



POLITECNICO DI TORINO
Tesi magistrale in ingegneria elettrica

Valutazione sperimentale delle perdite nel ferro e controllo di massima efficienza per motori SyR

Autore: Giorgio Ariaudo

Relatore: Prof. Gianmario Pellegrino

Corelatori: Dr. Paolo Pescetto

Ing. Simone Ferrari

Marzo 2020

Ringraziamenti

Vorrei ringraziare i miei relatori, Il professor Pellegrino, Paolo e Simone che in questi mesi mi hanno seguito e dato la possibilità di ampliare le competenze su più ambiti rafforzando il background culturale richiesto all'inserimento nel mondo del lavoro. Assieme a loro ringrazierei anche Sandro, Stefano e coloro che mi hanno supportato in laboratorio nei miei momenti di panico.

Un pensiero speciale va a Vanessa che mi ha supportato (e sopportato in tutti i miei alti e bassi, crisi e gioie) più di chiunque altro in questi anni. Con lei ho potuto confidarmi e vedere sempre una spinta e una motivazione per andare avanti anche quando tutto veniva visto in maniera buia.

Un enorme ringraziamento va alla mia famiglia che mi ha sempre aiutato in questi anni fino alla fine permettendomi di arrivare a questo traguardo, riuscendo stoicamente a resistere con il sottoscritto sotto lo stesso tetto anche mentre preparavo.

Ringrazierei tutti i miei amici di Cuneo con cui ho vissuto questa esperienza di vita a Torino, dai miei due coinquilini Olla e Gabri con cui ho fatto i primi passi fuori dal tetto familiare a tutti gli altri ovvero Davide, Paola, Alessia, Marta, Greta, Alessandro, Sara.

Inoltre non posso dimenticare le amicizie intrecciate a lezione in questi anni, persone su cui ho sempre potuto contare e con cui ho condiviso momenti importanti per la mia vita ovvero Lorenzo, Gianluca, Luca, Paolo, Rosario, Alex, Stefano, Michele, Jacopo, Andrea e Gaetano.

Infine un ultimo ringraziamento va a coloro che hanno frequentato questi mesi con me la sala tesisti supportandoci e aiutandoci a vicenda, Antonio, Matteo, Luca, Gabriele, Marco e Massimo.

Indice

1	Introduzione	1
1.1	Obiettivo della tesi	1
1.2	Convenzioni utilizzate	2
1.3	Modelli delle perdite nel ferro nei programmi agli elementi finiti	2
1.4	Dati del motore in prova	4
1.5	Perdite nel ferro nel modello a parametri concentrati di macchina	4
2	Simulazioni preliminari	8
2.1	Dati di perdita del lamierino e calcolo dei parametri del modello	8
2.2	Caratterizzazione del motore con il calcolo agli elementi finiti	10
2.3	Influenza della strategia di controllo su efficienza e perdite	12
2.4	Conclusioni	14
3	Prove di identificazione del motore	15
3.1	Setup di laboratorio	15
3.2	Descrizione delle prove e relativo firmware	18
3.2.1	Prova a vuoto	18
3.2.2	Valutazione dell'offset dell'encoder	18
3.2.3	Mappe di flusso concatenato	19
3.2.4	Mappe di perdita nel ferro	22
3.2.5	Codice di controllo	22
3.3	Risultati	25
3.3.1	Prova a vuoto	25
3.3.2	Mappe di flusso	26
3.3.3	Mappe di perdita nel ferro	27
3.3.4	Elaborazione delle mappe di perdita nel ferro	28
3.4	Confronto fra simulazioni e prove sperimentali	33

3.5	Conclusioni	34
4	Modello Dinamico del Motore con Perdite nel Ferro	35
4.1	Descrizione del blocco di controllo e del convertitore	35
4.2	Descrizione del modello della macchina	36
4.2.1	Equazioni elettriche	36
4.2.2	Equazioni meccaniche	41
4.2.3	Verifica delle perdite nel ferro	41
4.3	Conclusione	42
5	Nuova strategia di controllo di massima efficienza	43
5.1	Controllo di macchina	44
5.1.1	Unified Direct Flux Vector Control (UDFVC)	44
5.1.2	Taratura degli anelli di controllo	44
5.2	Stima online dell'efficienza	46
5.2.1	Stima delle perdite	46
5.2.2	Valutazione dei ritardi	47
5.3	Verifica della stima di perdita in regime stazionario	48
5.4	Ricerca automatica del punto a massima efficienza	52
5.4.1	Convergenza dell'algoritmo in controllo di coppia	54
5.4.2	Convergenza in controllo di velocità	55
5.4.3	Risultati	57
5.4.4	Sensibilità dei parametri	60
5.5	Conclusioni	62
6	Conclusioni	63
A	Valutazione della resistenza durante la prova	64
B	Prova di efficienza	67
	Bibliografia	76

Capitolo 1

Introduzione

Il problema di ridurre le perdite in un motore, senza innalzare il costo di produzione, è attuale in tutta una serie di applicazioni. Un esempio immediato è quello correlato ai veicoli elettrici, ove aumentare l'efficienza, a pari autonomia, corrisponde una riduzione del costo del pacco batterie.

1.1 Obiettivo della tesi

Le principali voci di perdita, gestibili con il controllo, sono le perdite Joule e quelle allocate nel ferro. Storicamente, per la semplicità correlata al controllo, le macchine sono comandate in maniera tale da minimizzare la corrente, e quindi le perdite nel rame, per un dato valore di coppia. Tale approccio presenta ottimi risultati, essendo le perdite ridotte una quota importante delle totali, oltre a richiedere un riferimento delle correnti (flussi) invariante con la temperatura della macchina e la velocità (fino a zone dove il deflussaggio è richiesto). L'obiettivo della tesi è valutare un approccio alternativo che permetta la riduzione delle perdite totali. Un caso pilota è stato analizzato, con principale focalizzazione sulla metodologia utilizzabile per un qualunque motore con elevate problematiche relative alle perdite nel ferro, rispetto ai guadagni finali.

Nella prima parte della tesi un motore, i cui dati principali sono riportati nella sezione 1.4, che doveva essere testato in laboratorio, è stato analizzato attraverso il programma open-source SyR-e [1] correlato a quello commerciale MagNet [2]. Le analisi sono state finalizzate a simulare le perdite nel ferro attese e a valutare preliminarmente il discostamento in termini di efficienza, sul piano coppia-velocità, utilizzando l'approccio tradizionale o minimizzando le perdite. L'interesse della tesi è determinare un approccio

per la valutazione delle perdite ed un algoritmo di controllo a massima efficienza perciò, valutato un discostamento minimo apprezzabile in laboratorio, la caratterizzazione del motore su banco di prova è stata effettuata.

Ottenuti i valori sperimentali un modello della macchina, che integri le perdite nel ferro, è stato sviluppato su simulink. Con esso un controllo che massimizzi l'efficienza della macchina senza riduzione delle prestazioni dinamiche, obiettivo della tesi, è stato implementato e validato.

1.2 Convenzioni utilizzate

Le convenzioni utilizzate nel testo, previa differente indicazione, sono presentate nel seguente paragrafo. In riferimento alle grandezze presentate nelle formule:

- Grandezze vettoriali: Al fine di distinguere il modulo dal vettore quest'ultimo viene riportato in grassetto \mathbf{x} .
- Grandezze in notazione complessa: Sono indicate attraverso l'accento \bar{x} .
- Grandezze stimate ed osservate: Sia quelle in uscita da osservatori che e stimatori sono indicati attraverso l'accento \hat{x} .
- errori assoluti: Gli errori di una grandezza sono indicati con il simbolo della grandezza con applicato l'accento \tilde{x}
- Grandezze comandate: Nel caso di riferimenti nei controlli in ingresso ad un anello di controllo sono indicate attraverso l'apice x^* .
- Valori medi: Sono indicati in maiuscolo.

Il sistema di riferimento rotante utilizzato dq, se non diversamente indicato, presenta l'asse d sincrono con la direzione di minima riluttanza. Per la definizione delle grandezze in coordinate bifase α, β si utilizza la trasformata di Clarke con conservazione dell'ampiezza dei vettori [3].

1.3 Modelli delle perdite nel ferro nei programmi agli elementi finiti

Le perdite nel ferro presentano nella letteratura differenti modelli, per complessità e attribuzione delle voci di perdita. Limitandosi al caso di modelli magnetici 2D agli elementi

finiti della macchina, il calcolo delle perdite viene eseguito applicando una equazione di perdita specifica (W/kg) nel ferro, in funzione della frequenza e dell'ampiezza dell'induzione magnetica in ciascun punto della macchina. Come riportato in [4] la discrepanza fra modelli e risultati sperimentali può essere superiore al 100%, tipicamente risolta attraverso fattori correttivi sul lato pratico. Le perdite nel ferro derivano da due voci principali, quelle per isteresi e le quelle per correnti parassite. Il primo contributo viene correlato ad una energia persa proporzionale all'area del ciclo d'isteresi del lamierino ferromagnetico, risulta quindi proporzionale alla frequenza di eccitazione. La dipendenza fra l'area del ciclo e l'induzione magnetica viene in molte trattazioni approssimata come in (1.1) con valori tipici di ζ compresi fra 1.6 e 2.2 [3].

$$A_{ist} = C_{ist} B^\zeta \quad (1.1)$$

Le perdite per correnti parassite dipendono dal quadrato della frequenza e al modulo del campo di induzione magnetica [5]. Questi due contributi, data la differente natura, presentano una diversa relazione con la temperatura [6].

In alcuni casi viene definito un termine di perdita in eccesso, proporzionale al prodotto tra la frequenza e l'induzione magnetica elevato 1.5. Nelle formulazioni in cui tale termine non è considerato termini correttivi sono inseriti. Date le perdite del lamierino in funzione della frequenza e dell'induzione magnetica tipicamente i programmi di simulazione valutano attraverso fit i coefficienti della formulazione utilizzata, accettando i dati correlati alla migliore approssimazione. La valutazione dei parametri nell'elaborato è presentata nella sezione 2.1 assieme ad un esempio delle cifre di perdita di partenza.

Nell'elaborato le simulazioni sono state svolte attraverso il programma commerciale Magnet. La formulazione utilizzata è quella riportata in (1.2) denominata dallo stesso solamente come *Steinmetz equation* in cui i coefficienti α , β sono inerenti alle perdite per isteresi e a compensare altri voci di perdita altrimenti non considerate [7].

$$P_{Fe}/kg = k_h f^\alpha B^\beta + k_e f^2 B^2 \quad (1.2)$$

Preso in confronto il programma commerciale MotorCad di Infolytica/Mentor [8] l'equazione, denominata come *Steinmetz equation modified*, presenta una notazione differente mantenendo lo stesso numero di parametri(1.3).

$$P_{Fe}/kg = k_h f B^{\alpha+\beta} + 2\pi^2 k_e f^2 B^2 \quad (1.3)$$

1.4 Dati del motore in prova

Il motore su cui sono state svolte le prove è un prototipo di motore sincrono a riluttanza per applicazioni industriali di taglia 2.2kW, progettato presso il dipartimento Energia del Politecnico di Torino. Lo statore è quello di un motore asincrono commerciale, ed il rotore a riluttanza è stato progettato per massima coppia e minima ondulazione di coppia secondo quanto riportato in [9]. Per il progetto è stata utilizzata la piattaforma open-source SyR-e. I principali dati di targa del motore sono riportati in tabella 1.1.

P_n	2.2kW
T_n [Nm]	21
n_n [rpm]	1000
I_n [A]	13.2
V_n [V]	157
$\cos(\phi)_n$	0.7
η_n	85%
I_{max} [A]	30
T_{max} [Nm]	44
Paia poli	3
cave per polo per fase	2
Lamierino	M600-50A

Tabella 1.1. Dati di targa del motore e dati di progetto

La tensione utilizzata nelle simulazioni è di 312 V in continua, riferendosi al DC-link dell'inverter. Questo corrisponde ad una tensione di fase di picco massima disponibile di 180V.

1.5 Perdite nel ferro nel modello a parametri concentrati di macchina

Il modello tradizionale della macchina, in assi dq di rotore, senza includere le perdite nel ferro, è proposto in [3]. sono riportate le equazioni elettriche (1.4) e magnetiche (1.5) che descrivono la macchina. I motori a riluttanza presentano punti di lavoro che portano a induzioni nel ferro oltre la linearità magnetica. Le induttanze L_d, L_q sono

quelle apparenti, funzione della corrente in entrambi gli assi.

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega \lambda_q \\ v_q = R_s i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} - \omega \lambda_d \end{cases} \quad (1.4)$$

$$\begin{cases} \lambda_d = L_d i_d \\ \lambda_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1.5)$$

Il contributo dei flussi alle tensioni si suddivide in due termini, quello mozionale legato alla frequenza elettrica e quello trasformatorico correlato alla derivata del modulo del flusso.

Partendo dal precedente modello nella letteratura sono presentati differenti modelli dinamici di macchina, al fine di considerare l'effetto delle perdite nel ferro. Un modello rappresentante sia fenomeni stazionari che transitori è proposto in [10]. Vengono considerate, come presentato in figura 1.1, nel circuito equivalente in assi dq di rotore rispetto al modello senza perdite nel ferro [3] tre resistenze aggiuntive correlate a fenomeni di perdita e tensioni differenti. La resistenza R_1 è rappresentativa delle perdite a statore modellizzate in assi α, β come due avvolgimenti sugli assi perfettamente accoppiati con gli assi di statore. La resistenza R_2 è indicativa dei soli fenomeni transitori mentre R_3 è indicativa delle perdite attribuibili ad armoniche di ordine superiore presenti al traferro correlate alla presenza di avvolgimenti non sinusoidali. Tali resistenze presentano le seguenti caratteristiche:

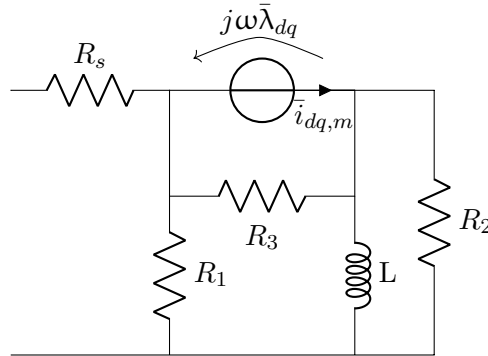


Figura 1.1. Circuito equivalente della macchina sincrona includente le perdite nel ferro legate a fenomeni transitori e a regime.

- Le resistenze sono matrici diagonali che nel modello generale possono presentare nei due assi valori differenti.
- I fenomeni all'origine delle perdite sono correlati alla frequenza elettrica, di conseguenza anche le resistenze presentano una dipendenza.

- Le perdite dipendono dalla natura del rotore e la posizione dell'asse di massima riluttanza rispetto al flusso.

Tale modello risulta eccessivamente accurato per gli interessi pratici della tesi e la capacità di poter individuare correttamente tutte le dipendenze delle resistenze alle varie grandezze. Vengono svolte le seguenti ipotesi semplificative:

- Si considera nulla la resistenza R_2 che presenta una corrente non nulla solamente durante i transitori.
- Si considerano le perdite a statore preponderanti rispetto alle perdite a rotore. Ciò implica $R_1 < R_3$.
- Si considerano i due termini della diagonale di R_1/R_3 eguali. Tale ipotesi è tipicamente adottata per la resistenza R_1 [10] mentre per il parallelo fra le due resistenze risulta una approssimazione giustificata dalle ipotesi precedenti. Tale presupposto è necessario ed adeguato al fine di definire un modello Simulink della macchina note le perdite nel ferro in funzione dei flussi (correnti magnetizzanti).

Il modello risultante nel caso di condizione di regime è riportato in figura 1.2. Note le perdite nel ferro il valore di resistenza è descritto da (1.6).

$$R_{Fe} = \frac{3}{2} \frac{\lambda_{dq}^2 \omega^2}{P_{Fe}} \quad (1.6)$$

La potenza elettrica entrante utilizzando la rotazione di Clarke è riportata in (1.7) ove con \cdot è indicato il prodotto scalare fra vettori complessi.

$$p_e = \frac{3}{2} \bar{v}_{dq} \cdot \bar{i}_{dq,s} \quad (1.7)$$

Effettuando l'equilibrio delle potenze è possibile distinguere tre contributi, le perdite per effetto joule, le perdite nel ferro e la potenza elettrica convertita in potenza meccanica. Come riportato in [3] nel caso dinamico un'ulteriore contributo di potenza è correlato alla potenza magnetizzante ($p_{magn} = \frac{3}{2}(i_{d,m} \frac{\lambda_d}{dt} + i_{q,m} \frac{\lambda_q}{dt})$) e di perdite nel ferro ($p_{Fe,trans} = \frac{3}{2}(i_{d,Fe} \frac{\lambda_d}{dt} + i_{q,Fe} \frac{\lambda_q}{dt})$)

$$\begin{aligned} p_e &= \frac{3}{2} (\bar{i}_{dq,s} \cdot (\bar{i}_{dq,s} R_s + (J\omega \bar{\lambda}_{dq}))) \\ &= \frac{3}{2} (\bar{i}_{dq,s}^2 R_s + \omega (\bar{i}_{dq,m} + \bar{i}_{dq,fe}) \cdot (J\bar{\lambda}_{dq})) \\ &= \frac{3}{2} (\bar{i}_{dq,s}^2 R_s + \omega \bar{i}_{dq,Fe} \cdot (J\bar{\lambda}_{dq} + \bar{i}_{dq,m} \cdot (J\bar{\lambda}_{dq}))) \end{aligned} \quad (1.8)$$

La stima della coppia tipicamente utilizzata nei controlli si affida alle grandezze accessibili ai morsetti attraverso un osservatore di flusso e le correnti di statore (1.9).

$$\hat{T} = p \frac{3}{2} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (1.9)$$

Tale valore stimato, come riscontrabile in (1.8), si presenta come la somma fra il contributo di coppia legato alla potenza meccanica (suddiviso in coppia utile e coppia legata a fenomeni di attrito) e la coppia equivalente correlata alle perdite nel ferro. Per ottenere una stima più veritiera nel controllo della coppia utile risulta quindi necessario integrare un modello di perdita nel ferro nello stesso.

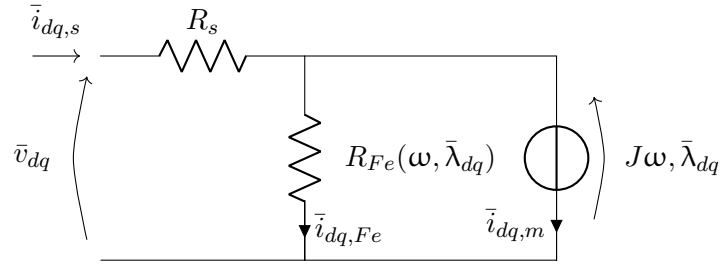


Figura 1.2. Modello della macchina in assi dq di rotore in condizioni stazionarie

Capitolo 2

Simulazioni preliminari

Partendo dal progetto SyR-e del motore una simulazione è stata effettuata attraverso la sezione di *post-processing*. Di default le mappe di flusso e di coppia, sul piano delle correnti in assi dq , vengono elaborate. I dati generati sono salvati in matrici di 256x256 elementi con corrispondenza tra le posizioni. Inoltre, attraverso la sinergia con il programma commerciale MagNet, è possibile valutare le perdite nel ferro per una velocità data in ingresso. Tali valori sono forniti come quattro matrici relativamente delle perdite per isteresi e correnti parassite a statore e rotore. Tale formato permette il riporto in velocità delle perdite. I principali obiettivi del capitolo sono:

- Ricavare le mappe dei flussi ed i valori di induttanza incrementali, utili al fine di tarare inizialmente gli anelli di corrente del motore per le prove sperimentali.
- Effettuare una valutazione preliminare delle perdite del ferro in maniera tale da valutare la possibilità di un guadagno a seguito della modifica del controllo.

2.1 Dati di perdita del lamierino e calcolo dei parametri del modello

I parametri presenti nel software per il lamierino di interesse non sono stati ritenuti adeguati, essendo ricavati con cifre di perdita relative alla sola curva a 50Hz. Per valutare i parametri, definendo sul programma un nuovo materiale, sono stati utilizzati dei dati valutati su dei lamierini prodotti dall'ArcelorMittal [11]. I valori delle cifre di perdita sono riportati in figura 2.1.

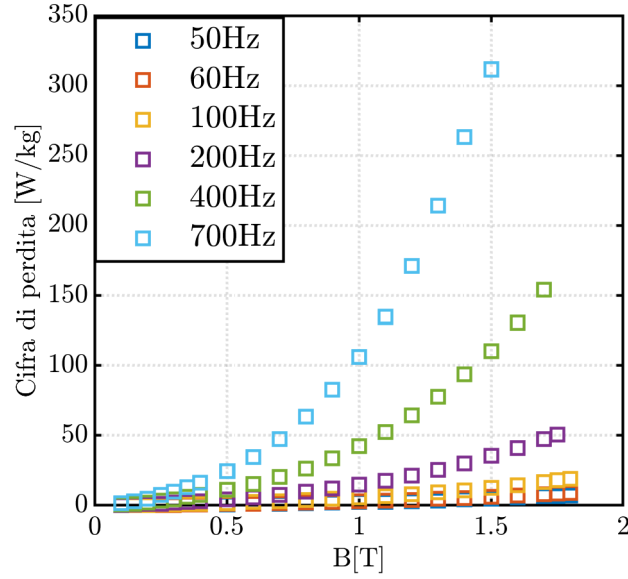


Figura 2.1. Cifre di perdita per il lamierino M600-50A

Il fit si è basato sul tool MATLAB cftool utilizzando (1.2). Al fine di rafforzare il risultato è stata inserita l'opzione bisquare. In tale maniera la funzione obiettivo da minimizzare è la somma dei quadrati dei discostamenti fra i valori in ingresso e la curva, inoltre il peso della singola misura diminuisce all'aumentare del discostamento con la curva trovata. Quest'ultima caratteristica è utile nel caso di valori sperimentali affetti da errore, come nel caso specifico.

I dati devono essere inseriti come una matrice rettangolare, quelli utilizzati presentano i valori di induzione fra 0.1T e 1.7T e frequenze di 50,60,100,200 e 400 Hz. Ridurre ulteriormente le induzioni al fine di integrare i dati relativi ai 700Hz significherebbe presentare valori massimi di induzione pari a 1.5T, eccessivamente inferiori ai valori raggiunti. I valori ottenuti sono riportati in 2.1.

α	1.001
β	1.818
k_h	0.03763
k_e	0.0001873

Tabella 2.1. valori medi dell'intervallo di confidenza di 95% nel caso di utilizzo dei dati con le frequenze di 50,60,100,200,400 e induzioni magnetiche fra 0,1T e 1,7T

2.2 Caratterizzazione del motore con il calcolo agli elementi finiti

Le simulazioni sono state svolte per una matrice quadrata di correnti 16x16 da 0A a 31A imposte ai morsetti del motore. Per elementi costruttivi, quali la presenza delle cave, il flusso è funzione della posizione del rotore e non solamente della corrente. Effettuare una analisi con solo una posizione di rotore permette tempi ridotti di simulazione, al contempo non permette di valutare il valore medio sul giro dei flussi, il valore medio di coppia ed il suo ripple. Inoltre le perdite nel ferro sono influenzate, oltre che dalla fondamentale di flusso al traferro, dalle armoniche. Per ogni coppia di correnti vengono fatte più simulazioni che differiscono per la posizione del rotore. Nelle prove svolte il numero di posizioni è stato posto eguale a 90.

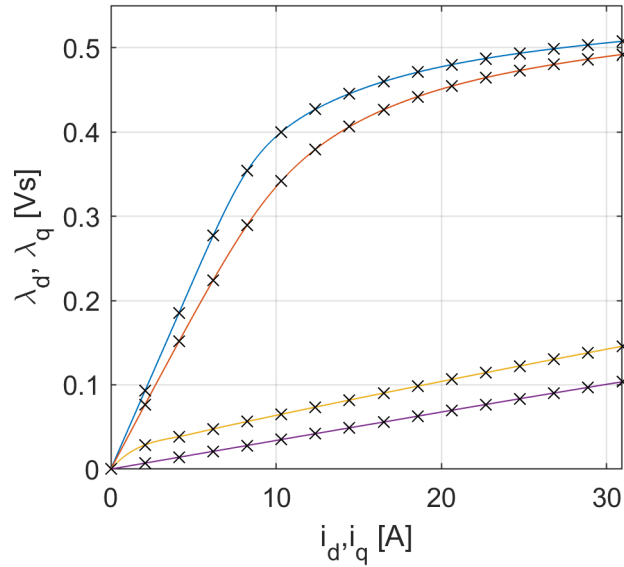


Figura 2.2. Flussi valutati dalla simulazione. La curva blu e rossa si riferiscono a $\lambda_d(i_d, 0)$ e $\lambda_d(i_d, 31)$ mentre le curve gialla e viola si riferiscono $\lambda_d(0, i_q)$ e $\lambda_d(31, i_q)$.

I singoli flussi medi, in funzione delle correnti sono riportati in figura 2.2. Da essi i valori di induttanza, necessari per la taratura degli anelli in un controllo di corrente, sono riportati, ricavati e presentati in figura 2.4.

I valori correlati alle perdite nel ferro per isteresi e per correnti parassite a 1000rpm sono

riportati in figura 2.3. Per bassi valori di corrente tali voci di perdita risultano rilevanti già alla velocità nominale, aumentando il peso all'aumentare della frequenza.

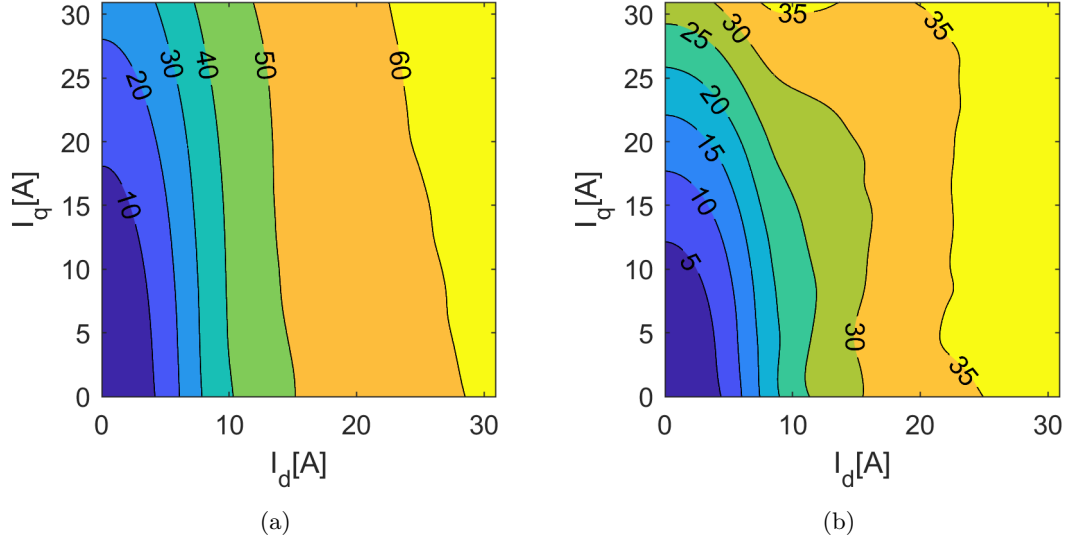


Figura 2.3. Perdite nel ferro simulate a 1000rpm per isteresi(a) e per correnti parassite(b)

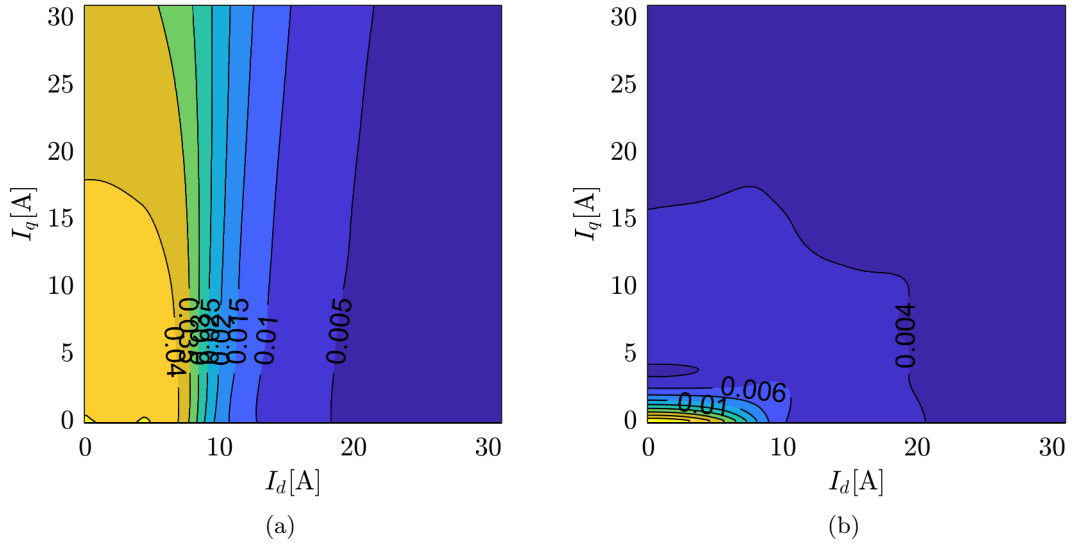


Figura 2.4. Induttanze differenziali valutate partendo dai dati delle simulazioni rispettivamente per l'asse d(a) e q(b)

2.3 Influenza della strategia di controllo su efficienza e perdite

L'interesse è confrontare il discostamento delle perdite fra una strategia di controllo che massimizzi l'efficienza ed una che minimizzi la corrente (MTPA). Per valutare le prime perdite è stata utilizzata la funzione di SyR-e MaxTw. Le seconde, per ogni punto sul piano coppia-velocità, sono state invece valutate nel seguente modo: Fissata una temperatura ($20^{\circ}C$) ed una tensione sul DC-link alla matrice delle correnti delle simulazioni sono correlate due matrici, delle perdite totali e per effetto Joule. Note le coppie correlate ad ogni punto (essendo note le correnti ed i flussi) viene valutata l'isocoppia di interesse da cui vengono scartati i punti correlati ad una tensione superiore alla massima. Dalla matrice delle perdite Joule è valutato il punto che della curva correlato al minimo e di cui sono note le perdite totali. I risultati dei due codici sono riportati in figura 2.6 e figura 2.5 imponendo una tensione sul DC-link pari a 312V. La differenza di efficienza e di perdite sono riportate in figura 2.7. Si può riscontrare un guadagno solamente a bassi valori di coppia e velocità superiori alla nominale. In deflussaggio, al discostarsi delle curve di controllo, le curve tendono a funzionare in maniera analoga, portando a guadagni di efficienza nulli.

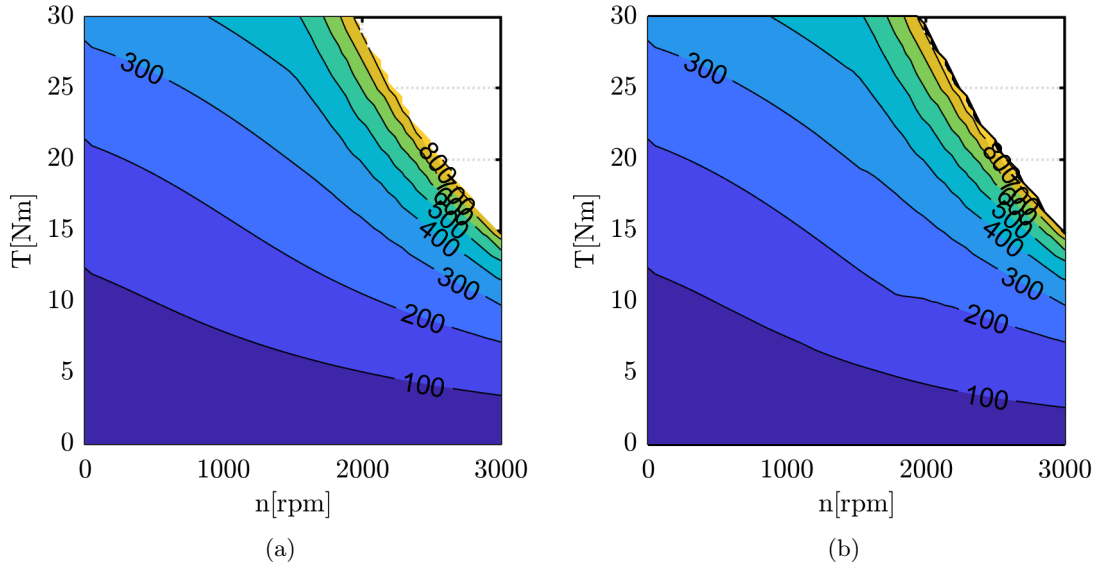


Figura 2.5. Perdite totali simulate utilizzando i punti a massima efficienza (a) e i punti a minima corrente (b) con tensione imposta sul lato in continua dell'inverter pari a 312V

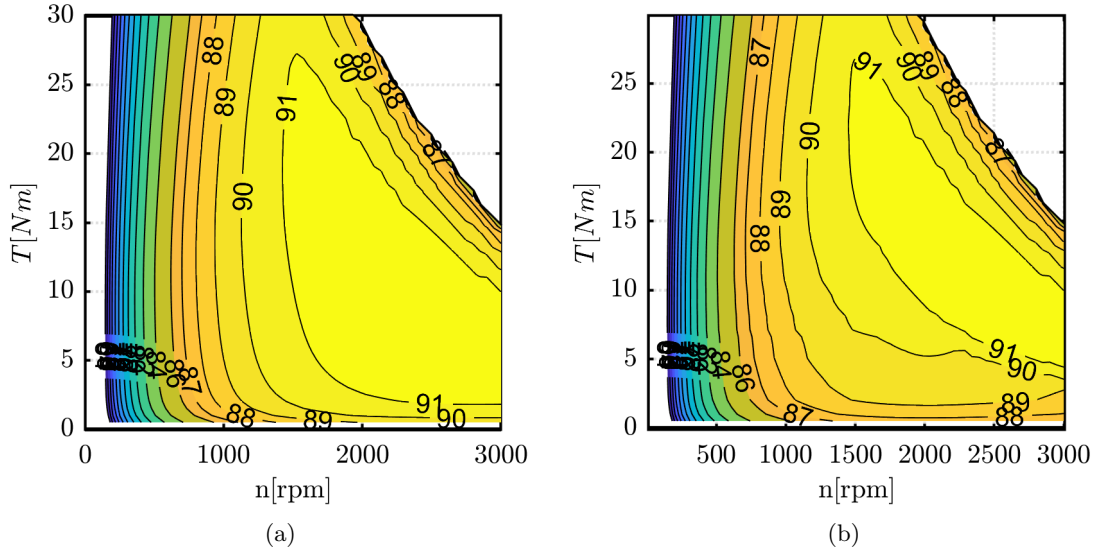


Figura 2.6. efficienze simulate utilizzando i punti a massima efficienza (a) e i punti a minima corrente (b) con tensione imposta sul lato in continua dell'inverter pari a 312V

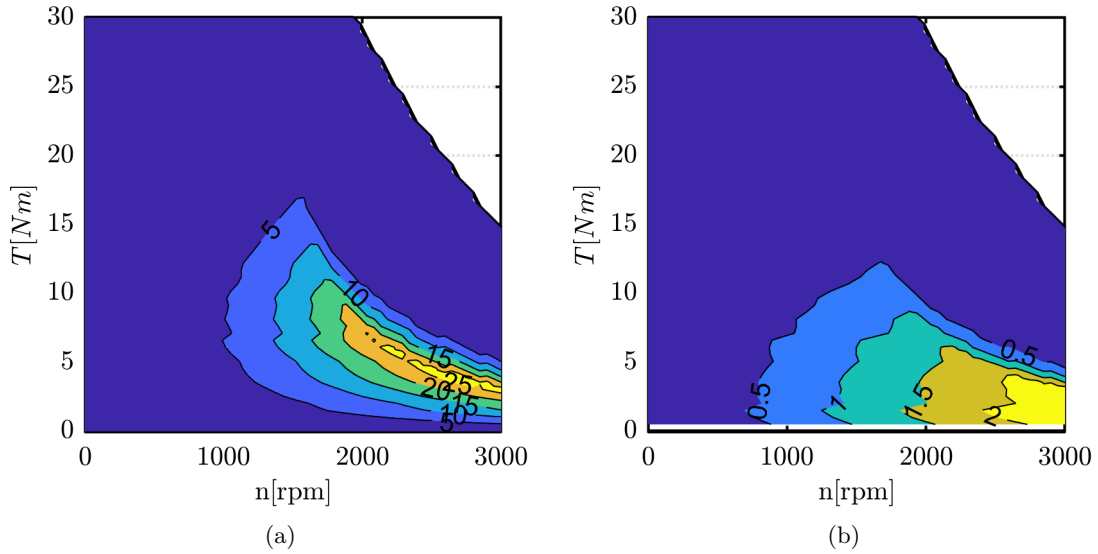


Figura 2.7. Differenza di perdite (a) e di efficienza (b) fra il controllo a massima efficienza e quello a minime perdite con tensione imposta sul lato in continua dell'inverter pari a 312V

Una disponibilità di tensione più elevata sul DC-link permette l'inizio del deflussaggio a valori maggiori di coppia a pari velocità. L'effetto è presentato in figura 2.8 dove i

risultati ottenuti per una tensione sul lato in continua dell'inverter pari a 560V sono riportati.

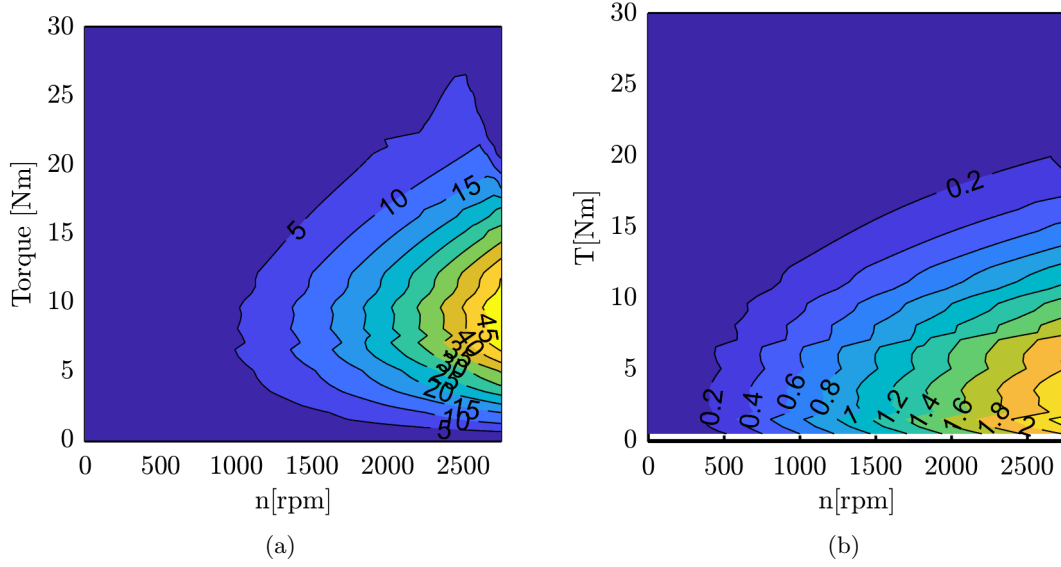


Figura 2.8. Differenza di perdite (a) e di efficienza (b) fra il controllo a massima efficienza e quello a minime perdite con tensione imposta sul lato in continua dell'inverter pari a 560V

2.4 Conclusioni

I guadagni di efficienza al variare del controllo risultano esistenti e di quantità rilevabile in laboratorio. Pertanto, si è proceduto alla caratterizzazione sperimentale delle perdite nel ferro. I guadagni ottenuti non sono in una zona di alto interesse per il motore specifico, tuttavia permettono di identificare una metodologia adatta ad essere applicata a motori che, in un range di coppie e velocità di interesse, presentano elevate perdite nel ferro.

Capitolo 3

Prove di identificazione del motore

In questo capitolo sono descritte le prove a banco, finalizzate a caratterizzare le perdite nel ferro a differenti velocità e punti di funzionamento sul piano delle correnti. Si misurano la potenza elettrica entrante e la potenza meccanica all'albero durante la prova. Le perdite nel ferro vengono valutate per differenza della potenza entrante e quella in uscita, sottratte le perdite nel rame. Trattandosi di una misura per differenza è importante che le potenze meccanica ed elettrica siano misurate accuratamente. Un'ulteriore prova sperimentale, atta a valutare l'efficienza su un'area del piano coppia-velocità, è stata svolta utilizzando due differenti curve di controllo invarianti con la velocità. La prima è quella tipica che segue l'MTPA mentre l'altra è tale da massimizzare l'efficienza per una velocità e temperatura fisse. Tale prova è presentata nell'appendice B.

3.1 Setup di laboratorio

Lo schema della prova, con componenti, comandi e segnali acquisiti è riportato in figura 3.1 [12]. Il banco di prova allestito è presentato in figura 3.2.

Analizzare differenti punti di funzionamento sul piano delle correnti equivale a generare una coppia. Un motore primo, di potenza nominale preponderante (10kW) rispetto a quelle generate, è collegato al fine di poter controllare la velocità durante le prove. I dati utilizzati successivamente per le elaborazioni sono acquisiti dal *data recorder HBM Gen3i*. Possono essere direttamente elaborati in real time oppure in *post processing* attraverso apposite funzioni. I periodi di campionamento, avviati attraverso trigger su canale

dedicato o in maniera manuale da interfaccia hanno una durata regolabile. Si può porre l'inizio dei dati salvati e successivamente accessibili prima del *trigger* correlato. Tali dati possono essere elaborati al fine di valutare valori indicativi di uno o più periodi elettrici e meccanici nelle finestre temporali corrette, e attraverso formato *excel* è possibile esportare su MATLAB per le successive elaborazioni.

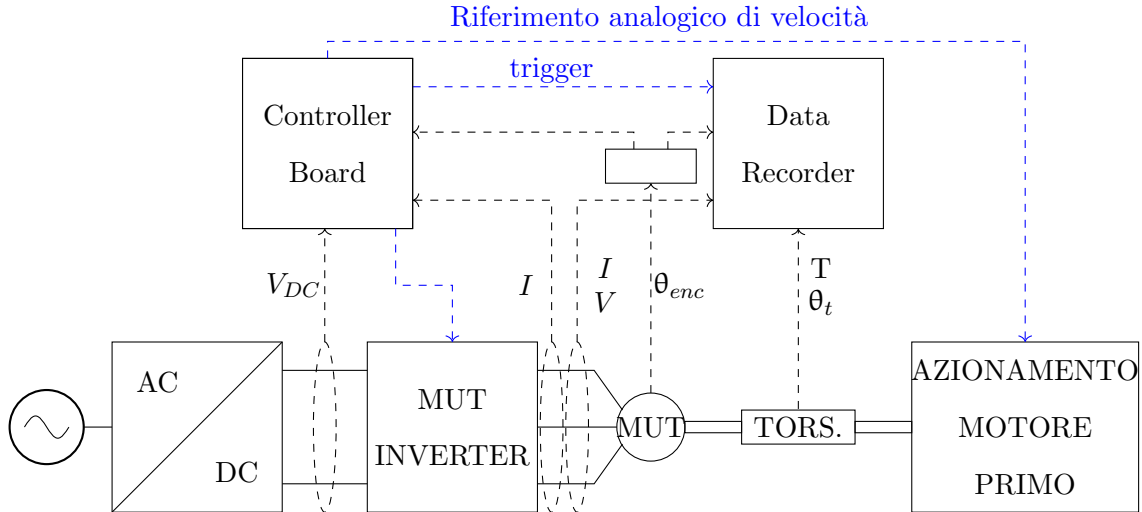


Figura 3.1. Schema della prova. Sono riportati con linee continue i collegamenti di potenza, con linee tratteggiate le grandezze campionate (nere) i segnali di comando (blu). Il motore sotto test è stato abbreviato con MUT (motor under test).

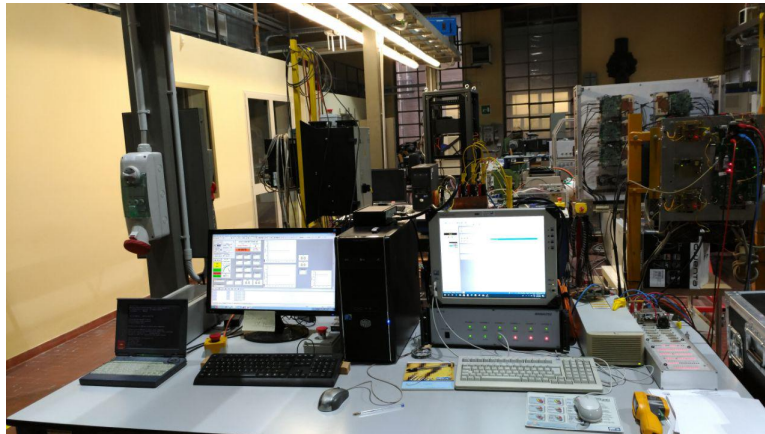
Le misure svolte, finalizzate al controllo e all'acquisizione dei dati di interesse per le elaborazioni, sono le seguenti:

- Misura di tensione ai morsetti del motore: Sono accessibili le tensioni di linea che vengono misurate attraverso il *data recorder*. Le tensioni di interesse sono quelle di fase del motore. Al fine di ottenerle, non essendo accessibile il centro stella del motore, sono state valutate online. Denominando i morsetti come a,b,c la tensione di una fase è stata valutata come: $v_a = \frac{v_{ab}-v_{ba}}{3}$. La tensione di fondoscala impostata è stata pari a 2000V scritta su una parola digitale da 16 bit.
- Misura correnti di linea: La misura è effettuata attraverso sensori Hall.
- Coppia all'albero motore: La misura di coppia viene valutata attraverso il torsiometro *HBM T40B 100Nm* posto ad interconnessione fra le due macchine. Le misure sono inviate al *data recorder*.

- velocità: la misura utilizzata dal controllo e per l'elaborazione dati è fornita da un encoder incrementale interno al motore con tacca dello zero e 1024 tacche. Una ulteriore misura è fornita dal torsionmetro.



(a)



(b)

Figura 3.2. Banco di prova.

Il motore primo in queste tipologie di prove può essere predisposto nella configurazione back-to-back, in cui l'energia generata dal funzionamento da generatore di una delle macchine è utilizzata dall'altra, o avere due collegamenti alla rete separati. Le prove sono state svolte con la seconda configurazione, dissipando l'energia in eccesso generata dal funzionamento da generatore attraverso gamba freno.

L'inverter scelto presenta le protezioni *hardware* delle correnti a 45 A. Questo permette di esplorare correnti di motore per valori superiori al doppio della nominale. La tensione

di alimentazione del DC-link data dalla concatenata di rete a seguito di un raddrizzatore a diodi. Tale caratteristica limita i punti di lavoro sul piano delle correnti esplorabili ad una data velocità.

3.2 Descrizione delle prove e relativo firmware

Il controllo è stato implementato su una *controller board* dSPACE Ds1103. Il codice sviluppato per le prove si è basato su codici preesistenti presso il dipartimento di Energia. Tale *controller board* presenta una interfaccia dedicata modificabile in funzione dell'esperimento. Da essa le variabili utilizzate nel codice, quali ad esempio di inizializzazione e di modifica dello stato operativo, possono essere modificate e al contempo è possibile visualizzare il loro andamento nel tempo verificando il procedimento corretto della prova.

3.2.1 Prova a vuoto

Durante la prova a vuoto la macchina testata non è alimentata. Portata in rotazione dal motore primo a differenti velocità, mantenute costanti, la misura di coppia è effettuata per caratterizzare le perdite legate agli attriti. Partendo dai dati sperimentali un fit è eseguito al fine di poter valutare le perdite anche a velocità non esplorate.

Il modello utilizzato, riportato nell'equazione (3.1), (3.2), prevede un contributo di coppia correlato agli attriti nei cusciotti ed un termine legato quadraticamente alla velocità correlato agli attriti viscosi (rilevanti nel motore essendo autoventilato).

$$T_{att} = (a + b * \omega_r^2) * sign(\omega_r) \quad (3.1)$$

$$P_{att} = (a * \omega_r + b * \omega_r^3) * sign(\omega_r) \quad (3.2)$$

Tale prova, essendo la macchina analizzata scollegata, richiede l'utilizzo del solo controllo dell'azionamento del motore primo, con l'invio della velocità da computer dedicato attraverso segnale digitale. Il trigger del *data recorder* è stato avviato manualmente a seguito del raggiungimento della velocità costante.

3.2.2 Valutazione dell'offset dell'encoder

In tale prova la macchina è alimentata mentre il motore primo è disalimentato. L'obiettivo della prova è valutare il discostamento tra lo zero dell'encoder e la posizione angolare in cui l'asse d di rotore è allineato in posizione zero, ovvero lungo l'asse alpha di statore.

Identificare in maniera corretta l'offset dell'encoder è necessario al fine di controllare correttamente la macchina per il controllo di corrente utilizzato durante l'identificazione del modello magnetico.

Un errore dell'offset porta a coppie non nulle quando la corrente è imposta lungo l'asse d o l'asse q. Su tale presupposto, al fine di trovare il discostamento inizialmente si inietta, a macchina statica, una corrente lungo l'asse d a valori crescenti. Nel caso di non allineamento una coppia viene generata sull'albero motore funzione del discostamento stesso ed inizia a girare. Trovato un valore di offset tale da ottenere, per la massima corrente iniettata nella macchina, una coppia inferiore a quella che porta alla messa in rotazione il rotore, il procedimento analogo viene svolto lungo l'asse q. A differenza dell'asse d la coppia generata, a pari discostamento, è in questo caso superiore.

Una problematica che bisogna tenere presente è il riscaldamento della macchina. Un migliore risultato si ottiene con maggiore corrente iniettata e quindi con maggiori perdite. Al contempo, essendo una prova a fermo, la macchina non è ventilata. Non essendo dotata di sensori di temperatura bisogna evitare di surriscaldarla con tempi di test troppo lunghi.

3.2.3 Mappe di flusso concatenato

Al fine di modellizzare il comportamento magnetico della macchina è stata adottata la procedura proposta in [13].

In tale prova sia il motore primo che la macchina sotto test sono alimentati. Il primo è comandato in velocità, che durante una finestra di campionamento deve rimanere costante. Il secondo è controllato in corrente, Variando il comando in maniera tale da esplorare un'area sul piano delle correnti in asse dq. L'obiettivo della prova è ottenere una mappa dei flussi, funzione delle correnti ai morsetti di statore in assi dq, in assenza di perdite nel ferro. Per questo motivo si raccomanda di eseguire la prova a bassa velocità, ad esempio un terzo della nominale. Le misure richieste, oltre a quelle necessarie per il controllo, sono le correnti, le tensioni e la velocità angolare del motore. Lo schema della macchina in condizioni stazionarie utilizzato nella prova è riportato in figura 1.2. Si faccia riferimento alle grandezze della macchina su diagramma vettoriale riportate in figura 3.3. Nel seguito verrà indicato come funzionamento da generatore l'imposizione delle correnti nel quarto quadrante mentre da motore quelle nel primo. Tale divisione si basa sulla coppia elettromagnetica (1.9) e alla potenza meccanica correlata, entrante nella macchina nel primo caso ed uscente dal secondo.

Di validità generale nel caso a regime sono le (3.3), (3.4) considerando $I_{q,s,mot} = -I_{q,s,gen} =$

I_q e $I_{d,s,mot} = I_{d,s,gen} = I_d$.

$$\frac{v_{d,gen} - v_{d,mot}}{2} = \frac{\omega\lambda_{q,mot} - \omega\lambda_{q,gen}}{2} \quad (3.3)$$

$$\frac{v_{q,mot} + v_{q,gen}}{2} = \frac{\omega\lambda_{d,mot} + \omega\lambda_{d,gen}}{2} \quad (3.4)$$

Nel caso in cui la prova venga svolta a velocità tali da poter considerare l'effetto delle perdite nel ferro trascurabili i flussi possono essere considerati simmetrici, come le correnti di statore, con l'asse d. In tal caso è possibile trovare le proiezioni dei flussi lungo gli assi dq come riportato in (3.5),(3.6).

$$\lambda_{q,mot} = -\lambda_{q,gen} = \frac{v_{d,gen} - v_{d,mot}}{2} \quad (3.5)$$

$$\lambda_{d,mot} = \lambda_{d,gen} = \frac{v_{q,mot} + v_{q,gen}}{2} \quad (3.6)$$

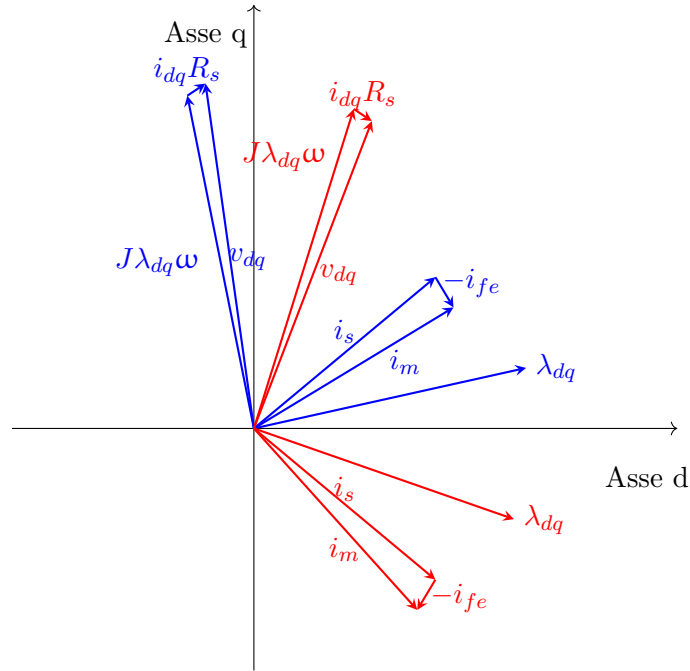


Figura 3.3. Modello della macchina su piano complesso dq in steady state in funzionamento da motore (blu) e generatore (rosso)

Per ogni coppia di correnti (I_d, I_q) il comando durante la prova è rappresentato in figura 3.3.

Lo schema logico della prova per ogni punto analizzato è il seguente:

1. Variazione delle correnti da $(0,0)$ a (I_d, I_q) .

2. Attesa tempo di assestamento.
3. Misura su un giro meccanico delle tensioni e correnti di linea.
4. Variazione dei riferimenti delle correnti da (I_d, I_q) a $(I_d, -I_q)$.
5. Attesa tempo di assestamento.
6. Misura su un giro meccanico delle tensioni e correnti di linea.
7. Variazione dei riferimenti delle correnti da $(I_d, -I_q)$ a (I_d, I_q) .
8. Attesa tempo di assestamento.
9. Misura su un giro meccanico delle tensioni e correnti di linea.
10. azzeramento della corrente.

Essendo la velocità non elevata la media è stata svolta sfruttando il segnale di trigger inviato da DSpace al *data recorder* con un canale dedicato. Tale segnale supera una soglia e rimane alzato durante il giro completo dedicato alla misura.

Le prove precedentemente presentate richiedono il controllo delle correnti in assi dq. Ciò

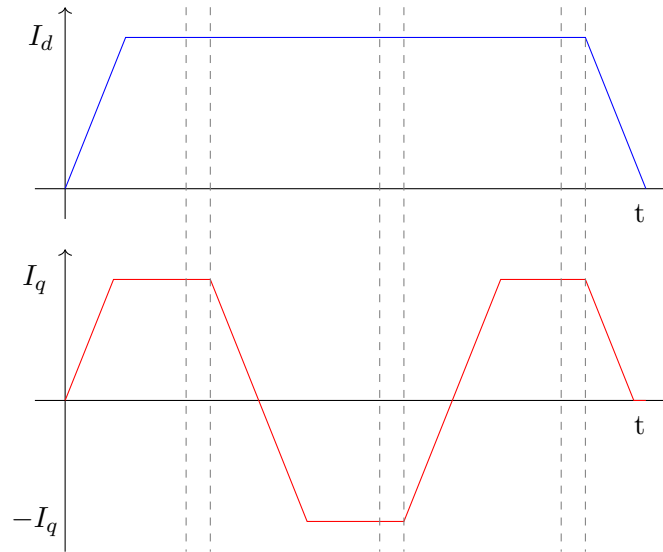


Figura 3.4. Comando delle correnti durante il test del punto (I_d, I_q) . Isolati dal tratteggio grigio le zone in cui il segnale di trigger assume lo stato alto, delimitando l'acquisizione dei campioni.

è avvenuto attraverso il tipico controllo ad anello chiuso [14], tarando i regolatori degli anelli attraverso i valori ottenuti dalle simulazioni.

3.2.4 Mappe di perdita nel ferro

Tale prova è analoga a quella di caratterizzazione magnetica come procedura, con il funzionamento consecutivo da motore-generatore-motore, e viene ripetuta a differenti valori di velocità con lo scopo di isolare le perdite nel ferro.

Al fine di valutare le perdite nel ferro si ricorre ad un equilibrio delle potenze. A tal proposito è necessario poter definire e valutare correttamente tutte le altre voci di perdita e le potenze entrati. Esse possono essere suddivise come riportato in (3.7). Una misura di coppia risulta necessaria per la P_{mec} .

$$P_{Fe} = P_e - P_{mec} - P_{Cu} - P_{attrito} \quad (3.7)$$

Risulta inoltre necessario, al fine di valutare correttamente le perdite nel rame, identificare la resistenza e la variazione di quest'ultima durante la prova. A tal fine sono state predisposte due misure per ogni punto di lavoro come mostrato in figura 3.5 a motore fermo.

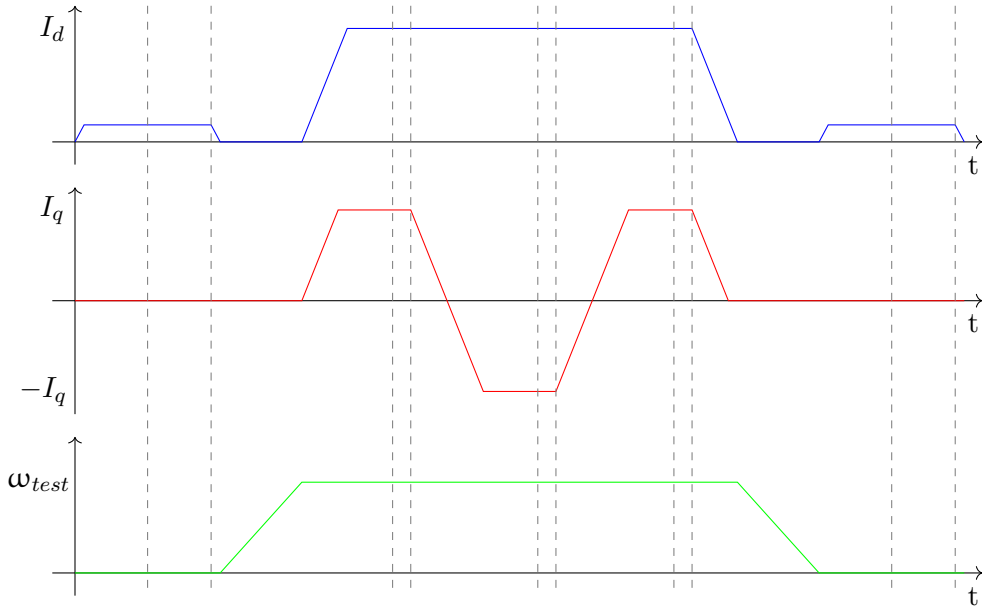


Figura 3.5. Comando delle correnti della velocità durante il test del punto (I_d, I_q). Isolati dal tratteggio grigio le zone in cui il segnale di trigger presenta il valore alto.

3.2.5 Codice di controllo

Il codice per le prove di caratterizzazione magnetica e delle perdite nel ferro è strutturato attraverso differenti stati operativi mutualmente esclusivi:

- STOP: Lo stato iniziale in cui il motore non viene controllato. Oltre alla funzione di attesa in tale sezione è implementata l'acquisizione di variabili, quali le correnti di prova per l'identificazione magnetica, direttamente inserite da codici MATLAB.
- Save_ID_DATA: Si entra in tale stato al completamento della prova, è adibita al trasferimento di dati salvati dal *controller board* a MATLAB.
- START: In tale stato è contenuto il codice descrittivo della prova. Le prove sono strutturate in step successivi il cui codice di ognuno è stato inserito in un caso dello switch. Nel codice di ogni singolo stato al completamento dello stesso viene aggiornata la variabile indicativa del punto della prova svolto. Tale valore viene utilizzato dal *controller-desk* di Dspice al fine di informare l'operatore dell'avanzamento della prova. Al completamento della prova il controllo entra automaticamente nello stato Save_ID_DATA.

I riferimenti modificati direttamente nel codice principale, nella routine di identificazione magnetica, sono quelli di corrente e velocità. Per ognuna di queste grandezze sono stati predisposti degli step tali da modificare il riferimento a rampa.

Nel caso della corrente è predisposto un tempo di attesa precedente ai campionamenti ed è ritenuto il controllo sufficientemente prestazionale da non essere verificato il raggiungimento del riferimento da parte della variabile misurata. Viceversa, per modificare la velocità attraverso il controllo, il riferimento viene inviato all'azionamento del motore primo per via analogica. A seguito della rampa per la variazione di tale grandezza, finché il valore misurato attraverso l'encoder non rientra in un intorno della velocità comandata, non avviene il passaggio alla fase successiva della prova. La necessità di verificare in un intorno è data dal software del motore primo in dotazione. In esso la variabile che rappresenta la velocità è scritta su una parola a 8 bit con un numero fissato di velocità rappresentabili, portando ad un discostamento fra valori misurati e comandati. Di seguito per indicare le prove verrà indicata la velocità di riferimento per diversificarle.

Il codice per le prove svolte è stato, a seguito di modifiche, simulato su Simulink al fine di verificare l'assenza di errori. Si è fatto in modo tale che il codice utilizzato generi i dati passati alla *controller board* durante l'inizializzazione in maniera analoga al caso iniziale. Essendo i dati utilizzati dal codice forniti anche attraverso l'interfaccia indicata in precedenza è stato necessario individuare tutte le inizializzazioni e la loro origine.

Il flowchart indicativo della prova è riportato in figura 3.6.

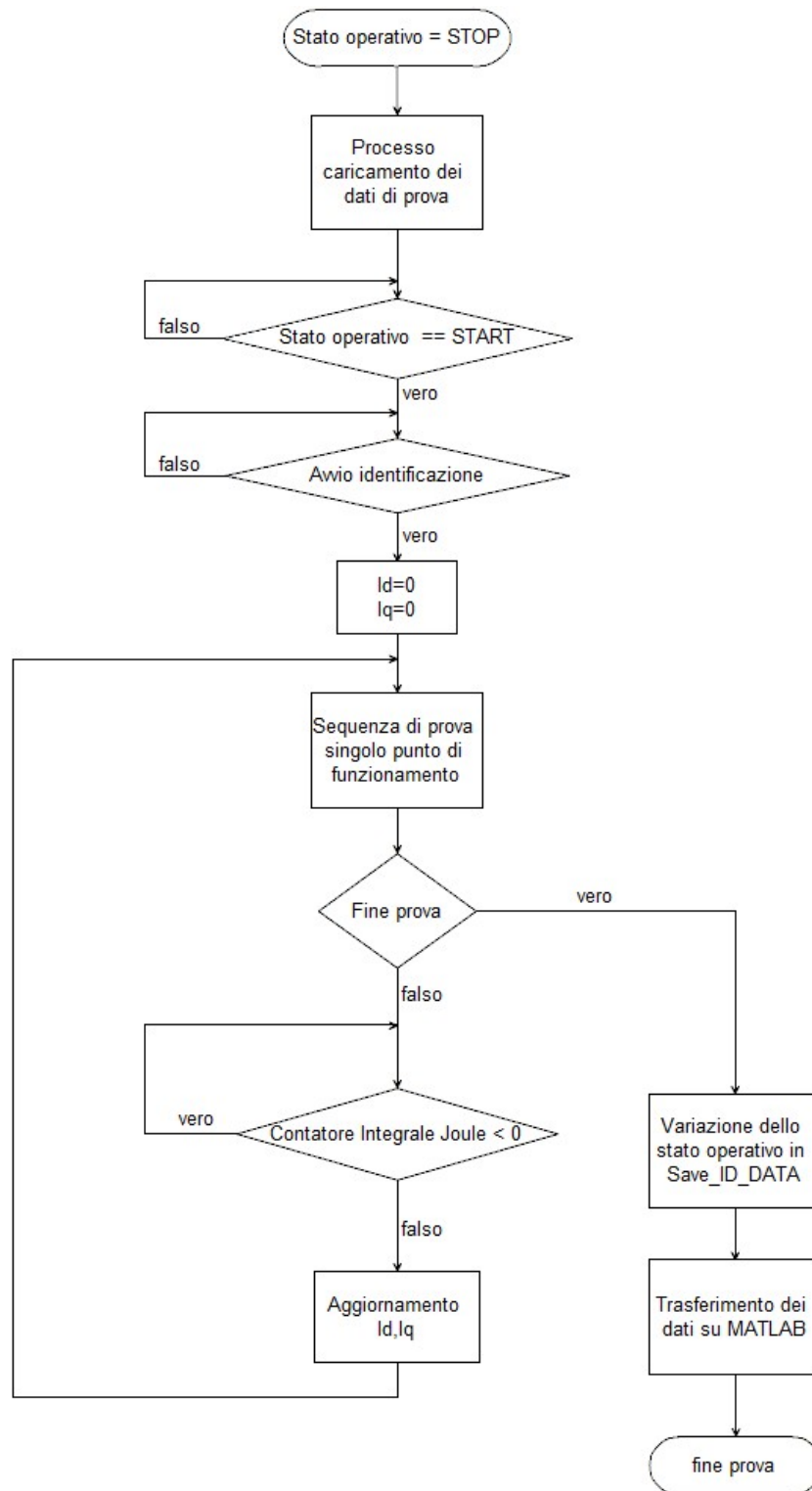


Figura 3.6. Struttura del codice della prova

3.3 Risultati

3.3.1 Prova a vuoto

Le velocità valutate sono comprese fra -2500rpm e + 2500rpm con un passo di 500rpm. Per ogni singola velocità sono stati raccolti campioni per una durata di 0.5s e valutate la coppia e la velocità media del motore per il massimo numero di giri meccanici interi effettuati. I valori ottenuti sono riportati in figura 3.7(a),(b).

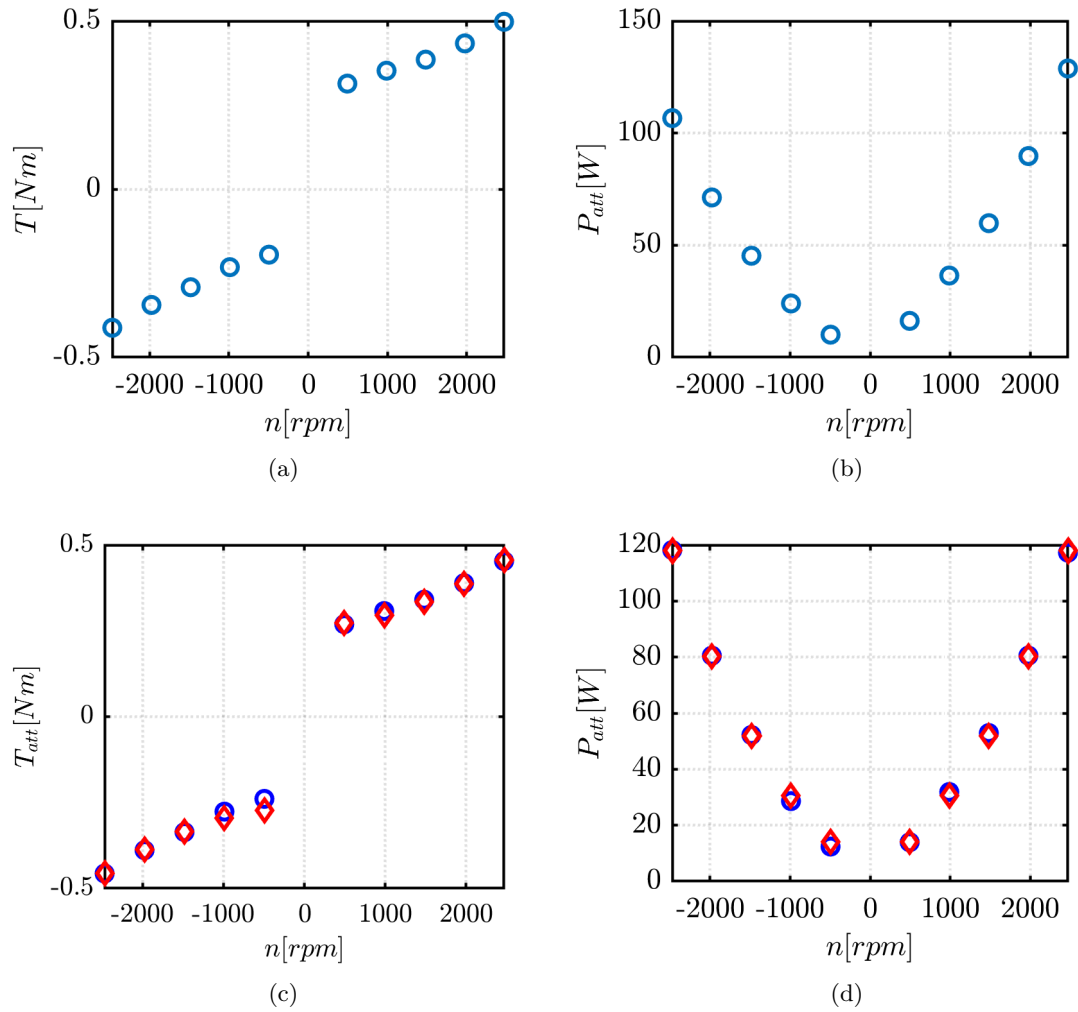


Figura 3.7. Coppie misurate non epurate dall'offset (a) e prodotto fra coppia e velocità (b). Coppie misurate epurate dall'offset (blu) e valori ottenuti dal fit (rosso) (c), potenze misurate epurate dall'offset (blu) e valori ottenuti dal fit (rosso)(d)

Le misure del torsionmetro, a causa delle tensioni sull'albero legate al montaggio, sono affette da offset. Per valutarlo i dati ricavati sono stati importati su MATLAB ed è stato valutato l'incontro con l'asse delle y, sul piano velocità-coppie, della retta che congiunge i punti il cui comando risulta rispettivamente -2000rpm e 2000rpm. Si è svolto tale calcolo fra due punti ad elevata velocità al fine di evitare possibili errori correlati alle basse. Un fit è stato eseguito secondo (3.2), modellizzando completamente in tale maniera le perdite meccaniche del motore.

I risultati ottenuti sono riportati in tabella 3.1. I valori confrontati con i dati originali sono riportati in figura 3.7(c),(d).

a	0.266	Nm
b	$2.84 * 10^{-6}$	$Nm * (\frac{s}{rad})^2$
T_0	0.0445	Nm

Tabella 3.1. Risultati ottenuti dalla prova a vuoto

3.3.2 Mappe di flusso

Nella medesima prova, per ogni punto di correnti analizzato, sono state aggiunte le misure di resistenza prima e dopo la serie motore-generatore-motore iniettando 4A in asse d con la macchina in movimento con i risultati riportati nell'appendice A.

La prova è stata effettuata ad una velocità di 300rpm, analizzando una griglia di correnti equidistanziata sugli assi da 0 a 25A. Correnti in asse d negative non sono analizzate per via dell'assenza di magneti.

Il tempo di attesa è stato impostato durante la prova pari a 0.5 s. Tale valore è in accordo con il modello transitorio delle macchine sincrone proposto in [3] e le costanti di tempo derivanti dalle simulazioni precedentemente svolte che possono essere ricavate con i valori di induttanza riportati in figura 2.4. Il tempo di attesa è superiore a 4 volte la costante di tempo massima, le costanti di tempo transitorie sono inferiori a tale costante di tempo secondo il modello per cui i fenomeni che non possono essere forzati dalle grandezze ai morsetti ma sono correlati a un decadimento libero possono ritenersi estinti prima dell'inizio del campionamento [3].

I dati raccolti attraverso il *data recorder* sono stati processati inizialmente sfruttando quest'ultimo, ottenendo i valori medi su assi dq delle tensioni e correnti su un giro meccanico. In figura 3.8 sono riportati i valori di flussi ottenuti per il motore sotto esame e l'effetto del *cross-saturation*. Gli altri valori ottenuti sono compresi fra le due curve.

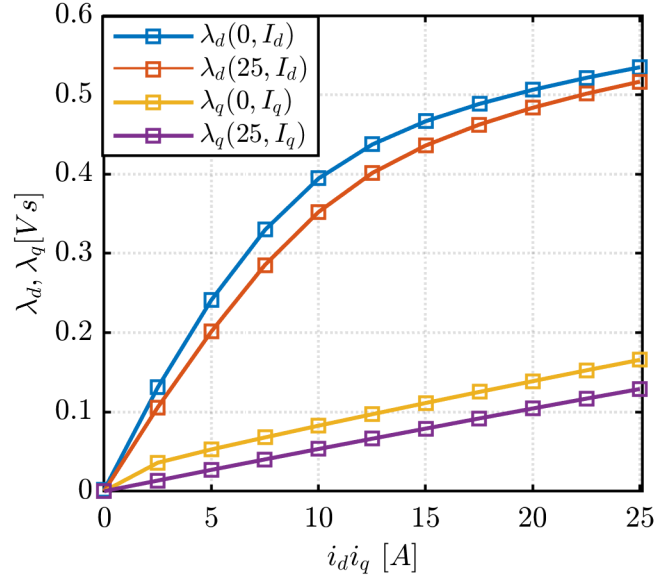


Figura 3.8. Flussi in assi dq in funzione delle correnti ai morsetti valutate durante la prova a 300 rpm per valori di corrente su l'asse opposto rispettivamente nulli e massimi. I valori relativi a correnti intermedie su asse opposto sono intermedie alle curve.

3.3.3 Mappe di perdita nel ferro

L'obiettivo delle prove è molteplice:

- Ottenere i valori delle perdite nel ferro su una griglia di punti a differenti velocità al fine di validare i risultati delle simulazioni.
- Ottenere dati tali da poter modellizzare le perdite nel ferro al fine di sviluppare una strategia di controllo per una singola velocità, implementata nell'appendice B.
- Ricavare dati tali da analizzare la fattibilità di un modello delle perdite nel ferro funzione dei flussi concatenati e delle velocità.

In modo analogo alla prova di caratterizzazione magnetica la differenza dell'integrale joule è valutata per ogni coppia di correnti e la macchina è posta in movimento a corrente nulla fino ad azzeramento del contatore se il valore iniziale è inferiore a zero e ci rimarrà tale per tempi superiori a quelli necessari per la sola accelerazione. Ciò è posto al fine di evitare accelerazioni non necessarie.

La massima velocità analizzata durante la prova è pari a 1500 rpm ovvero, essendo un motore con 3 paia poli, una frequenza elettrica massima di 75Hz. Il motore presenta

degli avvolgimenti a filo per cui si è ritenuto trascurabile l'incremento di resistenza legato all'effetto pelle per le velocità analizzate.

Il risultato ottenuto per la prova a 1500 rpm è riportato in figura 3.9(a). Confrontando con le perdite joule riportate in figura 3.9(b) tale voce di perdita presenta un impatto rilevante sulle totali, per la velocità analizzata, per valori di corrente inferiori alla nominale.

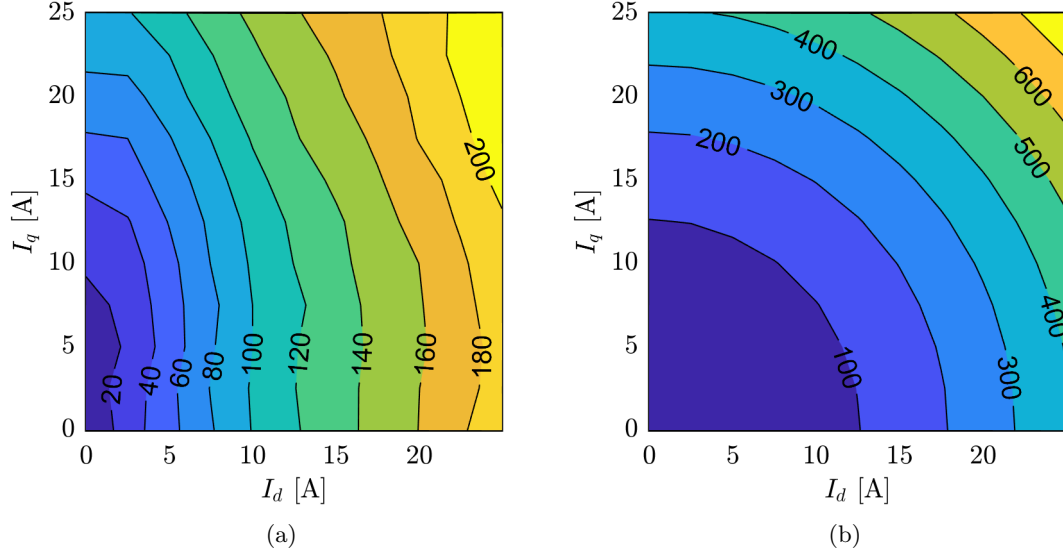


Figura 3.9. Perdite nel ferro valutate durante la prova a 1500rpm in funzione delle correnti in assi dq(a). Perdite nel rame alla resistenza di avvolgimento pari a 0.416Ω ($20^\circ C$)(b)

3.3.4 Elaborazione delle mappe di perdita nel ferro

Le perdite nel ferro, al fine di essere utilizzate per modellizzare la macchina devono essere associate, oltre che alle correnti, ai flussi concatenati. In teoria non è necessario valutare un medesimo punto di lavoro con funzionamento sia da motore che da generatore ad eguale modulo del flusso essendo valida la (3.8). Tale valutazione presenta tuttavia delle problematiche correlate alla non reiezione dell'errore di resistenza.

$$j\omega\bar{\lambda}_{dq} = \bar{v}_{dq} - R_{dq}\bar{i}_{dq} \quad (3.8)$$

L'errore di flusso correlato all'errore sulla resistenza è riportato in (3.9),(3.10).

$$\tilde{\lambda}_q = +\frac{\tilde{R}i_d}{\omega} \quad (3.9)$$

$$\tilde{\lambda}_d = -\frac{\tilde{R}i_q}{\omega} \quad (3.10)$$

Si può quindi constatare come l'errore di resistenza porti ad avere errori nel flusso, a pari modulo di corrente sullo stesso asse, uguali e contrari. Tale errore è legato in maniera inversa alla frequenza elettrica. Il metodo risulta quindi di interesse quando le velocità analizzate sono sufficientemente elevate e comportino potenze considerevoli da dissipare nel funzionamento da generatore. In tale maniera possono essere evitati i transitori di corrente e, ad eguale tempo, incrementare il numero di giri campionati. L'influenza sul flusso per le velocità di 900rpm e 1500rpm sono riportate in figura 3.10 per errori di resistenza non trascurabili. Per velocità superiori alla massima analizzata, per le correnti testate, risulta conveniente l'indicazione precedentemente esposta.

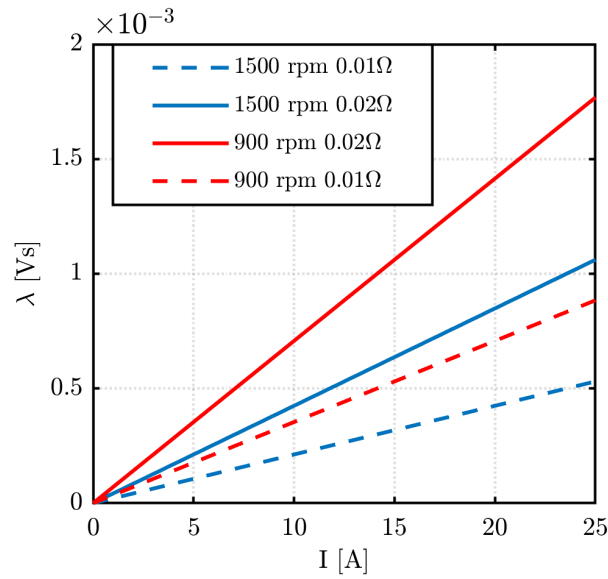
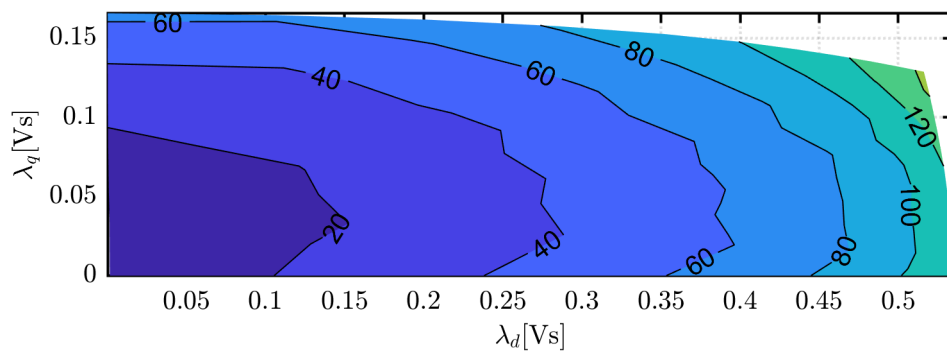
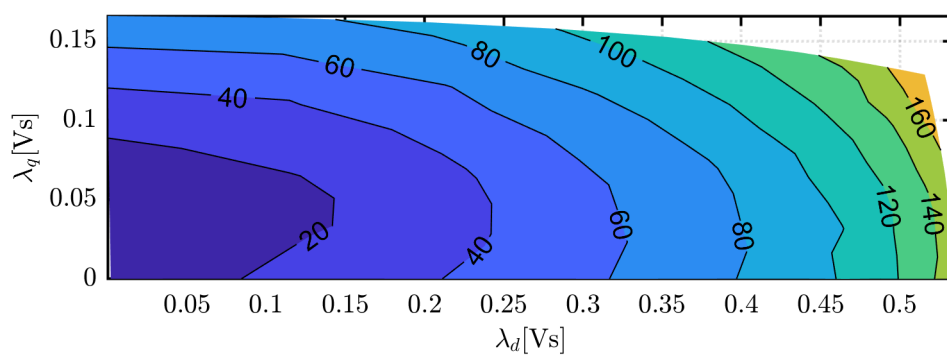


Figura 3.10. Influenza dell'errore di resistenza sull'errore di flusso in funzione della corrente sull'asse opposto allo stesso a differenti velocità.

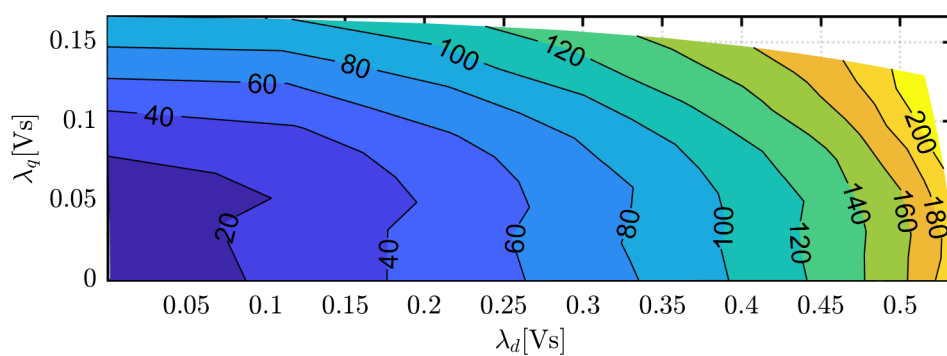
Le prove sono state svolte comandando al motore primo 900,1200 e 1500rpm. La potenza elettrica entrante nella macchina è stata valutata con il valore medio della potenza istantanea valutato direttamente sulle grandezze trifase. In quest'ultimo sono racchiuse, oltre le perdite legate alla fondamentale, tutte quelle correlate alle armoniche nel motore. Le armoniche di corrente sono riferibili ad un incremento delle perdite joule totali per cui, al fine di valutare correttamente quest'ultime, dal *data recorder* è stata valutata la media della somma del quadrato dei valori medi delle correnti. Si è trascurato l'incremento di resistenza correlato all'effetto pelle per le armoniche di ordine superiore, utilizzando come unico valore di resistenza quello in continua.



(a)



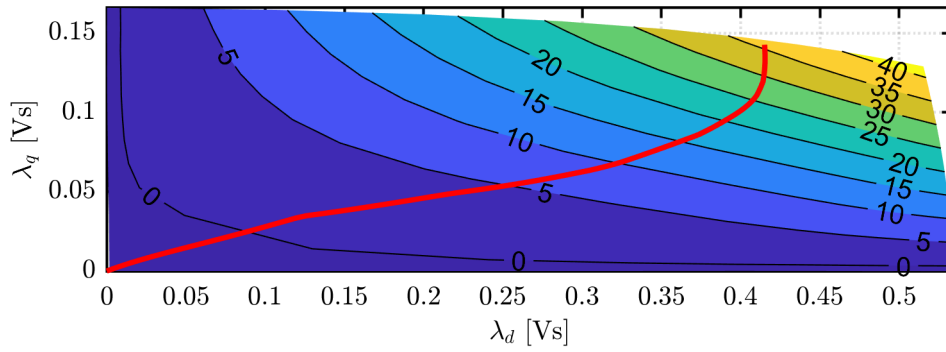
(b)



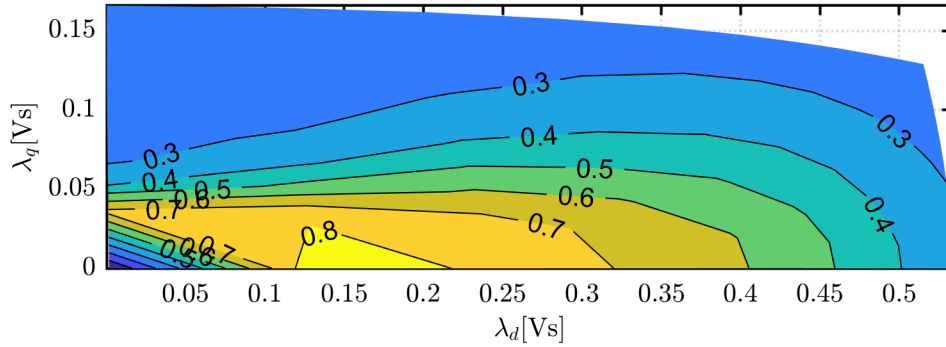
(c)

Figura 3.11. Perdite nel ferro valutate rispettivamente alle velocità di 900rpm(a), 1200rpm(b) e 1500rpm(c)

Le perdite valutate sono riportate in figura 3.3.4. Facendo riferimento alla figura 3.3.4 lungo il percorso nell'MTPA, fino a valori di coppia superiori alla nominale, già per 1500rpm il valore delle perdite nel ferro rispetto alle totali rimane superiore al 30%. Questa è una condizione necessaria ma non sufficiente affinché ci si possa aspettare una efficacia sul cambio di strategia di controllo, analizzato nella tesi. Infatti di importanza non è solamente la quota di perdite ma la variazione delle stesse muovendosi sull'isocoppia.



(a)



(b)

Figura 3.12. Coppie misurate in funzione dei flussi valutati durante il funzionamento da motore a 1500rpm(a). Sullo stesso grafico è riportata la curva dell'MTPA in rosso. Rapporto tra le perdite nel ferro e la somma fra queste e le quelle joule valutate con una resistenza pari a 0.416Ω .

I valori ottenuti, sebbene derivino da una matrice sul piano delle correnti, sono

riportati in funzione dei flussi. Questo è correlato alle seguenti motivazioni:

- Le perdite sono, per il modello utilizzato in steady state riportato in figura 1.2, funzione dei flussi concatenati, misurabili ai morsetti.
- Le perdite in funzione delle correnti sono riferite a valori media tra i due funzionamenti. Applicando tale corrente nel funzionamento da motore le perdite risultano differenti essendo presente un contributo al flusso aggiuntivo correlato ai fenomeni nel ferro. Tale fenomeno risulta di maggiore evidenza all'aumentare delle velocità.
- Le perdite nel ferro, corrispondi alla media di quelle valutate per i due funzionamenti, risultano riferite ad un flusso le cui componenti sono medie dei valori assoluti assunti nei funzionamenti da motore e generatore. Ciò corrisponde ad interpolare linearmente fra i due stati.

Nelle misure si può riscotrare un discostamento delle perdite, per bassi valori di flusso in assi d,q e a valore concatenato nullo, rilevante (17W per la prova a 1500rpm). Essendo la potenza elettrica entrante nella macchina nulla la fonte dell'errore è correlata alla misura di coppia. Inoltre essendo i primi due valori in asse q non nulli minori del valore valutato a flusso nullo si tratta di un errore non costante ma variabile lungo il tempo di prova. Un errore analogo si è potuto riscontrare nelle prove a 900 e 1200 rpm. Le quote di flusso in cui tale errore risulta rilevante sono correlate a iniezioni di correnti nel primo quadrante negative o comunque con coppie attorno allo 0 come mostrato in figura 3.3.4.

Le perdite valutate, facendo riferimento alla figura 3.3.4(a) aumentano seguendo l'isocoppia all'aumentare del flusso in asse d. Le perdite nel ferro dipendono, oltre che dal modulo del flusso dalla direzione dello stesso. Questo è correlato alla differente quota di armoniche al traferro in funzione della direzione.

Il numero di mappe sperimentali valutate necessario, a causa degli errori di misura, sarebbe dovuto essere superiore ma non è stato possibile ampliare il range di velocità analizzate. Sussiste una problematica correlata al flusso massimo all'aumentare della velocità tale per cui, fissata la tensione di prova sul DC-link, alcuni punti sul piano delle correnti esplorati a basse velocità non possono essere esplorati. Ciò comporta, per ogni velocità, di determinare il flusso massimo considerando un margine di tensione per la dinamica della corrente. Noti i flussi nella prova a 300 rpm e l'isoflusso limite quello che è possibile fare è valutare solamente i punti interni con flussi inferiori.

3.4 Confronto fra simulazioni e prove sperimentali

Le perdite nel ferro valutate nel capitolo sono state confrontate con le simulazioni. La differenza delle perdite per due velocità, una inferiore ed una superiore alla nominale, sono riportate in figura 3.13. Le simulazioni e le prove sono state svolte a corrente imposta, per cui il confronto è stato sul piano dq delle correnti. Come è possibile costatare i valori differiscono di quote consistenti, superiori ai guadagni attesi. Inoltre tale discostamento non è costante, con una riduzione maggiore delle perdite al ruotare del vettore corrente verso l'asse q per i valori derivanti dalle simulazioni. Questo è correlato ad un guadagno aspettato superiore a quello effettivamente riscontrato. Le perdite per 900rpm sono su tutto il piano sottostimate dalle simulazioni a differenza della prova a 1500rpm. Ciò può essere correlato a una assegnazione delle perdite per isteresi rispetto alle correnti parassite differente a quella reale.

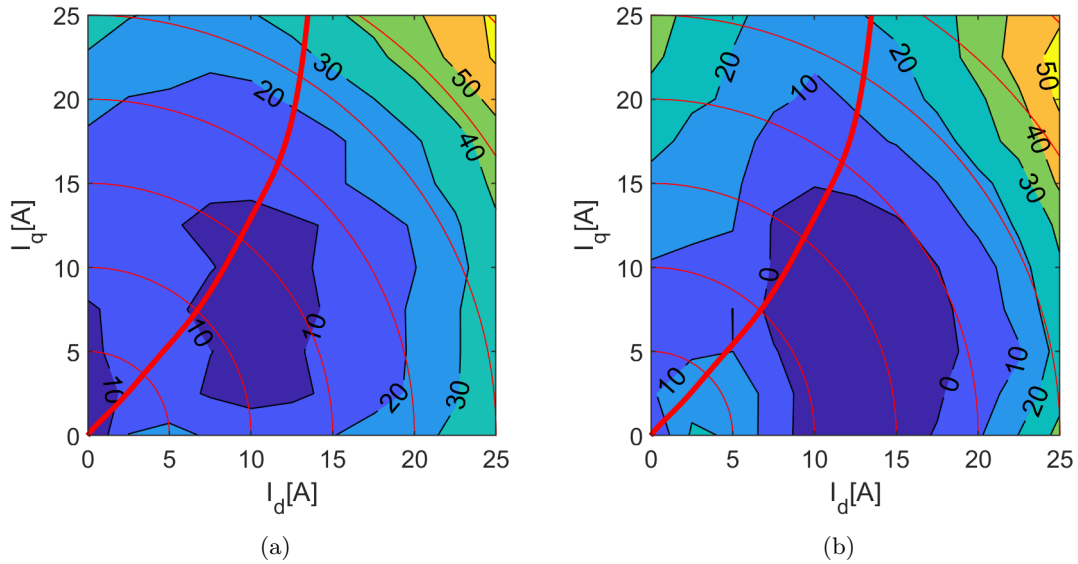


Figura 3.13. Differenza fra le perdite nel ferro valutate sperimentalmente e attraverso simulazione per una velocità di rotore per la prova a 900rpm (a) e 1500rpm(b). L'MTPA dai dati sperimentali e le isocorrenti sono riportate in rosso.

3.5 Conclusioni

Nel capitolo sono state presentate le prove finalizzate alla valutazione delle perdite nel ferro della macchina e la validazione di queste ultime. Alcune considerazioni possono essere svolte a riguardo dei risultati:

- Dalle prove sperimentali si è potuto constatare come il motore, come previsto dalle simulazioni, risulti con elevate perdite nel ferro, non trascurabili rispetto a quelle nel rame, su un'area non ristretta del piano dei flussi per velocità superiori alla nominale come valutato in figura 3.9.
- Un procedimento per valutare le perdite nel ferro è stato determinato nel capitolo. Si è potuta constatare la presenza di disturbi correlati ad errori durante le prove. Per caratterizzare correttamente le perdite nel ferro anziché lavorare analizzando sia gli stati da generatore che da motore si è proposto un approccio alternativo per velocità superiori alla nominale con le sole prove da motore per un numero di giri rilevante come svolto per la prova di efficienza. Se non sono presenti errori nell'offset dell'encoder e le velocità analizzate sono sufficientemente alte la stima di flusso secondo 3.8 può essere considerata sufficiente rispetto al dato ottenuto dalle equazioni 3.3, 3.4. Tale procedura è stata implementata in codice C++ in maniera da ottenere una prova più veloce venendo eliminati parte dei tempi di attesa e di variazione della corrente e riducendo il disturbo sulle misure stesse permettendo il lavoro su un maggiore numero di giri meccanici. Inoltre è stato presentato un approccio per la problematica della limitazione di tensione.

Capitolo 4

Modello Dinamico del Motore con Perdite nel Ferro

Nel seguente capitolo viene descritto il modello Simulink sviluppato per simulare la strategia di controllo a massima efficienza. Il modello del motore include le mappe di perdita nel ferro valutate nei precedenti capitoli, ed è uno dei contributi della tesi. Tale modello prevede tre blocchi principali:

- Controllo: al suo interno è contenuta la s-function in cui è implementata la strategia a massima efficienza.
- Inverter: per le finalità del controllo il modello deve essere "veloce", trascurando alcuni effetti delle commutazioni e imponendo ai morsetti i valori medi.
- Macchina: In tale blocco è implementato il motore SyR valutato sperimentalmente nel capitolo 3, integrando le perdite nel ferro. Essendo i dati ricavati per una condizione di *steady state*, il modello risulta adeguato a descrivere tale condizione mentre approssima le perdite presenti in transitorio, non note.

4.1 Descrizione del blocco di controllo e del convertitore

Il controllo è implementato in linguaggio C ed inserito in una s-function. Il codice è eseguito, con relativo aggiornamento delle variabili in uscita, con la frequenza fissa f_s della portante PWM *interrupt service routine*, inferiore al passo di simulazione. Per la

descrizione del codice si rimanda al capitolo 5, in cui è presentata l'implementazione, mentre viene qui descritto l'inserimento del blocco nel modello.

Le misure fornite al controllo sono quelle tipiche ovvero la misura delle correnti, la tensione sul lato in continua dell'inverter e il segnale dell'angolo. Quest'ultimo è implementato modellizzando l'uscita di un encoder con 512 tacche come nel motore reale. Come riportato in [14] un contatore è presente che conta da 0 a quattro volte il numero delle tacche in una rivoluzione e fornisce il valore alla routine di controllo. Il segnale è quindi modellizzato in maniera analoga.

Il blocco riceve come ingresso oltre ai feedback i segnali di controllo. Essi si suddividono tra i riferimenti di coppia o di velocità, a seconda degli anelli implementati, e i segnali per il cambio di stato (per il passaggio dallo stato di errore allo stato di GO)[14]. Le uscite del controllo che influenzano gli altri blocchi sono i segnali di duty-cycle ed il segnale di abilitazione della PWM, tutti in ingresso al blocco inverter. In accordo con i controlli reali un ritardo di attuazione è posto sui valori in uscita, di valore pari a $T_s = 1/f_s$.

Il modello dell'inverter è stato implementato presso il dipartimento di Energia del politecnico di Torino. Esso presenta come ingresso i segnali di controllo, la tensione sul lato in continua e il feedback delle correnti. In uscita presenta le tensioni di fase del motore medie. L'aggiornamento dell'uscita avviene appena l'ingresso è aggiornato, trascurando ritardi di attuazione aggiuntivi tipici nei controlli, correlati all'utilizzo di una portante isoscele. Tale blocco presenta la retroazione delle correnti perché è possibile inserire il modello di caduta sui componenti costitutivi di una gamba, oltre a tenere conto di fenomeni quali i tempi morti.

4.2 Descrizione del modello della macchina

4.2.1 Equazioni elettriche

Al fine di modellizzare le perdite nel ferro un modello tipicamente utilizzato è presentato in [3]. Si ipotizzano le perdite solo a statore ed additabili alle sole correnti parassite. Lo schema della macchina in assi dq è eguale a quello in figura 4.1 utilizzando una R_{Fe} costante.

Il modello sviluppato si discosta dal precedente, poiché si basa su valori di R_{Fe} dai dati sperimentali, inserendo la dipendenza dalla direzione del flusso e dalla velocità di rotore. Si consideri il circuito a parametri concentrati riportato in figura 1.1. I dati ottenuti sono ricavati in condizione di steady state, da essi è possibile ricavare il valore $R_1//R_3$. In maniera analoga alle ipotesi semplificative riportate nella sezione 1.5 si considera $R_1 < R_3$.

Di conseguenza le resistenze sui due assi possono essere ipotizzate eguali. Ai fini della tesi risulta di principale interesse il corretto modello dei risultati in condizioni stazionarie, con una approssimazione delle perdite nei transistori. Due ipotesi sono quindi svolte:

- Si trascura la voce di perdita aggiuntiva rappresentata da R_2 , di cui non si hanno dati
- Il valore sperimentale $R_1//R_3$ è assegnato ad R_1 , considerando infinita la resistenza R_3 .

Il circuito equivalente risulta essere quello riportato in figura 4.1 dove L è la matrice contenente, sulla diagonale, le induttanze apparenti in assi dq.

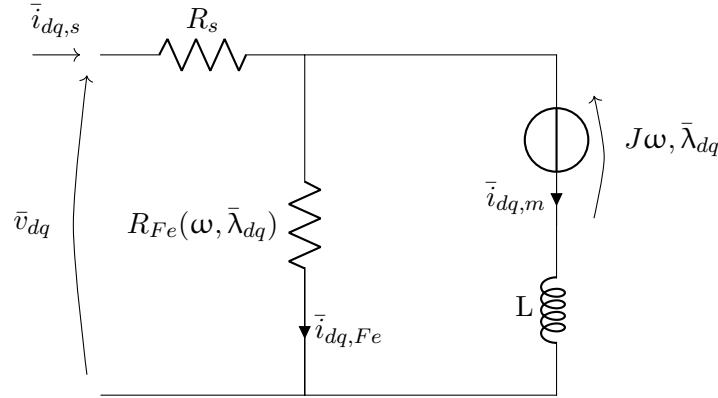


Figura 4.1. Modello della macchina a parametri concentrati implementato in Simulink

L'effetto delle perdite nel ferro può essere inserito nelle equazioni elettriche come una variazione fra la corrente ai morsetti e quella magnetizzante 4.1.

$$i_{dq,s} = i_{dq,m} + i_{dq,Fe} \quad (4.1)$$

Le equazioni magnetiche risultano come in (1.5) utilizzando come correnti le magnetizzanti mentre l'equazioni elettriche risultano come in (1.4) ponendo le correnti eguali a quelle di statore. Le equazioni di statore elettriche sono state descritte attraverso coordinate fisse α, β 4.2. Questa scelta è legata alla necessità, in assi rotanti, di considerare due contributi di tensione legati al flusso, il termine mozionale e quello trasformatorio.

$$\lambda_{\alpha,\beta} = \int v_{\alpha,\beta} - R_s i_{\alpha,\beta} dt \quad (4.2)$$

Il termine integrale dell'equazione 1.5, il flusso, viene ricavato come l'integrale della differenza fra la tensione ai morsetti e la caduta resistiva come mostrato in figura 4.2.

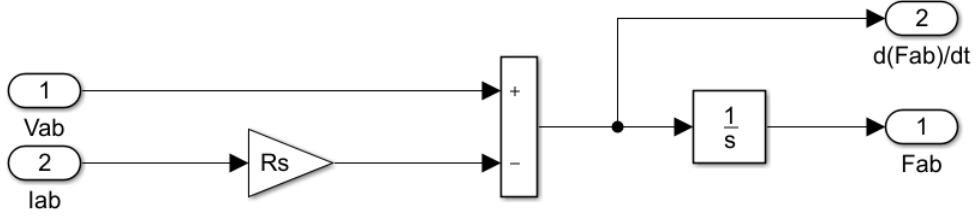


Figura 4.2. Equazione elettrica di statore in assi α, β . F_{ab} equivale a $\lambda_{\alpha, \beta}$.

Dal flusso le correnti magnetizzanti sono ricavate attraverso LUT contenenti i valori sperimentali.

La coppia meccanica totale generata viene valutata come in 4.3, con i flussi concatenati e le correnti magnetizzanti.

$$T = \frac{3}{2}p(\lambda_d i_{q,m} - \lambda_q i_{d,m}) \quad (4.3)$$

Il valore di R_{Fe} funzione del vettore flusso e della velocità è ricavato con (1.6). Il blocco deve quindi presentare in ingresso la velocità elettrica, i flussi e le perdite nel ferro.

Nel caso di dati sperimentali per descrivere queste ultime il modello utilizzato, in accordo con [7], è riportato in 4.4. I coefficienti k_h, k_e sono ricavati da delle LUT che hanno all'ingresso i flussi λ_d, λ_q come in figura 4.3.

Le tabelle 30x30 utilizzate sono caricate prima dell'avvio della simulazione. Il numero è maggiore rispetto ai punti di prova utilizzati. La causa è correlata al passo variabile di flusso a seguito di uno costante nelle correnti di prova durante la valutazione sperimentale.

$$P_{Fe}(\omega) = k_h * \omega + k_e * \omega^2 \quad (4.4)$$

Valutate le perdite nel ferro in funzione dei flussi nella condizione stazionaria come in figura 4.3 la resistenza è valutata dividendo con tale valore $\lambda^2 \omega^2$.

Vi è la presenza di correlati al rapporto fra fra numeri nulli in MATLAB, riscontrabile a velocità nulle o a flusso nullo. Un minimo valore di resistenza è posto partendo dalle matrici di k_e, k_h utilizzate dalle LUT. Per ogni posizione è valutata la resistenza ad una velocità dove le perdite nel ferro sono trascurabili (un terzo della nominale) e il minimo è valutato escludendo la posizione dove entrambi i flussi sono nulli. Inoltre il fit deriva da una velocità analizzata minima di 900rpm. Errori possono giungere per le basse velocità, non di interesse per per le finalità del codice. Si è quindi posta una velocità limite, un terzo della nominale, sotto la quale la resistenza è valutata attraverso il flusso e la velocità limite invece dell'effettiva.

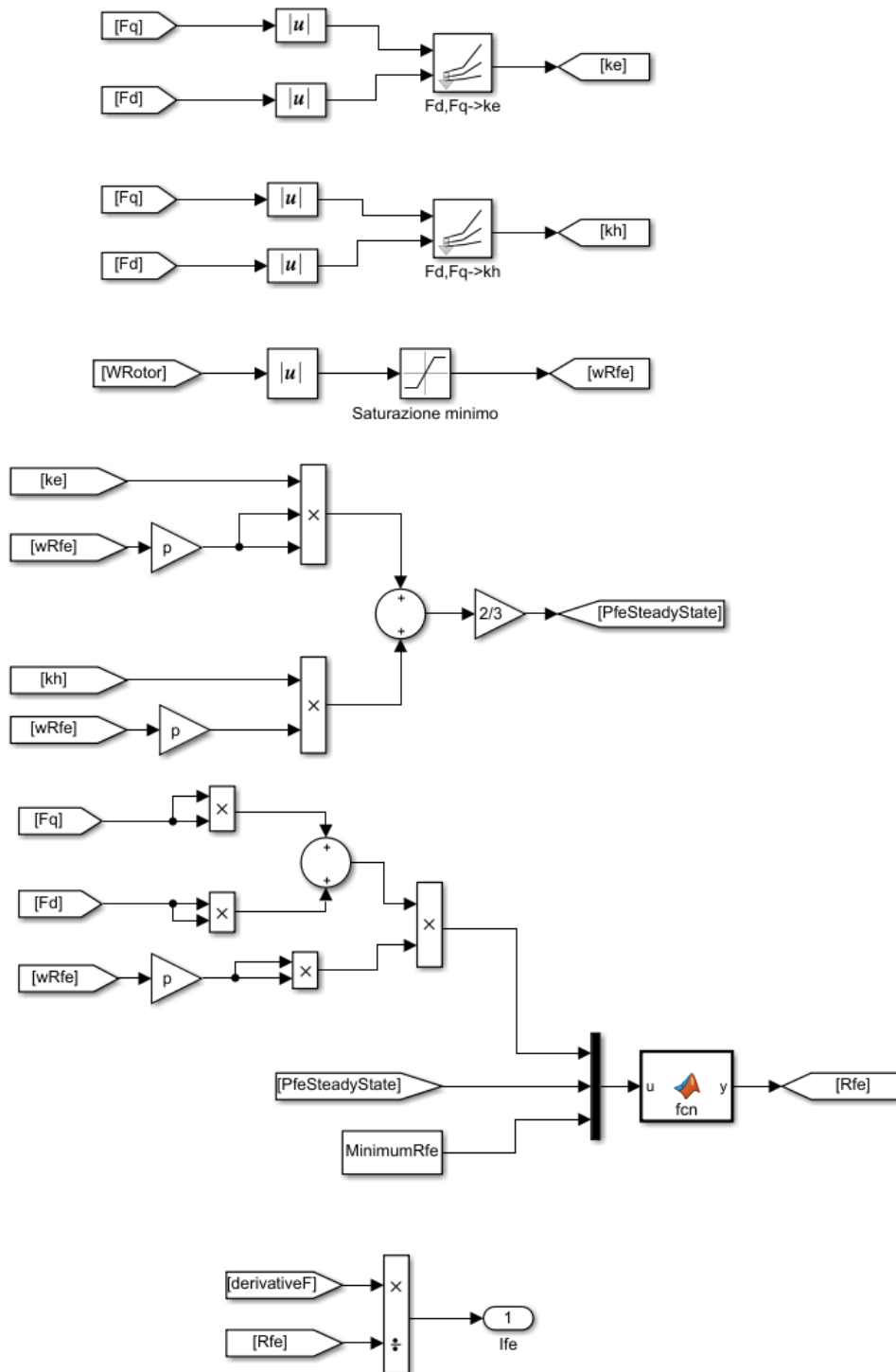


Figura 4.3. Determinazione delle $i_{dq, Fe}$ su Simulink.

Dato il valore di resistenza, valutato ad ogni step di simulazione, la $i_{dq,Fe}$ è valutata utilizzando la differenza fra la tensione ai morsetti e la caduta resistiva.

Al fine di valutare i coefficienti in funzione dei flussi i seguenti passaggi sono proposti:

1. L'area valutata sul piano dei flussi in assi dq ,partendo da un'area sul piano delle correnti quadrata, presenta un contorno non rettangolare. Per poter caricare in maniera semplice nel codice tali valori quello che è possibile fare è definire un'area ridotta rettangolare, completamente esplorata, che racchiuda il percorso dell'MTPA caricato sul controllo stesso come mostrato in figura 4.4.
2. Una matrice regolare di punti è definita all'interno della zona valutata e, per ogni prova, le perdite sono interpolate.
3. Tutte le matrici ricavate dalle varie misure nella stessa posizione si riferiscono al medesimo flusso concatenato. Considerando la distribuzione del flusso invariante con la velocità, Viene svolto per ogni posizione relativa ad un flusso un fit in modo da ricavare due matrici con salvati i parametri k_e, k_h con (4.4).

Un fit può essere considerato indicativo nelle velocità comprese fra i punti di misura ma può essere non realistico per velocità superiori.

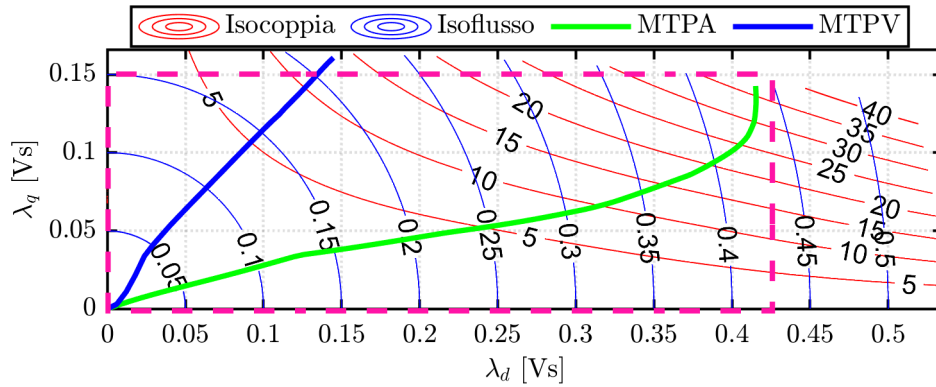


Figura 4.4. Grafico sul piano dei flussi in assi dq riportante l'MTPA (verde), l'MTPV (blu) e l'area di dati utilizzata al fine di modellizzare le perdite nel ferro (fucsia).

Nel caso in cui, a causa del limite di tensione, non tutta l'area risulta esplorata per alcune velocità ci si può ricondurre a una matrice con la stessa dimensione delle basse velocità. Se l'elaborazione avviene attraverso MATLAB ai punti non esplorati può essere

assegnato il valore NaN. In tale maniera il codice per la valutazione delle mappe di k_e, k_h in funzione dei flussi rimane invariato.

4.2.2 Equazioni meccaniche

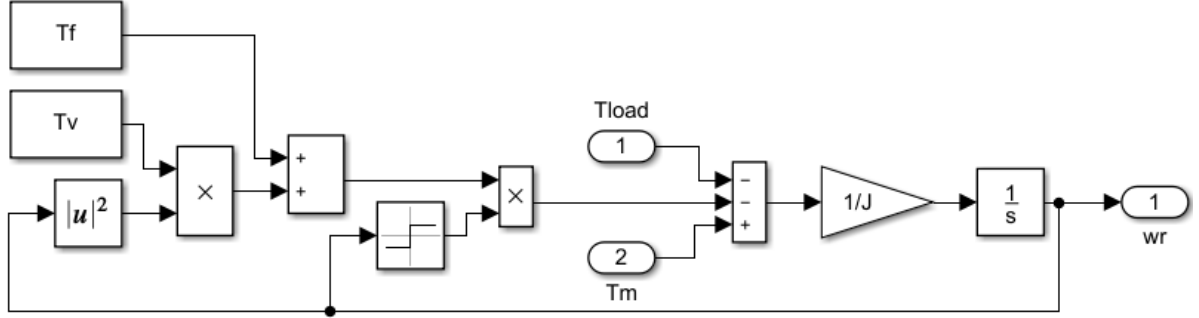


Figura 4.5. Modello meccanico del motore.

Il modello meccanico del motore è presentato in figura 4.5. In esso le perdite legate agli attriti sono state inserite come in (3.1) con un termine costante ed uno proporzionale al quadrato della velocità. Il carico è rappresentato dalla coppia T_{load} . A seconda dell'anello analizzato tale valore è controllato direttamente attraverso valori di riferimento di coppia (ad esempio rampe e gradini), o attraverso l'uscita di un motore primo idealizzato comandato in velocità.

La relazione fra la coppia e la velocità di rotazione è la 4.5 dove J è l'inerzia del sistema. Il valore utilizzato è stato posto pari a $6.9 * 10^{-3} \frac{1}{kg m}$.

$$T = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (4.5)$$

4.2.3 Verifica delle perdite nel ferro

Al fine di verificare che le perdite nel ferro previste dal modello siano le stesse presenti un confronto è stato eseguito a differenti flussi e velocità. Per controllare i flussi è stato utilizzato il DFVC presentato nella sezione 5.1.1. La potenza $\frac{3}{2}(i_{d,Fe}(v_d - R_s i_d) + i_{q,Fe}(v_q - R_s i_q))$ che a regime equivale alle perdite nel ferro mentre in transitorio presenta una quota aggiuntiva correlata alla potenza magnetizzante. Tale variabile è confrontata con la curva $T_m - T_{obs}$ dove T_m è il prodotto vettore fra la corrente magnetizzante e il flusso mentre il secondo è ricavato come in (1.9) usando i dati del modello. La differenza fra i due

valori di coppia, come spiegato nella sezione 1.5, equivale alle perdite nel ferro correlate al solo termine mozionale della tensione generata dai flussi. In figura 4.6 sono riportate le due curve, con valore iniziale di flusso della macchina pari a 0.1Vs su asse d, a 0.1s la velocità è portata a 1000rpm mentre a 0.5s a 2000rpm. All'istante 0.25s il riferimento del flusso varia portando il valore a $\lambda_d = 0.291Vs, \lambda_q = 0.0585Vs$. A seguito della seconda variazione di velocità, a causa del limite di tensione, il flusso diminuisce arrivando a $\lambda_d = 0.257Vs, \lambda_q = 0.0655Vs$. Come è possibile riscontrare le due curve a regime, come aspettato, presentano lo stesso valore mentre in transitorio dei discostamenti sono presenti legati alla quota di perdite aggiuntive correlate alla tensione trasformatrice.

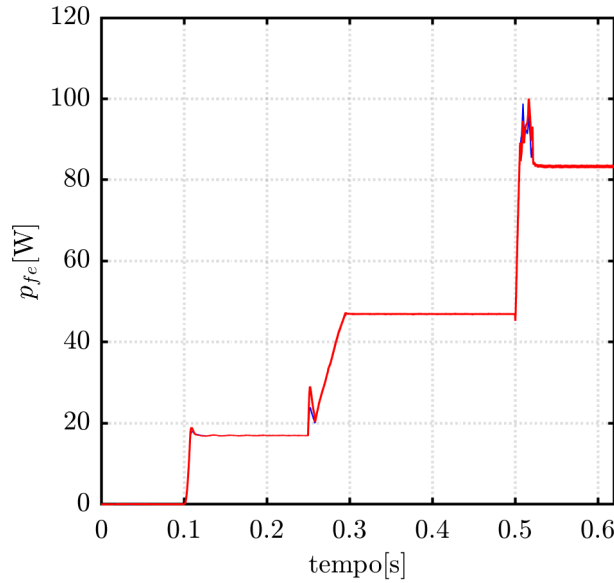


Figura 4.6. Confronto la le perdite nel ferro nel sistema calcolate come $T_m - T_{obs}$ (rosso) e la potenza $\frac{3}{2}(i_{d,Fe}(v_d - R_s i_d) + i_{q,Fe}(v_q - R_s i_q))$ (blu) a differenti valori di flusso e velocità.

4.3 Conclusione

Nel capitolo il modello simulink utilizzato per validare il codice a massima efficienza è stato presentato. Tale modello permette l'utilizzo dei valori dei dati di perdita sperimentali valutati nel capitolo 3. Tuttavia, a seguito di elaborazione, le perdite fornite in uscita da SyR-e e MagNet possono essere utilizzate per analizzare differenti tipologie di motore.

Capitolo 5

Nuova strategia di controllo di massima efficienza

Differenti proposte di controllo possono essere sviluppate al fine di controllare il motore in maniera tale da ridurre le perdite totali. Tali controlli possono essere suddivisi inizialmente in due categorie:

- Valutazione online: Nel motore sono caricati i valori relativi alle perdite nel ferro in funzione del flusso o le correnti di statore (approssimando queste ultime con quelle magnetizzanti). I dati possono essere caricati attraverso parametri di un fit (due tabelle k_e, k_h) oppure, caricate un numero di tabelle pari a quello delle velocità analizzate con le perdite nel ferro. Valori relativi a velocità intermedi possono essere ricavati interpolando linearmente (ciò è valido nel caso in cui la quota maggiore di perdita sia correlata a perdite per isteresi come nel caso del motore sotto studio nelle velocità analizzate). Se le tabelle sono caricate attraverso fit è possibile stimare le perdite a velocità superiori della massima analizzata. Il pregio principale di questa categoria è, a scapito di una richiesta di tempo di computazione ed analisi superiore, la possibilità di integrare la variazione di resistenza se quest'ultima viene stimata o valutata durante il funzionamento. Due approcci sono presentati:
 - Il controllo individua quando la richiesta di coppia rimane praticamente costante. Viene avviata una analisi variando il flusso a passi costanti e stimando la potenza entrante ed uscente dalla macchina al fine di individuare il massimo di efficienza. Tale algoritmo è stato sviluppato nelle sezioni seguenti del capitolo.

- Dalla stima della resistenza online viene ricavata la curva di minime perdite. Risulta maggiormente adatto per controlli con frequenti variazioni di velocità e carico.
- Valutazione offline: In tale approccio le curve di massima efficienza in funzione della velocità sono valutate offline. Nel codice sono presenti un numero di LUT coppia-flusso pari a quello delle velocità. Per valori intermedi quelli presenti nella LUT corrispondente sono ricavati attraverso interpolazione : (ex: se il controllo richiede 8Nm alla velocità di 2100 rpm e sono note le LUT per 2000 rpm e 2200 rpm i valori dalle due tabelle di flusso nono ricavati e il valore di riferimento è l'interpolazione fra i due). Nell'appendice B tale approccio è stato valutato utilizzando la sola curva a 1500rpm.

In entrambe le categorie sussiste la problematica della variazione delle perdite nel ferro in funzione della temperatura. In quella offline non viene inoltre integrata la variazione della resistenza durante il funzionamento.

5.1 Controllo di macchina

5.1.1 Unified Direct Flux Vector Control (UDFVC)

Per controllare la macchina si è implementato un controllo diretto del flusso (UDFVC) [15] che presenta la regolazione del flusso concatenato a statore e della corrente in quadratura. Tale controllo è stato scelto poiché permette con semplicità di controllare la magnitudine del flusso del motore, mantenendo la coppia costante, anche nelle zone ove è presente il deflussaggio della macchina.

Il codice è stato sviluppato partendo da una variazione del flusso a passi fissi al fine di analizzare la possibilità di stimare le potenze meccaniche ed elettriche come mostrato in figura 5.2. In seguito è stata introdotta la ricerca ottimizzata del punto di massimo integrandola nel controllo in anello di coppia e in quello di velocità.

5.1.2 Taratura degli anelli di controllo

Il sistema di riferimento utilizzato presenta l'asse d sincrono e parallelo al flusso concatenato di statore. Le grandezze su tale sistema di riferimento, al fine di distinguerle da quelle su assi dq di rotore presentano il pedice s. Le equazioni di macchina per tale sistema di riferimento sono riportate in (5.1) dove δ è l'angolo fra gli assi d del sistema

di riferimento a statore e il l'asse a minima riluttanza di rotore. Le induttanze a seconda dell'angolo di carico lungo i due assi variano.

$$v_{dq,s} = R_s i_{dq,s} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda \\ 0 \end{bmatrix} + \lambda \begin{bmatrix} 0 \\ \omega + \frac{d\delta}{dt} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

In accordo con [16] partendo dall'asse d,s il flusso può essere scritto, considerando $L_{d,s}$ l'induttanza differenziale, come (5.2). Esso viene controllato in anello chiuso retroazionando attraverso l'osservatore di flusso ed impostando un regolatore proporzionale-integrale la cui uscita è la tensione di comando all'inverter. Se $L_{d,s}$ fosse fisso tale sistema presenterebbe un polo in $\frac{R_s}{L_{d,s}}$. Per frequenze superiori di una decade a tale valore il polo può essere approssimato come un polo nell'origine portando ad una banda passante ω pari al valore k_p del regolatore. Considerando i valori di induttanza tali da rispettare sempre tale condizione, ai fini di tarare il regolatore, il polo viene approssimato con uno nell'origine. Il valore del termine integrale deve essere posto in maniera tale da porre lo zero del regolatore prima della ω_b , in modo da garantire un adeguato margine di fase. In tale maniera si garantisce la stabilità del sistema oltre che la risposta al gradino (fenomeni quali l'overshoot sono funzione del margine di fase). nei controlli è tipico porre tale frequenza ad un valore fra dieci e le venti volte inferiore a ω_b .

$$\lambda = \frac{d}{dt}(v_d - R_s i_{d,s}) \quad (5.2)$$

$$i_{d,s} = \frac{\lambda}{L_{d,s}} \quad (5.3)$$

$$k_{p,\lambda} = \omega_b \quad (5.4)$$

$$k_{i,\lambda} = 0.15 k_{p,\lambda} \omega_b \quad (5.5)$$

L'anello di corrente è quello tipico, a parte la dipendenza dell'induttanza con l'angolo di carico. Tale valore è intermedio fra quelli in asse d di rotore e in asse q di statore. La banda risulta in questo caso descritta da (5.6). A minori livelli di saturazione l'induttanza risulta maggiore con una ridotta ω_b . Gli effetti del disturbo correlato al flusso, come indicato in [16], possono essere limitati attraverso il feedforward di $\omega\lambda^*$.

$$\omega_b = \frac{k_p}{L_{q,s}} \quad (5.6)$$

In entrambi gli anelli viene ipotizzato l'inverter come un blocco unitario. Tale approssimazione è accettabile se la ω_b è almeno una decade inferiore alla frequenza di

commutazione. Si è posto per entrambi gli anelli ω_b massima pari a 5000rad/s inferiore a $\frac{10000 \cdot 2 \cdot \pi}{10} = 6280 \text{ rad/s}$. Dai dati sperimentali si è ricavata la minima induttanza nel range di correnti analizzate pari a 5mH e si è posto lo zero dell'anello di corrente ad un quindicesimo di $\omega_{b,I}$. I valori ottenuti dalle considerazioni precedentemente fatte ed inseriti nel codice sono riportati nella tabella 5.1.

$k_{p,\lambda}$	5000
$k_{I,\lambda}$	$\frac{5000}{15} * 5000$
$k_{p,I}$	25
$k_{I,I}$	$\frac{5000}{15} 25$

Tabella 5.1. Taratura degli anelli del flusso concatenato a statore e della corrente in quadratura.

5.2 Stima online dell'efficienza

5.2.1 Stima delle perdite

Le perdite nel ferro, per il modello in figura 1.2, in condizioni stazionarie sono funzione del flusso. Una maniera per modellizzare le perdite nel ferro in funzione dei flussi, adatta da essere inserita in un controllo, è presentata nella sezione 4.2.1. Il discostamento dall'MTPA per il motore analizzato risulta di interesse a velocità tali (si faccia riferimento alla figura B.1(b)) da considerare l'uscita dell'osservatore di flusso principalmente correlata allo stimatore VI [14]. Al fine di valutare l'efficienza del motore durante il funzionamento vi è bisogno di poter stimare le varie voci di potenza partendo dai dati accessibili nel controllo. Tipicamente corrispondono alle correnti di linea del motore, la tensione sul DC-link dell'inverter, l'angolo del motore dall'encoder e i comandi di duty cycle.

La potenza elettrica entrante nella macchina nel caso di inverter ideale può essere valutata come in (5.7). Al fine di valutare correttamente le tensioni devono essere prese in considerazione le cadute nell'inverter, come presentato in [17]. La potenza meccanica può essere valutata attraverso la stima della coppia nota la velocità di rotazione. Tale dato può essere ricavato con (1.9) sottraendo alla potenza ricavata finale la stima delle perdite nel ferro.

$$P_e = \frac{3}{2} v_{\alpha,\beta}^* \cdot i_{\alpha,\beta} \quad (5.7)$$

5.2.2 Valutazione dei ritardi

Al fine di valutare correttamente tali grandezze è necessario riportare tutte allo stesso istante di tempo. Ciò corrispondere a tenere in considerazione tutte le voci di ritardo presenti in un controllo. Quelle considerate sono le seguenti:

- Ritardo di misura della corrente: Esso è stato considerato nullo nel controllo. Questo equivale, riferendosi ad un controllo reale, a svolgere i passaggi correlati ad uno specifico interrupt successivamente alla misura ed aggiornamento delle correnti misurate.
- Ritardo di attuazione: Durante un'interrupt il riferimento delle tensioni viene valutato prima dell'inizio del successivo dove avviene l'aggiornamento dei segnali. Per tale motivo risulta necessario considerare un ritardo eguale a T_s . Il Ritardo di attuazione della tensione, oltre ad essere correlato all'aggiornamento della variabile presenta un valore aggiuntivo correlato a come i riferimenti dei duty cycle e la portante generino i comandi di gamba. L'inverter utilizzato varia, al variare del riferimento, le tensioni a gradino. Data la misura di corrente in corrispondenza di tale variazione al fine di valutare correttamente la potenza elettrica nel modello la tensione utilizzata risulta essere la media fra il valore di tensione precedente e successivo al gradino stesso. Questo è equivalente a un ritardo aggiuntivo di $T_s/2$ tipico nei controlli reali con un refresh al periodo della portante. L'importanza di considerare tale ritardo è riportata in figura 5.1 dove è riscontrabile la sottostima della potenza.

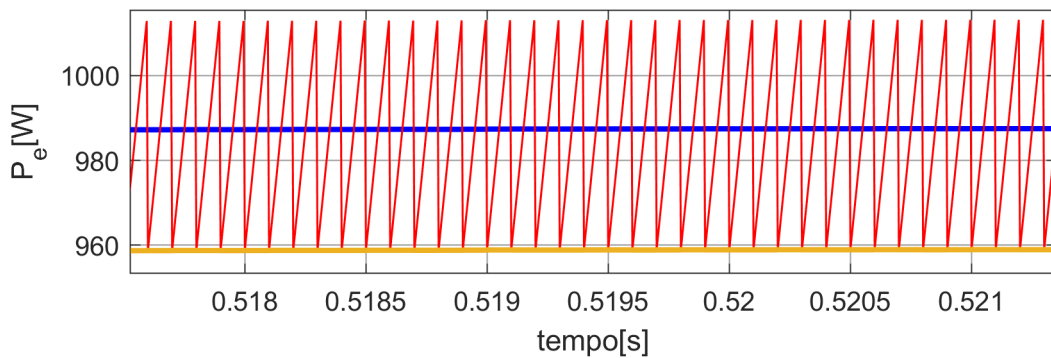


Figura 5.1. Dettaglio della potenza elettrica effettiva a 1500rpm e richiesta di coppia pari a 6Nm (rosso) il cui ripple è correlato alle variazioni a gradino delle tensioni, potenza elettrica valutata dal controllo considerando la media delle tensioni (blu) il valore al passo precedente (giallo).

Nel codice, date le precedenti considerazioni, la potenza meccanica è valutata partendo dalle correnti misurate e i flussi valutati dall'osservatore di flusso utilizzando le tensioni di riferimento valutate il precedente interrupt. La potenza elettrica entrante è valutata partendo dalle misure di corrente e il valore medio fra i valori di riferimento rispettivamente di due ed un interrupt precedenti.

5.3 Verifica della stima di perdita in regime stazionario

Al fine di verificare il corretto funzionamento degli osservatori e la corretta valutazione del massimo un primo test è stato svolto, imponendo la velocità del motore da blocco esterno e, controllando in coppia, mantenendo il riferimento costante. A regime il controllo, partendo dal flusso indicato dall'MTPA, riduce in maniera discreta il riferimento con passo fisso pari a $0.01V_s$. Ogni valore di flusso è mantenuto per due giri meccanici, il primo di attesa che il sistema si stabilizzi mentre il secondo è utilizzato al fine di valutare la potenza su un giro meccanico. Le grandezze del modello in funzione del tempo sono riportate in figura 5.2. L'osservatore di flusso funziona in maniera corretta, come è possibile riscontrare dalla sovrapposizione, sulla scala utilizzata nei grafici, con i valori del modello. Si noti, come aspettato, che la coppia generata al diminuire delle perdite nel ferro aumenta, avvicinandosi a quella di riferimento. La stima di flusso data dalle mappe sperimentali, necessaria per le basse velocità, risulta con errori non trascurabili alle alte. Ciò porta a limitare il valore del guadagno G dell'osservatore utilizzato nel controllo. Si è impostato nel codice un valore pari a 20rad/s in maniera tale che l'osservatore, per le velocità di interesse, valuti il flusso principalmente con lo stimatore integrale. Il flusso in asse q di macchina, concorde con l'innalzamento della corrente sul medesimo asse aumenta al fine di mantenere la coppia invariata. Le potenze misurate e stimate durante la variazione sono riportate in figura 5.3.

Un dettaglio della potenza elettrica è riportato in figura 5.1. Al fine di valutare il punto di massima efficienza si è deciso di considerare il rendimento della macchina come il rapporto fra la somma tra la potenza meccanica totale e la potenza legata agli attriti con la potenza elettrica entrante. Questo differisce da quello delle mappe di efficienza solite è utilizzata a numeratore la potenza utile all'albero motore. Il controllo ricerca il massimo della prima efficienza descritta. Tale valore è ricavato nel modello e riportato in figura 5.3.

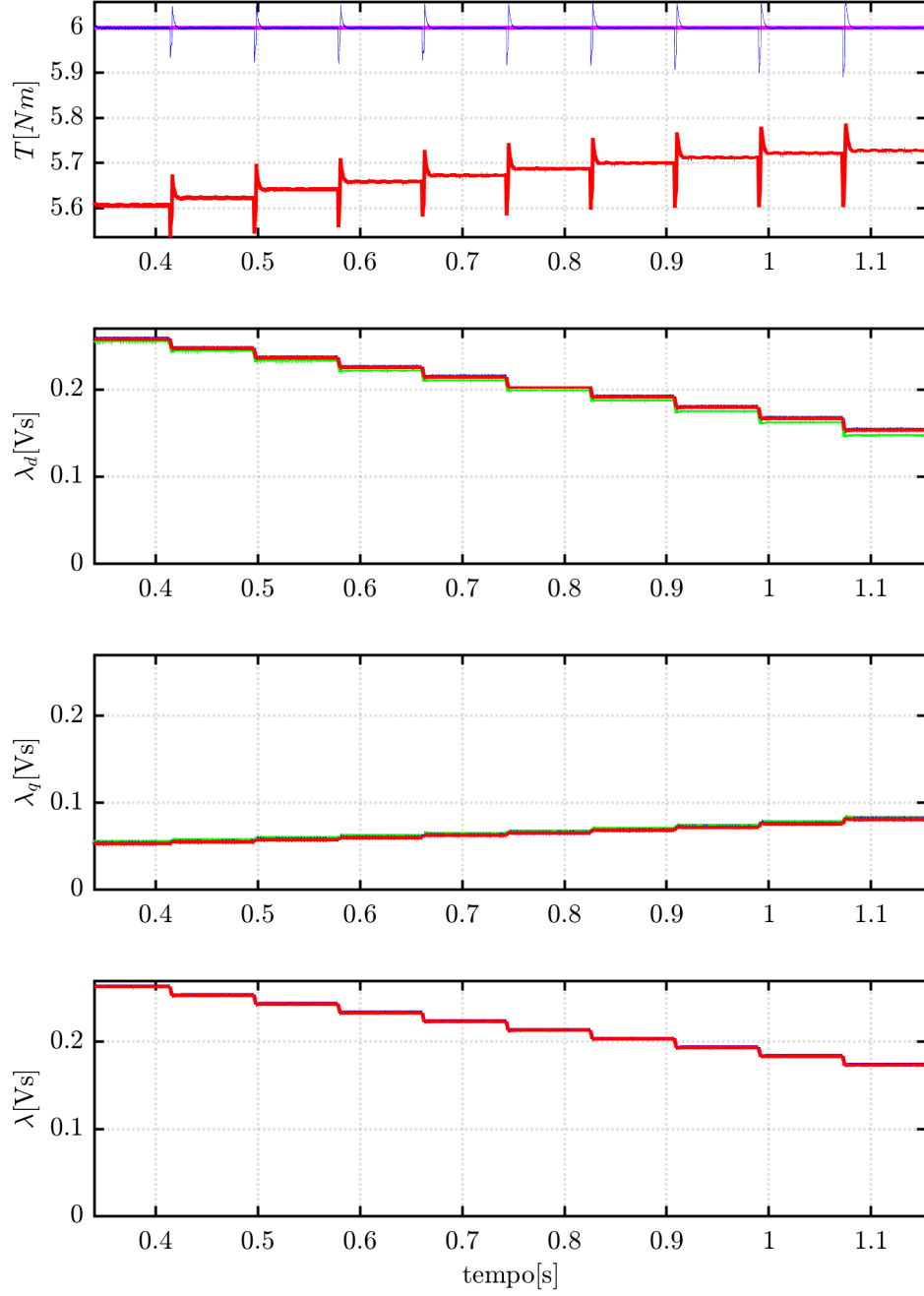


Figura 5.2. Variazione del flusso a coppia di riferimento costante pari a 6Nm e velocità pari a 1500rpm. I segnali magenta sono i comandi, le blu sono le grandezze osservate, le verdi i flussi stimati attraverso le mappe di flusso e le rosse le grandezze del modello.

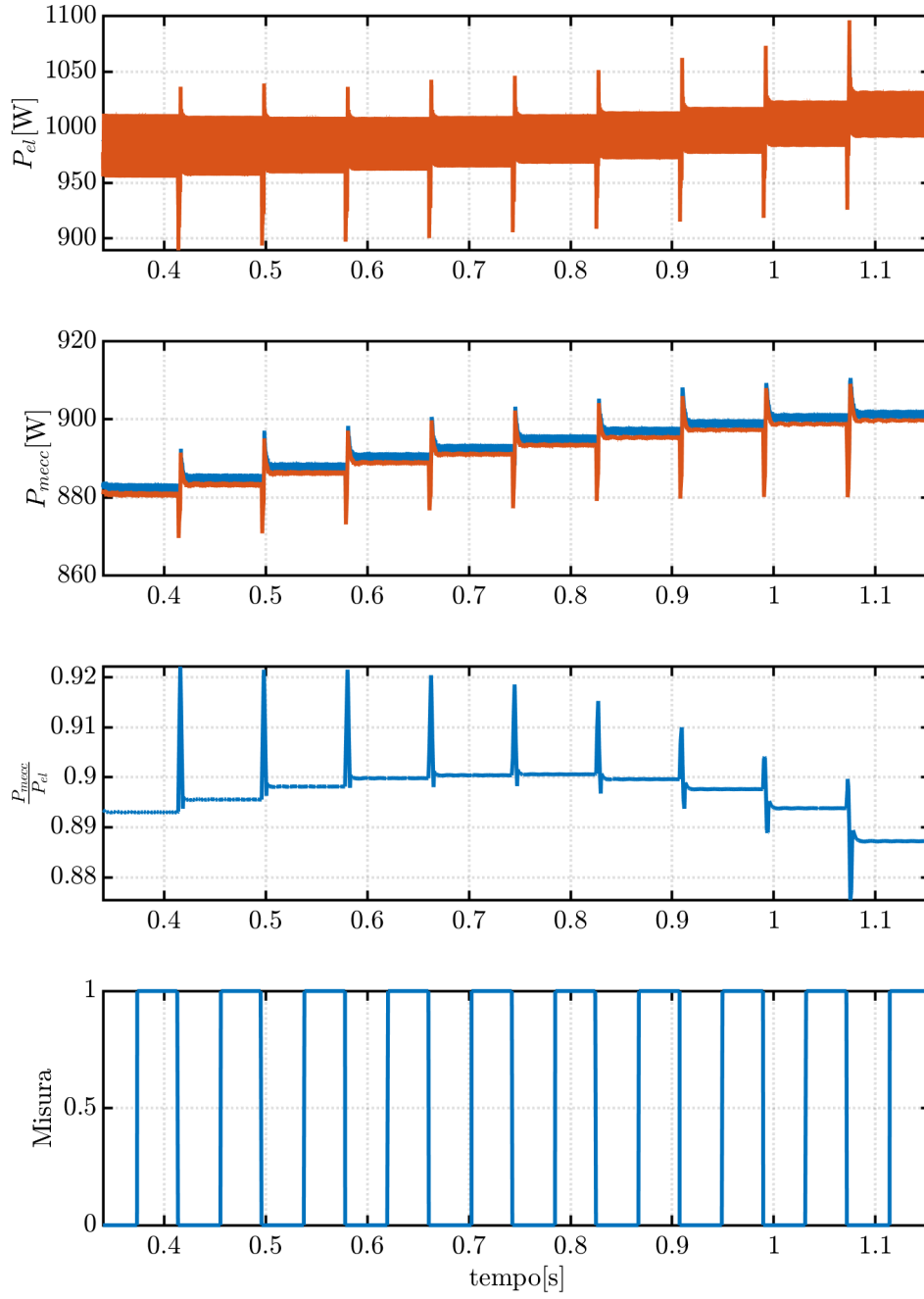


Figura 5.3. Potenze elettriche e meccaniche stimate dal controllo e misurate, rapporto fra le potenze e periodi analizzati dal controllo per dedurre l'efficienza con coppia comandata pari a 6Nm, velocità all'albero motore pari a 1500rpm.

Diminuendo il flusso le perdite nel ferro diminuiscono mentre le perdite nel rame,

assieme alla corrente, aumentano. Il massimo deriva da un minimo fra le varie voci di perdita. I valori stimati nel controllo vengono sommati nei periodi in cui il segnale di misura è eguale ad uno. Completato il giro meccanico viene eseguito il rapporto fra le sommatorie. I risultati ottenuti dal controllo sono riportati in figura 5.4 in funzione del flusso osservato. Come è possibile riscontrare il valore di flusso correlato al massimo di efficienza, fra quelli valutati, coincide con l'effettivo.

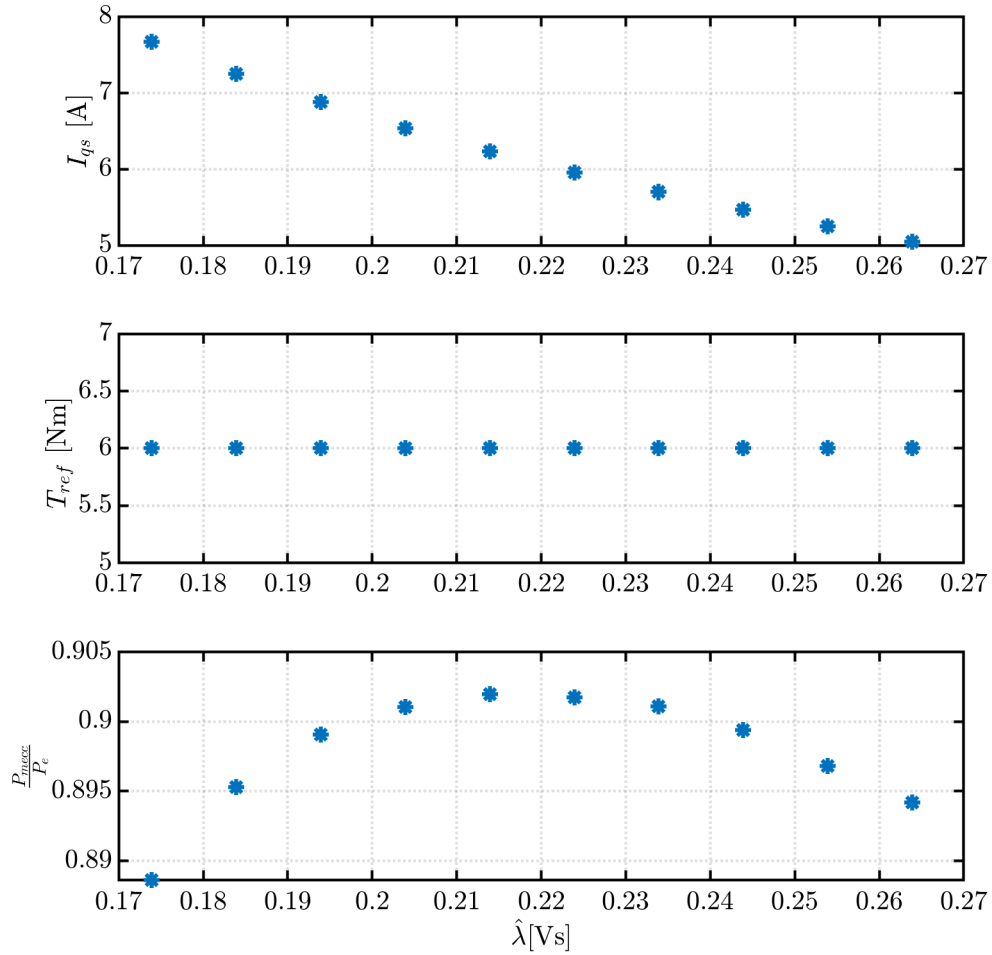


Figura 5.4. Valori valutati dal controllo durante la variazione di flusso a comando di coppia costante pari a 6Nm e velocità pari a 1500rpm.

5.4 Ricerca automatica del punto a massima efficienza

Durante l'analisi è necessario mantenere il più possibile la coppia e la velocità costanti. Minore è il tempo di analisi minore è la possibilità che un disturbo perturbi il regime del sistema. A tal fine ridurre il tempo necessario a determinare il massimo diventa prioritario. Dalla figura 5.2 si può constatare come, grazie al feedforward della tensione nell'anello di corrente, variando il flusso a rampa, il tempo di attesa risulti superfluo. Il motore sotto esame presenta una simmetria tale da portare le frequenze del ripple di coppia multiple del numero di poli per la frequenza di rotazione. Questo comporta la possibilità di effettuare la valutazione delle potenze su un sesto di giro meccanico. Avviata la ricerca la logica seguita è presentata in figura 5.5. L'implementazione è svolta attraverso uno switch, in un interrupt il codice relativo a un solo processo è eseguito.

La ricerca è svolta in due fasi, la prima in cui il flusso è ridotto con passo elevato (nel caso 0.03Vs) che porta nell'intorno del punto di massimo, la seconda in cui il flusso è aumentato con un passo ridotto (nel caso specifico 0.1Vs). I valori sono stati scelti per il motore di riferimento osservando come l'efficienza, in tutto un intorno del punto di massimo, presenti variazioni minime rispetto alle totali come osservabile in figura 5.3. Ad ogni miglioramento dell'efficienza la variabili temporanee relative (flusso, coppia) sono aggiornate. Quando avviene l'uscita dalla ricerca la coppia di valori di massimo utilizzati dal controllo viene aggiornata. Nel codice sono state inserite delle variazioni a rampa per evitare possibili variazioni a gradino dei riferimenti di flusso. Altre strategie di ricerca, a passo di flusso variabile, possono essere considerate.

A seguito della ricerca relativa ad una coppia la curva di controllo viene modificata in maniera tale che, al variare del riferimento di coppia a rampa, non siano presenti variazioni a gradino del flusso. Al contempo la modifica deve essere tale che, date piccole variazioni del riferimento di coppia, di sicuro presenti nel controllo di velocità, il riferimento di flusso rimanga in una zona ove l'efficienza è migliorata rispetto all'MTPA. Più soluzioni relative a questa modifica possono essere sviluppate. Due proposte sono riportate in figura 5.6. Il discostamento della curva di flusso dall'MTPA, come è possibile notare in figura B.1, rimane all'incirca costante in un intorno del punto stesso. Noto il discostamento nel punto valutato l'idea può essere muoversi, data una variazione del riferimento, lungo una curva analoga all'MTPA traslata di un valore fisso minore.

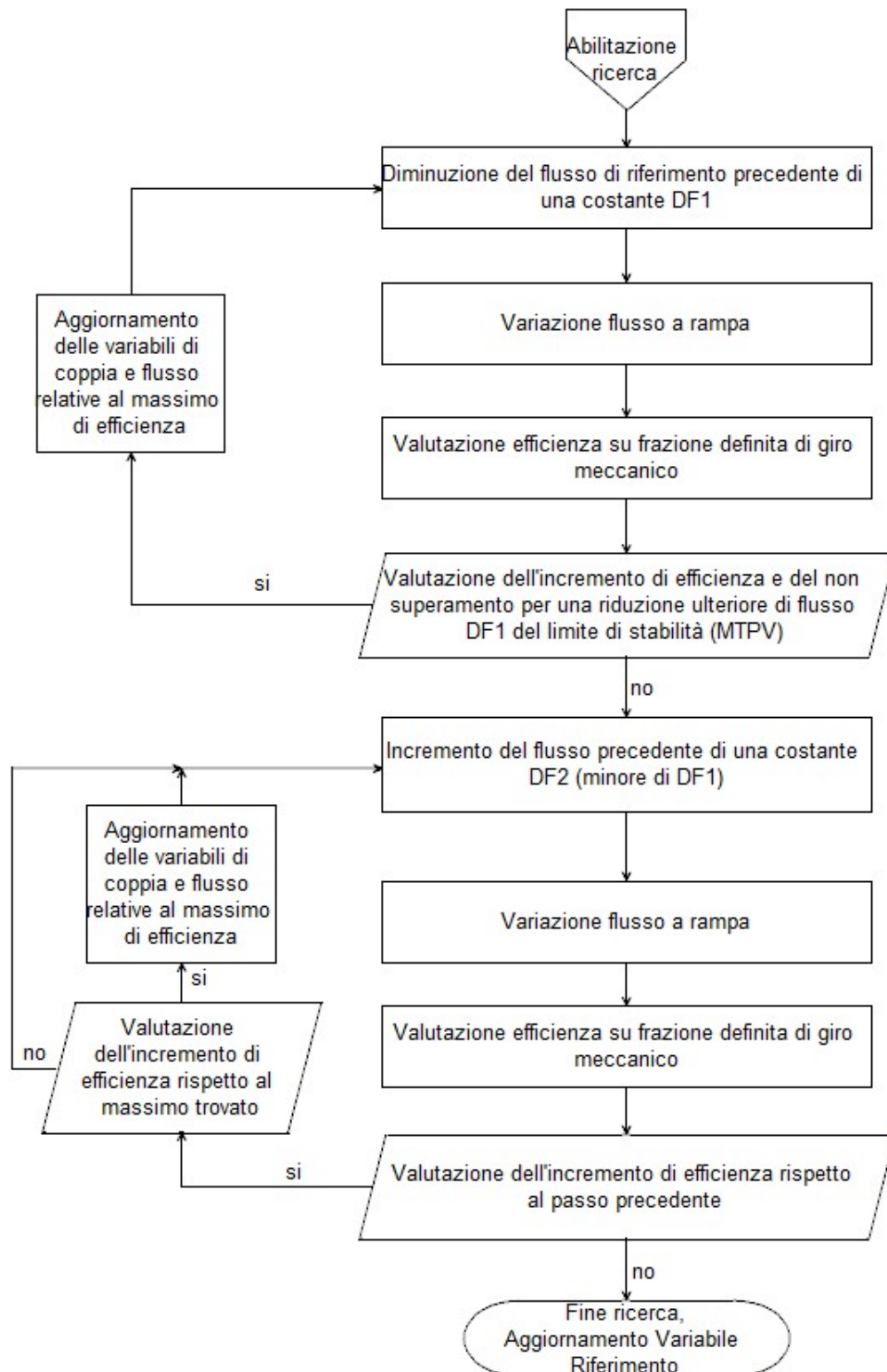


Figura 5.5. Logica di ricerca utilizzata nel controllo per valutare il massimo di efficienza.

Problematiche correlate a un controllo di questa tipologia possono sorgere nel caso di variazioni elevate di coppia con possibili flussi di riferimento inferiori a quelli di massima efficienza. Una seconda proposta, sviluppata nel codice, è riportata con la curva in rosso. In questo caso il percorso è modificato solamente nell'intorno della coppia valutata. Tranne che per gli estremi in cui l'MTPA è valutato i due valori del riferimento di coppia, tra cui è inserito il quello valutato, sono sostituiti dallo stesso. Il solo inserimento della coppia e del relativo flusso all'interno della curva di controllo non è accettabile per la possibilità di variazioni di riferimento a gradino (se si è valutato il punto di lavoro a coppia 6.1Nm e il riferimento nella LUT precedente è a 6Nm fluttuazioni minime di coppia portano a variazioni elevate del riferimento di flusso). Tale modifica permette di lavorare in punti sempre intermedi fra la curva a massima efficienza e l'MTPA stesso.

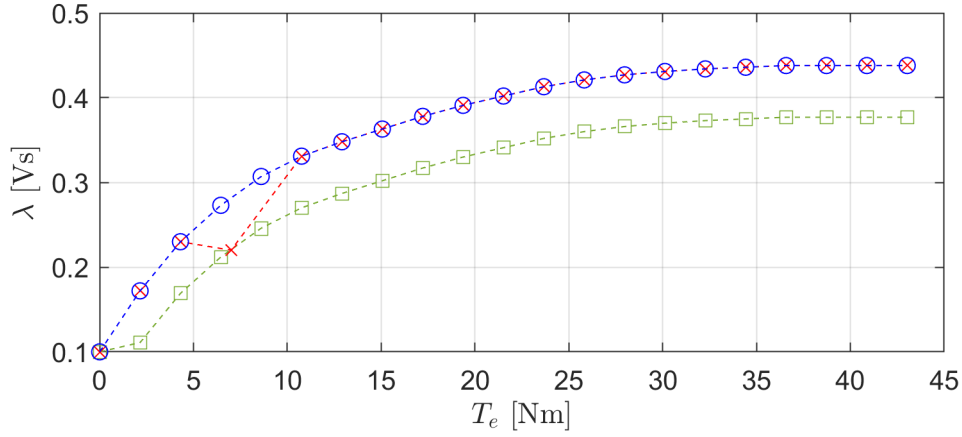


Figura 5.6. Curva di MTPA (blu), esempio di modifica della curva implementata (rosso) e alternativa (verde)

5.4.1 Convergenza dell'algoritmo in controllo di coppia

Verificata la capacità del controllo di individuare il minimo di perdite mantenendo la coppia costante si è integrata l'analisi nel controllo di coppia. Lo schema logico legato all'avvio della ricerca nel caso di controllo di coppia è riportato in figura 5.7. Ad ogni interrupt, vengono verificati il riferimento di coppia rispetto al precedente e la velocità. Mentre il primo può essere valutato attraverso l'uguaglianza il secondo va verificato analizzando il mantenimento dello stesso in un intorno. Questo perché una serie di rumori sono presenti quali quello intrinseco dell'encoder. Nel caso in cui la valutazione è negativa il controllo disabilita la ricerca, utilizzando la curva modificata. Nel caso in cui sta venendo

ricercato il massimo la curva di controllo è modificata utilizzando il valore temporaneo della ricerca. Nel caso invece in cui la verifica è positiva, se la coppia osservata media, valuta sulla frazione di giro meccanico, è in un intorno del comando, la ricerca non è stata ancora effettuata e la velocità è superiore ad una minima la ricerca è avviata. Porre un limite inferiore di velocità è correlato all'assenza di guadagni a bassi valori.

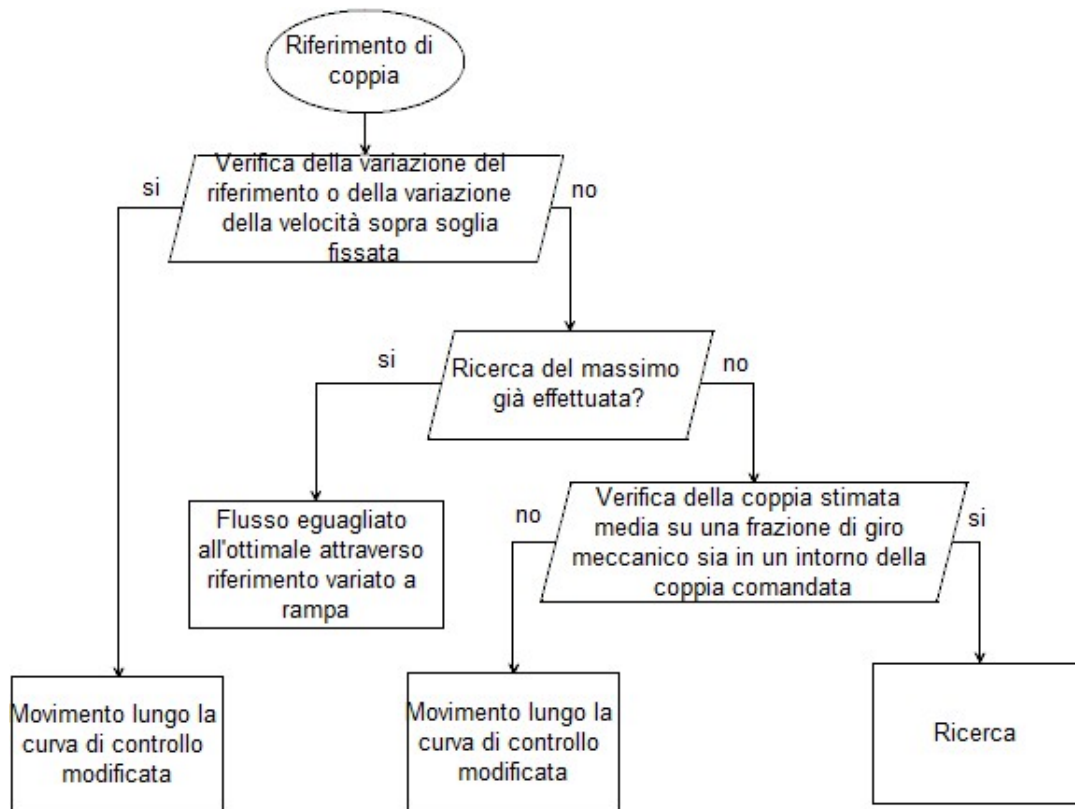


Figura 5.7. Schema logico legato all'avvio della ricerca nel caso di controllo di coppia.

5.4.2 Convergenza in controllo di velocità

Integrato il controllo di coppia il caso di controllo attraverso anello di velocità è stato valutato.

L'anello di velocità è quello tipico dei controlli [14], con in catena diretta un regolatore PI, un disturbo additivo del carico ed un integratore moltiplicato per l'inverso dell'inerzia. La banda, nota l'inerzia del modello, è stata posta pari a 15 rad/s mentre lo zero del regolatore a 1.5rad/s.

La logica di ricerca rimane invariata rispetto a quella presentata in figura 5.5 come la

modifica della curva di controllo. L'avvio della ricerca risulta differente essendo il riferimento di coppia non costante. Tale logica è presentata in figura 5.8. La principale modifica rispetto alla logica del controllo precedente è correlata all'identificazione della presa di carico. Quelle prese in considerazione sono variazioni a gradino rispetto al quale l'anello è astatico. Per rilevarle è necessario quindi determinare i transitori. Una presa di carico corrisponde ad una variazione temporanea della velocità. Tale modifica è legata in parte alla taratura dell'anello e al tempo di interrupt. Inizialmente la velocità varia con una pendenza eguale alla variazione di coppia diviso l'inerzia del sistema. Successivamente il controllo inizia ad eliminare l'errore. L'idea utilizzata è considerare la variazione nei primi interrupt (nel caso specifico 5) di velocità dato da una variazione di coppia minima (1Nm). Se la velocità filtrata varia di un'entità superiore la ricerca è disabilitata in maniera analoga al controllo di coppia.

La coppia valutata, al fine di identificare il raggiungimento del regime, è il valore medio sulla frazione di giro meccanico. Tale valore si deve discostare in maniera inferiore ad un massimo che nel caso è stato corrisponde a 0.2 rad/s elettrici .

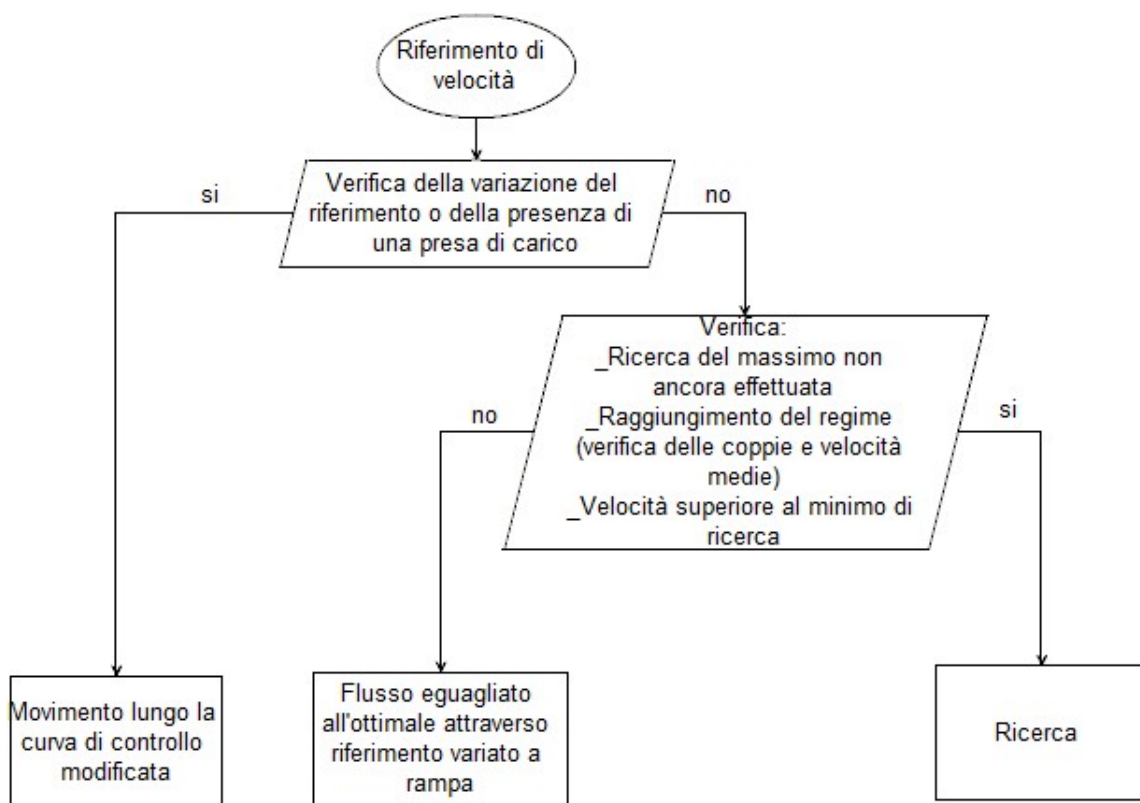


Figura 5.8. Schema logico per l'avvio della ricerca del massimo di efficienza nel controllo di velocità.

5.4.3 Risultati

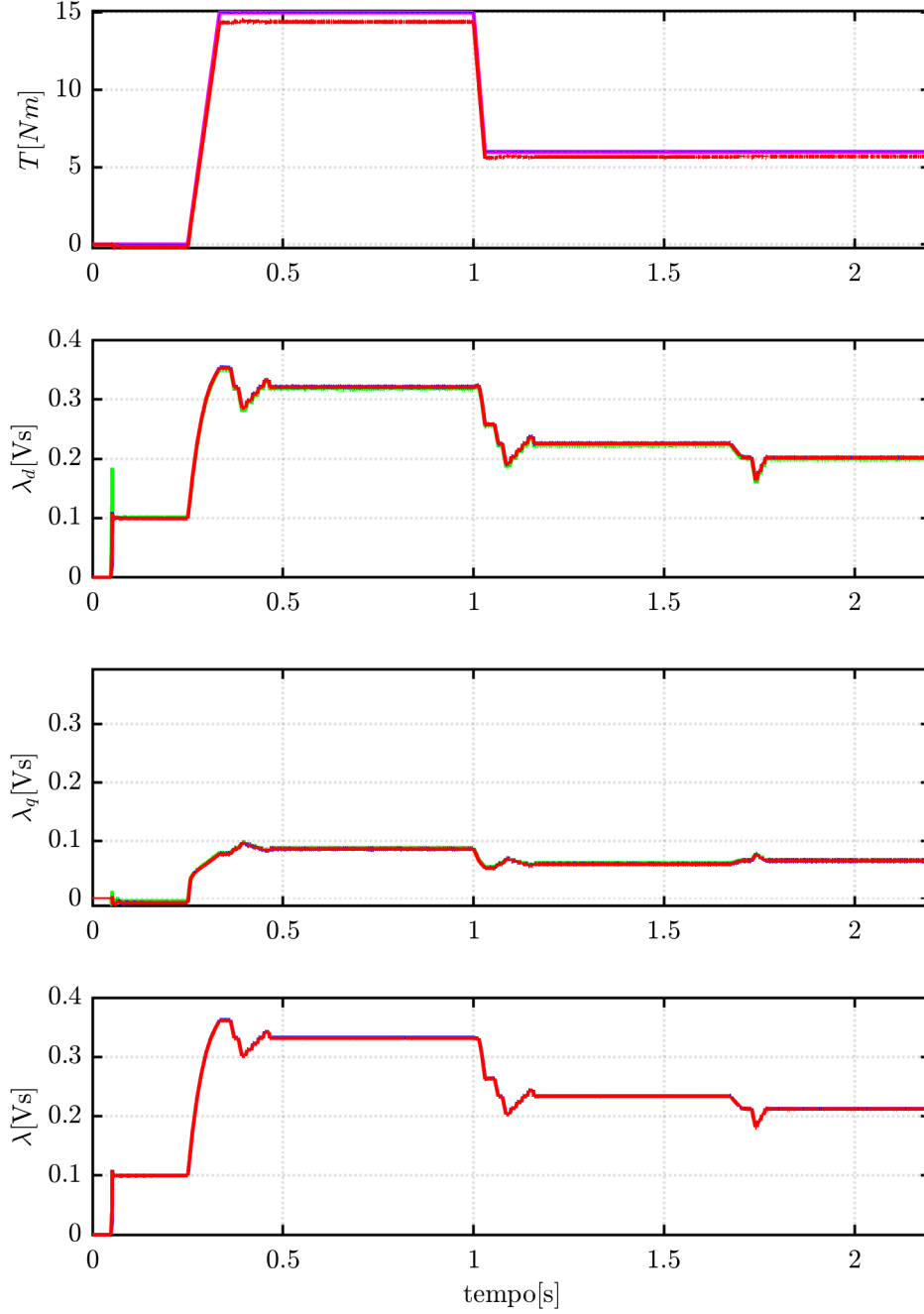


Figura 5.9. Coppie e flussi con il motore controllato in coppia. I segnali magenta sono i comandi, le blu sono le grandezze osservate, le verdi i flussi stimati attraverso le mappe di flusso e le rosse le grandezze del modello.

Nel caso di controllo di coppia la velocità è stata posta da blocco esterno con due variazioni partendo da velocità nulla. La prima all'istante 0.05s porta il motore fino a 1000rpm mentre la seconda a 1.5s porta la velocità a 2500rpm. Come è possibile visualizzare in figura 5.9 il riferimento di coppia è variato in due istanti differenti a rampa con valori finali rispettivamente di 15Nm e 6Nm. Data la variazione il controllo si muove lungo la curva senza discontinuità del flusso. La ricerca viene effettuata in tempi limitati, inferiori a 0.2s mantenendo il valore di flusso correlato al massimo di efficienza valutato. Il flusso ottimale ritrovato a alta velocità è inferiore a quello a bassa in accordo con l'aumento delle perdite nel ferro.

La verifica dell'anello di velocità è stata effettuata modificando il carico come riportato in figura 5.11 e il riferimento della velocità come in figura 5.10. Il ciclo utilizzato presenta differenti variazioni che portano a una serie di valutazioni del punto di massima efficienza consecutive. Il ciclo non è indicativo per una applicazione, tuttavia sono state valutate le perdite e confrontate con le stesse nel caso dell'utilizzo dell'MTPA. La potenza meccanica e le perdite sono riportate in figura 5.12. Mentre le prime sono perfettamente sovrapposte nelle seconde è possibile riscontrare il funzionamento del controllo, con una riduzione delle perdite complessive (3423J utilizzando l'MTPA e 3266J migliorando l'efficienza), in un ciclo non ottimale, attorno a 4.6% (157J). Come è possibile riscontrare in figura 5.11 il controllo funziona senza apparenti problematiche, valutando un punto ad efficienza incrementata in tempi limitati come nel controllo di coppia.

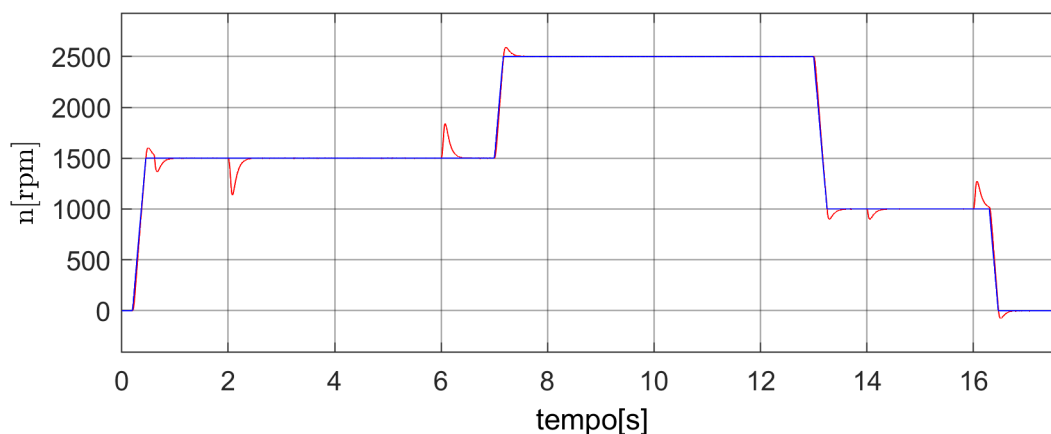


Figura 5.10. Velocità in funzione del tempo. In blu il comando dato al controllo, in rosso la velocità misurata.

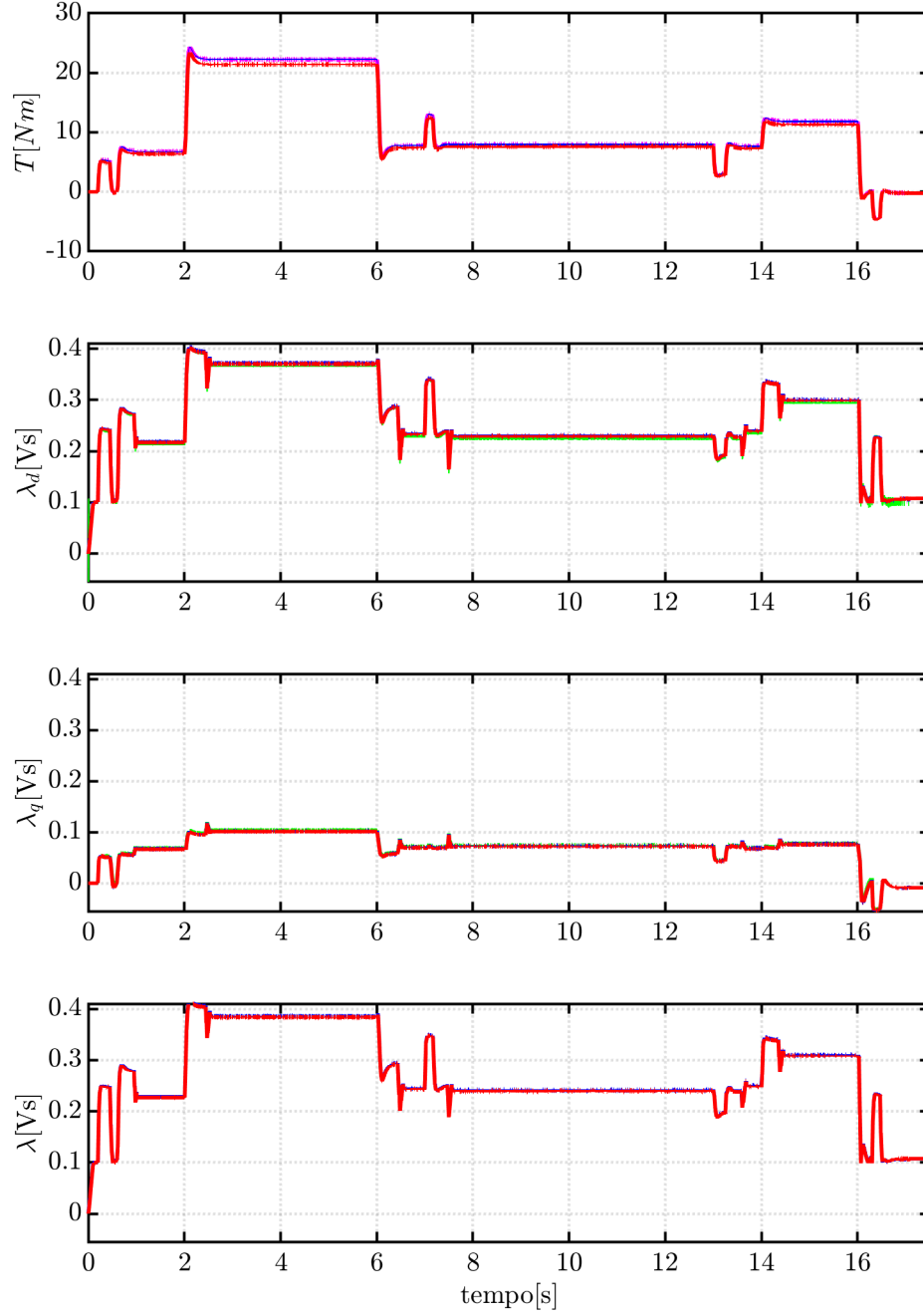


Figura 5.11. Coppie e flussi con il motore controllato in velocità. I segnali magenta sono i comandi, le blu sono le grandezze osservate, le verdi i flussi stimati attraverso le mappe di flusso e le rosse le grandezze del modello.

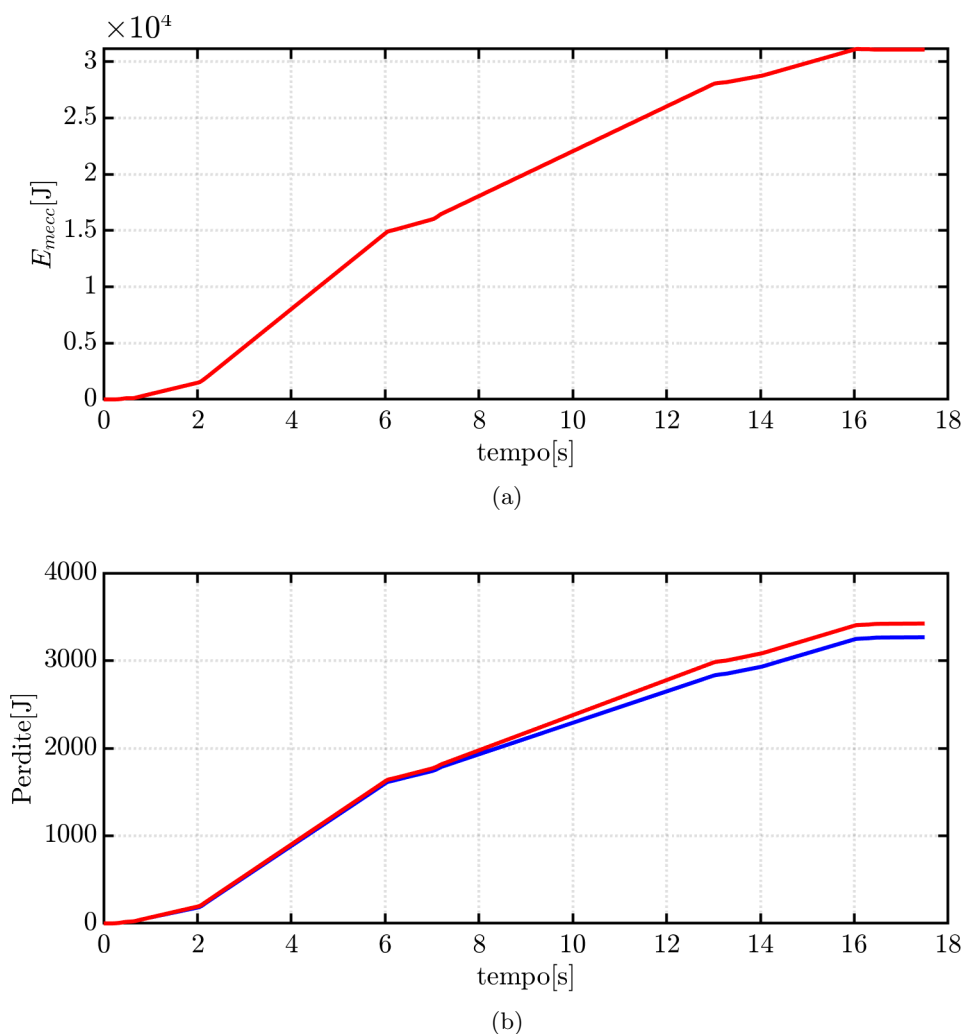


Figura 5.12. Confronto fra energie meccaniche(a) e perdite (b) tra la curva tradizionale di controllo (rosso) e la curva modificata (blu)

5.4.4 Sensibilità dei parametri

Le simulazioni precedenti sono state svolte ipotizzando i parametri inseriti nel controllo relativi alla resistenza e le perdite nel ferro uguali a quelli del motore. Delle simulazioni utilizzando il controllo di velocità e lo stesso ciclo di lavoro sono state svolte, imponendo nel controllo un errore ei parametri.

Due simulazioni sono state svolte incrementando e diminuendo le P_{Fe} nel controllo del 30% con i risultati del ciclo riportati in figura 5.13. Per l'incremento il valore finale è di 3261J, per il decremento di 3324J e con il modello corretto di 3266J. Come è possibile

riscontrare in tutti i casi vi è stato un guadagno rispetto alle perdite ottenute seguendo l'MTPA sebbene il controllo vada a lavorare in punti di lavoro differenti.

Si faccia riferimento alla figura 5.2. Come è possibile riscontrare esiste un range non trascurabile di flusso in cui l'efficienza presenta un guadagno rispetto all'MTPA. Nei tre casi i punti di lavoro individuati dal controllo sono stati in questo range per cui, sebbene i flussi di massima efficienza fossero diversi risulta presente un guadagno.

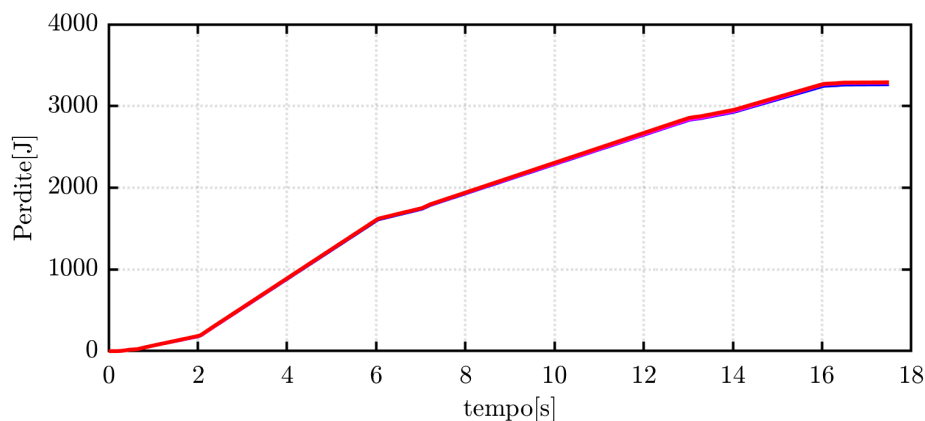


Figura 5.13. Perdite nel caso di un incremento del 30% (magenta) del modello delle perdite nel ferro caricate sul controllo, decremento del 30% (rosso) e modello corretto (blu)

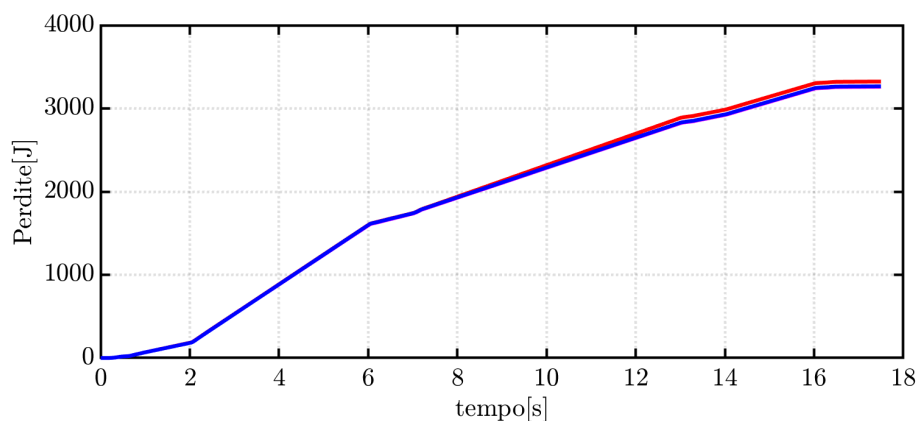


Figura 5.14. Perdite nel caso di un incremento del parametro della resistenza nel controllo del 50% (magenta), decremento del 50% (rosso) e parametro corretto (blu)

Altre due simulazioni sono state svolte imponendo nel controllo un errore sulla resistenza. Tale valore è utilizzato dall'osservatore di flusso, se differisce da quello reale un errore nella valutazione è presente, correlato alla stima dalle equazioni di statore.

Da 1.8 si deduce che l'errore sulla coppia e quindi sulla potenza meccanica, se il flusso è stimato dalle sole equazioni di statore, è pari a $\frac{3}{2}\tilde{R}i_{dq}^2$. Ciò comporta all'individuazione dell'ottimo per flussi inferiori a quello effettivo nel caso in cui il parametro sia inferiore a quello reale.

Il valore di resistenza utilizzato nelle simulazioni è stato pari a 0.42Ω . Tale valore è stato incrementato e decrementato del 50% nel controllo, ottenendo delle perdite finali rispettivamente di 3286J e 3291J.

5.5 Conclusioni

La valutazione delle stime delle potenze entranti ed uscenti nella macchina è stata presentata con i dati tipicamente accessibili in un azionamento industriale. Sia nel caso dell'anello di velocità che per quello di coppia è stato proposto un controllo. Per la valutazione del punto di lavoro a minima perdita è richiesto il funzionamento in condizioni stazionarie per un tempo minimo, limitando l'utilizzo per alcune applicazioni in cui le condizioni a regime risultano persistere per tempi inferiori a 0.2s. Utilizzando i dati sperimentali di un motore a riluttanza, è presentato il confronto delle perdite fra un controllo tradizionale ed uno che ricerchi il massimo di efficienza. Un guadagno nelle perdite totali è stato riscontrato, dimostrando il corretto funzionamento della strategia, sebbene il guadagno è risultato modesto. Tale controllo risulta quindi adatto per motori con zone di funzionamento dove le perdite nel ferro sono problematiche perché in questi vi è la possibilità di un guadagno effettivo. Nel controllo può essere integrato uno stimatore della resistenza, di cui sono presenti differenti modelli nella letteratura, considerando l'effetto del riscaldamento della macchina sul luogo di massima efficienza.

Capitolo 6

Conclusioni

La tesi ha analizzato la possibilità di migliorare il rendimento di una macchina SyR mediante un controllo di massima efficienza. Per farlo è stata definita una procedura di testing sperimentale per valutare le perdite nel ferro al variare della velocità e del punto di lavoro nel piano dq. Tale procedura è stata implementata sperimentalmente usando un prototipo di motore industriale. I dati sono poi stati utilizzati per implementare un modello simulink in grado di descrivere fedelmente la macchina. Infine è stato sviluppato e testato in simulazione un algoritmo di ricerca automatica del punto di massima efficienza. Il miglioramento del rendimento è risultato visibile ma modesto per la macchina testata. Tuttavia si ritiene che potrebbe essere più significativo per macchine per applicazioni ad alta velocità, dove le P_{Fe} sono più significative. Sviluppi futuri di questo lavoro di tesi possono includere la verifica sperimentale del controllo di massima efficienza, l'inserimento nel controllo di un osservatore di resistenza, un miglioramento della dinamica del controllo sviluppato e l'estensione a macchine con magneti permanenti.

Appendice A

Valutazione della resistenza durante la prova

Nel seguente capitolo sono presentate la valutazione delle resistenze nelle differenti prove sperimentali svolte.

Prova di caratterizzazione magnetica

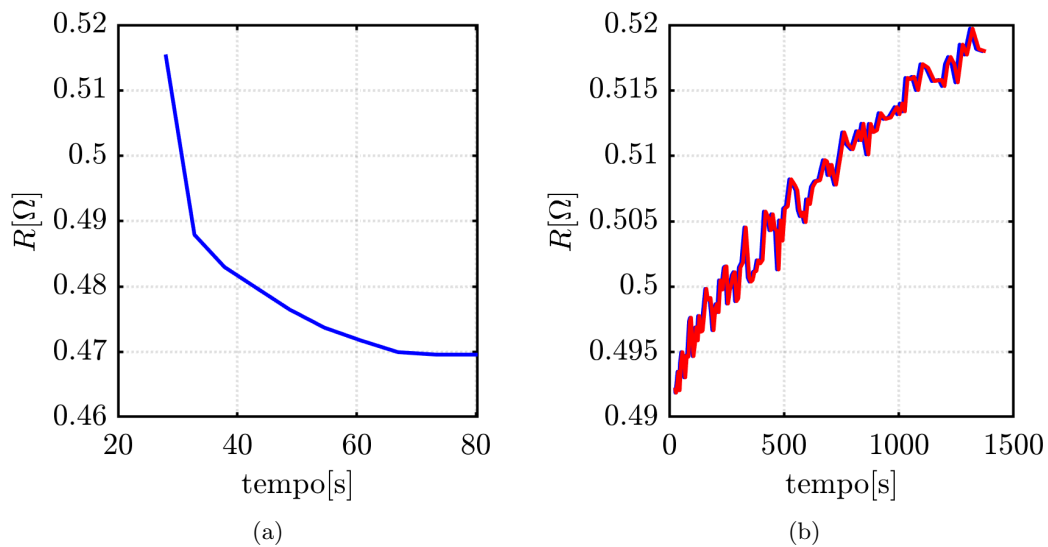


Figura A.1. Resistenza valutata durante la prova di caratterizzazione magnetica a differenti valori di corrente in asse d(a) e valutazione della resistenza in movimento con corrente iniettata pari a 4A(b) prima (blu) e dopo (rosso) della misura .

Durante la prova di caratterizzazione magnetica, rispetto alla tradizionale, si è provato ad inserire la misura della resistenza in movimento. L'idea che sta alla base è di iniettare una corrente solamente lungo l'asse d della macchina. Se non vi è un discostamento fra il sistema di riferimento e quello reale di rotore non è generata coppia se non per compensare le perdite nel ferro. La tensione sull'asse d a regime risulta la sola caduta resistiva (1.4).

Le misure riportate in figura A.1(b) risultano tuttavia sovrastimate, inoltre il valore di resistenza varia al variare della corrente in asse d iniettata come è possibile riportato in figura A.1(a) in cui i punti di prova con la sola corrente in asse d sono state utilizzate.

Prova di valutazione delle perdite nel ferro

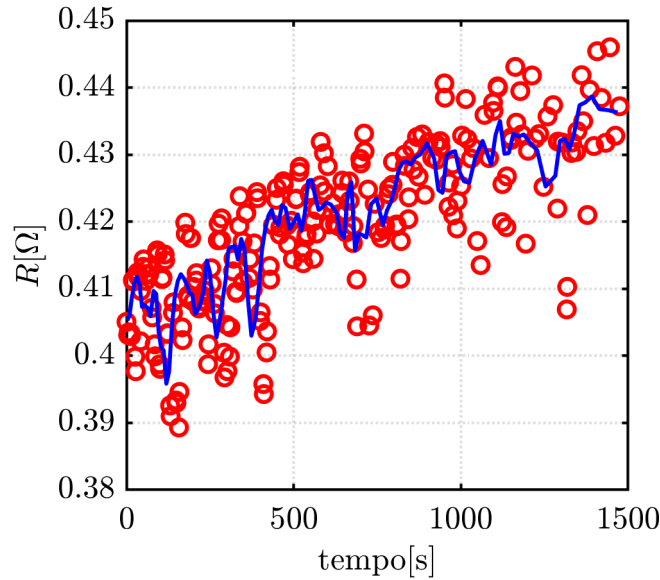


Figura A.2. Valori di resistenza valutati nelle singole misure (cerchi rossi) e media mobile dei valori (linea blu)

In tale prova la resistenza è stata valutata a motore statico, iniettando una corrente in asse d di 4A e campionando per 0.5s. Al fine di elaborare la resistenza sul *data recorder* è stata valutata attraverso la fase con il modulo di corrente maggiore e la sua tensione. I valori per la prova a 900rpm sono riportati in figura A.2, come è possibile notare è presente un rumore non trascurabile. Quello che è stato fatto è effettuare una media mobile di tale valore su un range di 40s tranne che per gli estremi dei dati. Ciò è accettabile essendo le correnti iniettate ed i rispettivi tempi tali da avere dinamiche

termiche più lente. Il rumore sulla resistenza non è trascurabile ai fini della prova, legato a disturbi esterni e a tensioni basse (attorno ad 1V) prodotte con un inverter con tensione sul DC-link di 560V. Un miglioramento può giungere aumentando il valore di resistenza o il tempo di campionamento.

Prova di efficienza

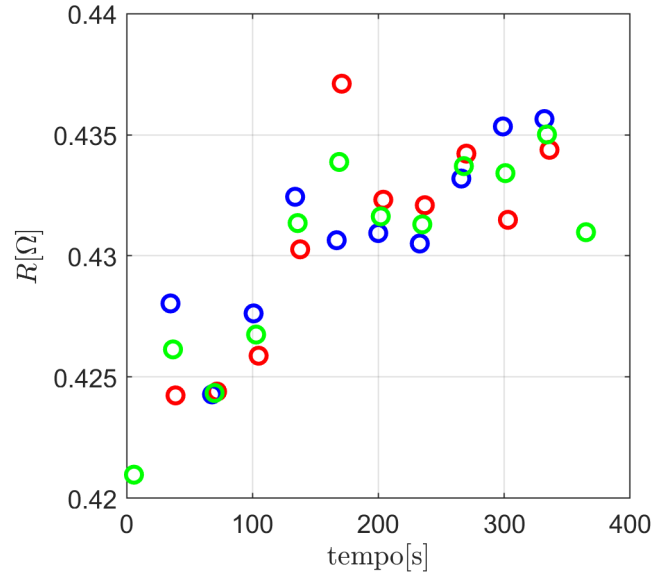


Figura A.3. Valori di resistenza precedenti alla valutazione di una velocità(rosso), posteriori (blu) e valori medi usati nelle prove (verde)

In tale prova, presentata nell'appendice B, la resistenza è misurata a motore fermo per 1s con alti valori di corrente rispetto alla prova precedente. I risultati sono mostrati in figura A.3. Come è possibile constatare la misura risulta ancora affetta da errore ma di quota inferiore rispetto alla prova di valutazione delle perdite nel ferro. Tra la misura di resistenza precedente ad una prova ed e quella posteriore alla prova con velocità inferiore i tempi di differenza sono dell'ordine dei secondi. Per ridurre l'errore la resistenza utilizzata è stata una media di questi valori. Durante la prova, in cui la resistenza cresce con la temperatura, si è ritenuta costante ed uguale alla media fra il valore precedente ed il successivo alla prova stessa.

Appendice B

Prova di efficienza

A seguito della valutazione delle perdite nel ferro per una velocità fissa sono state svolte due prove di efficienza con una differente curva di riferimento per il controllo. L'obiettivo è determinare una mappa sul piano velocità-coppia che rappresenti l'efficienza della macchina utilizzando due differenti curve di controllo. Una delle curve è quella tipica, in cui le perdite nel rame sono minimizzate mentre l'altra è ricavata partendo dalle perdite valutate a 1500rpm imponendo una temperatura di avvolgimento.

I dati che si sono voluti ottenere dal confronto sono duplici:

- Dalle velocità inferiori a quella a 1500 rpm si può analizzare quanto un flusso inferiore a quello ottimale sia impattante nelle perdite totali di macchina riportando l'efficienza a differenti temperature.
- Analizzare l'influenza di una riduzione di flusso non ottimizzata sulle alte velocità.

Inoltre, al fine di ricavare la curva di massima efficienza un approccio è stato ricavato ed un confronto delle curve a differenti temperature e velocità è ottenuto.

Per effettuare la prova è stato utilizzato un codice sviluppato presso il dipartimento di Energia.

Definito un array di velocità equidistanziate fra una minima e una massima, per ognuno dei valori viene richiesto al motore, controllato in coppia, un array equidistanziato di valori. Questa prova necessita l'individuazione della potenza entrante e uscente complessiva per ogni punto di lavoro. Questi dati possono essere già ricavati con il setup di laboratorio utilizzato per la valutazione delle perdite nel ferro. Al fine di poter confrontare correttamente le perdite nella prova, limitando l'influenza correlata al riscaldamento della

macchina, è richiesta la conoscenza del valore di resistenza in modo tale da riportare tutti i dati alla medesima temperatura. Per ogni velocità analizzata la macchina è fermata all'inizio e alla fine e in condizione di stallo viene richiesto al motore la coppia nominale in maniera tale da valutare la resistenza, dopo un tempo di attesa. Successivamente la velocità è modificata raggiungendo quella correlata al punto di prova.

Al fine di determinare il comando di coppia viene definito il vettore contenente i valori di riferimento equidistanziati su MATLAB. Successivamente viene ricavato un secondo vettore da quello precedentemente definito attraverso script, contenente i valori dei comandi di coppia raddoppiati (ad esempio se il vettore iniziale è $[0 \ 2]$ il vettore che viene utilizzato dal programma è $[0 \ 0 \ 2 \ 2]$) e caricato nel codice. Tale vettore rappresenta i valori dei comandi di coppia per tempi equidistanziati dal valore iniziale al finale. Il tempo fra due differenti posizioni del vettore è definito dall'utente attraverso apposita variabile (Tale valore nella prova è stato posto eguale ad uno) definendo quindi una LUT che presenta come ingresso il tempo e come uscita la coppia.

Durante la misura di resistenza in DC il contatore rappresentante il tempo di prova è resettato a zero. In seguito alla modifica della velocità tale valore è incrementato in ogni interrupt fino al valore massimo della prova (lunghezza del vettore dei riferimenti di coppia per il tempo fra due riferimenti). Definito il tempo la coppia correlata è valutata trovando il valore temporale precedente e successivo ed interpolando fra i due. In tale maniera il riferimento di coppia presenta una rampa di lunghezza DT e un tempo DT con coppia costante per ogni valore analizzato. Una volta che il contatore del tempo raggiunge il valore massimo il riferimento di coppia e velocità è azzerato. Viene successivamente eseguita una misura di resistenza eguale a quella iniziale.

Valutazione della curva di controllo

La prova prevede il controllo di macchina attraverso il metodo UDFVC descritto in [15] ed implementato nel capitolo 5. Per il controllo della macchina è necessaria la mappa dei flussi (per l'osservatore di flusso a bassa velocità), la curva limite MTPV e la curva di controllo. Quest'ultima è fornita come una LUT che richiede come ingresso la coppia desiderata e fornisce il modulo del flusso come uscita. Definito il modulo del flusso e la coppia il flusso sul piano dq risulta completamente definito. Modificando la curva della LUT è possibile modificare la strategia del controllo, nel caso specifico due sono stati gli approcci con cui tale curva è stata determinata. Utilizzando il codice presente in Syre e le mappe dei flussi sperimentali la curva correlata all'MTPA è stata determinata attraverso lo script C_MtpaMtpvLut di SyR-e. L'altra è stata ottenuta impostando, invece del

minimo di perdite legate all'effetto joule per coppia richiesta, la curva che minimizza le perdite totali di macchina valutate a 1500 rpm con resistenza pari a 0.50Ω (equivalente a $70^\circ C$ di avvolgimento).

I dati utilizzati per determinare la curva sono presi da:

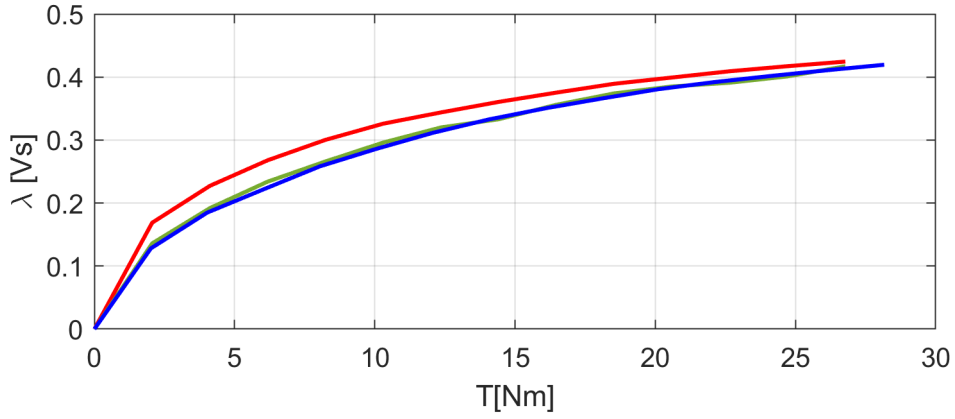
- prova di magnetizzazione magnetica: Coppie elettromagnetiche e flussi in funzione delle correnti magnetizzanti. Tali dati sono importati sotto forma di matrici a seguito di una pre-elaborazione in modo da ottenere una matrice di partenza fitta (256×256). A tal fine sono stati interpolati i valori delle matrici partendo da una griglia rettangolare equispaziata sul piano dq delle correnti. Interpolare su una griglia con le stesse caratteristiche sul piano dei flussi (si veda come esempio la figura 3.3.4) porterebbe o ad una analisi di un'area ridotta rispetto a quella esplorata o ad una interpolazione di punti esterni alla zona analizzata correlata a maggiori errori matematici.
- prova di valutazione delle perdite nel ferro effettuata a 1500 rpm: perdite nel ferro in funzione dei flussi. I valori ricavati da queste mappe nel codice sono sempre correlati a zone di flusso esplorate nelle prove per cui la forma non rettangolare della zona di flussi analizzata non è fonte di errore.

L'implementazione del codice per valutare le curve è stato implementato su MATLAB. La prima parte di codice intende determinare una correlazione fra le perdite totali di macchina e i flussi ad una data resistenza di avvolgimento R_{avv} . Per far questo bisogna determinare le correnti a statore effettive in funzione del flusso considerando il discostamento, prendendo come riferimento il modello della macchina in figura 1.2. Da (1.6), essendo determinato per ogni punto analizzato di flusso il rispettivo valore delle perdite nel ferro, sono valutate le correnti effettive a statore. Valutate le perdite nel rame come $\frac{3}{2}R_{curva}(I_d^2 + I_q^2)$ si è potuto ottenere la matrice. Per ottenere lo stesso flusso al traferro nel funzionamento da motore e generatore le correnti iniettate differiscono quindi due curve per il riferimento di flusso devono essere generate per ottimizzare il controllo in funzione del quadrante del flusso.

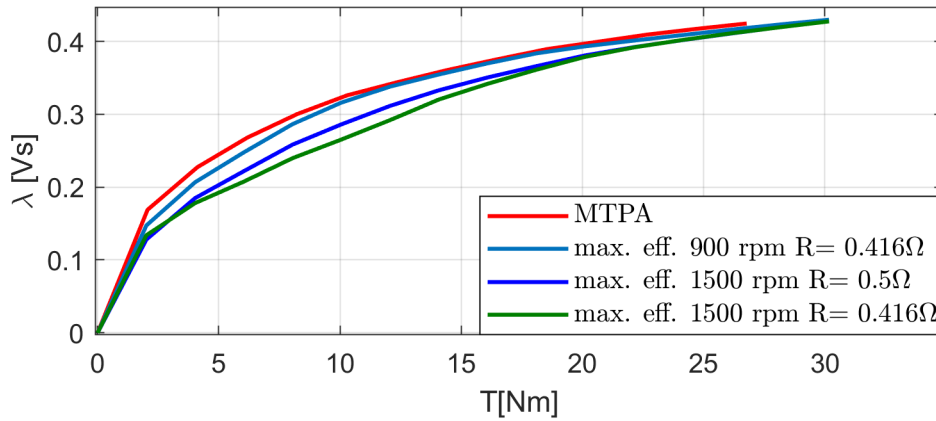
Per ogni punto della matrice viene correlato a un valore di coppia. Nel caso in cui la prova magnetica è effettuata integrando un torsionometro tale valore può essere calcolato come in (B.1).

$$T_{em}(\lambda_d, \lambda_q) = \frac{T_{motore} - T_{generatore}}{2} \quad (B.1)$$

Tale formula permette di effettuare la reiezione completa delle coppie correlate agli attriti, inoltre permette una reiezione quasi completa della coppia correlata alle perdite nel ferro.



(a)



(b)

Figura B.1. (a) Flusso di riferimento in funzione della coppia richiesta seguendo le traiettorie di MTPA(rosso) e minime perdite (blu) e LUT utilizzata nelle prove (verde). (b) Confronto fra MTPA e luogo di massima efficienza a differenti velocità e resistenze di statore.

Le LUT sono definite da un insieme di valori di coppia equidistanziati fra un valore minimo ed uno massimo. Inizialmente nel codice viene definito un passo ridotto (fra il valore minimo ed il massimo con il comando linspace sono stati valutati 100 livelli). Per ognuno di questi livelli è stato:

- trovata l'isocoppia sul piano dei flussi al traferro.
- Interpolato per ogni valore di flusso il rispettivo valore delle perdite totali.
- Valutato il minimo di perdite e determinato il flusso correlato.

Una volta determinata la curva, come svolto per determinare per quella legata all'MTPA, avviene il filtraggio eseguendo un fit con un polinomio del quinto ordine passante per lo zero. Tale operazione è necessaria essendo la curva determinata rumorosa poiché legata a valori sperimentali affetti da errore.

Definito il passo di coppia della LUT il vettore del modulo del flusso correlato è valutato dai dati ottenuti dal fit. nel caso specifico il passo utilizzato è pari a 2Nm.

In figura B.1(a) è possibile visualizzare le due curve di controllo utilizzate. Tali curve presentano i maggiori discostamenti a bassi valori di coppia (corrente). Tale distacco si riduce all'aumentare della coppia. In figura B.1(b) sono state riportate differenti curve, valutate con differenti valori di velocità e resistenza. A basse velocità il discostamento fra la curva a minime perdite e l'MTPA, anche a bassi valori di temperatura di avvolgimento, è ridotto essendo le perdite nel rame preponderanti.

Si può notare come, per lo stesso valore di coppia, il flusso comandato nel caso dell'MTPA è maggiore.

Risultati sperimentali

Durante le prove sono state analizzate le velocità comandate fra 250rpm e 2750rpm con passo 250rpm. Per ogni velocità, sono state richieste delle coppie da 0 a 25 Nm con passo 2.5Nm. Le coppie effettive all'albero motore differiscono rispetto al comando per gli attriti ed errori del controllo che comportano, ad eguali coppie comandate e velocità differenti un flusso effettivo imposto nella macchina differente come mostrato in figura B.2. Il flusso è stato valutato come in (3.8). I flussi stimati a pari coppia comandata ruotano nel piano portando a quote di flusso maggiori rispetto alle basse velocità. L'angolo massimo valutato sul piano dq dei flussi fra le velocità ad eguale coppia comandata è inferiore a 1.5 gradi elettrici. L'errore è correlato a più cause, una di queste è legata al valore del guadagno utilizzato nell'osservatore di flusso. La mappa dei flussi utilizzata per lo stimatore di bassa velocità di flusso è stata valutata con un offset pari a 79.1 gradi meccanici. Successivamente la prova di identificazione dell'offset è stata risolta modificando il valore con 79.3 gradi meccanici. Tale differenza equivale ad un errore di 0.6 gradi elettrici non essendo state erroneamente corrette le mappe caricate per la prova di efficienza.

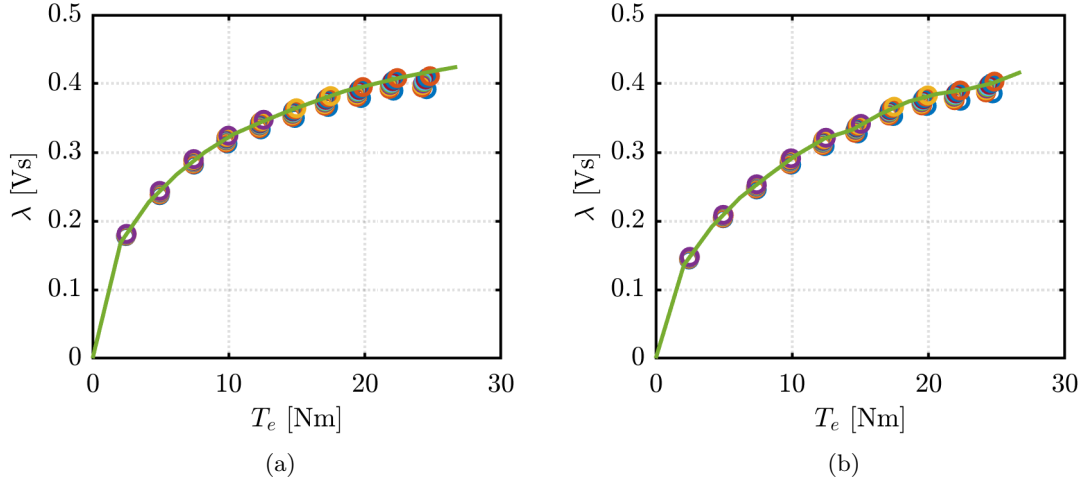


Figura B.2. Flussi di riferimento (linea verde) e flussi stimati alle varie velocità (cerchi) nella prova di efficienza eseguita usando (a) l'MTPA e (b) il luogo di massima efficienza a 1500 rpm e $R=0.5\Omega$.

I valori valutati al fine di poter essere confrontati devono essere riportati ai medesimi punti sul piano coppia velocità. Per fare questo vi è bisogno di definire come scegliere i punti correlati ed effettuare una interpolazione. I dati di partenza a seguito di una pre-elaborazione per valutare le mappe di efficienza e discriminare le differenti voci di perdita sono delle matrici rettangolari le cui righe sono correlate alle prove alle differenti velocità e le colonne ai differenti comandi dei valori di coppia. Entrambe le prove inoltre data una posizione presetano lo stesso valore di coppia e velocità comandata. Non tutta l'area è esplorata a causa della limitazione di tensione ma per valori correlati a velocità superiori alla velocità base (2200 rpm nel caso della prova correlata alla coppia massima richiesta e alla tensione massima erogabile dall'inverter) vi è la presenza di NaN (not a number). Non è possibile utilizzare il comando `interp2` al fine di interpolare i valori non essendo accettati matrici in cui alcune posizioni non presentano dei numeri. Inoltre va definita una griglia di punti per il confronto tali da essere interna alle aree esplorate da entrambe le prove per non commettere errori di interpolazione. Per eseguire il confronto su MATLAB i seguenti passaggi sono svolti:

- Per ogni riga è valutata la posizione prima del primo NaN, partendo dai valori di coppia più bassi a salire, per le due prove. nel caso in cui sono allocati solo dei numeri la lunghezza della riga è salvata.
- Definita una matrice di NaN per le coppie che verranno utilizzate per il confronto,

tale matrice è riempita in modo tale da impostare il valore minimo di coppia per la prima posizione di una riga come il massimo fra i due valori alla prima posizione. Le righe sono riempite prendendo il valore dalla prima matrice importata nel codice fino ad arrivare alla posizione prima del NaN valutata in precedenza. In tale posizione viene salvato il minimo di coppia fra le due analizzate.

- Viene definita una matrice delle velocità di prova per il confronto eguagliando con la prima matrice delle velocità di prova analizzata. Analogamente a prima si vuole evitare di porre numeri fuori da una delle aree analizzate nelle prove. Viene quindi posto per la riga rappresentante la più bassa velocità il massimo tra le minime velocità di prova. In modo analogo viene posto il minimo di velocità fra le massime per l'ultima riga.
- Al fine di interpolare nei punti di interesse definiti per entrambe le prove, viene eseguita una interpolazione piana attraverso il comando `fit` e l'impostazione `thinplateinterp`. Nei punti in cui sono presenti NaN anche nelle matrici ricavate compaiono tali NaN.

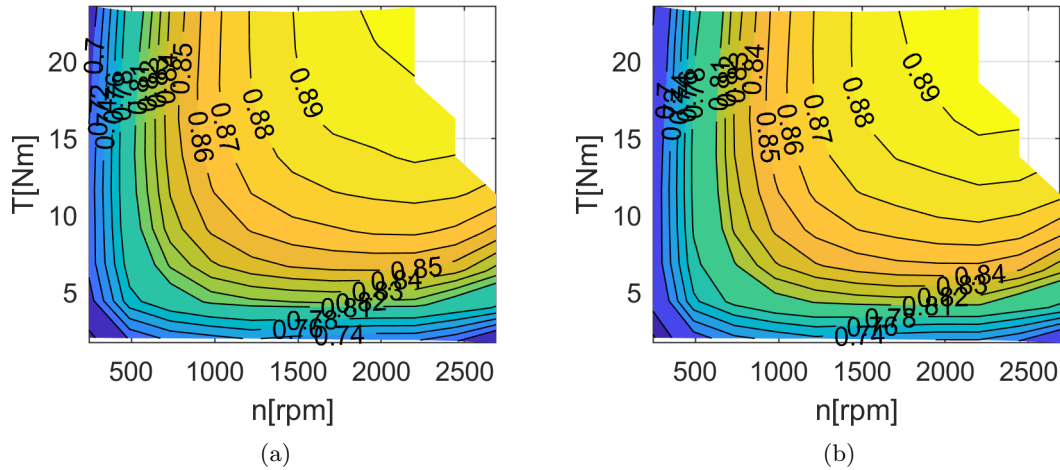


Figura B.3. Efficienze valutate per la prova utilizzando l'MTPA riportando le perdite nel rame a 20°C (a) e 70°C (b)

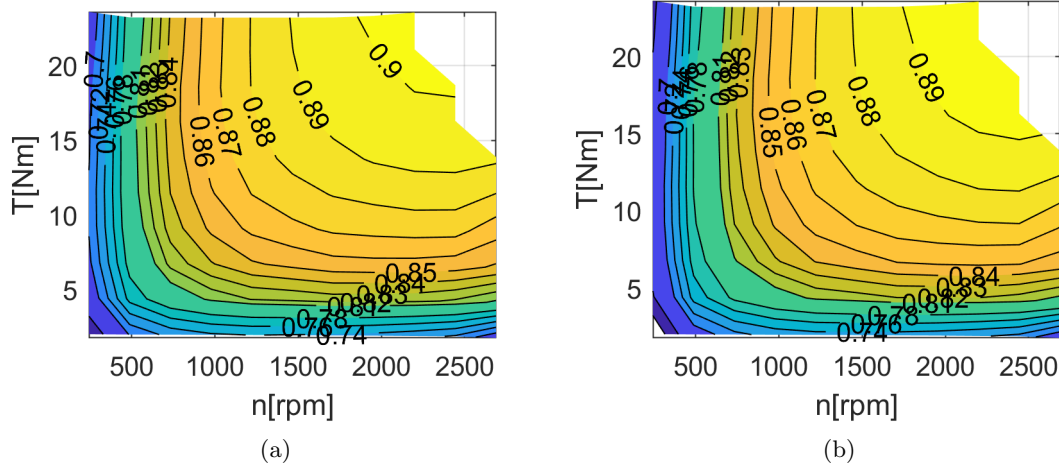


Figura B.4. Efficienze valutate per la prova utilizzando la curva che massimizza l'efficienza 1500rpm riportando le perdite nel rame a 20°C (a) e 70°C

Per riportare i valori a una temperatura di avvolgimento di 70°C si sono ipotizzate le perdite nel ferro non varianti. In tale maniera, note le perdite nel rame si è potuto eseguire il riporto in temperatura usufruendo della resistenza a venti gradi attraverso l'equazione B.2, dove l'avvolgimento considerato è di rame e le temperature sono in gradi centigradi. Un confronto delle perdite, riportando a 20°C, è stato inoltre eseguito al fine di valutare il miglioramento di efficienza ad una temperatura prossima a quelle di prova. Per l'MTPA le mappe di efficienza alle due temperature sono riportate in figura B.3 mentre per la curva modificata le mappe sono riportate in figura B.4.

$$R_{hot} = R_{20} \frac{T_{hot} + 235}{T_{cold} + 235} \quad (B.2)$$

Come è possibile constatare dalla figura B.5 il guadagno di efficienza è stato, per la prova a 1500 rpm, molto contenuto se non addirittura inesistente. Tale fatto può essere correlato alle seguenti motivazioni:

- I flussi comandati sono risultati inferiori a quelli delle curve di riferimento. Dalla figura 5.2 questo equivale ad un miglioramento dell'efficienza per l'MTPA ed un superamento il luogo dei punti di massima efficienza per la prova con la curva a minime perdite.
- Errori di misura nella valutazione della mappa delle perdite nel ferro a 1500 rpm.
- Le curve dell'MTPA e del minimo di perdite sono ricavate attraverso il fit di una curva. Possono quindi sussistere errori correlati ad un fit non ottimale.

- Errori di misura delle grandezze durante le prove. Le potenze erogate a 1500 rpm per coppie superiori a 10Nm sono superiori a 1.5kW mentre i discostamenti fra le perdite misurate sono attorno a 2 W riportate a 20°C (Temperatura di avvolgimento vicina a quella di prova).
- Errori nella misura di resistenza. All'aumentare della coppia tale fenomeno risulta essere più marcato ed è correlato a una errata valutazione delle perdite nel ferro. Per bassi valori di coppia (di corrente) ove si sono presentati i maggiori guadagni nel controllo tale errore è meno impattante.

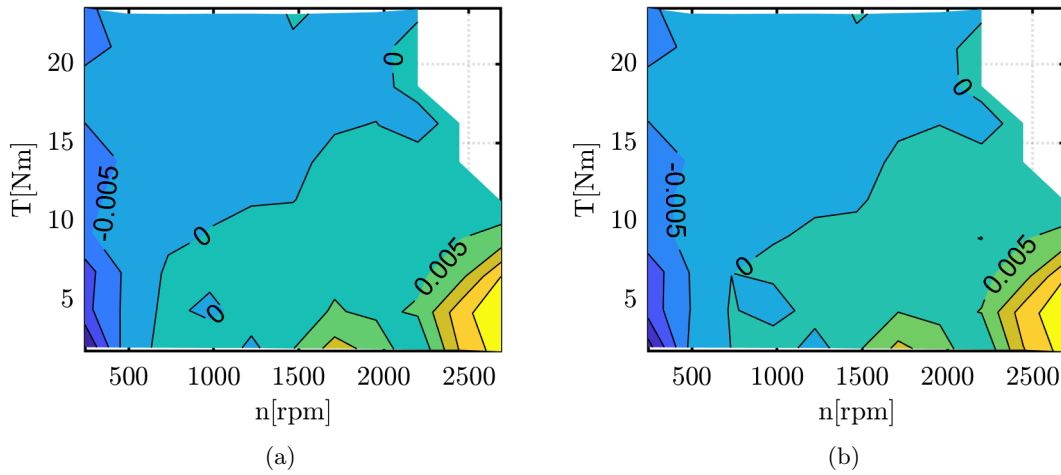


Figura B.5. Differenza di efficienza fra la prova a flusso ridotto e l'MTPA per i valori riportati a 20°C (a) e 70°C (b).

Conclusioni

Un metodo per valutare offline, fissata la resistenza, è stato presentato nel capitolo e valutato per la velocità di 1500rpm.

A seguito di errori nel controllo del flusso i guadagni, già supposti bassi, sono stati minori se non inesistenti.

Al contempo utilizzare una curva con flussi inferiori a quelli ottimali porta a alte velocità e basse coppie ad un miglioramento non trascurabile. Un controllo come quello successivamente presentato, nel caso in cui si utilizzi un modello che sottostimi le perdite nel ferro, valutando il punto di massima efficienza a flussi maggiori di quello reale, porta comunque ad un guadagno di efficienza.

Bibliografia

- [1] <https://sourceforge.net/projects/syre/>, “Software Syre.”
- [2] <https://www.mentor.com/products/mechanical/magnet/magnet/>, “Software MagNet.”
- [3] A. Cavagnino, “Appunti di Macchine Elettriche II.”
- [4] Y. Houbaert, U. Gent, T. U. B. Freiberg, and U. M. Society, eds., *Proceedings / 5th International Conference Magnetism and Metallurgy, WMM’12: Ghent, Belgium, June 20 to 22, 2012*. Gent- Zwijnaarde: Ghent Univ., Dep. of Metallurgy and Materials Science, 2012. OCLC: 930869331.
- [5] M. Chiampi, L. Zilberti, O. Bottauscio, D. Giordano, A. Manzin, and P. E. Roccato, *Elettrotecnica dai campi ai circuiti*. Politeko Edizioni, 2012.
- [6] S. Xue, J. Feng, S. Guo, J. Peng, W. Q. Chu, and Z. Q. Zhu, “A New Iron Loss Model for Temperature Dependencies of Hysteresis and Eddy Current Losses in Electrical Machines,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 54, pp. 1–10, Jan. 2018.
- [7] A. Mahmoudi, W. L. Soong, G. Pellegrino, and E. Armando, “Efficiency maps of electrical machines,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2791–2799, Sept. 2015. ISSN: 2329-3748.
- [8] “Motor-CAD Software | Motor Design.”
- [9] C. Bianchini, M. Davoli, G. Pellegrino, F. Immovilli, and E. Lorenzani, “Low cost PM synchronous servo-applications employing asynchronous-motor frame,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, (Montreal, QC, Canada), pp. 6090–6095, IEEE, Sept. 2015.
- [10] A. Vagati, M. Pastorelli, and G. Franceschini, “High-performance control of synchronous reluctance motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, pp. 983–991, July 1997.
- [11] “EMERF list of materials.”

- [12] R. Bojoi, E. Armando, M. Pastorelli, and K. Lang, "Efficiency and loss mapping of AC motors using advanced testing tools," in *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 1043–1049, Sept. 2016. ISSN: null.
- [13] A. Vagati, M. Pastorelli, F. Scapino, and G. Franceschini, "Impact of cross saturation in synchronous reluctance motors of the transverse-laminated type," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, pp. 1039–1046, July 2000.
- [14] G. Pellegrino, "Appunti del corso di 01NKXNC Controllo digitale di convertitori ed azionamenti."
- [15] G. Pellegrino, R. I. Bojoi, and P. Guglielmi, "Unified Direct-Flux Vector Control for AC Motor Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, pp. 2093–2102, Sept. 2011.
- [16] G. Pellegrino, E. Armando, and P. Guglielmi, "Direct Flux Field-Oriented Control of IPM Drives With Variable DC Link in the Field-Weakening Region," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, pp. 1619–1627, Sept. 2009.
- [17] I. Bojoi, E. Armando, G. Pellegrino, and S. Rosu, "Self-commissioning of inverter nonlinear effects in AC drives," in *2012 IEEE International Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON)*, pp. 213–218, Sept. 2012. ISSN: null.