



UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
DI PADOVA

UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA

**Dipartimento di Ingegneria Industriale DII**

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria dell'Energia Elettrica

Caratterizzazione di alcuni motori campione per la sperimentazione di  
azionamenti elettrici

Relatore: Prof. Silverio Bolognani

Correlatore: Ing. Mosè Castiello

Enrico Battistella

1128455

Anno Accademico 2017/2018



*A mia mamma,  
che ancora accarezza il mio cuore...  
infinitamente grato*



# INDICE

CAPITOLO 1 .....	9
Introduzione.....	9
CAPITOLO 2 .....	11
Banchi di misura.....	11
2.1 Banco lento .....	11
2.2 Banco veloce .....	12
Capitolo 3 .....	15
Struttura e principio di funzionamento dell'IM .....	15
3.1 Comportamento del motore a induzione in regime sinusoidale.....	15
3.2 Rotore a gabbia .....	17
3.3 Comportamento dinamico del motore a induzione .....	20
3.4 Equazioni di statore nel sistema di riferimento stazionario $d^s q^s$ .....	21
3.5 Equazioni di statore nel sistema di riferimento stazionario $d^x q^x$ generico ....	22
3.6 Equazioni di rotore nel sistema di riferimento stazionario $d^s q^s$ .....	23
3.7 Equazioni di rotore nel sistema di riferimento stazionario $d^x q^x$ generico .....	23
3.8 Equazioni della coppia .....	24
3.9 Circuiti elettrici equivalenti.....	26
3.10 Misura dei parametri essenziali di un IM per un azionamento FOC.....	30
3.11 Circuito equivalente per azionamenti FOC .....	31
3.12 Circuito equivalente per la misura .....	34
CAPITOLO 4 .....	37
Presentazione delle misure.....	37
4.1 Prova a vuoto .....	38
4.2 Prova a carico.....	40
CAPITOLO 5 .....	43
Risultati misure su IM_EDL-17.2 Lafert.....	43
5.1 Risultati prova a vuoto .....	43
5.2 Risultati prova a carico.....	44
CAPITOLO 6 .....	47

Struttura e principio di funzionamento dell'IPM .....	47
6.1 Vettori spaziali.....	47
6.2 Sistema di riferimento rotante.....	47
6.3 Principio di funzionamento .....	49
6.4 Equazioni elettriche per motori IPM.....	49
6.5 Limiti e regioni di funzionamento con $\xi > 1$ .....	51
6.6 Limiti e regioni di funzionamento con $\xi < 1$ .....	54
6.7 Saturazione del ferro ed effetti della saturazione incrociata.....	56
 CAPITOLO 7 .....	 61
Presentazione delle tipologie di misure.....	61
7.1 Cogging.....	61
7.2 Misura caratteristica elettromagnetica di coppia a correnti costanti .....	61
7.3 Misura della coppia in MTPA.....	62
7.4 Misura della caratteristica elettromeccanica di coppia con correnti sincrone .....	63
7.5 Mappatura della coppia nel piano $I_d$ - $I_q$ .....	63
7.6 Misura dell'effetto della saturazione incrociata .....	63
7.7 Misura delle forze contro elettromotrici .....	64
 CAPITOLO 8 .....	 65
Caratterizzazione del motore ISA.....	65
8.1 Parametri geometrici ed elettrici .....	65
8.2 Misura del cogging .....	67
8.3 Misura della caratteristica elettromeccanica di coppia con correnti costanti .....	68
8.4 Misura della coppia in MTPA.....	72
8.5 Misura della caratteristica elettromeccanica di coppia con correnti sincrone .....	78
8.6 Mappatura di coppia nel piano $I_d$ - $I_q$ .....	81
8.7 Misura dell'effetto della saturazione incrociata .....	82
8.8 Misura delle forze contro elettromotrici .....	83
 CAPITOLO 9 .....	 85
Simulazioni su motore ISA.....	85

9.1 Simulazione del cogging.....	85
9.2 Simulazione della caratteristica di coppia con correnti sincrone con il rotore .....	86
9.3 Simulazione della caratteristiche di magnetizzazione .....	90
9.4 Simulazione mappatura di coppia nel piano $I_d$ - $I_q$ .....	91
CAPITOLO 10.....	93
Caratterizzazione del motore FI-IPM.....	93
10.1 Parametri geometrici .....	93
10.2 Misura del cogging.....	94
10.3 Misura della caratteristica elettromeccanica di coppia con correnti costanti .....	95
10.4 Misura della coppia in MTPA .....	97
10.5 Misura della caratteristica elettromeccanica di coppia con correnti sincrone .....	99
10.6 Mappatura di coppia nel piano $I_d$ - $I_q$ .....	102
10.7 Misura dell'effetto della saturazione incrociata.....	103
10.8 Misura delle forze controelettriche.....	104
CAPITOLO 11.....	107
Simulazioni su motore FI-IPM.....	107
11.1 Simulazione del cogging.....	107
11.2 Simulazione della caratteristica di coppia con correnti sincrone con il rotore .....	108
11.3 Simulazione della caratteristiche di magnetizzazione .....	111
11.4 Simulazione mappatura di coppia nel piano $I_d$ - $I_q$ .....	112
CAPITOLO 12.....	115
Conclusioni.....	115
Bibliografia.....	116
Ringraziamenti.....	117





# CAPITOLO 1

## Introduzione

Lo scopo perseguito in questa tesi è la misura, il collaudo e la caratterizzazione di alcune diverse tipologie di macchine elettriche presenti in laboratorio.

I motori su cui si sono rivolte le indagini sono tre, un IM (Induction Motor) e due IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor); queste due tipologie di macchine elettriche sfruttano differenti principi di funzionamento.

I motori presi in considerazione vengono distinti, all'interno del laboratorio, dai seguenti acronimi:

- IM\_EDL-17.2 denominato Lafert
- IPMSM\_EDL-17.4 denominato ISA
- FI\_IPMSM\_EDL-17.3 denominato FI

Per quanto concerne il motore IM sono state effettuate essenzialmente due prove, una a vuoto ed una a carico decrescente, che hanno consentito l'individuazione dei parametri elettrici che contraddistinguono la macchina.

Su i due motori IPM, invece, si sono svolte diverse misure atte a caratterizzarli. Per alcune di esse sono state fatte anche delle simulazioni, in modo da costituire del materiale confrontabile con i risultati ottenuti dalle misure. In particolare si sono realizzate misure di cogging, della caratteristica di coppia a correnti costanti e sincrone con il rotore, e di coppia in condizioni di MTPA. Sempre sfruttando i banchi di prova già predisposti, sono state effettuate misure che hanno permesso la mappatura della coppia, la quantificazione dell'effetto della saturazione incrociata e delle forze contro elettromotrici.

Attraverso le simulazioni si sono invece ottenuti riscontri per le già citate misure di cogging, di coppia con correnti sincrone e per la mappatura della coppia. Inoltre le simulazioni della caratteristica di magnetizzazione hanno consentito un raffronto delle stessa.

Nella trattazione sono peraltro presenti nozioni teoriche utili nell'introduzione e nella comprensione delle prove svolte.



# CAPITOLO 2

## Banchi di misura

### 2.1 Banco lento

Il banco lento, usato per la caratterizzazione dei motori presi in esame, viene utilizzato ove vi è la necessità di raggiungere valori elevati di coppia; pertanto non è possibile eseguire misure ad alte velocità. Il banco lento è realizzato dai diversi componenti, di seguito vengono elencati i principali:

- Struttura in acciaio
- Motore master
- Giunti meccanici
- Motore slave
- Riduttore
- Inverter master e slave
- Torsiometro
- Computer e dSPACE ds1104

Il motore slave, sul quale sono rivolte le misure, viene fissato alla struttura in acciaio dove è già alloggiato il master, ovvero il motore incaricato di mantenere costante la velocità di rotazione; in questo caso un motore sincrono brushless trifase di 1.2 [kW] con corrente nominale efficace di 4.6 [A] e velocità massima di 3000 [rpm]. I due motori vengono accoppiati attraverso dei giunti meccanici che costituiscono un collegamento rigido tra i due alberi. Il motore master è inoltre fornito di un riduttore meccanico (rapporto di riduzione 1/59) che permette quindi allo stesso di esplicitare una elevata coppia a fronte di una bassa velocità di rotazione. Su di esso viene anche disposto un encoder che consente la determinazione della posizione e della velocità rotorica.

Entrambi i motori posti sul banco vengono alimentati da degli inverter, i quali forniscono loro le correnti di alimentazione, generate attraverso la scheda dSPACE. In particolare per il motore slave viene utilizzato un inverter trifase ad isteresi che permette di spingersi fino a 50 [A]. I segnali di controllo sono generati dalla scheda dSPACE ds1104, tale piattaforma prevede un control desk che permette, per mezzo di alcuni script concepiti in linguaggio C e letti continuamente ogni cento microsecondi, di acquisire dati e di sviluppare i suddetti segnali. È possibile programmare la scheda sia attraverso il control desk che in ambiente MATLAB. Sono proprio i due software che comunicando tra loro consentono l'acquisizione dati e la generazione dei riferimenti da seguire.

Per evitare che il motore in prova raggiunga elevate temperature si utilizza inoltre una ventola di raffreddamento.

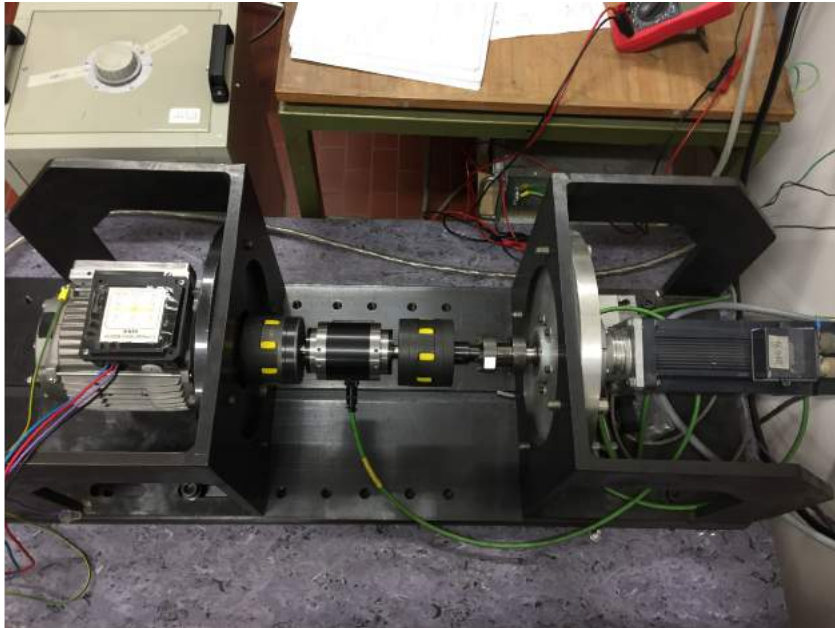


Figura 2.1- Banco lento

## 2.2 Banco veloce

Il banco veloce presente in laboratorio, usato per la caratterizzazione dei motori presi in esame, è provvisto di componenti analoghe a quello lento. Vi è sempre un motore master che traina un motore slave, sul quale si vogliono eseguire le misure. Per questo banco di prova il master è costituito da un motore asincrono trifase con potenza nominale di 5.5 [kW], corrente efficace nominale pari a 17 [A], e tensione efficace nominale di 295 [V]. Dei giunti meccanici realizzano l'accoppiamento tra le due macchine, che giacciono fissate su una struttura in acciaio.

Differentemente da quanto accadeva nel banco lento, in quello veloce non è presente alcun riduttore di velocità sul master, infatti non essendoci la necessità di produrre elevate coppie è possibile raggiungere velocità di 2250 [rpm]. Il master è fornito di un encoder, utile per la stima della posizione e dalla velocità rotorica.

Entrambi i motori vengono alimentati da due differenti inverter, controllati anche per il banco veloce dalla stessa scheda dSPACE impiegata per l'acquisizioni dei dati e la generazioni dei riferimenti del banco lento. Il master, in particolare, sfrutta un inverter trifase di 7.5 [kW] in grado di fornire una corrente di nominale di 17 [A].

Per evitare che il motore in prova raggiunga elevate temperature si utilizza inoltre una ventola di raffreddamento.



Figura 2.2- Banco veloce.



## CAPITOLO 3

### Struttura e principio di funzionamento dell'IM

I motori a induzione, o asincroni, trifase costituiscono una delle categorie di motori in corrente alternata fra le più diffuse nelle applicazioni industriali, a velocità fissa e variabile. La conversione elettromeccanica che essi attuano segue il principio di funzionamento dei sistemi a induzione mediante una diretta applicazione del campo magnetico rotante.

Il motore asincrono è costituito da uno statore (parte fissa) e da un rotore (parte mobile) entrambi a forma di corona cilindrica di materiale ferromagnetico laminato e separati da un traferro in aria. Sulle superfici cilindriche di statore e rotore che si affacciano al traferro sono ricavate, secondo la dimensione principale, le cave di statore e di rotore dove sono contenuti gli avvolgimenti statorici e rotorici. L'avvolgimento di statore è formato da tre fasi identiche come numero di spire e distribuzione delle spire, ma spazialmente sfasate in modo uguale lungo il traferro. Le fasi fanno capo alla morsettiera del motore attraverso la quale esso può essere alimentato da una sorgente trifase esterna.

Il circuito di rotore può essere realizzato con un avvolgimento trifase distribuito, del tutto analogo a quello di statore (rotore avvolto o ad anelli), i cui terminali fanno capo a tre anelli su cui strisciano tre spazzole che consentono il collegamento dell'avvolgimento rotorico ad un circuito esterno. Quest'ultimo può essere anche un convertitore statico che gestisce il flusso di potenza entrante o uscente dal rotore per ottenere particolari azionamenti. Molto più spesso, comunque, il circuito di rotore è realizzato mediante un insieme di sbarre di alluminio (una per ogni cava) fra loro tutte collegate alle due estremità da due anelli, così a realizzare una struttura comunemente denominata rotore a gabbia. Tale struttura, sottoposta all'azione del campo magnetico prodotto dall'avvolgimento statorico, si comporta come un avvolgimento trifase dello stesso tipo e con lo stesso numero di poli di quello di statore.

#### 3.1 Comportamento del motore a induzione in regime sinusoidale

Si consideri inizialmente il caso di un motore asincrono con rotore avvolto trifase ( $p = n^\circ \text{ poli statore} = n^\circ \text{ poli rotore}$ ) e si ipotizzi che l'avvolgimento rotorico sia aperto in modo che ogni corrente di rotore sia nulla. Indicando con  $p$  il numero di coppie polare, se gli avvolgimenti statorici sono alimentati da un sistema trifase equilibrato di correnti a pulsazione  $\omega_s$ , si produce nel traferro un campo magnetico rotante a velocità  $\omega_0$ , dove:

$$\omega_0 = \frac{\omega_s}{p} \quad (3.1)$$

Ogni fase di statore concatena quindi un flusso magnetico  $\lambda(t)$  alternato a pulsazione  $\omega_s$ . La tensione ai morsetti dovrà bilanciare la caduta di tensione resistiva e la forza controelettromotrice  $\frac{d\lambda(t)}{dt}$ , indotta dalle variazioni di flusso concatenato.

Si immagini che il rotore stia ruotando ad una velocità  $0 < \omega_m < \omega_0$ , nel verso del campo rotante. Quest'ultimo gira pertanto rispetto a rotore con velocità  $\omega_0 - \omega_m$ , pari anche a  $s\omega_0$ , se si definisce lo scorrimento  $s$  come:

$$s = \frac{\omega_0 - \omega_m}{\omega_s} = \frac{n_0 - n}{n_0} = \frac{\omega_s - \omega_{me}}{\omega_s} \quad (3.2)$$

Gli avvolgimenti aperti di rotore sono pertanto sede di una terna simmetrica di tensioni indotte alternate la cui pulsazione  $\omega_r$  sta a  $\omega_s$  come la velocità di rotazione del campo rotante rispetto al rotore  $\omega_0 - \omega_m$  sta a quella rispetto allo statore  $\omega_0$  e cioè a pulsazione:

$$\omega_r = s\omega_s \quad (3.3)$$

Detta pulsazione di scorrimento, ovvero a frequenza  $f_r = sf_s$ , frequenza di scorrimento.

Si pensi dunque di chiudere gli avvolgimenti di rotore, in questo modo circoleranno tre correnti alternate equilibrate a pulsazione  $\omega_r$ . Il campo magnetico rotante dovuto a questa terna di correnti rotoriche ruota rispetto al rotore con una velocità positiva e proporzionale alle pulsazioni di scorrimento e quindi pari a  $s\omega_0$  ovvero ruota con una velocità rispetto a statore pari a  $s\omega_0 + \omega_m = (\omega_0 - \omega_m) - \omega_m = \omega_0$ . I campi rotanti sostenuti dalle correnti statori e rotoriche a regime sinusoidale sono sincroni e quindi fissi l'uno rispetto all'altro. Ciò determina una coppia costante che per  $\omega_m < \omega_0$  agisce sul rotore con lo stesso verso di rotazione del campo magnetico in modo tale da sostenere la rotazione del rotore.

Quanto detto finora vale sempre per  $0 < \omega_m < \omega_0$ .

Nel caso in cui si abbia  $\omega_m = 0$ , ovvero a rotore fermo, si avrà  $s = 1$  e la pulsazione delle correnti di rotore sarà pari a  $\omega_s$  tale a quelle di statore. Anche in questo caso i campi risultano sincroni.

Con  $\omega_m < 0$ , ovvero con rotore in moto in senso contrario rispetto al campo rotante di statore, risulta  $s > 1$  e ne consegue che la pulsazione delle correnti di rotore sarà maggiore di  $\omega_s$ , infatti il campo rotante generato dalle correnti rotoriche gira proporzionalmente a velocità maggiore di  $\omega_0$ , così facendo compensa il moto retrogrado del rotore e resta ancora sincrono con il campo rotante statorico.



Infine se  $\omega_m > \omega_0$ , ovvero con rotore in moto nel senso del campo rotante statorico con una velocità maggiore del campo, si ottiene  $s < 1$ . Il campo rotante gira con moto retrogrado in modo tale da restare ancora fisso a quello di statore nonostante il rotore giri ad con una velocità maggiore di  $\omega_0$ .

Essendo dunque i campi rotanti di statore e di rotore sempre fissi fra loro essi si possono sommare per ottenere il campo rotante risultante al traferro. A questo sono dovute le tensioni indotte nello statore e nel rotore. La macchina asincrona è di fatto paragonabile ad un trasformatore in cui il primario è costituito dai circuiti di statore e il secondario da quelli di rotore. Da qui la denominazione di macchina ad induzione.

### 3.2 Rotore a gabbia

Una tipica soluzione costruttiva per il rotore di una macchina asincrona è il rotore a gabbia, costituito da sbarre di alluminio (una per ogni cava) collegate fra loro alle due estremità da due anelli che cortocircuitano l'avvolgimento. Per comprendere meglio il comportamento di questo tipo di rotor è utile fare riferimento alla distribuzione che in esso viene a generarsi e alla coppia da esso prodotta.

Sapendo che un conduttore rettilineo di lunghezza  $l$ , attraversato da una corrente  $i$  e immerso in un campo di induzione magnetica  $B$  uniforme per tutta la lunghezza della sbarra e ortogonale allo stesso, è sottoposto ad una forza  $f$  perpendicolare sia alle linee di campo che a al conduttore di intensità  $f = Bli$ .

Quanto descritto si verifica per i conduttori degli avvolgimenti di statore e di rotore disposti assialmente e immersi nelle linee del campo radiale al traferro, su ciascuno di essi agirà quindi una forza tangenziale. Saranno queste forze che determineranno, lungo tutta la circonferenza del traferro, la coppia sullo statore e sul rotore risultando inoltre uguali e opposte.

Per la stima dell'ampiezza di tali forze e coppie per quanto concerne un rotore a gabbia si prenda in considerazione la fig. 3.1 in cui si vede rettificato su una linea orizzontale un rotore a gabbia. Il grafico a) rappresenta, in un generico istante, la distribuzione dell'induzione al traferro  $B_{abc}(\varepsilon)$  dovuta alle correnti statoriche. Tale induzione si muove lungo il traferro con velocità  $v = r\omega_0$ , essendo  $r$  il raggio al traferro.

Dunque in una singola sbarra rotorica in moto con velocità assoluta  $v = r\omega_m$  ed una relativa al campo di induzione pari a  $v = sr\omega_0$  verrà indotta una fem elementare  $e_{el}$  di valore:

$$e_{el} = Blv = B(\varepsilon)l sr\omega_0 \quad (3.4)$$

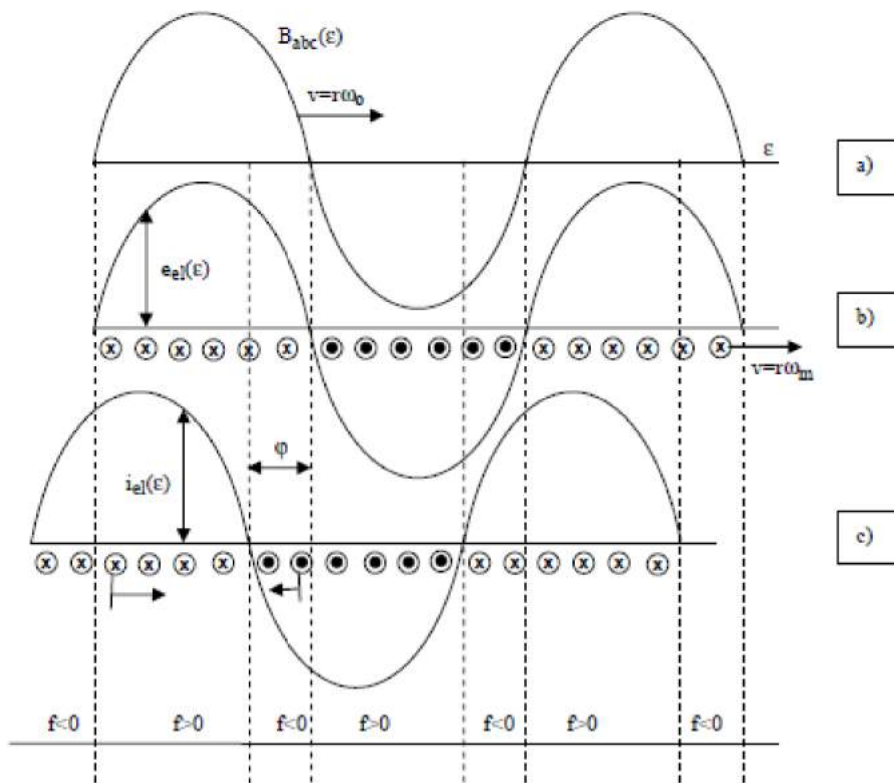


Figura 3.1- Distribuzione delle forze elettromotrici e delle correnti in un rotore a gabbia.

La distribuzione dell'intensità di questa fem segue sia in valore che in segno quella del campo di induzione magnetica come si può vedere dal grafico b) dove, istante per istante, il massimo dell'induzione coincide con quello della fem. Proprio per la presenza delle fem indotte nelle sbarre nascono anche delle correnti e poiché il circuito rotorico è di natura ohmico- induttiva la loro distribuzione sarà anch'essa sinusoidale ma in ritardo rispetto a quella di tensione di un arco  $\varphi$  uguale a:

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{X_{el,s}}{R_{el}} \quad (3.5)$$

Dove  $X_{el,s}$  è la reattanza elementare di ciascuna barra stimata alla frequenza di scorrimento  $s$ , mentre  $R_{el}$  rappresenta la resistenza. Nel diagramma c) si può quindi notare come si ripartisce spazialmente l'intensità di corrente  $i_{el}(\epsilon)$ . Nelle barre di rotore si genera dunque una distribuzione di correnti aventi lo stesso numero di poli del campo rotante generato dallo statore e cioè del numero di poli dell'avvolgimento di statore.

Per valutare la coppia conseguente all'interazione tra correnti rotoriche e l'induzione magnetica generata dalle correnti di statore si considera che su ogni barra del rotore agisca una forza elementare:

$$f_{el} = Bli = B(\varepsilon)li_{el} \quad (3.6)$$

La coppia generata  $M$  risultante si ottiene sommando le coppie elementari dovute ad ogni sbarra e questo corrisponde a moltiplicare per  $N_b$ , ovvero il numero delle barre di rotore, il valore medio della distribuzione della coppia elementare al traferro.

$$M = \frac{N_b lr}{2\pi} \int_0^{2\pi} B(\varepsilon)i_{el}(\varepsilon) d\varepsilon = \frac{N_b lr \hat{B} \hat{I}_{el}}{2} \cos \varphi \quad (3.7)$$

L'espressione (3.7) può essere riscritta in altro modo ricorrendo a:

$$\hat{E}_{el} = \hat{B} l s r \omega_0 \quad (3.8)$$

$$\hat{E}_{el} = \hat{I}_{el} Z_{el,s}$$

Con  $Z_{el,s}$  l'impedenza elementare alla frequenza di scorrimento, e dunque uguagliando le (3.8) si ottiene:

$$\hat{B} = \frac{\hat{I}_{el} Z_{el,s}}{l s r \omega_0} \quad (3.9)$$

Che se sostituita nella (3.7) presenta:

$$M = \frac{N_b (\hat{I}_{el})^2 Z_{el,s}}{2 s \omega_0} \cos \varphi = \frac{I_{el}^2 R_{el} N_b}{s \omega_0} \quad (3.10)$$

Dove la  $I_{el}$  rappresenta il valore efficace delle correnti in ciascuna barra, ed avendo assunto un andamento sinusoidale sarà pari a  $I_{el} = \hat{I}_{el}/\sqrt{2}$ .

Poiché il prodotto  $I_{el}^2 R_{el} N_b$  rappresenta la totale potenza dissipata per effetto Joule  $P_{jr}$  nella gabbia rotorica si può scrivere allora:

$$M = \frac{P_{jr}}{s \omega_0} \quad (3.11)$$

Espressione che vale per qualsiasi tipologia di rotore.

Una volta osservate le espressioni analitiche scritte sopra, si possono fare alcune considerazioni. La (3.10) infatti mette in evidenza che la coppia è funzione sia dall'intensità delle correnti di rotore che dalle sfasamento fra queste e le rispettive fem. Per piccoli valori di scorrimento, cioè attorno alle condizioni nominali di funzionamento, la frequenza di scorrimento è piccola e quindi il circuito rotorico può essere pensato pressoché puramente resistivo: si ha allora  $\varphi \approx 0$ , mentre le correnti risultano proporzionali alle fem, crescenti linearmente con  $s$ . Con scorrimenti bassi si

ha pertanto una coppia crescente con gli stessi, se l'intensità massima del campo rotante al traferro dovuto alle correnti statoriche si mantiene costante.

All'aumentare di  $s$  e quindi della frequenza rotorica, l'impedenza di rotore cresce a causa dell'effetto induttivo. In tal caso la corrente di rotore aumenta in modo meno che lineare con  $s$  ed inoltre ritarda rispetto alla tensione indotta. Il risultato complessivo è che la coppia aumenta con lo scorrimento fino ad un valore massimo, sempre restando nelle ipotesi di induzione massima costante al traferro dovuta alle correnti statoriche.

### 3.3 Comportamento dinamico del motore a induzione

In questo paragrafo si farà riferimento ad un rotore con avvolgimento trifase distribuito, trascurando di fatto quale sia l'effettiva tipologia del rotore.

Partendo dalle equazioni generali di bilancio delle tensioni sulle fasi a,b,c di statore e di rotore, che per quanto riguarda lo statore sono con la convenzione degli utilizzatori:

$$\begin{aligned} u_{sa} &= R_s i_{sa} + \frac{d\lambda_{sa}}{dt} \\ u_{sb} &= R_s i_{sb} + \frac{d\lambda_{sb}}{dt} \\ u_{sc} &= R_s i_{sc} + \frac{d\lambda_{sc}}{dt} \end{aligned} \quad (3.12)$$

E per il rotore:

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{ra} + \frac{d\lambda_{ra}}{dt} \\ 0 &= R_r i_{rb} + \frac{d\lambda_{rb}}{dt} \\ 0 &= R_r i_{rc} + \frac{d\lambda_{rc}}{dt} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Avendo tralasciato per semplicità e snellezza la dipendenza dal tempo delle tensioni  $u$ , correnti  $i$  e dei flussi concatenati  $\lambda$ .

Ognuno dei flussi concatenati presenti nelle (3.12) e (3.13) è generato dall'effetto combinato di tutte le correnti presenti nel motore. Adottando per semplificazione che il circuito magnetico sia privo di correnti parassite, non mostri saturazione e isteresi magnetiche, allora ciascun flusso concatenato, per esempio  $\lambda_{sa}$ , potrà essere espresso come:

$$\lambda_{sa} = \lambda_{ssa} + \lambda_{sra} \quad (3.14)$$

Dove i due contributi sono:

$$\lambda_{ssa} = L_{ss}i_{sa} + L_{Mss}i_{sb} + L_{Mss}i_{sc}$$

$$\lambda_{sra} = l_{Msr}(\vartheta_{me})i_{ra} + l_{Msr}\left(\vartheta_{me} + \frac{2\pi}{3}\right)i_{rb} + l_{Msr}\left(\vartheta_{me} + \frac{2\pi}{3}\right)i_{rc}$$
(3.15)

Per la simmetria cilindrica e l'isotropia della struttura, si è posto costante, ovvero indipendente dalla posizione  $\vartheta_{me}$  del rotore, il coefficiente  $L_{ss}$  di auto induzione della fase di statore, costanti e uguali i coefficienti di mutua induzione  $-L_{Mss}$  fra le fasi di statore b e c e la fase a, e pure tutti espressi dalla stessa funzione  $l_{Msr}(\vartheta_{me})$  i coefficienti di mutua induzione fra le fasi di statore e rotore. Rappresentando  $l_{Msr}(\vartheta_{me})$  con una funzione cosinusoidale ( $l_{Msr} = L_{Msr} \cos(\vartheta_{me})$ ), la (3.15) diventa:

$$\lambda_{sra} = L_{Msr} \cos(\vartheta_{me}) i_{ra} + L_{Msr} \cos\left(\vartheta_{me} + \frac{2\pi}{3}\right) i_{rb}$$

$$+ L_{Msr} \cos\left(\vartheta_{me} + \frac{2\pi}{3}\right) i_{rc}$$
(3.16)

Ripetendo la (3.15) per gli altri cinque flussi e unendo le espressioni ottenute alle (3.12) e (3.13) si trova il sistema differenziale che descrive la dinamica elettrica del motore preso in esame. Considerando poi avvolgimenti di statore privi di filo neutro e assumendo che per simmetria della macchina le terne di forze controelettromotrici nate in ciascun avvolgimento siano anch'esse senza componente omopolare, è possibile semplificare la descrizione della macchina adottando la rappresentazione delle grandezze trifase mediante i vettori spaziali.

Va aggiunto che se anche fosse presente la componente omopolare, dato un insieme di correnti di fase, essa non andrebbe a variare la coppia prodotta dal motore e dunque tralasciarla non comporta alcuna modifica ai risultati che si otterranno in seguito.

### 3.4 Equazioni di statore nel sistema di riferimento stazionario $d^s q^s$

Scegliendo come riferimento un sistema di assi ortogonali  $d^s q^s$  fissi con lo statore, e utilizzando la rappresentazione delle grandezze trifase attraverso i vettori spaziali (rappresentati in grassetto) le (3.12) diventano:

$$\mathbf{u}_s^s = R_s \mathbf{i}_s^s + \frac{d\lambda_s^s}{dt}$$
(3.17)

In cui è presente il vettore spaziale del flusso, facilmente esplicabile in funzione delle correnti statoriche e rotoriche attraverso la trasformazione delle (3.15) scritte per tutte e tre le fasi. Si ottiene così dalla prima equazione:

$$\lambda_{ss}^s = L_s i_s^s \quad (3.18)$$

Nella quale, ricorrendo ad una analogia con il motore sincrono a magneti permanenti:

$$L_s = L_{ss} + |L_{Mss}| \quad (3.19)$$

Denominata induttanza sincrona di statore.

Allo stesso modo, dalla (3.15), si arriva all'espressione del flusso prodotto dall'avvolgimento di rotore concatenato con lo statore:

$$\lambda_{sr}^s = L_M i_r^s \quad (3.20)$$

Dove:

$$L_M = \frac{3}{2} L_{Msr} \quad (3.21)$$

Viene chiamata mutua induttanza fra statore e rotore, mentre il vettore spaziale della corrente rotorica nel sistema di riferimento statorico è:

$$i_r^s = \frac{2}{3} (i_{ra} + i_{rb} e^{j2\pi/3} + i_{rc} e^{j4\pi/3}) e^{j\vartheta_{me}} \quad (3.22)$$

Ove  $\vartheta_{me}$  è la posizione del sistema di riferimento  $d^r q^r$ , fisso con il rotore, rispetto a  $d^s q^s$ . Scrivendo poi la (3.14) per le tre fasi e utilizzando la definizione di vettore spaziale si perviene a:

$$\lambda_s^s = \lambda_{ss}^s + \lambda_{sr}^s = L_s i_s^s + L_M i_r^s \quad (3.23)$$

### 3.5 Equazioni di statore nel sistema di riferimento stazionario $d^x q^x$ generico

Se si moltiplicano entrambi i membri della (3.23) per  $e^{-j\vartheta^x}$  si arriva alla:

$$\lambda_s^x = L_s i_s^x + L_M i_r^x \quad (3.24)$$

Rappresentante il flusso di statore in un generico sistema di riferimento sfasato di  $\vartheta_{me}$  rispetto al sistema stazionario dello statore. Anche la (3.17) può essere espressa secondo un generico sistema di riferimento  $d^x q^x$  eseguendo la stessa moltiplicazione scritta appena sopra:

$$u_s^x = R_s i_s^x + \frac{d\lambda_s^x}{dt} + j\omega_g \lambda_s^x \quad (3.25)$$

### 3.6 Equazioni di rotore nel sistema di riferimento stazionario $d^s q^s$

Quanto descritto nei paragrafi appena precedenti può venire applicato anche per il rotore. Si fa inizialmente riferimento ad un sistema solidale con il rotore, avente l'asse diretto coincidente con l'asse della fase a di rotore. Dunque la trasformazione delle (3.13) genera:

$$\mathbf{0} = R_r \mathbf{i}_r^r + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_r^r}{dt} \quad (3.26)$$

In modo analogo a quanto fatto per lo statore si può esprimere il vettore spaziale del flusso di rotore in funzione delle correnti di statore e rotore:

$$\boldsymbol{\lambda}_{rr}^r = L_r \mathbf{i}_r^r \quad (3.27)$$

Dove:

$$L_r = L_{rr} + |L_{Mrr}| \quad (3.28)$$

Prende il nome di induttanza sincrona di rotore. Procedendo sempre nello stesso modo visto in precedenza si ottiene l'espressione del flusso prodotto dall'avvolgimento di statore concatenato con il rotore:

$$\boldsymbol{\lambda}_{sr}^r = L_M \mathbf{i}_s^r \quad (3.29)$$

In cui  $L_M$  è ancora data dalla (3.21).

Il flusso rotorico complessivo è:

$$\boldsymbol{\lambda}_r^r = \boldsymbol{\lambda}_{rr}^r + \boldsymbol{\lambda}_{rs}^r = L_r \mathbf{i}_r^r + L_M \mathbf{i}_s^r \quad (3.30)$$

A questo punto moltiplicando ambo i membri della (3.26) per  $e^{j\theta_{me}}$  si ricava la sua espressione in un sistema solidale con lo statore:

$$\mathbf{0} = R_r \mathbf{i}_r^s + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_r^s}{dt} - j\omega_{me} \boldsymbol{\lambda}_r^s \quad (3.31)$$

Dove si trova facilmente:

$$\boldsymbol{\lambda}_r^s = \boldsymbol{\lambda}_r^r e^{j\theta_{me}} = L_r \mathbf{i}_r^s + L_M \mathbf{i}_s^s \quad (3.32)$$

### 3.7 Equazioni di rotore nel sistema di riferimento stazionario $d^x q^x$ generico

Le ultime due espressioni possono essere riscritte secondo un sistema di riferimento generico  $d^x q^x$ , come in precedenza è sufficiente moltiplicare tutti i membri delle equazioni per  $e^{-j\theta_{me}}$ , così da poter ottenere:

$$\lambda_r^x = L_r i_r^x + L_M i_s^x \quad (3.33)$$

$$\mathbf{0} = R_r i_r^x + \frac{d\lambda_r^x}{dt} + j(\omega_x - \omega_{me})\lambda_r^x \quad (3.34)$$

### 3.8 Equazioni della coppia

Per quanto riguarda l'espressione della coppia meccanica sviluppata dal motore è utile moltiplicare ambo i membri delle (3.17) rispettivamente per  $i_{sd}^s dt$  e  $i_{sq}^s dt$ , ed i membri delle (3.26) rispettivamente per  $i_{rd}^s dt$  e  $i_{rq}^s dt$ , sommando poi membro a membro le quattro equazioni si giunge a:

$$\begin{aligned} & (u_{sd}^s i_{sd}^s + u_{sq}^s i_{sq}^s) dt \\ & = R_s (i_{sd}^s)^2 dt + R_s (i_{sq}^s)^2 dt + R_r (i_{rd}^s)^2 dt + R_r (i_{rq}^s)^2 dt \\ & + i_{sd}^s d\lambda_{sd}^s + i_{sq}^s d\lambda_{sq}^s + i_{rd}^s d\lambda_{rd}^s + i_{rq}^s d\lambda_{rq}^s \\ & + \omega_{me} (\lambda_{rq}^s i_{rd}^s - \lambda_{rd}^s i_{rq}^s) dt \end{aligned} \quad (3.35)$$

Il primo membro rappresenta l'energia elettrica fornita al motore nel tempo  $dt$ , e dipende solamente dalle grandezze di statore. A secondo membro, i primi quattro membri indicano le perdite Joule sulle resistenze degli avvolgimenti rotorici e statorici. Il secondo gruppo di quattro termini è invece il differenziale esatto dell'energia magnetica immagazzinata nel tempo  $dt$  nei circuiti magnetici sia di rotore che di statore. L'ultimo gruppo infine rappresenta l'energia meccanica sviluppata sempre nell'arco temporale  $dt$ . Sapendo che la potenza ad essa associata va aumentata del fattore 3/2 nel passaggio dal sistema di riferimento sincrono a quello stazionario, si arriva all'espressione cercata:

$$m = \frac{3}{2} p (\lambda_{rq}^s i_{rd}^s - \lambda_{rd}^s i_{rq}^s) \quad (3.36)$$

Che con le notazioni vettoriali si può esprimere in questo modo:

$$m = \frac{3}{2} p \Im m(\lambda_r^s \check{i}_r^s) = \frac{3}{2} p \Im m(\lambda_r^x \check{i}_r^x) = \frac{3}{2} p \Re e(-j\lambda_r^x \check{i}_r^x) \quad (3.37)$$

Nella quale il simbolo  $\check{\phantom{x}}$  sta a indicare il complesso coniugato. Attraverso la (3.33) si può trovare un'espressione della corrente di rotore, che sostituita nella (3.37) dà:

$$\begin{aligned} m & = \frac{3}{2} p \Im m\left(\lambda_r^x \left(\frac{\check{\lambda}_r^x}{L_r} - \frac{L_M}{L_r} \check{i}_s^x\right)\right) = -\frac{3}{2} p \frac{L_M}{L_r} \Im m(\lambda_r^x \check{i}_s^x) \\ & = \frac{3}{2} p \frac{L_M}{L_r} (\lambda_{rd}^x i_{sq}^x - \lambda_{rq}^x i_{sd}^x) \end{aligned} \quad (3.38)$$



Che, se riscritta utilizzando le coordinate polari, fornisce un'espressione significativa della coppia:

$$m = \frac{3}{2} p \frac{L_M}{L_r} |\lambda_r| |i_s| \sin(\psi) \quad (3.39)$$

Ove  $\psi$  indica l'angolo di coppia, ovvero  $\psi = \vartheta_{i_s} - \vartheta_{\lambda_s}$ .

Di notevole importanza è l'ultima espressione della coppia ottenuta, infatti essa è valida per qualsiasi sistema di riferimento si scelga. La (3.39) porta con sé il delicato concetto che le correnti di statore generano la coppia sia intervenendo direttamente che attraverso la formazione del flusso di rotore.

A seconda del sistema di riferimento che viene scelto cambiano le espressioni delle tensioni e della coppia, e volendo tracciare uno schema a blocchi rappresentativo di un motore asincrono, ne esisterà uno diverso per ciascuna scelta del sistema di riferimento che si vuole adottare. Tra i più generali potrebbe esserci quello associato al generico sistema di riferimento  $d^x q^x$ , tratto dalle espressioni (3.25), (3.34), (3.38), e rappresentato in figura.

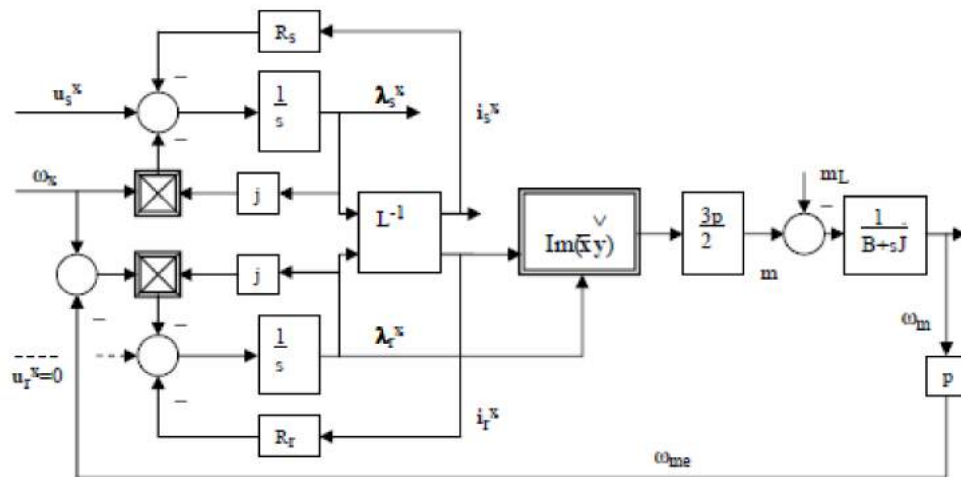


Figura 3.2- Schema a blocchi di un motore asincrono (IM).

### 3.9 Circuiti elettrici equivalenti

Ogni combinazione di equazione di statore e di rotore, trattate in precedenza, può essere rappresentata attraverso un circuito elettrico equivalente. Nel caso in questione è utile che sia le grandezze relative allo statore, che quelle al rotore, siano riferite ad un sistema stazionario con lo statore, evitando in questo modo ulteriori complicazioni schematiche. Adoperando quindi le equazioni (3.17), (3.23), (3.31),(3.32) si riesce a tracciare il seguente schema elettrico:

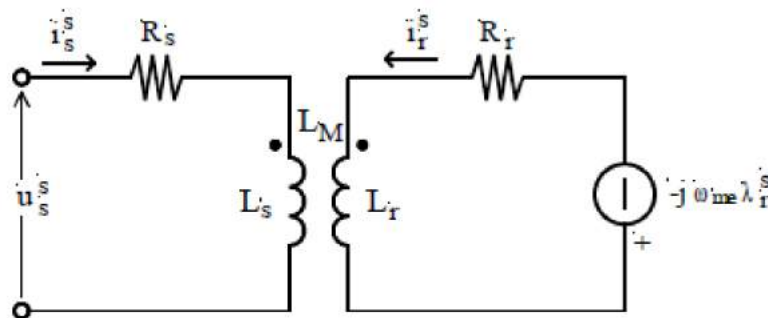


Figura 3.3- Schema elettrico equivalente del motore ad induzione.

Lo schema ricavato è relativo al modello dinamico del motore e le grandezze riportate sono vettori spaziali.

L'equazione (3.37) trova utilità anche nella determinazione della potenza assorbita dal generatore vettoriale di fig. 3.3, vale infatti:

$$\frac{3}{2}p \Re(-j\omega_{me}\lambda_r^s \dot{i}_r^s) = \omega_{me} \frac{3}{2}p \Re(-j\lambda_r^s \dot{i}_r^s) = \omega_{me}m \quad (3.40)$$

I circuiti elettrici equivalenti possono venire particolarizzati per il regime sinusoidale, in questo caso infatti esiste una analogia formale tra la rappresentazione di una terna trifase di grandezze secondo i vettori spaziali e la rappresentazione della prima grandezza della terna secondo i fasori temporali. Vale a dire che sussiste una corrispondenza tra, la generica terna simmetrica sinusoidale ampiezza  $G$ , fase iniziale  $g$  e pulsazione  $\omega_s$  per la quale  $g_a = G \cos(\omega_s t + \gamma)$ , e il vettore di spaziale  $\mathbf{g} = Ge^{j\gamma}e^{j\omega_s t}$ . Alla prima di esse,  $g_a$  corrisponde dunque il fasore temporale  $\bar{g} = Ge^{j\gamma}$ . Nella rappresentazione dei fasori temporali ci si basa sulla considerazione che tutti i fasori ruotano con la stessa velocità angolare, pari alla pulsazione  $\omega_s$ ; di conseguenza tutti i diagrammi vettoriali risultano stazionari. Facendo una uguale considerazione per i vettori spaziali in regime sinusoidale, anche i loro diagrammi vettoriali risultano stazionari, e l'analogia tra le due forme di rappresentazione diventa perfetta. Perciò ciascuno dei circuiti elettrici equivalenti, qui trattati, può anche essere visto come la rappresentazione del circuito equivalente in regime sinusoidale della fase a di

statore, in pratica pensando di sostituire i vettori spaziali con i relativi fasori temporali.

Generalmente ogni mutuo induttore può essere visto come un doppio bipolo di induttanze con al suo interno un trasformatore, come rappresentato in fig. 3.4.

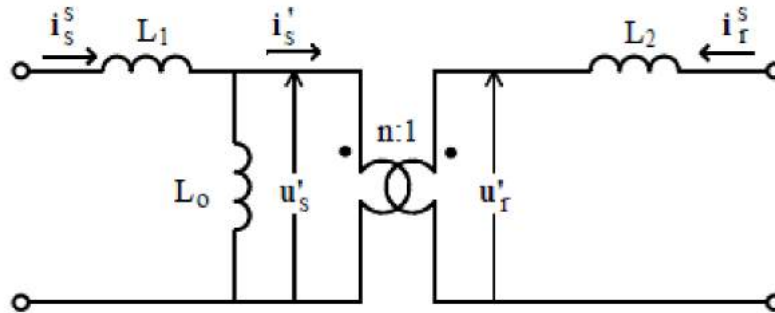


Figura 3.4- Schema equivalente di un mutuo induttore.

Per qualsiasi scelta del rapporto spire  $n$  del trasformatore ideale di fig. 3.4 è possibile ricavare delle espressioni che mettano in relazione i parametri del circuito qui rappresentato con quello di fig. 3.3. Infatti è sufficiente considerare il sistema di equazioni di bilancio delle tensioni al primario e al secondario per i due schemi e metterle a confronto.

$$\begin{cases} \mathbf{u}_s^s = L_s \frac{di_s^s}{dt} + L_M \frac{di_r^s}{dt} \\ \mathbf{u}_r^s = L_r \frac{di_r^s}{dt} + L_M \frac{di_s^s}{dt} \end{cases} \quad (3.41)$$

Sapendo che per un trasformatore ideale come in questo caso valgono i seguenti rapporti  $\frac{u_s}{u_r} = n$  e  $\frac{i_s}{i_r} = -\frac{1}{n}$ . Allora la seconda equazione della (3.41) può essere riscritta fornendo il seguente sistema:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_s^s = L_s \frac{di_s^s}{dt} + L_M \frac{di_r^s}{dt} \\ \mathbf{u}_r^s = L_r \frac{di_r^s}{dt} - \frac{L_M}{n} \frac{di_s^s}{dt} \end{cases} \quad (3.42)$$

Il sistema appena scritto si presta bene ad un confronto con il sistema di equazioni di bilancio delle tensioni di fig. 3.4. Infatti per quest'ultimo vale:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_s^s = L_1 \frac{di_s^s}{dt} + L_0 \frac{di_s^s}{dt} - L_0 \frac{di_s^s}{dt} = L_1 \frac{di_s^s}{dt} + L_0 \frac{di_s^s}{dt} + \frac{L_0}{n} \frac{di_r^s}{dt} \\ \mathbf{u}_r^s = L_2 \frac{di_r^s}{dt} \end{cases} \quad (3.43)$$

Risulta quindi, da un rapida comparazione:

$$\begin{aligned} L_s &= L_1 + L_0 \\ L_M &= \frac{L_0}{n} \\ L_r &= L_2 + \frac{L_0}{n^2} \end{aligned} \quad (3.44)$$

E di conseguenza:

$$\begin{aligned} L_0 &= nL_M \\ L_1 &= L_s - nL_M \\ L_2 &= L_r - \frac{L_M}{n} \end{aligned} \quad (3.45)$$

È possibile ora sostituire lo schema di fig. 3.4 in quello di fig. 3.3, riportando anche al primario le grandezze del secondario. L'espressione della tensione al rotore diventa:

$$\mathbf{u}'_r = -R_r \mathbf{i}'_r - \left(L_r - \frac{L_M}{n}\right) \frac{d\mathbf{i}'_r}{dt} + j\omega_{me} \lambda_r^s \quad (3.46)$$

Ora, moltiplicando i termini per n si ottiene:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}'_s &= -nR_r \mathbf{i}'_r - (nL_r - L_M) \frac{d\mathbf{i}'_r}{dt} + jn\omega_{me} \lambda_r^s \\ &= n^2 R_r \mathbf{i}'_s + n^2 \left(L_r - \frac{L_M}{n}\right) \frac{d\mathbf{i}'_s}{dt} + jn\omega_{me} \lambda_r^s \end{aligned} \quad (3.47)$$

Con  $\mathbf{i}'_r = -n\mathbf{i}'_s$ .

Il circuito equivalente risultante è perciò quello illustrato nella seguente figura.

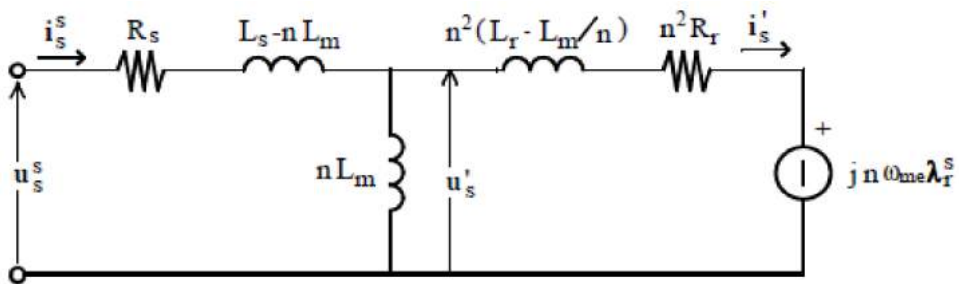


Figura 3.5- Schema equivalente del motore ad induzione con grandezze del secondario riportate al primario.

Vi sono alcuni valori di  $n$  che possono essere di particolare interesse, se ne approfondiscono due.

- $n = \frac{L_M}{L_r}$

Il circuito equivalente diventa perciò il seguente:

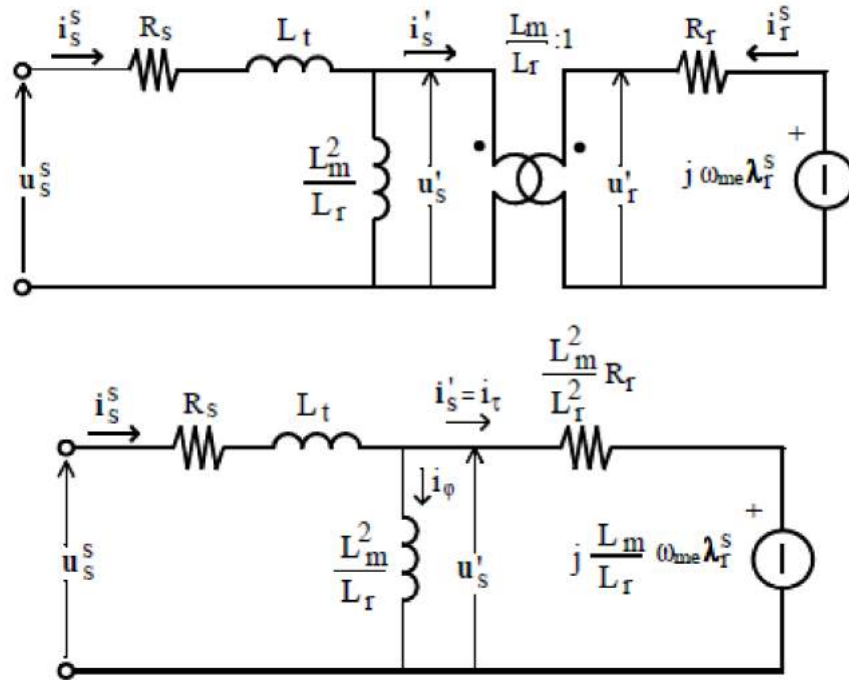


Figura 3.6- Schema elettrico equivalente del motore ad induzione, con  $n = L_m/L_r$ .

In questa situazione il valore dell'induttanza a secondario è nullo, mentre al primario compare il parametro  $L_t = L_s - \frac{L_M^2}{L_r}$ , definita come induttanza transitoria. Si ricorda inoltre che riportando al primario la  $i_r^s$  va divisa per  $(-n)$ , e che la  $i_\phi$  vale:

$$i_\phi = i_s^s + \frac{L_r}{L_M} i_r^s = i_s^s + i_{sr}^s = \left( i_{sd}^s + \frac{L_r}{L_M} i_{rd}^s \right) + j \left( i_{sq}^s + \frac{L_r}{L_M} i_{rq}^s \right) \quad (3.48)$$

- $n = \frac{L_s}{L_M}$

In queste condizioni il circuito equivalente assume un'altra forma:

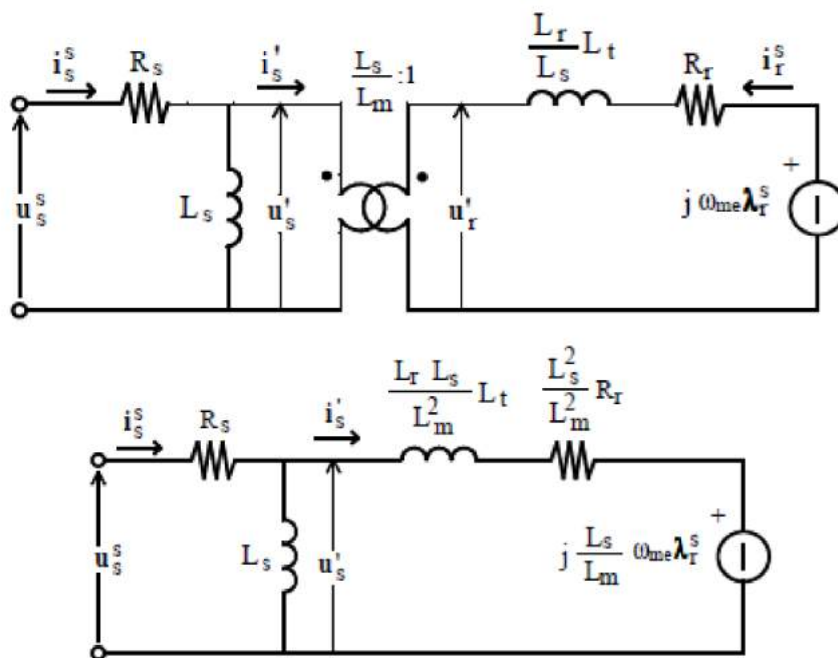


Figura 3.7- Schema elettrico equivalente del motore ad induzione, con  $n = L_s/L_m$ .

Tale scelta del rapporto di trasformazione annulla il valore dell'induttanza a primario, come si può vedere dalla fig. 3.7.

### 3.10 Misura dei parametri essenziali di un IM per un azionamento FOC

Dopo aver fatto una rapida disamina sulla dinamica elettrica del motore a induzione, si introduce ora una procedura di misura utile per caratterizzare il motore stesso, in accordo con le necessità sorte nei costruttori e utilizzatori di azionamenti elettrici. Attraverso questo sistema di misura si dà la possibilità ai costruttori di completare i dati di targa con parametri orientati ad un controllo dello stesso.

Il procedimento, come già annunciato, è semplice e veloce da attuare, infatti l'equipaggiamento richiesto è comprensivo di un banco di prova (senza la necessità di avere una strumentazione per la misura di coppia) e della strumentazione convenzionale. Da notare che non vi è l'esigenza di un inverter che controlli la velocità del motore in esame.

I modelli e i circuiti equivalenti impiegati per caratterizzare e testare i motori normalmente non coincidono con quelli usati per la creazione di algoritmi di controllo. A conferma di ciò, i parametri forniti dai costruttori sono spesso insufficienti o mal correlati con quelli richiesti dagli azionamentisti. Da qui il bisogno di implementare i dati già forniti dai costruttori con delle normali prove sul motore in studio.

### 3.11 Circuito equivalente per azionamenti FOC

Gli azionamenti FOC (Field-Oriented Control) per motori IM sono spesso basati sul controllo delle componenti in fase e in quadratura della corrente di statore facendo riferimento al flusso rotorico riportato a statore. La corrente di flusso (componente in fase) viene utilizzata per il controllo del flusso concatenato, mentre la corrente di coppia (componente in quadratura) è usata per il controllo della coppia sviluppata dal motore.

Per descrivere le operazioni svolte da un controllo ad orientamento di campo per un IM si adoperava anche in questo caso la notazione con i vettori spaziali (in grassetto). Dunque con un sistema di riferimento stazionario, solidale con lo statore, le espressioni delle tensioni statoriche e rotoriche, come già visto, sono:

$$\begin{aligned}\mathbf{u}_s^s &= R_s \mathbf{i}_s^s + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_s^s}{dt} \\ \mathbf{0} &= R_r \mathbf{i}_r^s + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_r^s}{dt} - j\omega_{me} \boldsymbol{\lambda}_r^s\end{aligned}\quad (3.49)$$

I flussi concatenati invece sono dati dalle:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\lambda}_s^s &= L_s \mathbf{i}_s^s + L_M \mathbf{i}_r^s \\ \boldsymbol{\lambda}_r^s &= L_r \mathbf{i}_r^s + L_M \mathbf{i}_s^s\end{aligned}\quad (3.50)$$

Considerando il circuito equivalente già trattato sopra, nel caso specifico con rapporto di trasformazione  $n = L_M/L_r$ , il flusso concatenato di statore può essere riscritto in altro modo tenendo conto che:

$$\begin{aligned}L_t &= L_s - \frac{L_M^2}{L_r} \\ \boldsymbol{\lambda}_{rs}^s &= \frac{L_M}{L_r} \boldsymbol{\lambda}_r^s\end{aligned}\quad (3.51)$$

Allora:

$$\boldsymbol{\lambda}_s^s = L_s \mathbf{i}_s^s + L_M \mathbf{i}_r^s = \left( L_s - \frac{L_M^2}{L_r} \right) \mathbf{i}_s^s + \frac{L_M}{L_r} (L_r \mathbf{i}_r^s + L_M \mathbf{i}_s^s) = L_t \mathbf{i}_s^s + \boldsymbol{\lambda}_{rs}^s \quad (3.52)$$

Sostituendo poi la (3.51) nell'equazione della tensione statorica si ottiene:

$$\mathbf{u}_s^s = R_s \mathbf{i}_s^s + L_t \frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{rs}^s}{dt} \quad (3.53)$$

Ricavando infine la corrente di rotore  $\bar{i}_r^s = \frac{\lambda_r^s - L_M \bar{i}_s^s}{L_r}$  dalla seconda equazione delle (3.50) e sostituendola nell'espressione della tensione di rotore, con opportuni passaggi si ottiene quanto segue:

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{R_r}{L_r} (\lambda_r^s - L_M \bar{i}_s^s) + \frac{d\lambda_r^s}{dt} - j\omega_{me} \lambda_r^s \\ 0 &= \frac{R_r}{L_r} \left( \frac{L_r}{L_M} \lambda_{rs}^s - L_M \bar{i}_s^s \right) + \frac{L_r}{L_M} \frac{d\lambda_{rs}^s}{dt} - j\omega_{me} \frac{L_r}{L_M} \lambda_{rs}^s \\ \bar{i}_s^s &= \frac{L_r}{L_M^2} \lambda_{rs}^s + \frac{L_r^2}{L_M^2 R_r} \frac{d\lambda_{rs}^s}{dt} - j\omega_{me} \frac{L_r^2}{L_M^2 R_r} \lambda_{rs}^s \end{aligned} \quad (3.54)$$

Ricordando che  $R_{rs}^s = (L_M/L_r)^2 R_r$ , allora:

$$\bar{i}_s^s = \frac{L_r}{L_M} \frac{1}{L_M} \lambda_{rs}^s + \frac{1}{R_{rs}^s} \left( \frac{d\lambda_{rs}^s}{dt} - j\omega_{me} \lambda_{rs}^s \right) = \bar{i}_{s\lambda}^s + \bar{i}_{s\tau}^s \quad (3.55)$$

Le espressioni (3.53) e (3.55) possono venire rappresentate attraverso il seguente circuito equivalente:

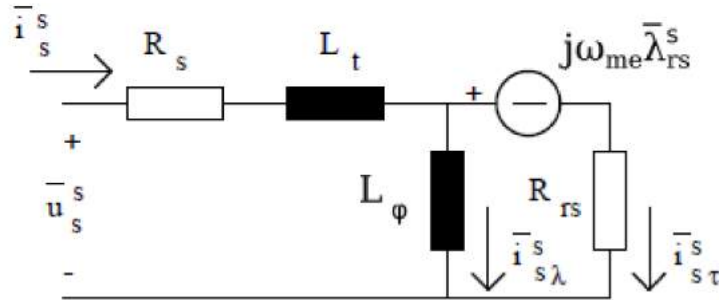


Figura 3.8- Schema equivalente di un IM orientato ad un controllo FOC.

dove:

$$L_\phi = \frac{L_M^2}{L_r} \quad (3.56)$$

Nel circuito di fig. 3.8 la  $L_\phi$  è percorsa dalla corrente di flusso  $\bar{i}_{s\lambda}^s$ , ovvero la componente in fase della corrente di statore. Mentre nella  $R_{rs}^s$  scorre la corrente di coppia  $\bar{i}_{s\tau}^s$ . Inoltre la potenza assorbita dalla sorgente di tensione  $j\omega_{me} \lambda_{rs}^s$ , rappresentata nel circuito, corrisponde alla potenza meccanica sviluppata dal motore. La potenza assorbita dalla  $R_{rs}^s$  corrisponde invece alle perdite Joule al rotore.



Prendendo in esame il secondo addendo del termine di destra della (3.55), si vede:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{s\tau}^s &= \frac{1}{R_{rs}^s} \left( \frac{d\lambda_{rs}^s}{dt} - j\omega_{me}\lambda_{rs}^s \right) \\ &= \left( \frac{L_r}{L_M} \right)^2 \frac{1}{R_r^s} \left( \frac{d\lambda_{rs}^s}{dt} - j\omega_{me}\lambda_{rs}^s \right) \\ &= \frac{L_r}{L_M R_r^s} \frac{d\lambda_r^s}{dt} - \frac{L_r}{L_M R_r^s} j\omega_{me}\lambda_r^s \end{aligned} \quad (3.57)$$

Ricavando poi dall'equazione della tensione al rotore la corrente rotorica:

$$\mathbf{i}_r^s = \frac{1}{R_r^s} \frac{d\lambda_r^s}{dt} - \frac{1}{R_r^s} j\omega_{me}\lambda_r^s \quad (3.58)$$

Infine confrontando le ultime due espressioni ottenute si giunge alla seguente:

$$\mathbf{i}_{s\tau}^s = \mathbf{i}_r^s \frac{L_r}{L_M} = \mathbf{i}_{rs}^s \quad (3.59)$$

Uguaglianza che mette in evidenza la corrispondenza tra la corrente di coppia e la corrente di rotore riferita a statore.

In regime stazionario il vettore spaziale del flusso concatenato di rotore ha ampiezza costante pari a  $\Lambda_{rs}$  e gira con velocità angolare  $\Omega_s$ , uguale alla frequenza angolare di ogni grandezza di statore. Dunque sotto dette condizioni risulta:

$$\mathbf{i}_{s\tau}^s = \frac{s}{R_{rs}^s} j\Omega_s \Lambda_{rs} \quad (3.60)$$

Dove con  $s$  si è indicato lo scorrimento  $s = \frac{\Omega_s - \Omega_{me}}{\Omega_s}$ .

Le relazioni trovate sottolineano che in condizioni di regime permanente la corrente di coppia è quella che scorre nel ramo resistivo del parallelo tra  $L_\phi$  e  $R_{rs}^s/s$ , portando quindi ad un nuovo circuito equivalente valido con flusso rotorico ad ampiezza e velocità costante.

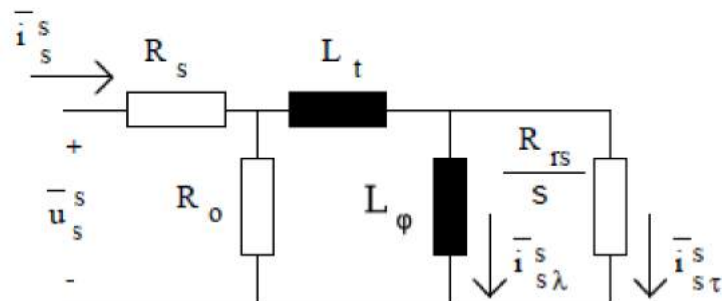


Figura 3.9- Schema equivalente in regime permanente di un IM orientato ad un controllo FOC.

Lo schema che appare in fig. 3.9 è meglio conosciuto come circuito a  $\Gamma$  inversa, usato largamente negli azionamenti FOC. La  $R_0$  è stata aggiunta per tener conto le perdite nel ferro di statore; non comporta una significativa caduta di tensione dato che l'intensità della corrente che la attraversa è modesta. I parametri descritti devono essere definiti e implementati per qualsiasi azionamento FOC si voglia fare.

### 3.12 Circuito equivalente per la misura

Per l'identificazione dei parametri sopra delineati va attuato un processo di misura sul motore in esame, nello specifico si devono allestire due tipi di prove: una a vuoto e l'altra a carico crescente.

Attraverso questo metodo si riescono ad evincere alcuni parametri che descrivono la macchina, che però non sono propriamente quelli già esposti. È necessario infatti introdurre un nuovo circuito equivalente orientato alle misure. Le grandezze che vengono misurate sono poi messe in correlazione con i parametri dello schema di fig. 3.9 attraverso delle equazioni che ne assicurano l'uguaglianza.

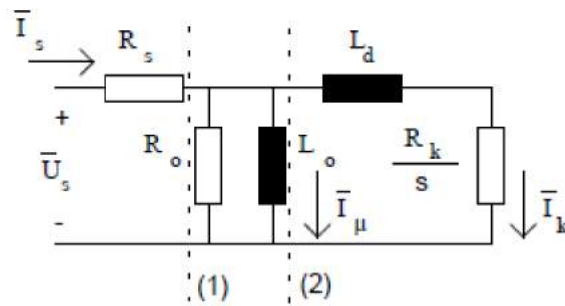


Figura 3.10- Schema equivalente di un IM orientato alle misure.

Trascurando  $R_s$  e  $R_0$  presenti negli ultimi due circuiti rappresentati, essendo essi equivalenti la loro impedenza equivalente deve essere la stessa; non solo deve essere la stessa ma questa condizione deve valere anche per ogni resistenza applicata alla porta in uscita, nel caso in questione per qualsiasi valore di  $\frac{R_{rs}}{s}$  e di  $\frac{R_k}{s}$ .

Per una resistenza tendente all'infinito:

$$L_t + L_\varphi = L_0$$

$$L_\varphi = L_0 - L_t = L_0 - \frac{L_0 L_d}{L_0 + L_d} = \frac{L_0^2}{L_0 + L_d} \quad (3.61)$$

Per una resistenza tendente a zero:

$$L_t = \frac{L_0 L_d}{L_0 + L_d} \quad (3.62)$$

Volendo trovare anche una relazione che leghi  $R_{rs}$  con  $R_k$  va uguagliata l'impedenza complessa equivalente dello schema di fig. 3.9 con quello di fig. 3.10, sempre trascurando  $R_s$  e  $R_0$ .

$$j\omega L_t + \frac{R_{rs}j\omega L_\varphi}{R_{rs} + j\omega L_\varphi} = \dot{z} = \frac{j\omega L_0(R_k + j\omega L_d)}{R_k + j\omega(L_0 + L_d)} \quad (3.63)$$

Applicando le (3.61) e (3.62) al primo membro della (3.63) si ottiene:

$$\frac{j\omega L_0 L_d \left( R_{rs} + j\omega \frac{L_0^2}{L_0 + L_d} \right) + R_{rs} j\omega L_0^2}{(L_0 + L_d)R_{rs} + j\omega L_0^2} \quad (3.64)$$

Infine, essendo ora possibile un confronto diretto tra le impedenze complesse, dopo alcuni opportuni passaggi si perviene all'espressione:

$$R_{rs} = R_k \left( \frac{L_0 + L_d}{L_0} \right)^{-2} = R_k \left( 1 + \frac{L_d}{L_0} \right)^{-2} \quad (3.65)$$

Sfruttando le (3.61), (3.62), (3.65) si può facilmente passare da un circuito elettrico orientato alle misurazioni ad uno utile per attuare un azionamento FOC.

Tutti i parametri di fig. 3.10 sono facilmente determinabili per mezzo di una prova vuoto, ovvero con rotore libero di ruotare a velocità prossima a  $\omega_s$ , ed una a carico crescente.



# CAPITOLO 4

## Presentazione delle misure

Le misure descritte nei precedenti paragrafi sono state svolte su un motore IM presente in laboratorio, identificabile con la sigla IM\_EDL-17.2 e denominato Lafert. Si riportano di seguito i dati di targa del motore in esame.

Lafert		
Potenza nominale	P	1.5 Hp
Coppie polari	p	2
frequenza	$f$	50 Hz
Velocità nominale	n	1385 rpm
Tensione nominale	$U_{ph-ph}$	380 V
Corrente nominale	I	2.7 A

Tabella 4.1- Parametri elettrici principali dell'IM\_EDL-17.2.

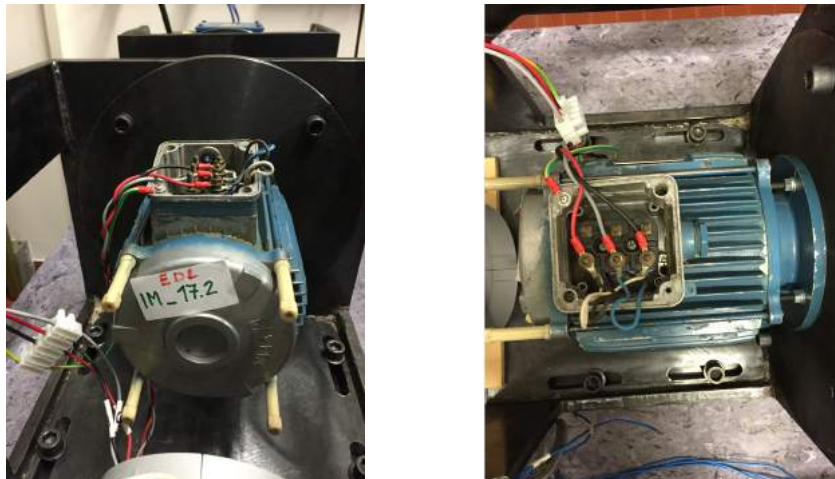


Figura 4.1- Motore asincrono Lafert in prova.

## 4.1 Prova a vuoto

Dapprima si è svolta la prova a vuoto ( $s=0$ ), il motore alimentato ai morsetti statorici dalla rete è stato lasciato libero di girare alla velocità prossima al sincronismo, la corrente di rotore di conseguenza è nulla ed il circuito equivalente su cui si vanno a misurare i parametri di interesse muta nel seguente.

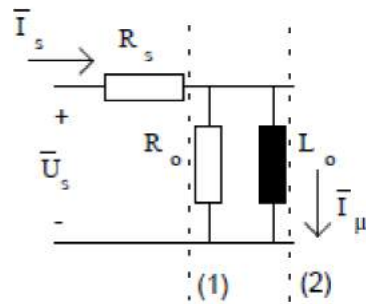


Figura 4.2- Schema elettrico equivalente di un IM con  $s = 0$ .

Le grandezze che vengono misurate direttamente sono la potenza attiva in entrata, la tensione efficace concatenata e la corrente efficace di fase. Per fare ciò si utilizza un wattmetro, il quale attraverso due amperometriche e due voltmetriche sfrutta un'inserzione Aron posta tra i cavi che vanno ad alimentare il motore in analisi. Necessitando solamente della misurazione della potenza attiva in entrata ed essendo il sistema privo di neutro tale tecnica risulta efficace.

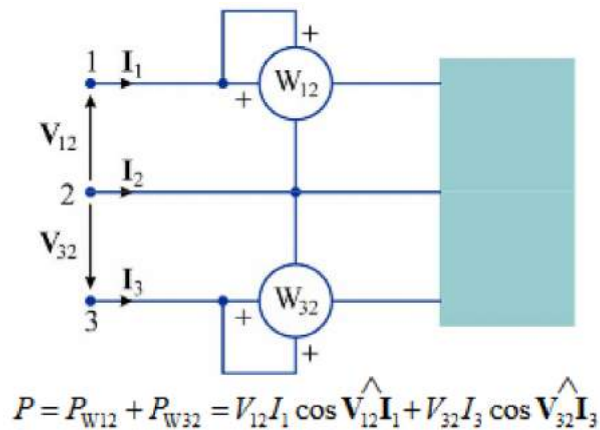


Figura 4.3- Inserzione Aron su un sistema trifase privo di neutro.

Per poter variare la tensione in entrata è stato predisposto un Variac, vale a dire un autotrasformatore costituito da un unico avvolgimento e dotato di prese multiple, sarà così possibile tracciare una caratteristica a punti delle perdite in funzione della tensione in input.

Facendo riferimento alla fig. 4.2, la  $R_s$  è quantificabile con una misura in DC usando un multimetro, o per mezzo di una misura volt-amperometrica. Nel caso in questione la macchina ha una configurazione degli avvolgimenti di statore a stella e perciò una volta misurata la media delle resistenze ai capi delle diverse possibili coppie di morsetti si è utilizzata la formula:

$$R_s = \frac{R_{\text{mis}}}{2} \quad (4.1)$$

Inoltre alle diverse acquisizioni di  $P$ ,  $U_{\text{ph-ph}}$  efficace e  $I_s$  efficace, per diverse tensioni di alimentazione, si applicano i seguenti passaggi:

$$S = \sqrt{3}U_{\text{ph-ph}}I_s \quad (4.2)$$

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (4.3)$$

$$P^{(1)} = P - 3R_s I_s^2 \quad (4.4)$$

$$Q = Q^{(1)} \quad (4.5)$$

$$S^{(1)} = \sqrt{(P^{(1)})^2 + (Q^{(1)})^2} \quad (4.6)$$

$$I^{(1)} = I_s = I_\mu \quad (4.7)$$

$$U^{(1)} = \frac{S^{(1)}}{3I^{(1)}} \quad (4.8)$$

Allo scopo di quantificare  $R_0$ , parametro che tiene conto delle perdite nel ferro, si deve calcolare  $P^{(1)}$  la potenza disponibile alla sezione (1) di fig. 4.2. Potenza comprensiva delle perdite nel ferro ( $P_{\text{fe}}$ ) e delle perdite meccaniche ( $P_{\text{mec}}$ ), e dunque divisibile nei suoi componenti. Dato che la velocità del motore durante la prova a vuoto è costante allora anche le perdite meccaniche sono da ritenersi tali, mentre le perdite nel ferro sono funzione della tensione al quadrato. Ciò torna utile estrapolando la caratteristica della  $P^{(1)}$  in funzione della tensione ai capi di  $R_0$  fino ad un valore nullo di  $U^{(1)}$ , in questo modo si ottengono le  $P_{\text{mec}}$ .

Una volta valutate le  $P_{\text{fe}}$  si trova:

$$R_0 = \frac{3U^{(1)2}}{P_{\text{fe}}} \quad (4.9)$$

Infine la misura a vuoto fornisce anche, per diverse tensioni allo statore, differenti valori di  $I_\mu$  che graficati in funzione della tensione  $U^{(1)}$  danno la curva di magnetizzazione della macchina, utile nell'identificazione di altri parametri.

## 4.2 Prova a carico

Per la determinazione degli altri parametri di fig. 3.10 alimentando il motore in esame alla tensione nominale si applica un carico frenante all'albero; facendo variare la coppia si va, ad osservare il comportamento della macchina nei diversi punti della caratteristica coppia-velocità, e ad acquisire le grandezze utili per la caratterizzazione completa del circuito equivalente dell'IM. Perciò in questa circostanza il motore Lafert che si vuole testare viene collegato con un giunto meccanico all'albero del motore vettoriale installato nel banco veloce, creando un accoppiamento del tipo master-slave, dove il primo ricopre il ruolo dello slave mentre il secondo quello del master. Si può quindi controllare la velocità e la coppia dell'IM sotto osservazione così da poter creare le condizioni che si desiderano.

Le grandezze acquisite sono ancora la potenza attiva in entrata, la tensione efficace concatenata, la corrente efficace di fase ed in più anche la velocità di rotazione. Le prime tre vengono ottenute sempre con l'utilizzo di un wattmetro che sfrutta la stessa inserzione Aron descritta sopra, mentre la velocità si evince grazie all'impiego di un encoder posto sul motore antagonista (master).

Per quanto riguarda la coppia va fatta una precisazione, non servirebbe infatti conoscere i valori che essa assume per differenti velocità di rotazione, poiché non interviene direttamente nella definizione dei parametri del circuito elettrico equivalente dell'IM. In questo caso invece non solo viene misurata utilizzando un torsionmetro ma si è anche deciso di imporre una variazione precisa di coppia a gradini discendenti così da poter fare delle acquisizioni automatiche nei periodi ove il motore (slave) trovava una stabilità elettrodinamica. Si è fatto in modo che al motore arrivasse una coppia frenante tale da portarlo a 1200 rpm e successivamente è stata imposta una rampa decrescente di coppia costituita da venti gradini fino a far girare la macchina a vuoto.

Nella pratica si è scritto in linguaggio C ,utilizzando la piattaforma dSPACE, uno script che permette di leggere la velocità attraverso i segnali inviati dall'encoder e consente inoltre di generare delle rampe di coppia per frenare lo slave. Successivamente attraverso dei pulsanti presenti nel control desk, preventivamente disposto, è possibile azionare qualsiasi rampa tra quelle previste. Nello specifico si è convenuto di partire applicando una coppia circa tre volte superiore a quella nominale, così da portare l'oggetto in prova ad una velocità ben al di sotto di quella nominale, e poi di scendere mano a mano con degli step fino ad applicare una coppia nulla.



```

// discesa a gradini con step del 5%
if (torque_step_enable == 1) {
    if (torquestep < 20*ramp_current_step3) {
        torquestep = torquestep + 1.0;
        flag_trig = 1;

        if (ramp_current_step3 >= 1) {
            ramp_current_step3 = (ramp_current_step3 - 1.0);}

        if (ramp_current_step3 >= 0) {
            ramp_current_step3 = 75000;
            flag_trig = 0;
            amplitude = selected_amplitude - selected_amplitude*torquestep/(20*ramp_current_step3);
        }
    }
}

```

Figura 4.4- Spaccato dello script in linguaggio C per la generazione di una rampa a gradini.

Questo è stato pensato poiché si desidera prendere misura delle grandezze in modo automatico nei momenti in cui la macchina trova in un certo senso una stabilità elettrodinamica accettabile dopo aver risentito di una variazione di coppia.

Dopo aver salvato le varie acquisizioni ottenute nella prova descritta è possibile elaborare i dati nel modo seguente:

$$U_s = \frac{U_{ph-ph}}{\sqrt{3}} \quad (4.10)$$

$$S = 3U_s I_s \quad Q = \sqrt{S^2 - P^2}$$

$$P^{(1)} = P - 3R_s I_s^2 \quad Q = Q^{(1)}$$

$$S^{(1)} = \sqrt{(P^{(1)})^2 + (Q^{(1)})^2} \quad I^{(1)} = I_s \quad (4.11)$$

$$U^{(1)} = \frac{S^{(1)}}{3I^{(1)}}$$

A questo punto si devono estrapolare i valori di  $I_\mu$  dalla curva di magnetizzazione, ottenuta dalla prova a vuoto, entrando nel grafico con le  $U^{(1)}$  appena ricavate dalla rielaborazione dei dati, quindi risulta possibile proseguire ancora con i calcoli:

$$I_\mu = f(U^{(1)}) \quad Q_0 = 3U^{(1)}I_\mu \quad (4.12)$$

$$L_0 = \frac{U^{(1)}}{I_\mu \omega_s} \quad P_{fe} = \frac{3U^{(1)2}}{R_0}$$

$$P^{(2)} = P^{(1)} - P_{fe} \quad Q^{(2)} = Q^{(1)} - Q_0$$

$$S^{(2)} = \sqrt{(P^{(2)})^2 + (Q^{(2)})^2} \quad U^{(2)} = U^{(1)} \quad (4.13)$$

$$I^{(2)} = \frac{S^{(2)}}{3U^{(2)}}$$

$$L_d = \frac{Q^{(2)}}{3\omega_s I^{(2)2}} \quad (4.14)$$

$$R_k = \frac{sP^{(2)}}{3I^{(2)2}}$$

Trovate le espressioni di  $L_0$ ,  $L_d$ , e  $R_k$  risulta facile ricondursi ai valori di  $L_\phi, L_t$  e  $R_{rs}$ , basta infatti applicare le (3.61), (3.62), (3.63), successivamente i parametri dello schema elettrico equivalente di fig. 3.9 vengo identificati facendo la media dei risultati a cui si è pervenuti.

Un altro termine a cui si perviene direttamente è la costante di tempo del rotore, essenziale in un algoritmo FOC:

$$\tau_r = \frac{L_0}{R_k} \quad (4.15)$$

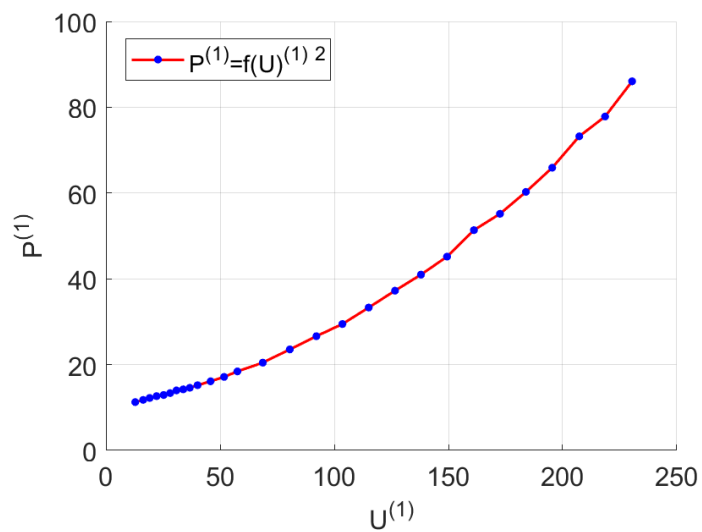
# CAPITOLO 5

## Risultati misure su IM\_EDL-17.2 Lafert

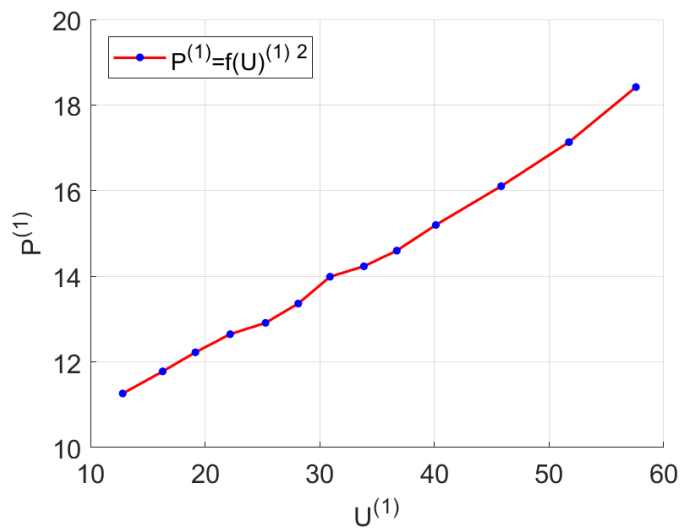
### 5.1 Risultati prova a vuoto

Il test eseguito sul motore Lafert con temperature stimate attorno ai 21~22 °C in laboratorio ha fornito i seguenti riscontri:

$$R_s = 4.935 [\Omega]$$



A



B

Figura 5.1- Perdite meccaniche e perdite nel ferro in funzione di  $U^{(1)}$  (A). Zoom della curva per bassi valori di  $U^{(1)}$  (B).

Come già accennato, si è estrapolato il grafico della  $P^{(1)}$  fino a tensione nulla trovando così le  $P_{mec}$  e successivamente, in ambiente MATLAB, si sono ottenuti i risultati di  $R_0$  applicando i passaggi esemplificati nelle paragrafo 4.1, la cui media è:

$$R_0 = 1797 [\Omega]$$

Inoltre dalla prova a vuoto si ricava anche la curva di magnetizzazione graficando la  $U^{(1)}$  in funzione della  $I_\mu$ .

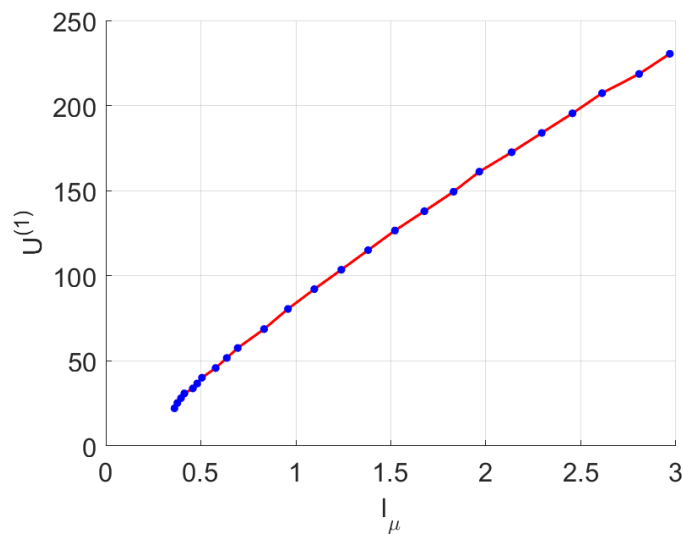


Figura 5.2- Curva di magnetizzazione del motore Lafert .

## 5.2 Risultati prova a carico

I risultati ottenuti in laboratorio attraverso la prova a carico e la seguente elaborazione dei dati in ambiente MATLAB sono riportati qui:

$$L_0 = 0.2523 [\text{H}]$$

$$L_d = 0.0286 [\text{H}]$$

$$R_k = 7.614 [\Omega]$$

$$\tau_{\text{rotore}} = 0.0331 [\text{s}]$$

$$L_M = 0.2268 [\text{H}]$$

$$L_t = 0.0256 [\text{H}]$$

$$R_{rs} = 6.157 [\Omega]$$

Contrariamente a quanto accade nelle induttanze, i valori delle resistenze che si sono trovati dipendono dalla temperatura, che può causare errori nella valutazione delle stesse. Tuttavia lo scopo per il quale sono state fatte queste prove non è la determinazione esatta dei parametri elencati, ma la conoscenza degli stessi con buona approssimazione. Si ricorda infatti che lo scopo di questo tipo di misure non è la valutazione rigorosa delle grandezze costituenti i parametri elettrici di un motore, bensì la ricerca e la determinazione di questi, con buona precisione, in modo da poterli poi utilizzare come base di partenza per un azionamento FOC.



# CAPITOLO 6

## Struttura e principio di funzionamento dell'IPM

### 6.1 Vettori spaziali

Un vettore spaziale è uno strumento matematico che permette di studiare il comportamento, anche dinamico, consente di semplificare sensibilmente le equazioni in gioco.

Considerando una terna di grandezze trifase bilanciata, ovvero priva di componente omopolare, si può associare alla terna di grandezze  $g_a, g_b, g_c$  la funzione complessa:

$$\bar{g}(t) = \frac{2}{3} \left[ g_a(t) + g_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + g_c(t)e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (6.1)$$

che in un piano complesso con asse reale  $\alpha$  e asse immaginario  $\beta$ , identifica un vettore di modulo e fase variabili nel tempo. Il vettore  $\bar{g}(t) = g_\alpha(t) + jg_\beta(t)$  è detto vettore spaziale (in  $\alpha, \beta$ ) della terna di grandezze prese in considerazione.

### 6.2 Sistema di riferimento rotante

Assume un certa rilevanza andare ad indagare come il vettore spaziale  $\bar{g}(t) = g_\alpha(t) + jg_\beta(t)$  associato alla terna ( $g_a, g_b, g_c$ ) può essere espresso secondo un sistema di riferimento ortogonale d-q rotante con velocità angolare  $\omega_{dq}$  rispetto al sistema stazionario  $\alpha$ - $\beta$  descritto precedentemente.

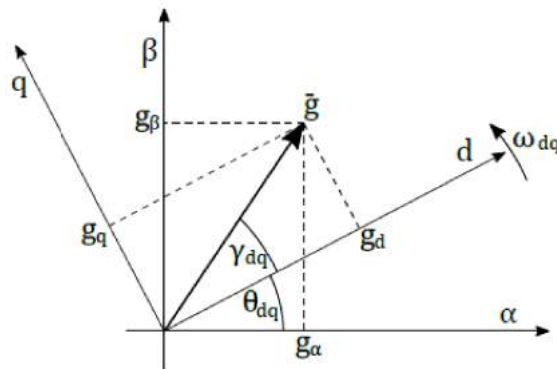


Figura 6.1- Vettore spaziale nel sistema di riferimento dq.

Dunque con  $\bar{g}_{\alpha\beta} = g_\alpha + jg_\beta = |\bar{g}|e^{j\gamma_{\alpha\beta}}$  si identifica il vettore spaziale nel sistema di riferimento  $\alpha$ - $\beta$ , mentre  $\bar{g}_{dq} = g_d + jg_q = |\bar{g}|e^{j\gamma_{dq}}$  rappresenta lo stesso vettore spaziale nel sistema di riferimento rotante d-q. Come accennato valgono le seguenti

relazioni  $|\bar{g}_{\alpha\beta}| = |\bar{g}_{dq}| = |\bar{g}|$  e  $\gamma_{\alpha\beta} = \gamma_{dq} + \vartheta_{dq}$  dove  $\vartheta_{dq}$  è la posizione istantanea del sistema d-q rispetto a quello  $\alpha$ - $\beta$ . Osservando la fig. 6.1 si nota che è possibile scrivere anche:

$$\bar{g}_{\alpha\beta} = |\bar{g}|e^{j(\gamma_{dq} + \vartheta_{dq})} = |\bar{g}|e^{j\gamma_{dq}}e^{j\vartheta_{dq}} = \bar{g}_{dq}e^{j\vartheta_{dq}} \quad (6.2)$$

e di conseguenza:

$$\bar{g}_{dq} = \bar{g}_{\alpha\beta}e^{-j\vartheta_{dq}} \quad (6.3)$$

La (6.3) può essere riscritta in forma matriciale:

$$\begin{bmatrix} g_d \\ g_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta_{dq} & \sin \vartheta_{dq} \\ -\sin \vartheta_{dq} & \cos \vartheta_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

che, tenendo conto della matrice di trasformazione dal sistema di riferimento (a,b,c) a quello ( $\alpha,\beta,o$ ), conduce alla più completa:

$$\begin{bmatrix} g_d \\ g_q \\ g_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_{dq}) & \cos(\vartheta_{dq} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\vartheta_{dq} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\vartheta_{dq}) & -\sin(\vartheta_{dq} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta_{dq} - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

dove con  $g_o$  si indica la componente omopolare, trascurata in questa trattazione.

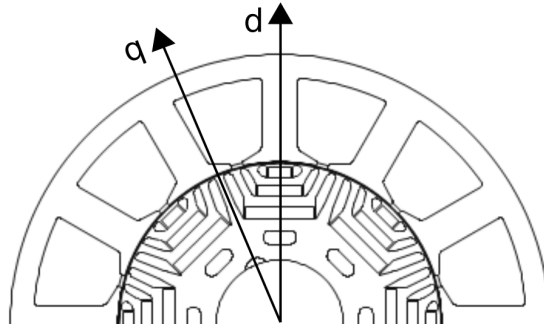


Figura 6.2- Rappresentazione degli assi d e q per una sezione di un motore IPM a 8 poli.



### 6.3 Principio di funzionamento

I motori sincroni a magneti permanenti, detti anche brushless sinusoidali, sono impiegati sempre più diffusamente in ambito industriale, specialmente nei servoazionamenti di piccola e media potenza. Essi sono destinati ad azionamenti ad elevate prestazioni, in cui le particolari specifiche giustificano il loro costo solitamente elevato a causa della presenza di magneti permanenti di pregio nel rotore (parte rotante). La conversione elettromeccanica che detti motori attuano segue il principio di funzionamento dei sistemi elettrodinamici il quale si basa sull'interazione fra conduttori percorsi da correnti e campi magnetici creati a loro volta da altri conduttori o da magneti permanenti; i conduttori su cui agiscono le forze sono collocati nello statore (parte fissa) mentre i magneti permanenti sono sul rotore.

Statore e rotore sono entrambi a forma di corona cilindrica, costituiti di materiale ferromagnetico laminato e separati da un traferro in aria. Sul rotore sono allocati i magneti permanenti, dal momento che essi presentano una permeabilità magnetica differenziale simile a quella dell'aria, a seconda della loro disposizione e della forma del rotore si possono ottenere motori a struttura isotropa o anisotropa dal punto di vista magnetico, caratterizzando così i motori brushless SPM (surface permanent magnet) e IPM (interior permanent magnet).

Le tre fasi dell'avvolgimento di statore hanno uguale numero e distribuzione dei conduttori, posizionati lungo le cave statoriche, ma sono reciprocamente sfasate nello spazio di  $2\pi/3$ , e ognuna di esse fa capo ad una coppia di morsetti attraverso i quali è possibile fornire loro l'alimentazione. Rappresentando simbolicamente ciascuna delle tre fasi con una sola coppia di conduttori si può esprimere il concetto di asse di fase, ovvero la retta normale al piano che passa per ciascuna coppia di questi.

### 6.4 Equazioni elettriche per motori IPM

In questa trattazione ci si occuperà in particolare di motori brushless IPM, perciò ricordando che essi presentano una marcata anisotropia magnetica, va precisato che la conversione elettromeccanica attuata da tale genere di motori segue il doppio principio dei sistemi elettrodinamici e dei sistemi a riluttanza e quindi la coppia da loro sviluppata risulta essere la somma di queste due componenti.

Facendo l'ipotesi di assenza di saturazione nei circuiti magnetici della macchina, di correnti parassite e di effetti di isteresi si possono ottenere le equazioni nel sistema di riferimento rotante sincrono con il rotore.

$$\begin{aligned}
u_d &= Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_{me} L_q i_q \\
u_q &= Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_{me} L_d i_d + \omega_{me} \Lambda_{mg}
\end{aligned} \tag{6.6}$$

Nell'espressione  $u_d$  e  $u_q$  sono le componenti d-q del vettore spaziale delle tensioni di fase,  $i_d$  e  $i_q$  le componenti del vettore spaziale delle correnti di fase,  $L_d$  e  $L_q$  sono rispettivamente l'induttanza sincrona diretta e l'induttanza sincrona in quadratura. Con  $\Lambda_{mg}$  si vuole indicare il massimo flusso concatenato con ciascuna fase per effetto dei soli magneti permanenti, mentre  $R$  e  $\omega_{me}$  sono la resistenza di fase e la velocità elettromeccanica.

Le induttanze  $L_d$  e  $L_q$  seppur costanti risultano differenti tra loro, con in generale  $L_d < L_q$ . Infatti la corrente diretta  $i_d$  produce un campo magnetico il cui asse di azione è l'asse diretto ovvero l'asse polare; il circuito magnetico eccitato dalla corrente diretta include pertanto i magneti permanenti. Al contrario la corrente in quadratura  $i_q$  produce un campo magnetico il cui asse di azione è l'asse in quadratura ovvero l'asse interpolare; il circuito magnetico eccitato dalla corrente in quadratura non include dunque i magneti permanenti. Si definisce dunque il rapporto di salienza:

$$\xi = \frac{L_q}{L_d} \tag{6.7}$$

Le relazioni (6.6) permettono di scrivere il bilancio energetico nel sistema di riferimento sincrono, al fine di ricavare una espressione per la coppia sviluppata dalla macchina. Moltiplicando prima entrambi i membri delle (6.6) rispettivamente per  $i_d dt$  e  $i_q dt$ , e sommando poi membro a membro le tre equazioni si perviene a:

$$\begin{aligned}
&(u_d i_d + u_q i_q) dt \\
&= R(i_d^2 + i_q^2) dt + L_d i_d di_d + L_q i_q di_q \\
&+ \omega_{me} (\Lambda_{mg} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) dt
\end{aligned} \tag{6.8}$$

Il primo membro rappresenta l'energia elettrica fornita alla macchina nel tempo  $dt$  ed equivale alla somma dei termini presenti a secondo membro. Il primo termine rappresenta l'energia trasformata in calore sulle resistenze degli avvolgimenti, il secondo ed il terzo stanno a indicare l'energia immagazzinata nel campo magnetico. L'ultimo termine invece costituisce l'energia meccanica sviluppata nel funzionamento da motore della macchina. La trasformazione adottata per il passaggio dal sistema di riferimento stazionario a quello sincrono non è invariante per la potenza, la quale risulta diminuita di un fattore 3/2. Si ricorda poi che la potenza meccanica è esprimibile anche come prodotto della coppia  $m$  per la velocità meccanica  $\omega_{me}$  e si giunge alla relazione:

$$m = \frac{3}{2}p\Lambda_{mg}i_q + \frac{3}{2}p(L_d - L_q)i_d i_q \quad (6.9)$$

Il primo termine della (6.9) identifica il contributo alla coppia dato dai magneti permanenti mentre il secondo termine viene denominato coppia di riluttanza.

Rappresentando il carico meccanico con l'equazione:

$$m = m_L + B\omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (6.10)$$

in cui i tre termini a secondo membro rappresentano rispettivamente la coppia di disturbo, la coppia viscosa e quella inerziale, è possibile tracciare lo schema a blocchi del motore sincrono a magneti permanenti di tipo anisotropo.

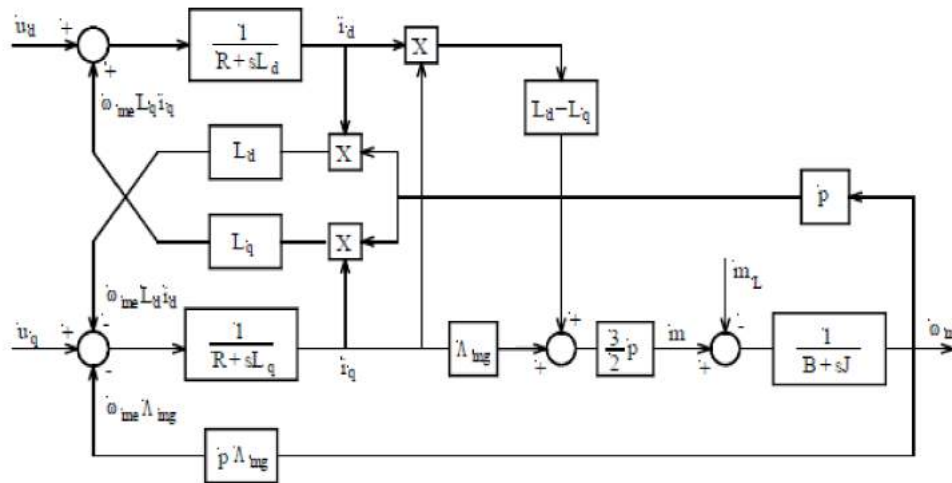


Figura 6.3- Schema a blocchi di un motore sincrono IPM.

## 6.5 Limiti e regioni di funzionamento con $\xi > 1$

Le tensioni e le correnti applicabili al motore devono rimanere entro specificati limiti per garantirne il corretto e prolungato funzionamento. Questi limiti sono costituiti dai dati di targa del motore, oltre i quali infatti si solleciterebbero eccessivamente i suoi avvolgimenti, o dai valori nominali del sistema di alimentazione. Se si considera il funzionamento a regime del motore, caratterizzato da tensioni e correnti di fase costanti nel tempo, con ampiezza e frequenza costanti, e velocità  $\omega$  costante e pari a  $\Omega$ . Restano invariate pure le grandezze elettriche trasformate in un sistema di riferimento rotante sincrono con il rotore, indicate con  $U_d, U_q, I_d, I_q$ . Il limite di funzionamento a regime per la corrente si può esprimere in funzione delle correnti trasformate  $I_d$  e  $I_q$  con la seguente relazione:

$$I_d^2 + I_q^2 \leq I_N^2 \quad (6.11)$$

dove  $I_N$  rappresenta il modulo del vettore spaziale delle correnti statoriche corrispondente alla corrente nominale efficace di fase  $I_{nom}$ , riportata sui dati di targa del motore.

Per quanto riguarda le tensioni il limite può essere scritto in modo analogo:

$$U_d^2 + U_q^2 \leq U_N^2 \quad (6.12)$$

dove  $U_N$  rappresenta il modulo del vettore spaziale delle tensioni statoriche corrispondente alla tensione nominale efficace concatenata  $U_{nom}$ . In questo caso i dati di targa fanno riferimento al valore nominale della tensione efficace concatenata, vale dunque l'espressione  $U_N = \sqrt{2}U_{nom}/\sqrt{3}$ .

Si considera ora un motore sincrono a magneti permanenti con rotore anisotropo. Le tensioni a primo membro della (6.12) si ottengono dalla (6.6) attribuendo valori costanti alle tensioni e alle correnti proprio perché si era ipotizzato un funzionamento a regime e si perviene alla relazione:

$$\begin{aligned} U_d &= RI_d - \Omega_{me}L_qI_q \\ U_q &= RI_q + \Omega_{me}L_dI_d + \Omega_{me}\Lambda_{mg} \end{aligned} \quad (6.13)$$

Queste relazioni possono essere sostituite nella (6.12) per esprimere il limite di tensione in funzione delle correnti. La caduta di tensione resistiva risulta trascurabile rispetto alla tensione nominale quindi si giunge all'espressione:

$$\left(I_d + \frac{\Lambda_{mg}}{L_d}\right)^2 + \left(\frac{L_q}{L_d}I_q\right)^2 \leq \frac{U_N^2}{\Omega_{me}^2L_d^2} \quad (6.14)$$

Utilizzando il piano  $I_d$ - $I_q$  si possono tracciare i luoghi limiti di corrente (6.11) e di tensione (6.12) per diverse velocità. Il limite di corrente consiste, nel piano in questione, in una circonferenza di raggio  $I_N$ , mentre quello di tensione descrive una famiglia di ellissi concentriche, ciascuna delle quali è funzione del reciproco della velocità meccanica elettrica. Il centro C di queste ellissi ha coordinate  $(-\Lambda_{mg}/L_d, 0)$ , ovvero le correnti d e q della macchina tenuta in rotazione con i terminali cortocircuitati.

Si possono individuare ora due casi differenti a seconda che la corrente di corto circuito sia maggiore o minore della corrente nominale della macchina:

$$\frac{\Lambda_{mg}}{L_d} > I_N$$

In tale ipotesi il centro delle ellissi cade esternamente al limite di corrente. Sempre nel piano  $I_d$ - $I_q$  si possono tracciare i luoghi a coppia costante, ovvero le curve isocoppia.

A partire dall'equazione della coppia (6.9) esprimendo  $I_q$  in funzione di  $I_d$  si arriva alla:

$$I_q = \frac{2}{3p} \frac{M}{\Lambda_{mg} + (L_d - L_q)I_d} \quad (6.15)$$

che è l'espressione cercata delle curve isocoppia per una coppia  $M$  fissata. Il luogo dei punti di tangenza fra le iperboli isocoppia e i diversi limiti di corrente rappresenta l'insieme dei punti di lavoro per i quali si manifesta il massimo rapporto coppia su corrente, ovvero la cosiddetta curva di MTPA (Max Torque Per Amperes), rappresentata in fig. 6.4 dalla curva  $BB'$  che può essere identificata nel piano  $I_d$ - $I_q$  con la seguente espressione:

$$I_q = \pm \sqrt{\frac{I_d[\Lambda_{mg} + (L_d - L_q)I_d]}{(L_d - L_q)}} \quad (6.16)$$

Ottenuta imponendo l'ortogonalità della retta tangente la curva isocoppia in un punto con la retta che congiunge quel punto all'origine.

Solitamente si fa lavorare il motore in condizioni di MTPA finché non si opera a velocità superiori a quella base  $\Omega_{me} > \Omega_B$ , oltre la quale il limite di corrente non è più contenuto nel limite di tensione. Si va ad operare dunque sul generico punto  $L$  di intersezione tra i limiti di tensione e corrente fino al raggiungimento della velocità massima in  $(-I_N, 0)$ .

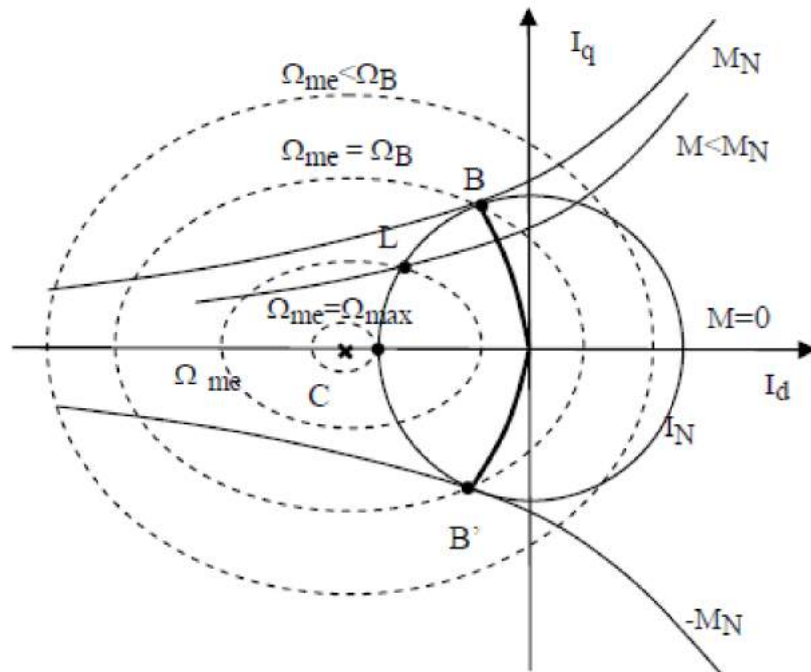


Figura 6.4- Limiti di funzionamento di un motore IPM con  $\xi = \frac{L_d}{L_q} > 1$ .

$$\frac{\Lambda_{mg}}{L_d} < I_N$$

In questo caso la corrente di corto circuito è minore della corrente nominale del motore e il centro delle ellissi limite di tensione cade internamente al limite di corrente. Valgono ancora le considerazioni fatte per l'ipotesi precedente fino al punto P di fig. 6.5 nel quale l'iperbole isocoppia è tangente al limite di tensione. Per velocità superiori a  $\Omega_P$  conviene far operare la macchina nell'insieme dei punti di tangenza fra le iperboli e i limiti di tensione fino ad arrivare a C, seguendo dunque la curva che assicura il massimo rapporto coppia su tensione, meglio noto come luogo MTPV (Max Torque Per Volts). È possibile ricavare anche per il luogo MTPV una relazione che esprima  $I_q$  in funzione di  $I_d$  ma non risulta utile ai fini della trattazione.

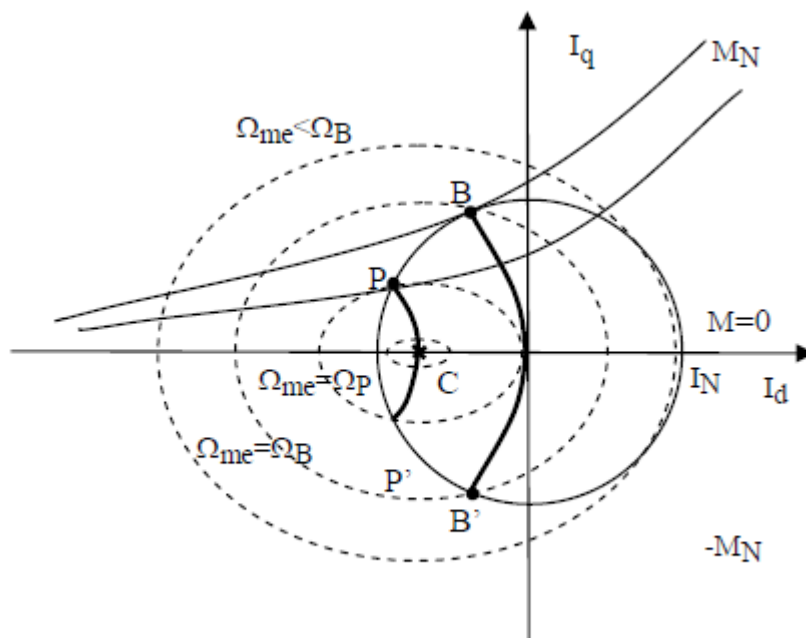


Figura 6.5- Limite di funzionamento di un motore IPM con piccola corrente di corto circuito e  $\xi = \frac{L_d}{L_q} > 1$ .

## 6.6 Limiti e regioni di funzionamento con $\xi < 1$

Vi sono anche motori sincroni IPM caratterizzati da un rapporto di salienza maggiore di uno ( $\xi < 1$ ). Ciò è possibile grazie all'utilizzo di particolari geometrie di rotore, che permettono inoltre di sfruttare una corrente  $I_d$  positiva, così da prevenire un'eventuale smagnetizzazione dei magneti.

Per quanto riguarda le curve e i luoghi dei limiti di funzionamento per macchine di questo tipo vale quanto discusso nel precedente paragrafo con l'eccezione che la famiglia di iperboli isocoppia ha asintoto nel semipiano sinistro contraddistinto dalle  $I_d$  negative. Il luogo per cui si è nella condizione di MTPA, evidenziato in fig. 6.6 con la

curva BB', giace in questo caso nel semipiano destro dove si hanno  $I_d$  positive. Infine le ellissi limite di tensione contrariamente a quanto accadeva prima hanno l'asse maggiore che si sviluppa verticalmente.

Vi sono ancora due eventualità per cui la corrente del corto circuito può essere maggiore o minore della corrente nominale del motore:

$$\frac{\Lambda_{mg}}{L_d} > I_N$$

Il centro delle ellissi cade esternamente al limite di corrente, ciò significa che vi sarà una velocità massima  $\Omega_{max}$  alla quale i due limiti coincideranno nel punto  $(-I_N, 0)$ .

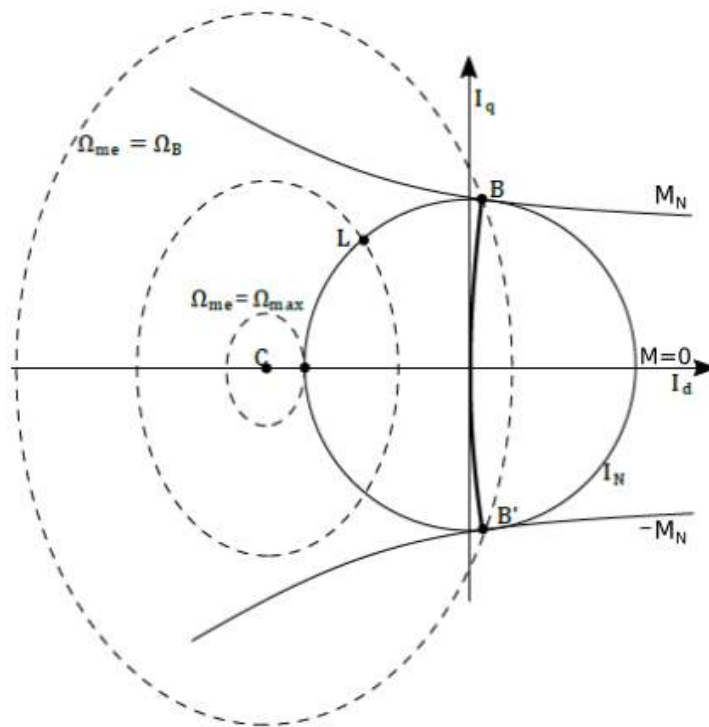


Figura 6.6- Limiti di funzionamento di un motore IPM con  $\xi = \frac{L_d}{L_q} < 1$ .

$$\frac{\Lambda_{mg}}{L_d} < I_N$$

La corrente di corto circuito è minore della corrente nominale, conseguentemente il centro delle ellissi è interno al limite di corrente, non esiste, dal punto di vista elettrico, una velocità massima dato che si arriva al punto C di fig. 6.7 soltanto a velocità infinita.

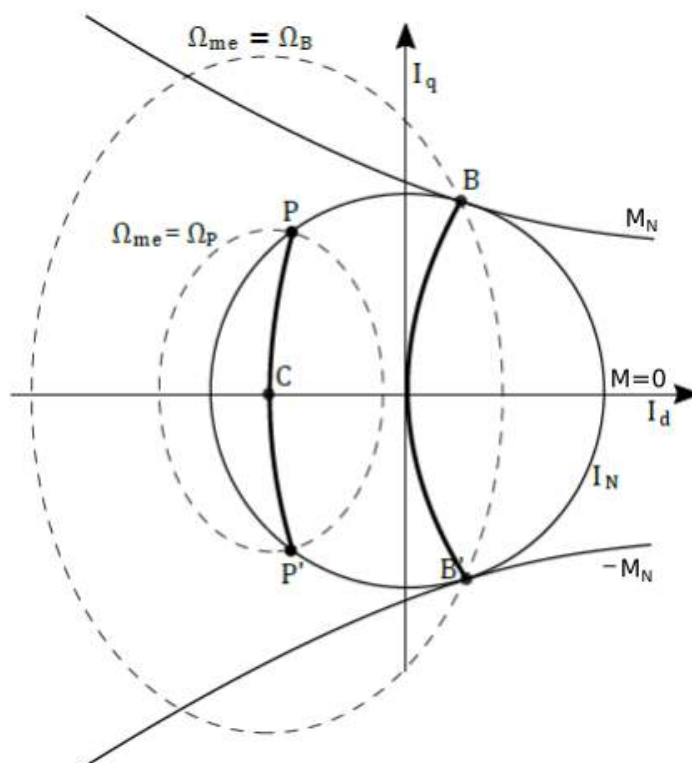


Figura 6.7- Limite di funzionamento di un motore IPM con piccola corrente di corto circuito e  $\xi = \frac{L_d}{L_q} < 1$ .

## 6.7 Saturazione del ferro ed effetti della saturazione incrociata

Come noto in presenza di saturazione del ferro le relazioni flusso corrente non possono essere definite lineari, diventano infatti più complesse, le relazioni flusso corrente vanno allora riscritte in questa forma:

$$\begin{aligned} \lambda_d &= \lambda_d(i_d) \\ \lambda_q &= \lambda_q(i_q) \end{aligned} \quad (6.17)$$

In queste condizioni le equazioni elettriche della macchina sincrona si riscrivono nel modo seguente:



$$\begin{aligned}
u_d(t) &= Ri_d(t) + \frac{\partial \lambda_d(i_d)}{\partial i_d} \frac{di_d(t)}{dt} - \omega_{me} \lambda_q(i_q(t)) \\
u_q(t) &= Ri_q(t) + \frac{\partial \lambda_q(i_q)}{\partial i_q} \frac{di_q(t)}{dt} + \omega_{me} \lambda_d(i_d(t))
\end{aligned}
\tag{6.18}$$

Si possono così definire le induttanze differenziali, che rappresentano la pendenza delle caratteristiche magnetiche in ogni punto:

$$\begin{aligned}
\tilde{L}_d(i_d) &= \frac{\partial \lambda_d(i_d)}{\partial i_d} \\
\tilde{L}_q(i_q) &= \frac{\partial \lambda_q(i_q)}{\partial i_q}
\end{aligned}
\tag{6.19}$$

e le induttanze apparenti, che indicano rispettivamente le pendenze delle rette congiungenti il punto in esame della caratteristica magnetica con  $(0, \Lambda_{mg})$  e con l'origine degli assi.

$$\begin{aligned}
L_d(i_d) &= \frac{\lambda_d(i_d) - \Lambda_{mg}}{i_d} \\
L_q(i_q) &= \frac{\lambda_q(i_q)}{i_q}
\end{aligned}
\tag{6.20}$$

Relativamente alla coppia si può affermare che essa trova rappresentazione sempre valida nella seguente formula:

$$m(i_d, i_q) = \frac{3}{2} p [\lambda_d(i_d) i_q - \lambda_q(i_q) i_d]
\tag{6.21}$$

Volendo sviluppare ancor di più quanto già introdotto riguardo la saturazione del ferro va aggiunto che sia il flusso di asse d che quello di asse q dipendono dalle correnti  $i_d$  e  $i_q$  (saturazione incrociata); si ricorda comunque che il flusso di un asse è influenzato maggiormente dalla corrente dello stesso asse. Esistono infatti porzioni del circuito magnetico che sono comuni sia all'asse d che a quello q, perciò la saturazione di tali porzioni da parte di una delle due correnti determina una variazione di flusso anche nell'altro asse, nonostante la corrente corrispondente a quest'ultimo sia rimasta costante.

In tali circostanze le equazioni elettriche andrebbero aggiornate ancora tenendo conto che:

$$\begin{aligned}
\lambda_d &= \lambda_d(i_d, i_q) \\
\lambda_q &= \lambda_q(i_d, i_q)
\end{aligned}
\tag{6.22}$$

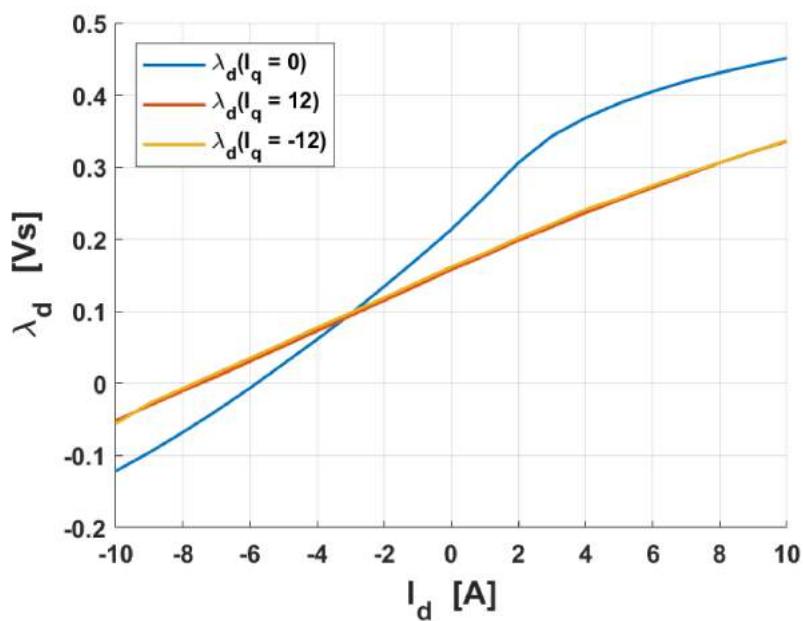


Figura 6.8- Flusso concatenato  $\lambda_d$  con  $I_q = 0$  e con  $I_q = 12$ .

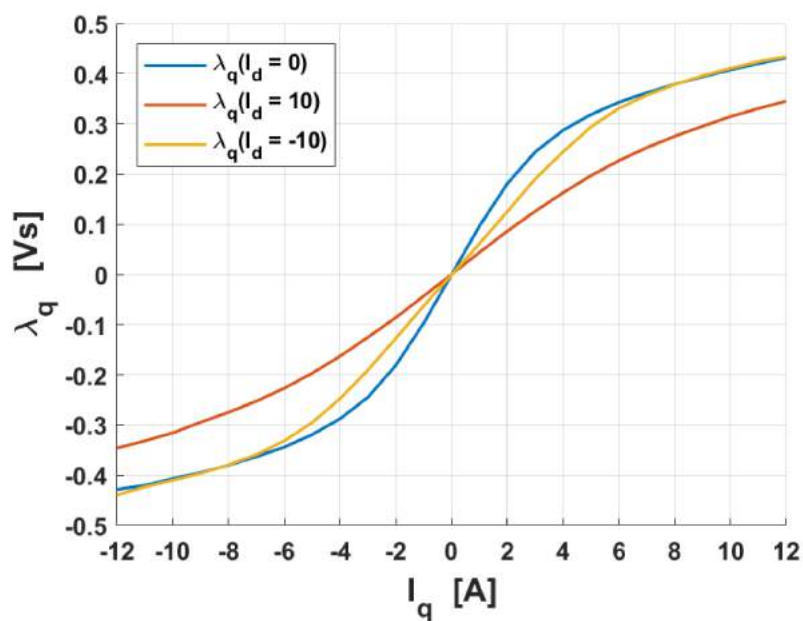


Figura 6.9- Flusso concatenato  $\lambda_q$  con  $I_d = 0$  e con  $I_d = 10$ .

Nella fig. 6.8 e nella fig. 6.9 è illustrato il fenomeno della saturazione incrociata per un motore studiato in questa trattazione, si vede infatti quanto già affermato, il flusso di una asse non dipende soltanto dalla corrente dello stesso asse, bensì da entrambe.

Ispezionando i due grafici si notano inoltre le seguenti simmetrie:

$$\begin{aligned}\lambda_d(i_d, i_q) &= \lambda_d(i_d, -i_q) \\ \lambda_q(i_d, i_q) &= -\lambda_q(i_d, -i_q)\end{aligned}\tag{6.23}$$

dalla prima delle (6.23) si vede come il flusso  $\lambda_d$  dipenda da  $i_d$  e dal modulo di  $i_q$ , mentre dalla seconda si evince che il flusso  $\lambda_q$  presenta una simmetria rispetto all'origine.



# CAPITOLO 7

## Presentazione delle tipologie di misure

### 7.1 Cogging

Un fenomeno caratteristico dei motori sincroni, in questo caso degli IPM, è la cosiddetta coppia di impuntamento (coppia di cogging), definibile come la coppia prodotta dal motore, in assenza di alimentazione, generata unicamente dallo dall'interazione dei magneti con i denti di statore; quando la macchina viene alimentata e si produce la coppia desiderata, grazie alla conversione elettromeccanica attuata dal motore, il cogging presente nella stessa manifesta una componente indesiderata di coppia introducendo un certo ripple. Per misurare quanto descritto si utilizza il banco lento, il motore slave viene fatto girare dal master ad una velocità costante pari ad 0.1 [rad/sec] e attraverso un torsionmetro si rileva la coppia espressa in tali condizioni. Affinché la misura sia attendibile è importante che la velocità di rotazione sia mantenuta costante il più possibile per evitare contributi inerziali di coppia.

La coppia che si genera nonostante il motore non sia collegato all'alimentazione, può essere spiegata dicendo che il rotore nella rotazione attorno al proprio asse tende a posizionarsi in modo da realizzare percorsi magnetici a minima riluttanza.

Il cogging dipende dal numero di poli di rotore e delle cave di statore, a riprova di ciò si osserva anche che il numero di periodi di oscillazione della coppia di impuntamento in un giro meccanico è il minimo comune multiplo tra il numero di poli di rotore e il numero di cave di statore.

### 7.2 Misura caratteristica elettromagnetica di coppia a correnti costanti

La misura della caratteristica elettromeccanica di coppia a correnti costanti fornisce l'andamento della stessa in funzione della posizione assunta dal rotore rispetto all'asse polare dello statore ( $\vartheta_{me}$ ). Lo svolgimento della misura è lo stesso adottato per la determinazione del cogging, si sfrutta in questo caso una velocità costante pari a 1 [rad/sec] e si impone una corrente continua tra due fasi del motore in prova.

Oltre l'andamento della coppia si ottiene anche quello del cogging, esso infatti costituisce una componente sempre presente della coppia esplicita dalla macchina.

Alimentando due fasi del motore con una corrente continua corrisponde ad alimentare lo stesso nell'istante in cui le correnti sinusoidali delle tre fasi assumono i seguenti valori:

$$i_a = 0$$

$$i_b = \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{I} \quad (7.1)$$

$$i_c = -\frac{\sqrt{3}}{2} \hat{I} = -i_b$$

che significa avere la stessa corrente in modulo sulle fasi b e c, senza che la fase a sia percorsa da corrente.

Nel caso in cui che si alimenti la macchina con una corrente continua  $I$ , è possibile passare dal sistema di riferimento (a,b,c) a quello (d,q), sincrono con il rotore, facendo corrispondere alla terna sopra citata la corrente diretta e in quadratura, secondo la (6.5):

$$i_d = \frac{\sqrt{3}}{2} I \cos \vartheta_{dq} \quad (7.2)$$

$$i_q = \frac{\sqrt{3}}{2} I \sin \vartheta_{dq}$$

Se si utilizzano le equazioni trovate in d-q (7.2) inserendole nella relazione della coppia (6.9) si perviene al risultato:

$$m = \sqrt{3} p \Lambda_{mg} I \cos \vartheta_{dq} + p(L_d - L_q) I^2 \sin 2 \vartheta_{dq} \quad (7.3)$$

Da quest'ultima relazione si possono ricavare delle importanti informazioni relative alla coppia misurata, infatti, come già anticipato si nota che essa è costituita dalla somma di una componente dovuta alla presenza dei magneti ed di una componente di riluttanza, ma soprattutto si vede che il secondo termine presenta una frequenza doppia rispetto al primo. Si può quindi già ipotizzare che analizzando il contenuto armonico della coppia la prima armonica metta in evidenza l'effetto dei magneti mentre la seconda quello relativo alla riluttanza; l'andamento della caratteristica di coppia assume perciò differenti profili a seconda che sia un termine o l'altro a prevalere.

### 7.3 Misura della coppia in MTPA

Dai grafici, relativi all'andamento della coppia, ottenuti sfruttando la misura descritta nel paragrafo precedente si può evincere quale sia l'angolo per cui ci si trova nelle condizioni di massimo rapporto coppia su corrente, ovvero in situazione di MTPA. Da qui si procede quindi alimentando il motore con un vettore spaziale di corrente, sincrono con il rotore, avente come modulo la corrente prestabilita e come angolo quello appena trovato, si ottiene infine il profilo della massima coppia ricavabile con quella determinata corrente; profilo, come si diceva, non libero dagli effetti del cogging sopra illustrati.

## 7.4 Misura della caratteristica elettromeccanica di coppia con correnti sincrone

La misura della caratteristica elettromeccanica di coppia con correnti sincrone è resa possibile grazie all'inverter slave, attraverso il quale si alimenta il motore slave in esame con una corrente trifase sinusoidale, rappresentabile da un vettore spaziale che nel piano d-q rimane nella stessa posizione, poiché è solidale con il sistema di riferimento, caratterizzato da un angolo  $\alpha_{ie}$ .

$$\alpha_{ie} = \arctg \frac{I_q}{I_d} \quad (7.4)$$

determinato il valore di picco della corrente di fase si fa variare l'angolo  $\alpha_{ie}$  del vettore spaziale della corrente con un certo passo all'interno di un intervallo stabilito. L'intervallo d'interesse generalmente è quello che si sviluppa attorno all'angolo  $\alpha_{ie}$  che presenta la massima coppia. Per ogni  $\alpha_{ie}$  del vettore di corrente con cui si alimenta il motore si raccolgono i valori di coppia letti dal torsionmetro; successivamente le misure eseguite vengono fatte confluire in unico grafico, che mostra l'andamento della coppia media al variare dell'angolo  $\alpha_{ie}$ . Utilizzando il valore medio per la rappresentazione della coppia si elimina la componente di ripple dovuta tra l'altro al cogging.

## 7.5 Mappatura della coppia nel piano $I_d$ - $I_q$

Attraverso questo tipo di misura è possibile tracciare sul piano  $I_d$ - $I_q$  la famiglia di curve isocoppia. Si alimenta il motore in prova con una  $I_d$  fissata e si fa variare la  $I_q$  con un passo stabilito nell'intervallo di interesse, per ogni coppia di  $I_d$  e  $I_q$  si legge attraverso il torsionmetro il valore della coppia esplicita e lo si salva all'interno di una matrice. Utilizzando lo stesso sistema per differenti valori di  $I_d$  si completa la matrice di coppie anche nell'intervallo delle  $I_d$  ricercate.

È opportuno che la fasatura del motore sia corretta, altrimenti il grafico delle isocoppie risulta ruotato rispetto all'asse d, mostrando coppia nulla anche con  $I_d \neq 0$ .

## 7.6 Misura dell'effetto della saturazione incrociata

La misura dell'effetto della saturazione incrociata, eseguita nel banco veloce, ha come scopo la determinazione delle caratteristiche magnetiche al variare delle correnti  $I_d$  e  $I_q$ . Per eseguire questa prova il motore, in moto ad una velocità  $\Omega_{me}$  nota, va alimentato tenendo fissa la  $I_d$  e facendo variare con un passo stabilito la  $I_q$  nell'intervallo desiderato; per ogni coppia ( $I_d, I_q$ ) si misurano le tensioni  $U_d$  e  $U_q$  grazie all'utilizzo di sonde differenziali e di convertitori analogici digitali (ADC). Facendo variare la corrente diretta  $I_d$  con lo stesso passo utilizzato per quella in quadratura  $I_q$ , si ripete quanto appena descritto.

La misura del flusso concatenato è una misura indiretta e si ottiene, nel caso in questione, effettuando due misure ravvicinate nelle quali si alimenta dapprima il motore con  $(I_d, I_q)$  e successivamente con  $(I_d, -I_q)$ . Dalla prima prova si misurano, in funzionamento a regime, le tensioni  $U_d^{(1)}$  e  $U_q^{(1)}$ , mentre dalla seconda, sempre nel funzionamento a regime, le tensioni  $U_d^{(2)}$  e  $U_q^{(2)}$ ; partendo dalle equazioni delle tensioni a regime e sfruttando le simmetrie espresse nella (6.23) si perviene alle relazioni:

$$\begin{aligned}\lambda_d(I_d, I_q) &= \frac{U_q^{(1)} + U_q^{(2)}}{2\Omega_{me}} \\ \lambda_q(I_d, I_q) &= \frac{U_d^{(1)} - U_d^{(2)}}{-2\Omega_{me}}\end{aligned}\quad (7.5)$$

che esprimono i flussi diretto  $\lambda_d(I_d, I_q)$  e in quadratura  $\lambda_q(I_d, I_q)$ .

Seguendo questo procedimento è possibile scindere il contributo della resistenza di fase R dalla misura dei flussi concatenati, utilizzati in secondo luogo per tracciare grafici che mettano in evidenza l'effetto della saturazione incrociata.

## 7.7 Misura delle forze controlettromotrici

Le forze controlettromotrici, dovute al movimento dei magneti rispetto agli avvolgimenti di statore, sono misurabili grazie all'utilizzo di tre sonde differenziali che permettono un'attenuazione del segnale di tensione. Le tre sonde sono collegate da una parte ai tre morsetti di statore della macchina in prova e dall'altra ad uno oscilloscopio. Il motore slave, non collegato all'alimentazione, viene trascinato dal master alla velocità desiderata, tale da rendere percepibile e ben leggibile quest'effetto. Le forze controlettromotrici misurate, di forma pressoché sinusoidale, hanno infatti ampiezza e frequenza dipendenti dalla velocità e quindi dal numero di giri del motore.



# CAPITOLO 8

## Caratterizzazione del motore ISA

### 8.1 Parametri geometrici ed elettrici

Il motore su cui sono state fatte le misure illustrate nel capitolo 7 è un motore sincrono IPM, presente in laboratorio, identificato come IPMSM\_EDL-17.4 e denominato ISA (Integrated Starter Alternator), con 8 poli e 12 cave di statore. La macchina studiata ha rapporto di salienza  $\xi > 1$ , ci si aspetta dunque che il luogo MTPA, nel piano  $i_d$ - $i_q$ , stia per  $i_q$  positive tutto nel secondo quadrante, caratterizzato da angoli  $\alpha_{ie} > 90^\circ$ .

La fig. 8.1 illustra la geometria del motore.

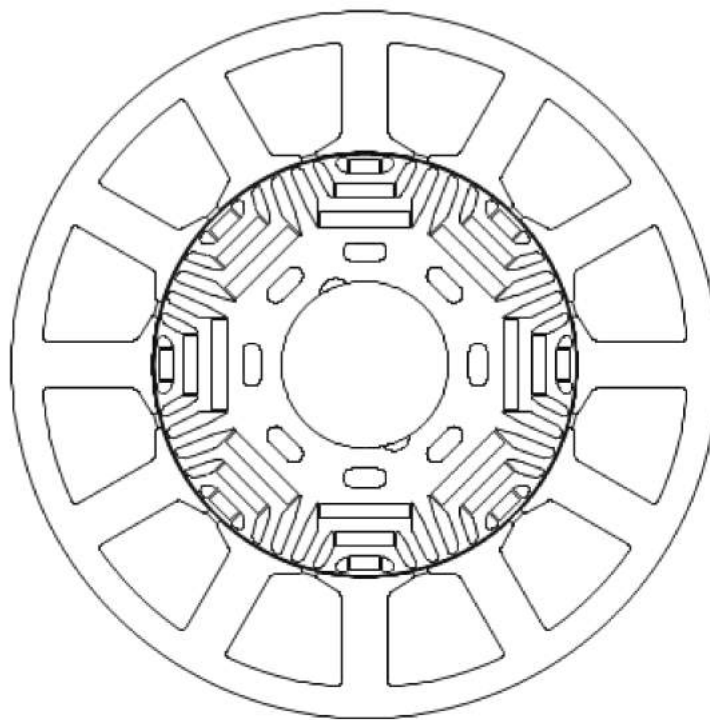


Figura 8.1- Geometria del motore ISA.

In tabella 8.1 invece sono elencate le voci e i valori dei dati geometrici principali dell'ISA.

ISA (Integrated Starter Alternator)		
Numero di poli	$2p$	8
Numero di cave	$Q_s$	12
Numero di conduttori per cava	$n_c$	152
Lunghezza Stack	$L_{stk}$	75 [mm]
Diametro esterno	$D_e$	140 [mm]
Diametro interno	$D_s$	84.2 [mm]
Diametro interno di rotore	$D_{ri}$	33 [mm]

Tabella 8.1- Dati geometrici principali dell'ISA.

Nella tabella 8.2 invece sono elencati i parametri elettrici della macchina.

ISA (Integrated Starter Alternator)		
Potenza base	$P_b$	1000 [W]
Velocità base	$\Omega_b$	1680 [rad/s]
Tensione base	$V_b$	144 [V]
Corrente nominale	$I_n$	5.5 [A]
Flusso dei magneti	$\Lambda_{mg}$	0.18 [Vs]
Induttanza diretta	$L_d$	70 [mH]
Induttanza in quadratura	$L_q$	17.7 [mH]

Tabella 8.2- Parametri elettrici principali dell'ISA.

## 8.2 Misura del cogging

La misura del cogging viene svolta sul banco lento trascinando il motore, con i morsetti a vuoto, alla velocità di 0.1 [rad/s] e misurando la coppia espressa con un torsionometro da 1 [Nm]. La fig. 8.2 mette in luce il profilo del cogging su 360° elettrici, corrispondenti a 90° meccanici per l'ISA.

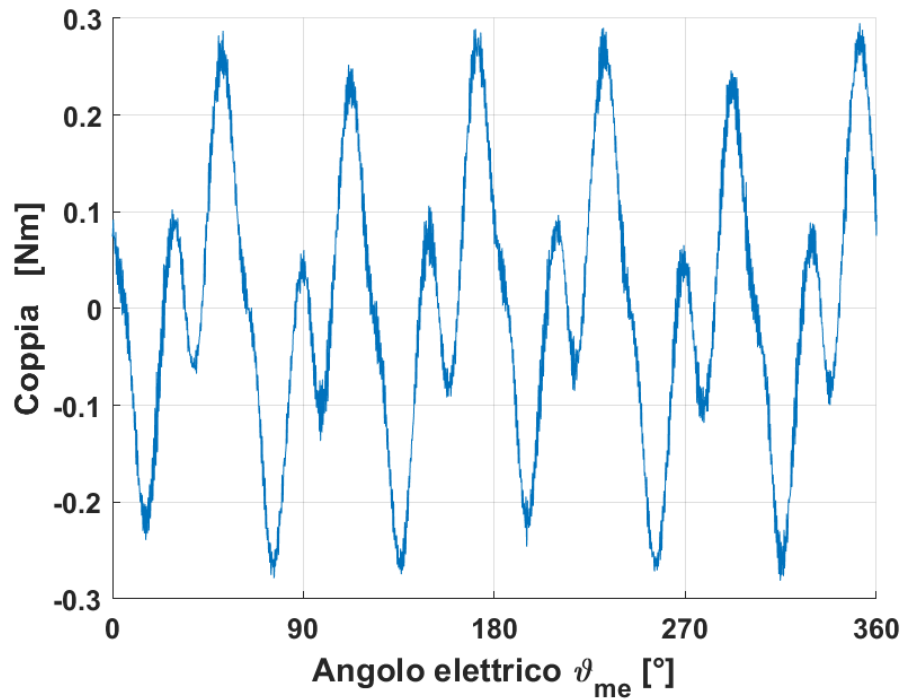


Figura 8.2- Cogging su 360° elettrici.

Dalla figura si può vedere come i massimi valori raggiunti dal cogging siano contenuti nell'intervallo  $\pm 0.3$  [Nm] e soprattutto si possono contare 6 picchi per un angolo giro meccanico elettrico completo corrispondente a 90° meccanici; il motore ISA, che ha 8 poli e 12 cave, mostra quindi un cogging caratterizzato da 24 ( $6p$ ,  $p=4$ ) periodi di oscillazione su un intero angolo giro.

Per completezza in fig. 8.3 invece è rappresentato il cogging su 360° meccanici.

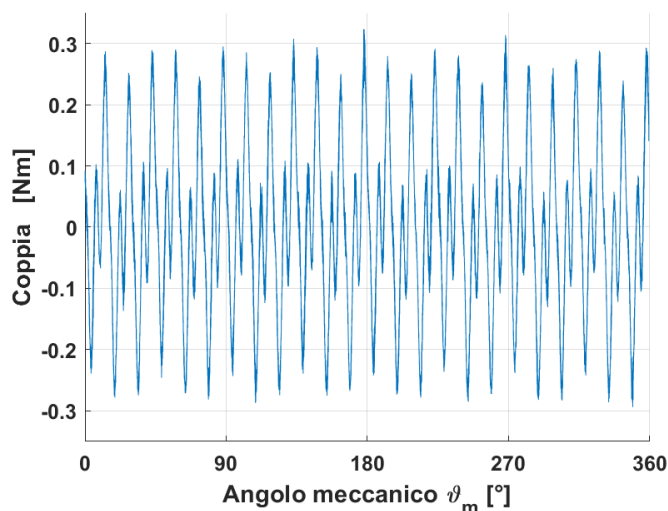


Figura 8.3- Cogging su 360° meccanici

### 8.3 Misura della caratteristica elettromeccanica di coppia con correnti costanti

La misura della caratteristica elettromeccanica di coppia a corrente costante viene eseguita sul banco lento, similmente a quanto fatto per la prova del cogging, tuttavia in questo caso il motore è trascinato alla velocità di 1 [rad/s] ed gli è imposta una corrente continua  $I$  costante tra la fase b e la fase c. La misura è stata effettuata per diversi valori di corrente. A riguardo si riporta il grafico di fig. 8.4.

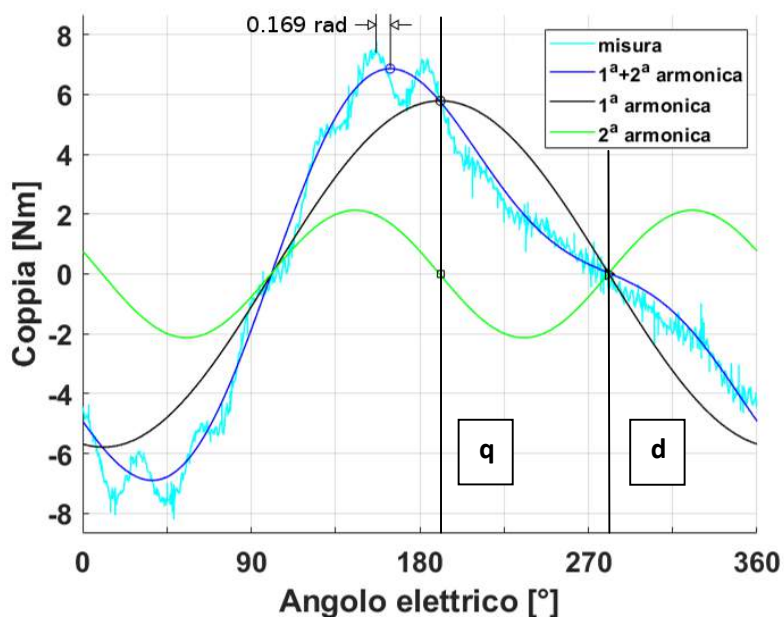


Figura 8.4- Caratteristica di coppia con corrente costante pari a 5 [A].

Nel grafico si può distinguere in azzurro il profilo della coppia misurata con una corrente di alimentazione costante pari a 5 [A], che poco si discosta da quella nominale; in nero e in verde sono rappresentate rispettivamente la prima e la seconda armonica del segnale di coppia prodotto dal torsionmetro da 50 [Nm] montato sul banco.

Come si era visto nel paragrafo (7.2) la fondamentale del segnale di coppia è imputabile al contributo dei magneti, mentre la seconda armonica è attribuibile al contributo dato dalla riluttanza. Appurato questo è possibile, ispezionando il grafico, distinguere gli assi d e q. L'asse q è situato infatti in corrispondenza del massimo della prima armonica, mentre si pone l'asse d dove avviene il passaggio per lo zero dell'armonica in questione, ovvero 90° in anticipo rispetto al punto di massimo della fondamentale.

In blu è visibile l'andamento della somma della prima e della seconda armonica; considerando quanto appena descritto e la relazione (7.3), ci si aspetta che il massimo della forma d'onda fornisca l'angolo  $\alpha_{ie}$  per cui si verifica il massimo rapporto di coppia su corrente (MTPA).

Osservando ancora la fig. 8.4 si nota come vi sia una differenza in termini di angolo tra il massimo della coppia misurata e quello trovato con la somma delle prime due armoniche. Partendo da questo presupposto si è pensato di modificare l'angolo  $\alpha_{ie}$ , che identificava la condizione di MTPA per un certo vettore di corrente, con una correzione standard pari a 0.169 [rad] (9.683 [°]), determinata dalla media delle differenze trovate per diverse correnti di alimentazione.

Sono state effettuate quindi diverse prove a correnti costanti partendo da 1 [A] fino ad arrivare a 25 [A], si riporta nel seguito alcune tra le misure più significative.

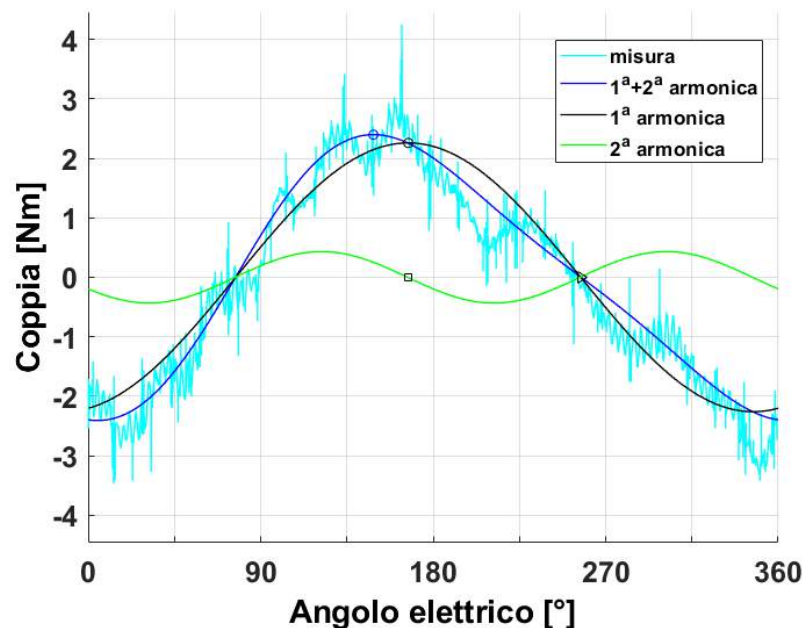


Figura 8.5- Caratteristica di coppia con corrente costante pari a 2 [A].

Dalla fig. 8.5 si può vedere come, alimentando il motore con una corrente costante di 2 [A], la caratteristica di coppia oscilla all'interno della banda compresa tra i  $\pm 3$  [Nm], anche in questo caso si riconosce come il massimo della 1<sup>a</sup>+2<sup>a</sup> armonica non coincida con il massimo della coppia misurata. L'angolo di alimentazione  $\alpha_{ie}$  per cui ci si aspetta di essere nelle condizioni di MTPA è all'incirca di 108 [°], che corretto di 0.169 [rad] dà 118 [°].

L'intensità di corrente con la quale si è effettuata tale prova è minore di quella nominale; il segnale relativo alla misura non presentando un'elevata ampiezza, risulta essere influenzato da una notevole componente di disturbo ad alta frequenza, ciò è imputabile all'attrito dei cuscinetti e alla presenza di giunti meccanici necessari per accoppiare il master allo slave. Vi è inoltre una componente di disturbo dovuta al cogging, sempre presente nei motori a magneti permanenti.

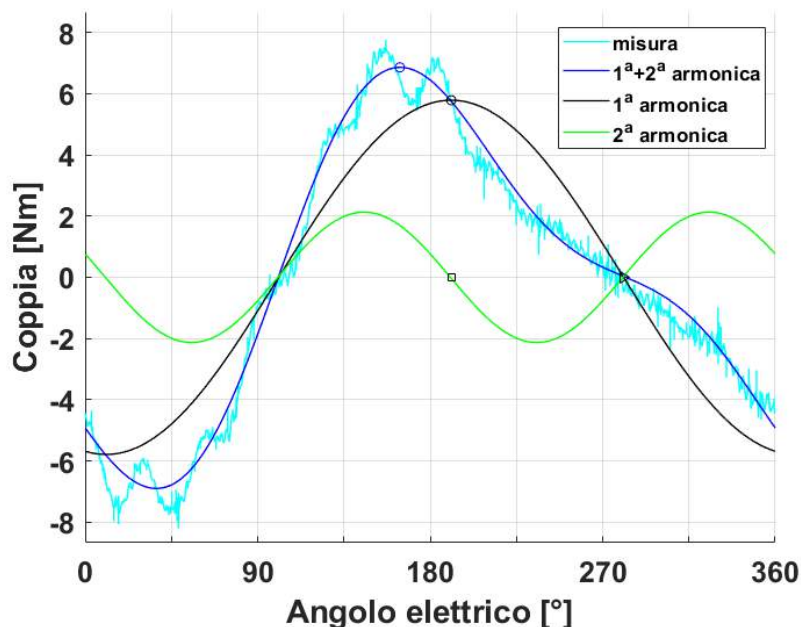


Figura 8.6- Caratteristica di coppia con corrente costante pari a 5 [A].

In fig. 8.6 si nota il profilo di coppia ottenuto alimentando la macchina con una corrente di 5 [A], che poco discosta da quella nominale. La coppia misurata oscilla tra un massimo di circa 8 [Nm] e un minimo di -8 [Nm]. L'angolo  $\alpha_{ie}$  per cui si verifica la condizione di MTPA, trovato utilizzando il massimo della curva blu, è all'incirca pari a 116 [°], che aggiornato con la correzione standard di 0.169 [rad] è pari a circa 125 [°]. Il grafico rende inoltre visibile l'aumento del contributo della componente di coppia di riluttanza a quella totale, si nota infatti come sia aumentata la differenza tra il massimo della 1<sup>a</sup>+2<sup>a</sup> armonica e quello della 1<sup>a</sup> armonica rispetto alla precedente figura. Si nota infine come ora il profilo di coppia sia relativamente meno affetto in ampiezza dai disturbi di alta frequenza sopra citati.

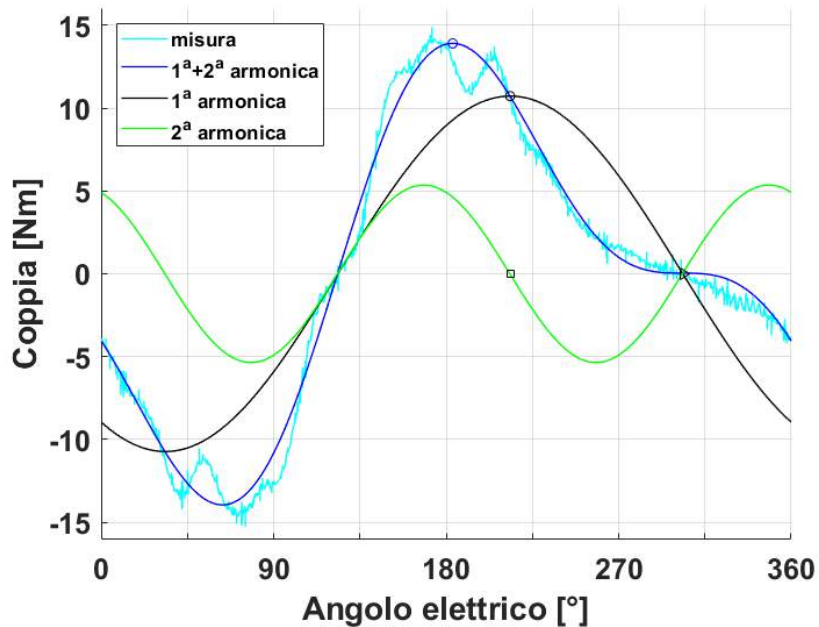


Figura 8.7- Caratteristica di coppia con corrente costante pari a 10[A].

In fig. 8.7 è rappresentata la caratteristica elettromeccanica di coppia con corrente costante pari a 10 [A]. La coppia misurata mostra picchi che raggiungono i 14 [Nm], per angoli di alimentazione  $\alpha_{ie}$  di 120 [°], che corretti con la variazione standard di 0.169 [rad] sono in realtà di 129 [°].

Si nota anche in questo grafico come l'apporto della componente di coppia di riluttanza (linea verde) stia aumentando all'aumentare dell'intensità di corrente, diventando sempre più rilevante.

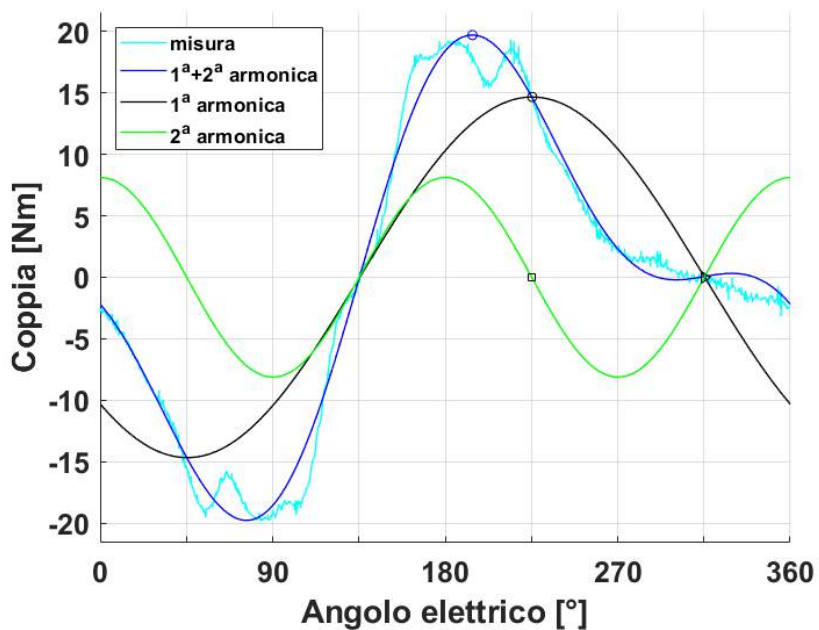


Figura 8.8- Caratteristica di coppia con corrente costante pari a 15 [A].

Nel grafico di fig. 8.8 è esposta la caratteristica di coppia per correnti costanti di 15 [A]. I valori massimi che la coppia assume sono di circa 19 [Nm] in un verso e nell'altro. Ancora una volta il massimo della 1<sup>a</sup>+2<sup>a</sup> armonica di coppia e quello della misura non corrispondono, si registrano quindi angoli  $\alpha_{ie}$  di 121 [°] che corretti danno un risultato pari a 130 [°]. Da notare come sia sempre più rilevante l'apporto alla coppia della componente di riluttanza.

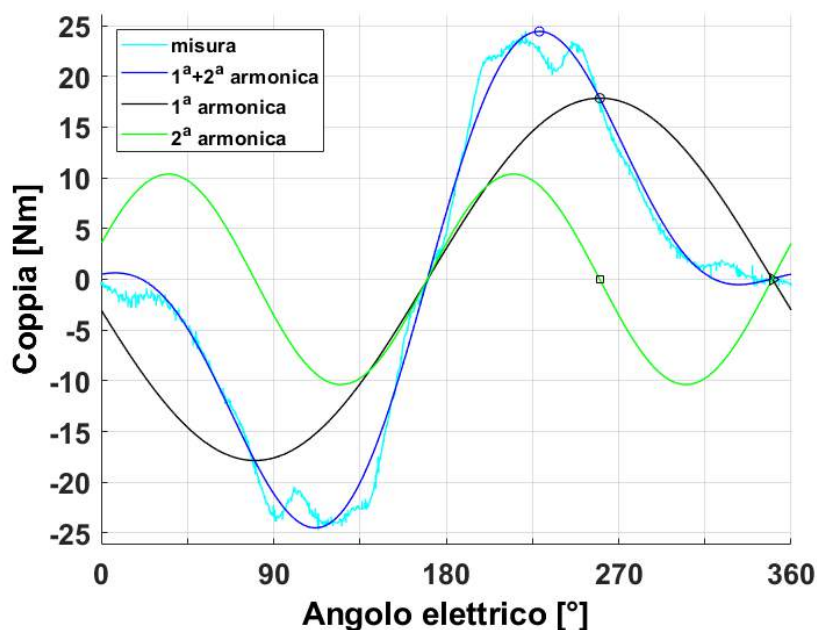


Figura 8.9- Caratteristica di coppia con corrente costante pari a 20 [A].

In fig. 8.9 è rappresentata la caratteristica di coppia per correnti di alimentazione di 20 [A]. I valori massimi assunti dalla coppia si attestano attorno ai 24 [Nm] sia nel verso positivo che in quello negativo. Si trovano angoli  $\alpha_{ie}$ , per cui si è in condizioni di MTPA, attorno ai 121 [°], che corretti danno un valore pari a 130 [°].

#### 8.4 Misura della coppia in MTPA

La misura della coppia in condizioni di MTPA si esegue sul banco lento, trascinando il motore slave alla velocità di 1 [rad/s] e si leggono i valori di coppia attraverso il torsionmetro da 50 [Nm].

La prova si effettua alimentando la macchina con una determinata ampiezza del vettore corrente, mantenuta costante, e si impone che tale vettore abbia come angolo  $\alpha_{ie}$  quello per cui è garantito il massimo rapporto di coppia su corrente. Gli angoli  $\alpha_{ie}$  utili allo scopo sono stati precedentemente trovati attraverso la misura della caratteristica elettromeccanica di coppia a correnti costanti. Di seguito si riportano i risultati relativi alle correnti di 2, 5, 10, 15, 20 [A].



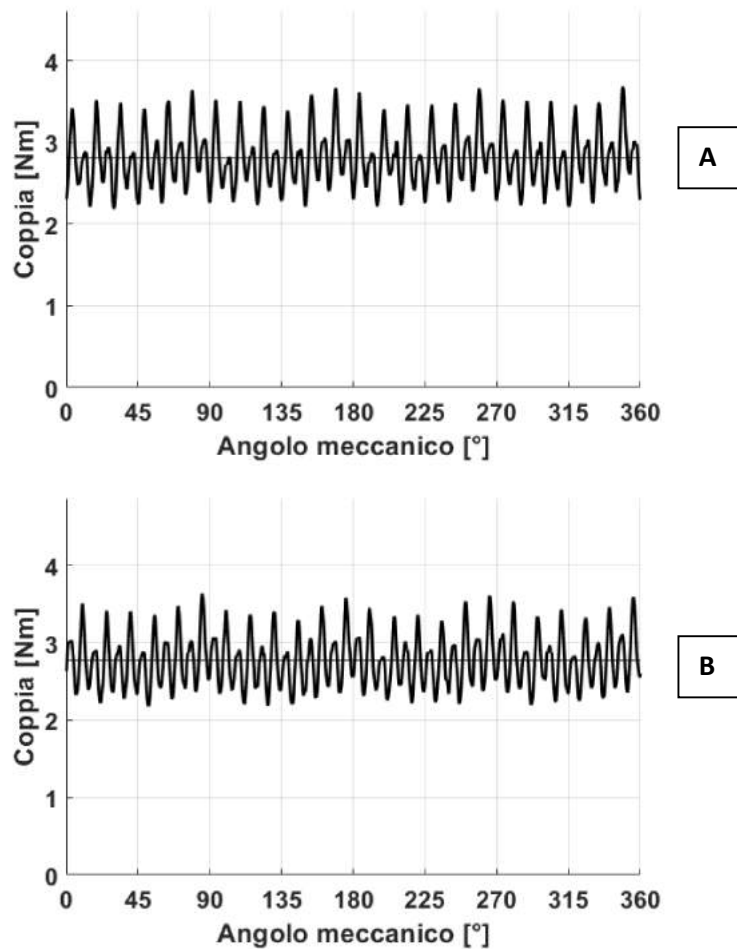


Figura 8.10- Coppia misurata in condizioni di MTPA per un angolo  $\alpha_{ie}$  di 108 [°] (A) e di 118 [°] (B).

I grafici di fig. 8.10 mostrano rispettivamente in figura A la coppia misurata in condizioni di MTPA per un angolo  $\alpha_{ie}$  pari a 108 [°], mentre in B è raffigurata la coppia nelle stesse condizioni eccetto per l'angolo  $\alpha_{ie}$  che ora è di 118 [°], ad esso infatti è stata applicata la correzione standard di 0.169 rad. In entrambi i casi è rappresentato il profilo di coppia caratterizzato dal ripple dovuto al cogging, si possono osservare 24 creste come ci si attendeva in un angolo giro meccanico. La retta costante traccia il valore medio della coppia e si nota come sia nel caso A che in quello B il suo valore sia di 2.8 [Nm]; alimentando la macchina con un vettore di corrente di ampiezza pari a 2 [A] la modifica standard alla valutazione dell'angolo  $\alpha_{ie}$  non comporta alcun miglioramento per quanto riguarda il valore medio della coppia espressa.

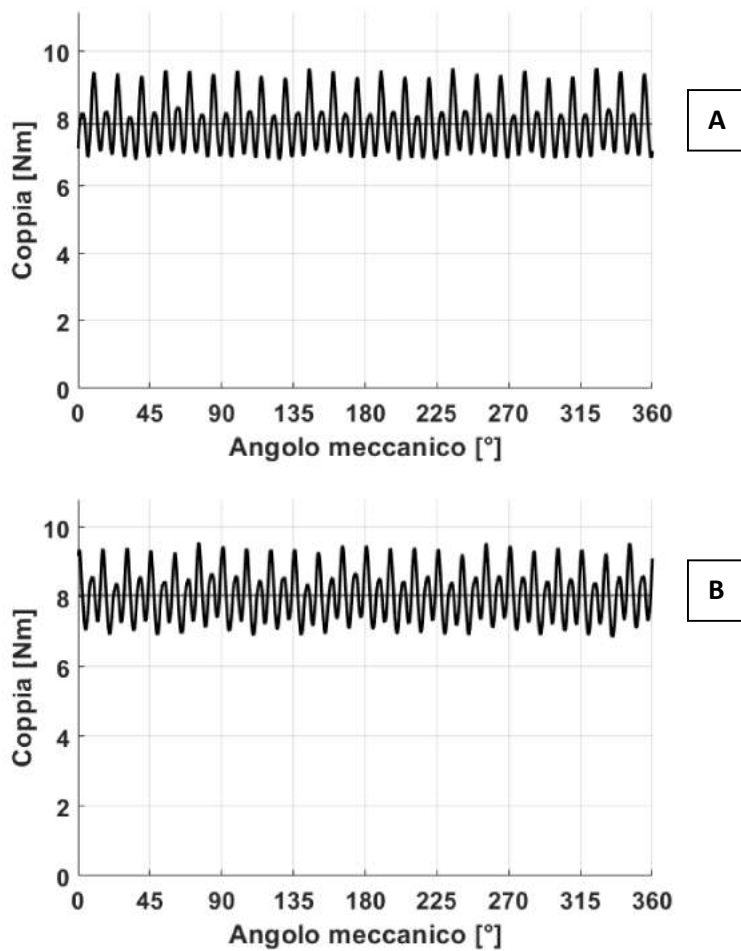


Figura 8.11- Coppia misurata in condizioni di MTPA per un angolo  $\alpha_{ie}$  di 116 [°] (A) e di 125 [°] (B).

I grafici di fig. 8.11 mostrano rispettivamente in figura A la coppia misurata in condizioni di MTPA per un angolo  $\alpha_{ie}$  pari a 116 [°], mentre in B è raffigurata la coppia nelle stesse condizioni eccetto per l'angolo  $\alpha_{ie}$  che ora è di 125 [°], ad esso infatti è stata applicata la correzione standard di 0.169 rad. In entrambi i casi è rappresentato il profilo di coppia caratterizzato dal ripple dovuto al cogging, si possono osservare 24 creste come ci si attendeva in un angolo giro meccanico. La retta costante traccia il valore medio della coppia e si nota come nel caso A sia minore di 8 [Nm] mentre in quello B il suo valore è di poco maggiore di 8 [Nm]; alimentando la macchina con un vettore di corrente di ampiezza pari a 5 [A] la modifica standard alla valutazione dell'angolo  $\alpha_{ie}$  comporta un lieve miglioramento per quanto riguarda il valore medio della coppia espressa.

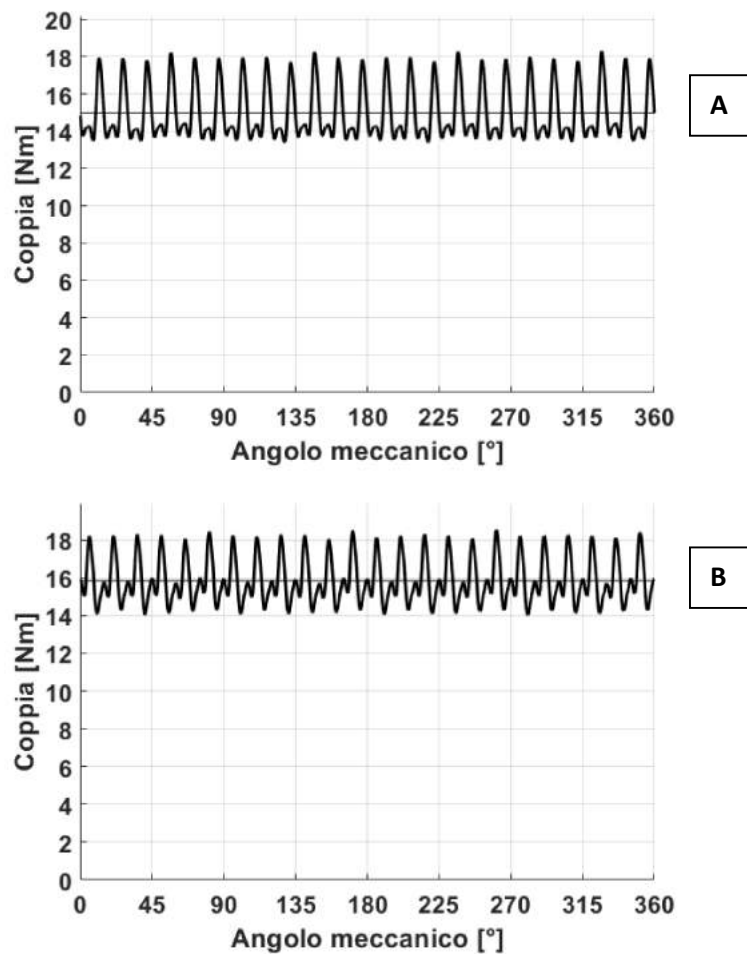


Figura 8.12- Coppia misurata in condizioni di MTPA per un angolo  $\alpha_{ie}$  di 120 [°] (A) e di 129 [°] (B).

I grafici di fig. 8.12 mostrano rispettivamente in figura A la coppia misurata in condizioni di MTPA per un angolo  $\alpha_{ie}$  pari a 120 [°], mentre in B è raffigurata la coppia nelle stesse condizioni eccetto per l'angolo  $\alpha_{ie}$  che ora è di 129 [°], ad esso infatti è stata applicata la correzione standard di 0.169 rad. In entrambi i casi è rappresentato il profilo di coppia caratterizzato dal ripple dovuto al cogging, si possono osservare 24 creste come ci si attendeva in un angolo giro meccanico. La retta costante traccia il valore medio della coppia e si nota come nel caso A sia pari a 15 [Nm] mentre in quello B il suo valore raggiunge quasi i 16 [Nm]; alimentando la macchina con un vettore di corrente di ampiezza pari a 10 [A] la modifica standard alla valutazione dell'angolo  $\alpha_{ie}$  comporta un miglioramento di quasi 1 [Nm] per quanto riguarda il valore medio della coppia espressa.

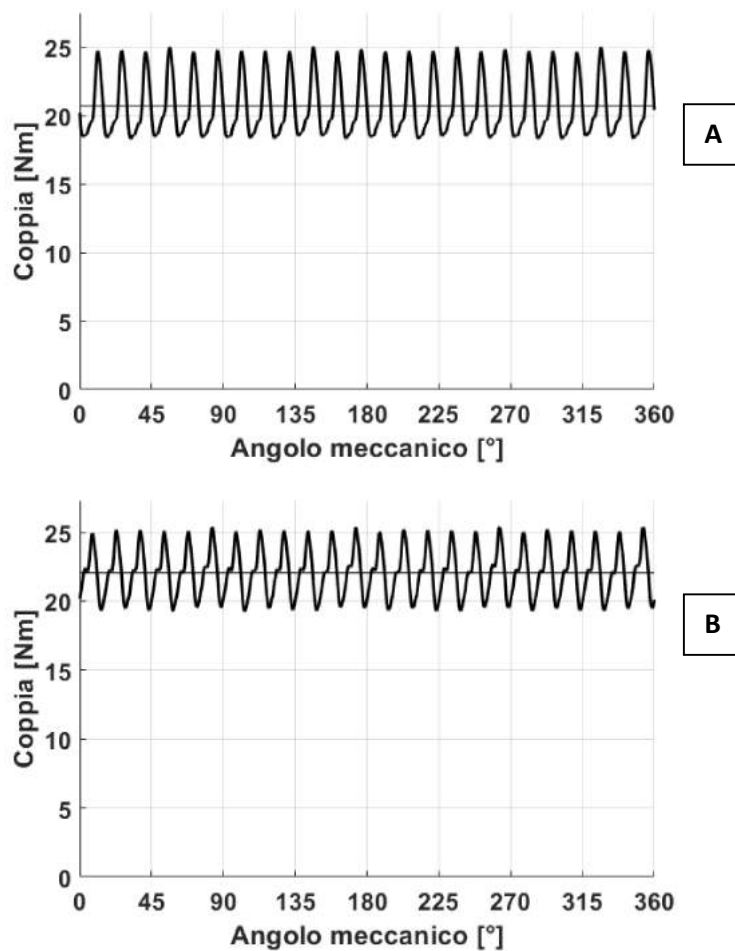


Figura 8.13- Coppia misurata in condizioni di MTPA per un angolo  $\alpha_{ie}$  di 121 [°] (A) e di 130 [°] (B).

I grafici di fig. 8.13 mostrano rispettivamente in figura A la coppia misurata in condizioni di MTPA per un angolo  $\alpha_{ie}$  pari a 121 [°], mentre in B è raffigurata la coppia nelle stesse condizioni eccetto per l'angolo  $\alpha_{ie}$  che ora è di 130 [°], ad esso infatti è stata applicata la correzione standard di 0.169 rad. In entrambi i casi è rappresentato il profilo di coppia caratterizzato dal ripple dovuto al cogging, si possono osservare 24 creste come ci si attendeva in un angolo giro meccanico. La retta costante traccia il valore medio della coppia e si nota come nel caso A sia pari a quasi 21 [Nm] mentre in quello B il suo valore supera i 22 [Nm]; alimentando la macchina con un vettore di corrente di ampiezza pari a 15 [A] la modifica standard alla valutazione dell'angolo  $\alpha_{ie}$  comporta un sensibile miglioramento per quanto riguarda il valore medio della coppia espressa.

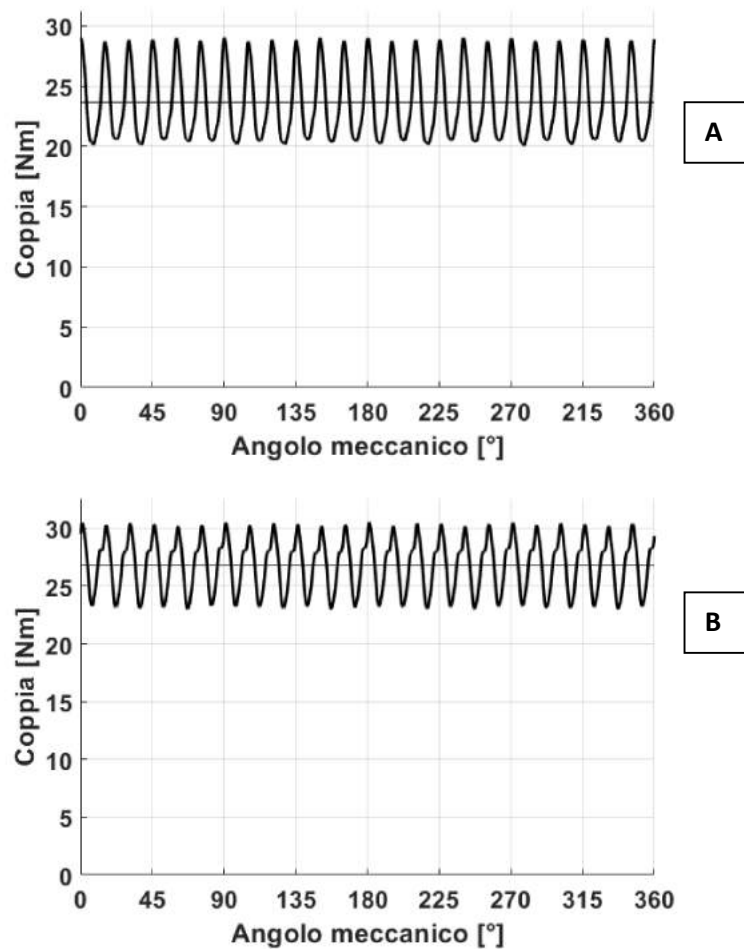


Figura 8.14- Coppia misurata in condizioni di MTPA per un angolo  $\alpha_{ie}$  di 121 [°] (A) e di 130 [°] (B).

I grafici di fig. 8.14 mostrano rispettivamente in figura A la coppia misurata in condizioni di MTPA per un angolo  $\alpha_{ie}$  pari a 121 [°], mentre in B è raffigurata la coppia nelle stesse condizioni eccetto per l'angolo  $\alpha_{ie}$  che ora è di 130 [°], ad esso infatti è stata applicata la correzione standard di 0.169 rad. In entrambi i casi è rappresentato il profilo di coppia caratterizzato dal ripple dovuto al cogging, si possono osservare 24 creste come ci si attendeva in un angolo giro meccanico. La retta costante traccia il valore medio della coppia e si nota come nel caso A sia pari a 23 [Nm] mentre in quello B il suo valore supera i 26 [Nm]; alimentando la macchina con un vettore di corrente di ampiezza pari a 20 [A] la modifica standard alla valutazione dell'angolo  $\alpha_{ie}$  comporta un sensibile miglioramento per quanto riguarda il valore medio della coppia espressa.

## 8.5 Misura della caratteristica elettromeccanica di coppia con correnti sincrone

La misura della caratteristica elettromeccanica di coppia a correnti costanti con il rotore è avvenuta sul banco lento, mantenendo il motore alla velocità di 1 [rad/s] e misurando la coppia attraverso un torsionometro da 50 [Nm]. La corrente è stata imposta, mediante l'inverter, alla macchina in prova in modo che il rispettivo vettore spaziale nel piano d-q avesse differenti angoli  $\alpha_{ie}$  di alimentazione.

Sono state eseguite misure con correnti di ampiezza pari a 5, 7.5, 10, 15, 20 [A] facendo variare l'angolo  $\alpha_{ie}$  con differenti passi; nell'intorno dell'angolo di corrente per cui si ipotizzava la massima coppia la variazione di  $\alpha_{ie}$  è stata imposta di 1 [°], mentre negli intervalli di minor interesse è stato scelto un passo meno fitto di 5 e 10 [°]. Di seguito si riportano i grafici ottenuti in questa prova.

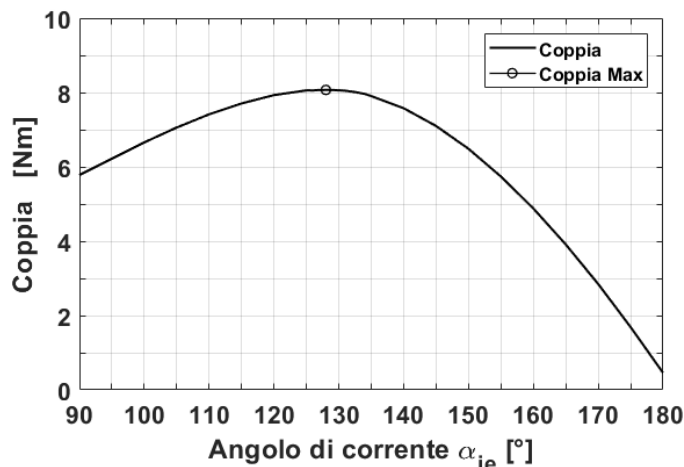


Figura 8.15- Caratteristica di coppia al variare di  $\alpha_{ie}$  con corrente di 5 [A].

In fig. 8.15 è esposto l'andamento della coppia in funzione dell'angolo del vettore spaziale di corrente, di ampiezza pari a 5 [A], nel piano d-q. I valori di coppia rappresentati sono stati ottenuti dalla media della stessa in un giro completo del rotore. Osservando la curva si nota che per una corrente di 5 [A] il valore massimo della coppia prodotta è di 8 [Nm] e ciò si verifica per angoli di alimentazione  $\alpha_{ie}$  che stanno nell'intorno dei 128 [°]. Il valore dell'angolo  $\alpha_{ie}$  per cui si è nelle condizioni di MTPA non è equivalente a quello che si era trovato con la misura a correnti costanti, ciò è dovuto alla difficile determinazione dello stesso; si veda in fig. 8.15 come per angoli che vanno da 120 a 130 [°] la macchina esprima una coppia pressoché costante di 8 [Nm]. Va inoltre ricordato che l'angolo di corrente ricavato dalla precedente misura sfruttava una corrente costante iniettata tra la fase b e c della macchina; il profilo di coppia, a parità di corrente, lungo un angolo giro meccanico elettrico mostra leggere differenze, in forma e ampiezza, a seconda di quali fasi del motore siano interessate o no dal passaggio della corrente. Quanto descritto può

quindi influenzare la corretta determinazione dell'angolo  $\alpha_{ie}$  che individua la condizione di MTPA.

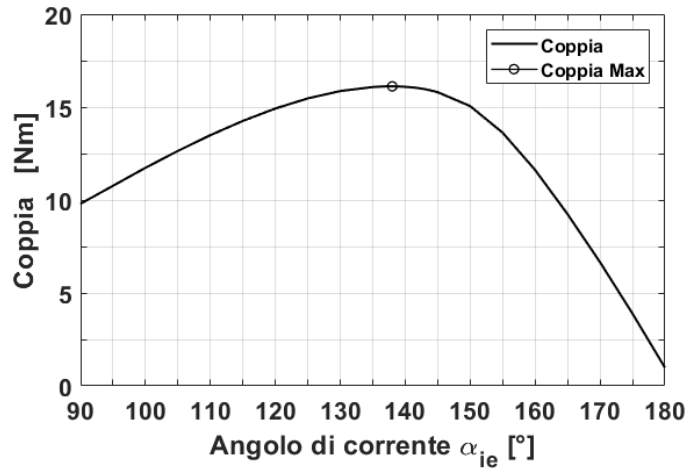


Figura 8.16- Caratteristica di coppia al variare di  $\alpha_{ie}$  con corrente di 10 [A].

In fig. 8.16 è esposto l'andamento della coppia in funzione dell'angolo del vettore spaziale di corrente, di ampiezza pari a 10 [A], nel piano d-q. I valori di coppia rappresentati sono stati ottenuti dalla media della stessa in un giro completo del rotore. Osservando la curva si nota che per una corrente di 10 [A] il valore massimo della coppia prodotta è di 16 [Nm] e ciò si verifica per angoli di alimentazione  $\alpha_{ie}$  che stanno nell'intorno dei 138 [°]. Anche in questo caso il valore dell'angolo  $\alpha_{ie}$  per cui si è nelle condizioni di MTPA non è equivalente a quello che si era trovato con la misura a correnti costanti, le motivazioni sono le stesse che erano state addotte con la misura a 5 [A].

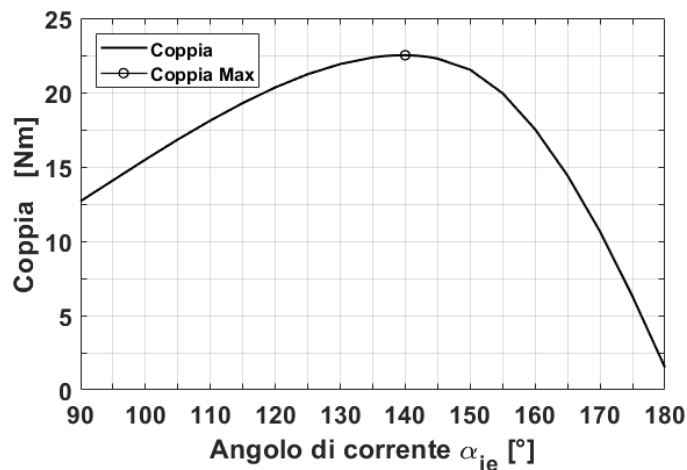


Figura 8.17- Caratteristica di coppia al variare di  $\alpha_{ie}$  con corrente di 15 [A].

In fig. 8.17 è esposto l'andamento della coppia in funzione dell'angolo del vettore spaziale di corrente, di ampiezza pari a 15 [A], nel piano d-q. I valori di coppia rappresentati sono stati ottenuti dalla media della stessa in un giro completo del rotore. Osservando la curva si nota che per una corrente di 10 [A] il valore massimo della coppia prodotta è di 22.5 [Nm] e ciò si verifica per angoli di alimentazione  $\alpha_{ie}$  che stanno nell'intorno dei 140 [°]. Anche in questo caso il valore dell'angolo  $\alpha_{ie}$  per cui si è nelle condizioni di MTPA non è equivalente a quello che si era trovato con la misura a correnti costanti, le motivazioni sono le stesse che erano state addotte con la misura a 5 [A].

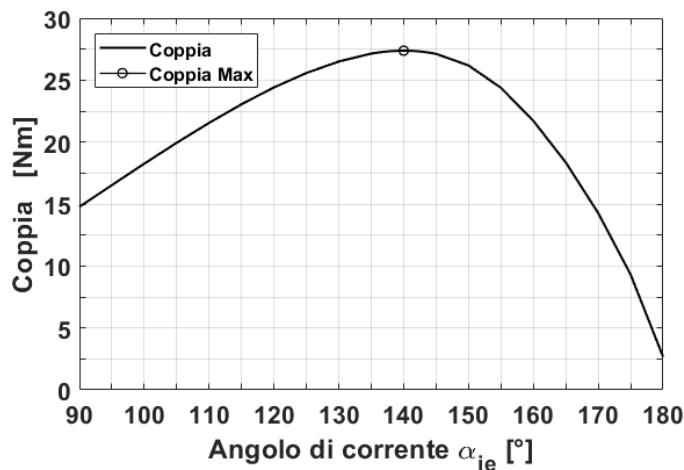


Figura 8.18- Caratteristica di coppia al variare di  $\alpha_{ie}$  con corrente di 20 [A].

In fig. 8.18 è esposto l'andamento della coppia in funzione dell'angolo del vettore spaziale di corrente, di ampiezza pari a 20 [A], nel piano d-q. I valori di coppia rappresentati sono stati ottenuti dalla media della stessa in un giro completo del rotore. Osservando la curva si nota che per una corrente di 20 [A] il valore massimo della coppia prodotta è di poco superiore ai 27 [Nm] e ciò si verifica per angoli di alimentazione  $\alpha_{ie}$  che stanno nell'intorno dei 140 [°]. Anche in quest'ultimo caso il valore dell'angolo  $\alpha_{ie}$  per cui si è nelle condizioni di MTPA non è equivalente a quello che si era trovato con la misura a correnti costanti, le motivazioni sono le stesse che erano state addotte con la misura a 5 [A].



## 8.6 Mappatura di coppia nel piano $I_d$ - $I_q$

La mappatura della coppia si effettua sul banco lento, tenendo in rotazione il rotore ad una velocità di 1 [rad/s] e misurando la coppia attraverso l'uso di un torsionmetro da 50 [Nm]. La prova è stata eseguita facendo variare la corrente  $I_d$  da -20 [A] a +20 [A] e quella  $I_q$  da 0 [A] a 20 [A], entrambe con un step di 2 [A]. Nel piano  $I_d$ - $I_q$  si sono riportate quindi le curve isocoppia per ogni punto di lavoro grazie alla funzione `contour` in ambiente MATLAB. Si riporta in fig. 8.19 il grafico ottenuto con il procedimento descritto.

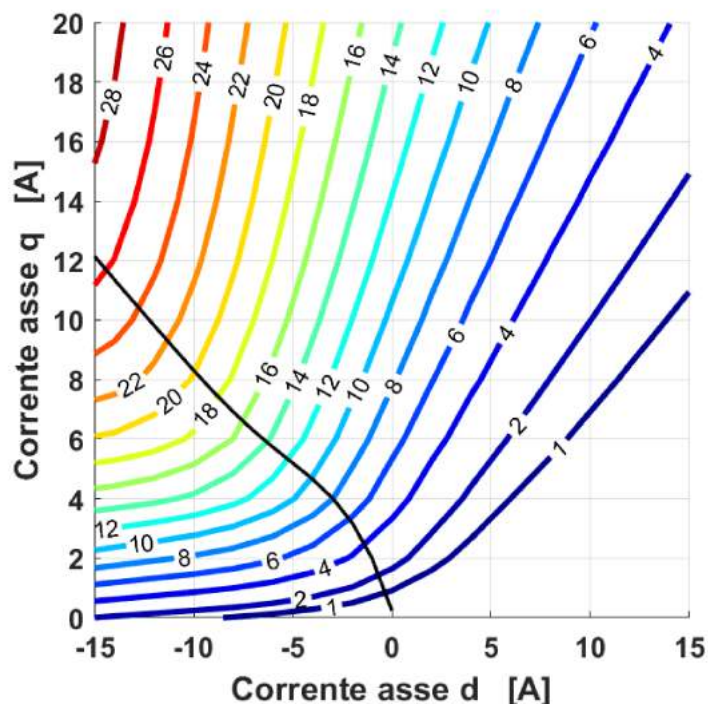


Figura 8.19- Mappatura della coppia [Nm].

Osservando le curve isocoppia si vede che a parità di corrente  $\sqrt{I_d^2 + I_q^2}$  è auspicabile lavorare nel secondo quadrante, infatti, fissato  $I_q$ , si ottengono valori maggiori di coppia se si lavora con  $I_d$  negative. Si nota anche come le iperboli isocoppia presentino un asintoto verticale nel primo quadrante come ci si aspettava da un motore con rapporto di salienza  $\xi = \frac{L_d}{L_q} > 1$ . In fig. 8.19 è rappresentato in nero il luogo MTPA, realizzato tracciando la curva che unisce i punti che presentano la massima coppia a parità di corrente.

## 8.7 Misura dell'effetto della saturazione incrociata

La misura dell'effetto della saturazione incrociata viene eseguita sul banco veloce ad una velocità di 200 [rpm]; partendo dalla misura delle tensioni è possibile tracciare successivamente l'andamento dei flussi  $\lambda_d$  e  $\lambda_q$  al variare di  $I_d$  e  $I_q$  come esposto nel paragrafo (7.6). Nello specifico la corrente di asse d è stata fatta spaziare da -10 [A] a +10 [A] con passi di 1 [A], mentre alla corrente di asse q è stata imposta una variazione da -12 [A] a +12 [A] con passi di 1 [A]. Si riporta ora in fig. 8.20 alcune tra le curve di flusso  $\lambda_d(I_d, I_q)$  più significative.

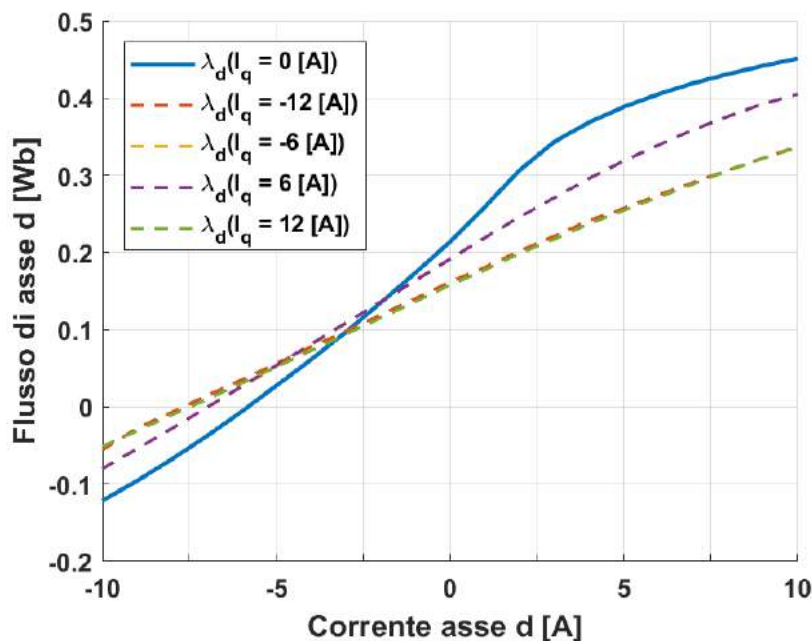


Figura 8.20- Flusso di asse d in funzione di  $I_d$  e  $I_q$ .

Dal grafico si può osservare, come già descritto, la simmetria  $\lambda_d(I_d, I_q) = \lambda_d(I_d, -I_q)$ , sono infatti difficilmente distinguibile le curve con stesso modulo di  $I_q$ . In blu e con il tratto continuo è rappresentato il flusso d con corrente  $I_q$  pari a zero, il quale risulta sempre maggiore in termini assoluti rispetto ai casi in cui  $I_q$  è non nulla. Per  $\lambda_d(0,0)$  la curva di flusso non passa per l'origine, in queste condizioni infatti è possibile evincere il flusso dovuto alla presenza dei magneti, ovvero  $\Lambda_{mg} = 0.2136$  [Wb].

In fig. 8.21 sono invece riportate alcune tra le curve di flusso  $\lambda_q(I_d, I_q)$  più significative.

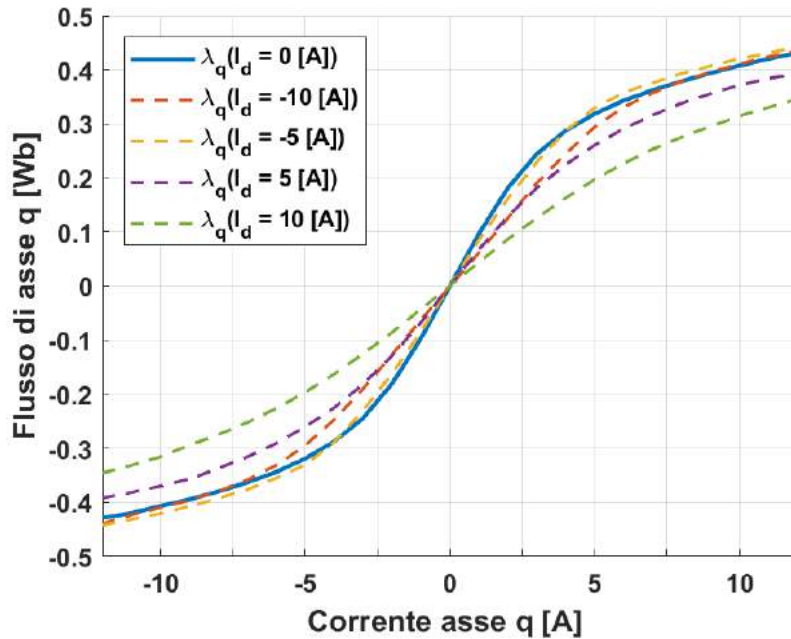


Figura 8.21- Flusso di asse q in funzione di  $I_q$  e  $I_d$ .

Dal grafico si può osservare come la relazione  $\lambda_q(I_d, I_q) = -\lambda_q(I_d, -I_q)$  sia verificata, è chiara infatti la simmetria rispetto all'origine degli assi. In blu e con il tratto continuo è rappresentato il flusso q con corrente  $I_d$  pari a zero, che diversamente da quanto accadeva per il flusso di asse d non è, in termini assoluti, sempre maggiore rispetto ai casi in cui  $I_d$  è non nulla.

## 8.8 Misura delle forze contro elettromotrici

La misura delle forze contro elettromotrici si effettua sul banco veloce misurando le tensioni concatenate a vuoto del motore in prova, trascinato dal master alla velocità di 750 [rpm], grazie all'utilizzo di un oscilloscopio. Ognuno dei segnali di tensione viene attenuato per mezzo di una sonda differenziale con rapporto 1/200.

In fig. 8.22 si riportano le forme d'onda delle tensioni concatenate  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$ ,  $U_{ca}$  rispettivamente di colore blu, rosso e giallo. Si nota come siano raggiunte creste di tensione di circa 145 [V]; il valore efficace di tali forme d'onda è invece di 84 [V]. I valori di tensione ottenuti sono riferiti ad una velocità di 750 [rpm].

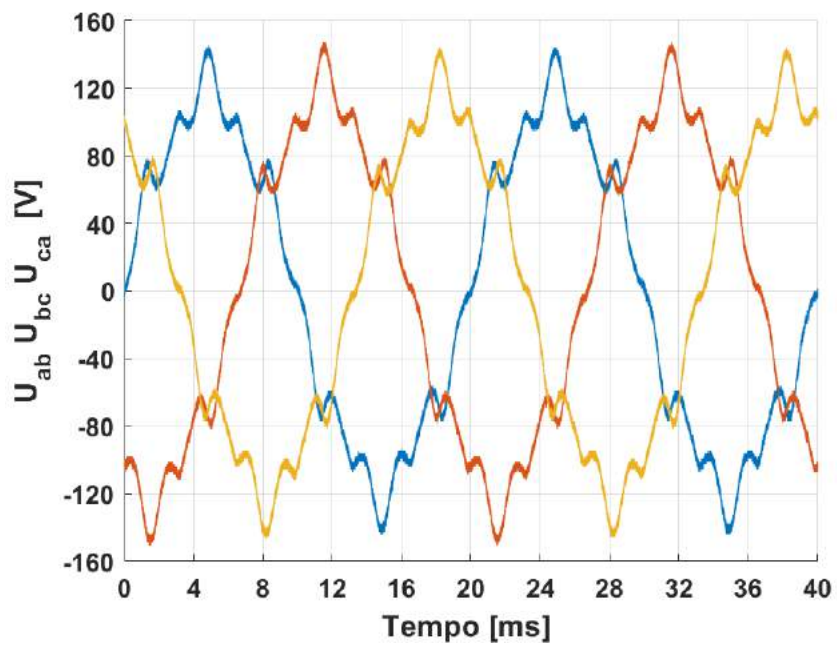


Figura 8.22- Forze contro elettromotrici  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$ ,  $U_{ca}$  a vuoto.

## CAPITOLO 9

### Simulazioni su motore ISA

Per simulare il comportamento del motore si è utilizzato il programma FEMM (Finite Element Method Magnetics). Disponendo della geometria del motore ISA (fig. 8.1) e quindi dei parametri geometrici relativi si sono svolte alcune simulazioni, atte a dimostrare una certa congruenza con le misure svolte sui banchi di laboratorio.

#### 9.1 Simulazione del cogging

Volendo quantificare l'entità del cogging si sono sfruttate le simmetrie della macchina, infatti non è stato necessario calcolare la coppia per ogni posizione del rotore rispetto allo statore, bensì è stato sufficiente imporre una rotazione totale di 15 gradi meccanici (60 [°] elettrici ) al rotore, calcolando ogni 0.750 [°] la coppia espressa dal motore a vuoto. Avvalendosi poi della periodicità della forma d'onda attesa si è ricostruito il segnale su 360 gradi elettrici. In fig. 9.1 è riportato il risultato della simulazione.

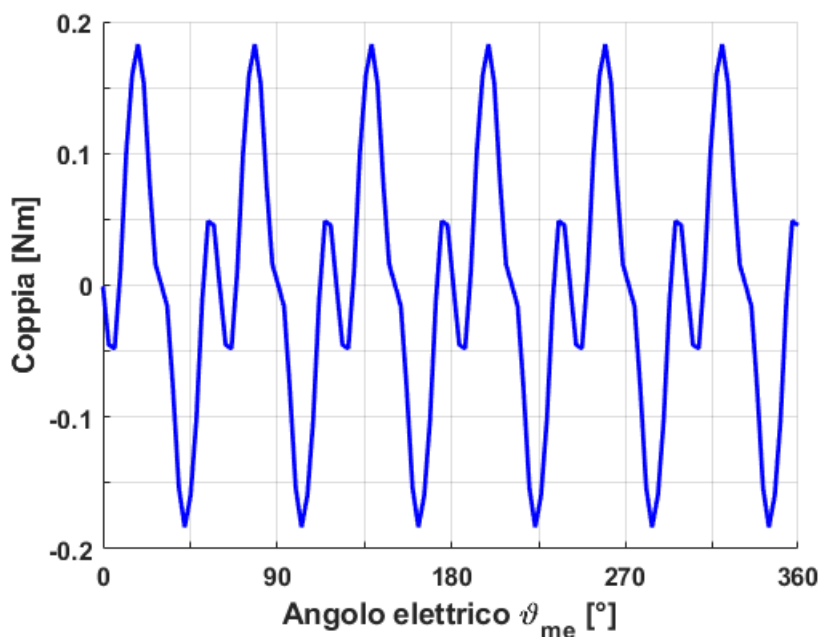


Figura 9.1- Cogging su 360 gradi elettrici.

Dal grafico si nota come l'andamento del cogging sia simile a quello trovato attraverso il processo di misura. Si osservano 6 picchi su un angolo giro meccanico elettrico, che equivale a 24 periodi di oscillazione su un giro completo del rotore, come ci si attendeva.

Per quanto riguarda i valore di cresta vi è una discrepanza tra le misure e le simulazioni, in quest'ultimo caso infatti la coppia di impuntamento raggiunge massimi di quasi 0.2 [Nm]. Dalle misure invece si prevedeva che tali massimi sfiorassero gli 0.3 [Nm]. Questa diversità di risultati può trovare giustificazione in possibili errori di misura, derivati dalle incertezze degli strumenti utilizzati. Un'altra spiegazione potrebbe risiedere nel passo con cui è stata fatta la simulazione, infittendo lo stesso si ricercerebbe infatti una soluzione più dettagliata.

## 9.2 Simulazione della caratteristica di coppia con correnti sincrone con il rotore

La simulazione della caratteristica di coppia con correnti sincrone traccia il profilo di coppia al variare dell'angolo di alimentazione della corrente  $\alpha_{ie}$  per una specificata ampiezza del vettore di corrente. Si stabilisce quindi un range e un passo all'interno del quale si vuole far variare tale angolo. Per ogni angolo di alimentazione che si intende indagare si fa ruotare per un massimo di 15 [°] meccanici il rotore, nelle diverse posizioni che esso assume si calcolano i diversi valori di coppia espressi. Successivamente viene determinata la media di questi valori per ogni angolo di corrente, rendendo così possibile tracciare la curva della caratteristica di coppia. Si riportano qui i risultati delle simulazioni per correnti di 5, 10, 15, 20 [A] e vengono a loro volta confrontati con le rispettive misure.

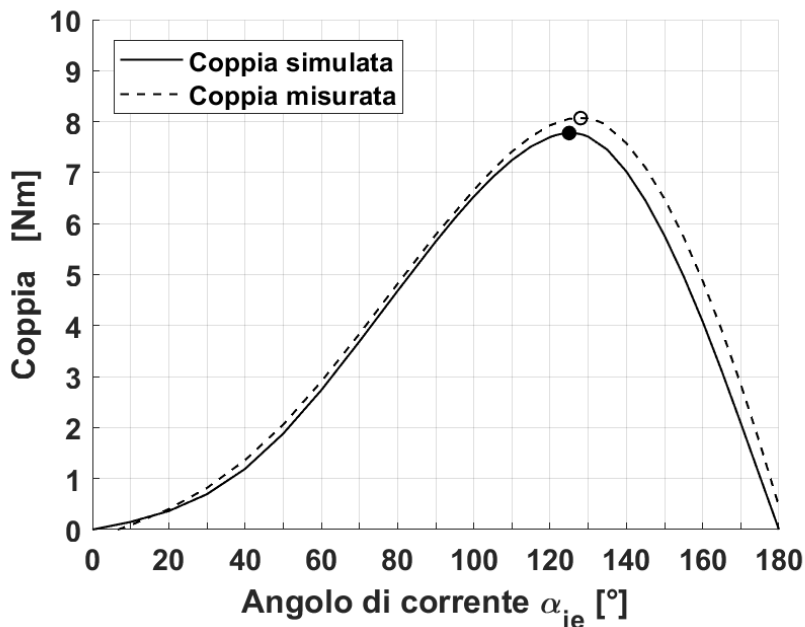


Figura 9.2- Caratteristica di coppia con corrente di 5 [A] al variare di  $\alpha_{ie}$  simulata e misurata.

In fig. 9.2 in tratto continuo viene rappresentata la caratteristica di coppia simulata per una corrente di 5 [A], mentre in tratteggiato viene riprodotta la caratteristica di

coppia ottenuta attraverso le misurazioni. Sono raffigurati inoltre con un cerchietto pieno il valore massimo espresso dalla curva ricavata dalle simulazioni e con uno vuoto la coppia massima raggiunta dalla curva con le misure.

Si nota come le due curve siano quasi sovrapposte l'una all'altra fino ai 120 [°] per poi presentare un differenza più marcata andando verso i 180 [°]. Il massimo che i due andamenti denotano, e quindi la condizione di MTPA, è in corrispondenza dei 125 [°] per le simulazione e dei 128 [°] per le misure; vi è anche una differenza riguardo l'entità di questi massimi, il primo è di 7.8 [Nm] mentre il secondo misura 8 [Nm].

Per quanto riguarda il profilo ottenuto con le misure si ricorda come queste possano essere affette da errori dovuti alle incertezze degli strumenti e dei convertitori utilizzati. Invece, volendo curare l'attendibilità della caratteristica ricavata dalla simulazione, si rammenta che la media dei valori di coppia non è stata calcolata su di un giro completo del rotore.

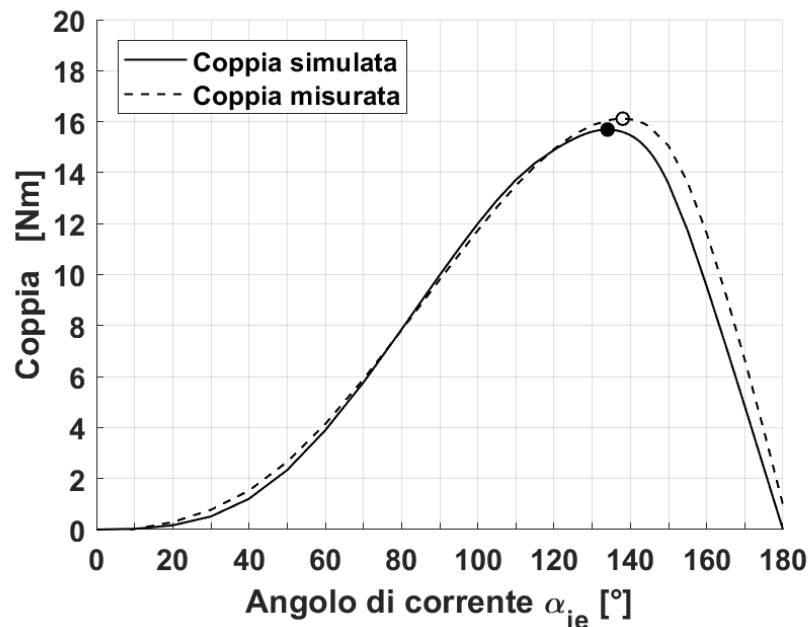


Figura 9.3- Caratteristica di coppia con corrente di 10 [A] al variare di  $\alpha_{ie}$  simulata e misurata.

In fig. 9.3 in tratto continuo viene rappresentata la caratteristica di coppia simulata per una corrente di 10 [A], mentre in tratteggiato viene riprodotta la stessa caratteristica ottenuta attraverso le misurazioni. Sono raffigurati inoltre con un cerchietto pieno il valore massimo espresso dalla curva ricavata dalle simulazioni e con uno vuoto la coppia massima raggiunta dalla curva con le misure.

Anche in questa circostanza la figura può essere sintetizzata dividendola in due intervalli; nel primo (da 0 [°] a 130 [°]) le due curve si accavallano quasi a comporre un unico tratto, nel secondo (da 130 [°] a 180 [°]) invece gli andamenti sono ben distinguibili. Il punto di massimo trovato per il profilo di coppia dedotto dalle

simulazioni è a 134 [°] ed il suo valore è di poco inferiore ai 16 [Nm], mentre dalle misure si identifica il massimo a 138 [°] con un valore pari a 16 [Nm].

I risultati delle simulazioni e delle misure discostano in taluni punti, le motivazioni di queste piccole incongruenze sono da ricercare nelle stesse argomentazioni addotte per lo studio della caratteristica di coppia con correnti sincrone a 5 [A].

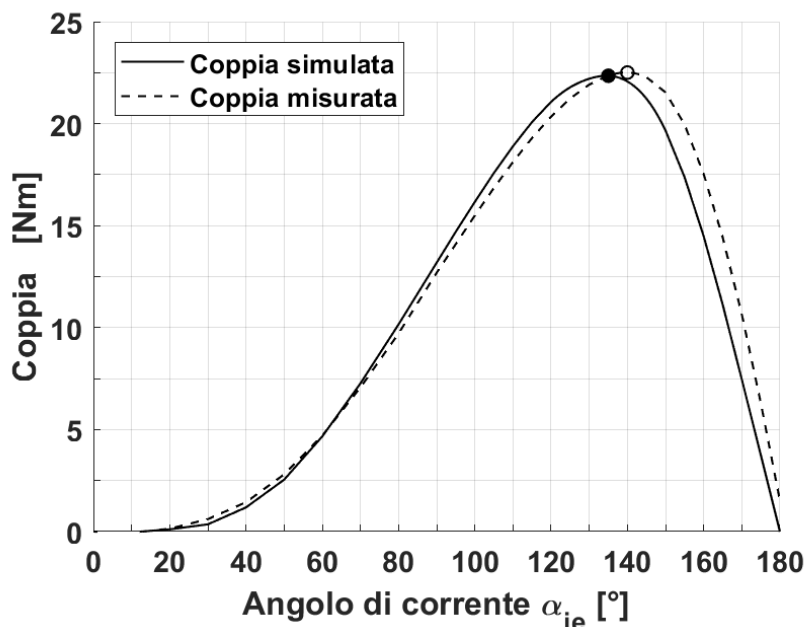


Figura 9.4- Caratteristica di coppia con corrente di 15 [A] al variare di  $\alpha_{ie}$  simulata e misurata.

In fig. 9.4 in tratto continuo viene rappresentata la caratteristica di coppia simulata per una corrente di 15 [A], mentre in tratteggiato viene riprodotta la stessa caratteristica ottenuta attraverso le misurazioni. Sono raffigurati inoltre con un cerchietto pieno il valore massimo espresso dalla curva ricavata dalle simulazioni e con uno vuoto la coppia massima raggiunta dalla curva con le misure. Alimentando con un vettore di corrente di ampiezza pari 15 [A] si nota come, diversamente dai due casi precedentemente trattati, i due profili siano quasi identici per un intervallo minore (0 [°]-90 [°]), lasciando spazio poi a due andamenti di poco differenti. Il massimo raggiunto dalla caratteristica di coppia ricavata dalle simulazioni si trova in corrispondenza dei 135 [°], quello invece ricavato dalle misure è situato intorno ai 140 [°]; entrambi i picchi mostrati dalle due curve intersecano le ordinate attorno ad un valore di 22.5 [Nm]. Per quanto concerne la discordanza di risultati valgono le stesse considerazioni fatte per lo studio della caratteristica di coppia con correnti sincrone a 5 [A].



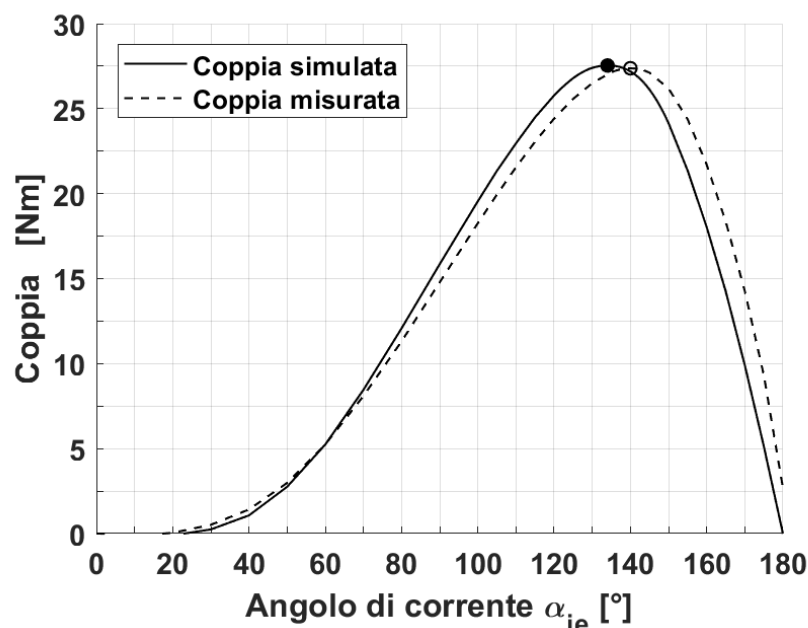


Figura 9.5- Caratteristica di coppia con corrente di 20 [A] al variare di  $\alpha_{ie}$  simulata e misurata.

In fig. 9.5 in tratto continuo viene rappresentata la caratteristica di coppia simulata per una corrente di 15 [A], mentre in tratteggiato viene riprodotta la stessa caratteristica ottenuta attraverso le misurazioni. Sono raffigurati inoltre con un cerchietto pieno il valore massimo espresso dalla curva ricavata dalle simulazioni e con uno vuoto la coppia massima raggiunta dalla curva con le misure. In quest'ultima circostanza si nota quanto già si stava constatando con l'aumento della corrente, ovvero come si riduca l'intervallo per il quale i due profili di coppia siano coincidenti (0 [°]-80 [°]). I massimi registrati sono di uguale entità (22.7 [Nm]), ma la condizione di MTPA si verifica in due momenti diversi, nel caso delle simulazioni si trova a 135 [°] mentre nel caso delle misure si riscontra a 140 [°]. Le possibili cause per tale differenza di risultati sono le stesse riscontrate nello studio della caratteristica di coppia con correnti sincrone a 5 [A].

Sintetizzando si può concludere affermando che in tutti i casi citati si distingue nei grafici una prima parte, per angoli  $\alpha_{ie}$  minori di un determinato valore, per cui sui i risultati delle simulazioni e delle misure sono pressoché identici. Andando con l'aumentare dell'ampiezza degli angoli di corrente si osserva come le misure in genere mostrino valori di coppia di poco maggiori rispetto alle simulazioni. Gli esiti derivanti questo raffronto sono tuttavia soddisfacenti.

### 9.3 Simulazione della caratteristiche di magnetizzazione

Un'altra analisi che restituisce dati importanti da poter confrontare con le misure è la simulazione della caratteristica di magnetizzazione, ovvero la determinazione delle curve di flusso  $d$  e  $q$  al variare della sola  $I_d$  o  $I_q$ .

La simulazione dei flussi  $d$  e  $q$  sono state ottenute facendo variare rispettivamente  $I_d$   $I_q$  in un intervallo di interesse, specificatamente da  $-16$  [A]  $+16$  [A], con un passo di  $2$  [A]. Per tutti i punti di lavoro, si sono calcolati i valori dei flussi  $d$  e  $q$  per ogni posizione assunta dal rotore, fino a far compiere ad esso una rotazione di  $15$  [°]. In questo modo si sono calcolati successivamente i valori medi dei flussi per quella determinata corrente, evitando così di prendere in considerazione dei valori puntuali di flusso.

In fig. 9.6 viene raffigurato il flusso di asse  $d$  ottenuto con le simulazioni e quello ricavato attraverso il processo di misura.

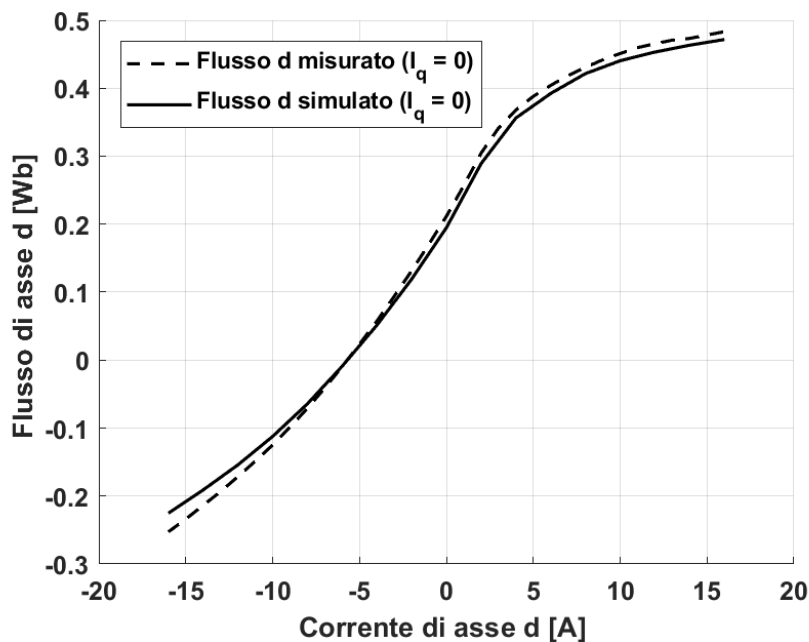


Figura 9.6- Flusso di asse  $d$  simulato e misurato.

Dal grafico si osserva come le due curve discostino per valori di  $I_d$  negativi sempre maggiori. Si nota inoltre come la caratteristica di magnetizzazione ricavata dalle simulazioni saturi leggermente prima rispetto a quella delle misure.

Il flusso dei magneti viene calcolato nel punto  $\lambda_d(0)$  e per le simulazioni risulta essere  $\Lambda_{mg} = 0.194$  [Wb], mentre dalle misure era stato quantificato  $\Lambda_{mg} = 0.213$  [Wb].

In fig. 9.7 viene rappresentato il flusso di asse q ottenuto con le simulazioni e quello ricavato attraverso il processo di misura.

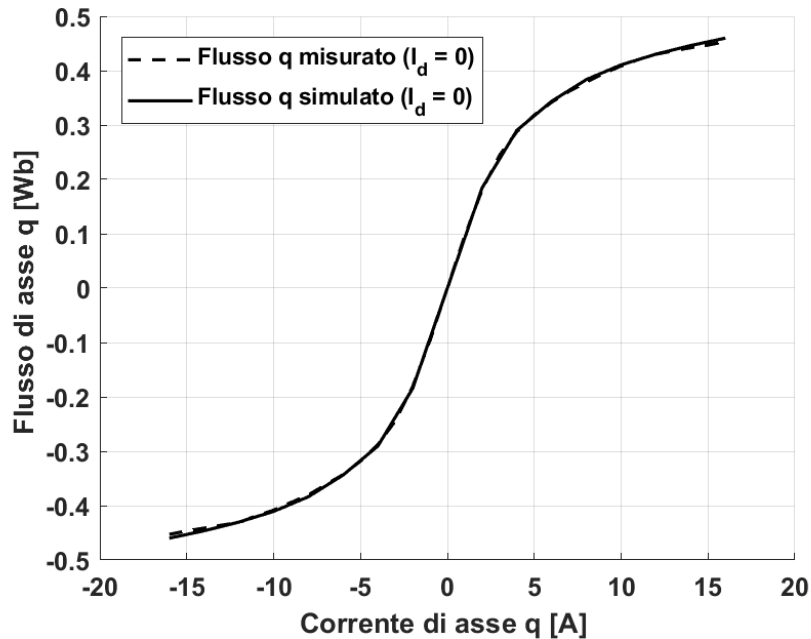


Figura 9.7- Flusso di asse q simulato e misurato.

In fig. 9.7 la curva del flusso q ricavata dalle simulazioni (tratto continuo) e quella ottenuta dalle misure (tratto discontinuo) sono indistinguibili per l'intervallo di correnti  $I_q$  da -16 [A] a +16 [A]. Il confronto dunque non denota alcuna differenza.

Gli esiti derivati dal raffronto delle caratteristiche di magnetizzazione ottenuti attraverso le simulazioni e il processo di misura mostrano pertanto una buona congruenza.

#### 9.4 Simulazione mappatura di coppia nel piano $I_d$ - $I_q$

La mappatura della coppia derivata dalle simulazione viene eseguita in modo analogo a quanto fatto per le misure. Facendo variare la corrente  $I_d$  da -20 [A] a +0 [A] e quella  $I_q$  da 0 [A] a 20 [A] si calcolano dapprima i valori di coppia e in seguito, grazie all'uso della funzione `contour` in MATLAB, si tracciano le curve isocoppia.

Si precisa che in questa simulazione i valori della coppia sono da ritenersi puntuali, non è stata sfruttata alcuna rotazione del rotore per determinare un valore medio della stessa.

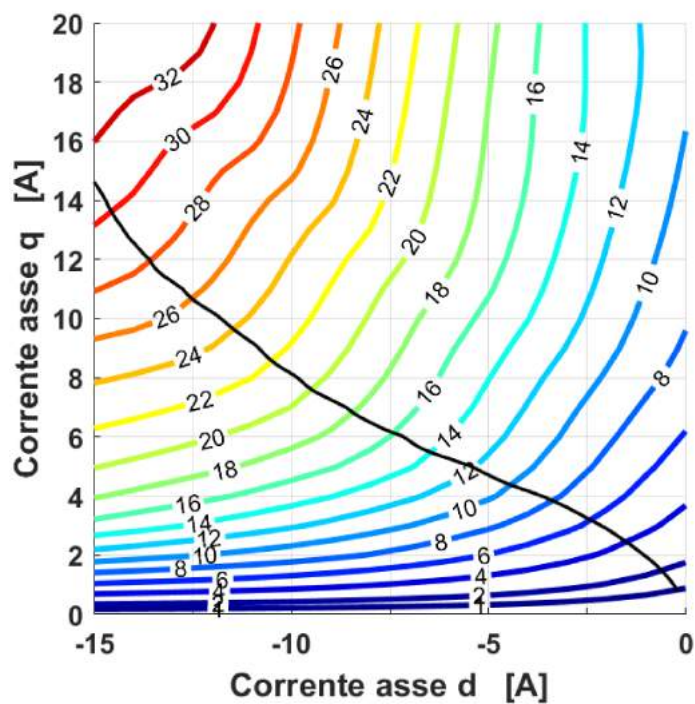


Figura 9.8- Mappatura della coppia [Nm] ricavata dalle simulazioni.

In fig. 9.8 si riporta la mappatura di coppia, in nero è visibile la curva MTPA. Confrontando il grafico con la fig. 8.19 si nota ad occhio come le isocoppie presentino una pendenza leggermente maggiore rispetto al caso delle misure. La curva MTPA ha lo stesso andamento nelle due figure, incrociando le rappresentazioni si vede inoltre come in entrambi i casi la curva tagli le iperboli isocoppia negli stessi punti.

Anche quest'ultima comparazione mostra un riscontro positivo. Va tenuto sempre presente che sia le misure che le simulazioni non sono state eseguite in modo rigoroso, possono dunque essere affette da errori nelle loro valutazioni.

# CAPITOLO 10

## Caratterizzazione del motore FI-IPM

### 10.1 Parametri geometrici

Un altro motore sincrono, presente in laboratorio, sottoposto alle misure illustrate nel capitolo 7 è il motore FI\_IPMSM\_EDL-17.3, denominato FI-IPM (Flux-Intensifying Interior Permanent Magnet), con 4 poli e 36 cave di statore. La macchina, diversamente dalla precedente, ha rapporto di salienza  $\xi < 1$ , ci si attende pertanto che il luogo MTPA, nel piano  $I_d$ - $I_q$ , stia per  $I_q$  positive tutto nel primo quadrante, caratterizzato da angoli  $\alpha_{ie} < 90^\circ$ .

In fig. 10.1 si illustra la geometria del motore.

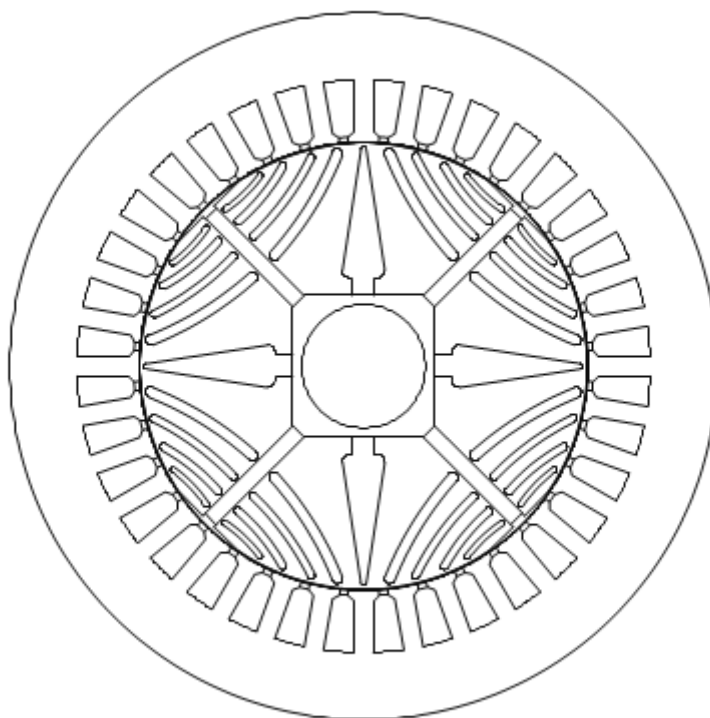


Figura 10.1- Geometria del motore FI-IPM.

La particolare geometria di questo motore consente di ottenere un rapporto di salienza maggiore di uno, l'induttanza diretta risulta infatti maggiore di quella in quadratura. Ciò comporta il vantaggio derivato dall'utilizzo di correnti  $I_d$  positive che permette in questo modo di prevenire la smagnetizzazione dei magneti.

In tabella 10.1 sono elencate le voci e i valori dei dati geometrici principali dell'FI.

FI-IPM (Flux–Intensifying Interior Permanent Magnet)		
Numero di poli	$2p$	4
Numero di cave	$Q_s$	36
Numero di conduttori per cava	$n_c$	38
Lunghezza Stack	$L_{stk}$	0.96
Diametro esterno	$D_e$	200 [mm]
Diametro interno	$D_s$	127 [mm]
Diametro interno di rotore	$D_{ri}$	35 [mm]

Tabella 10.1- Dati geometrici principali dell'FI-IPM.

## 10.2 Misura del cogging

La misura del cogging viene svolta sul banco lento trascinando il motore, con i morsetti a vuoto, alla velocità di 0.1 [rad/s] e misurando la coppia espressa con un torsionometro da 5 [Nm]. La fig. 10.2 mette in luce la forma d'onda del cogging su 360° elettrici, corrispondenti a 180° meccanici per l'FI-IPM.

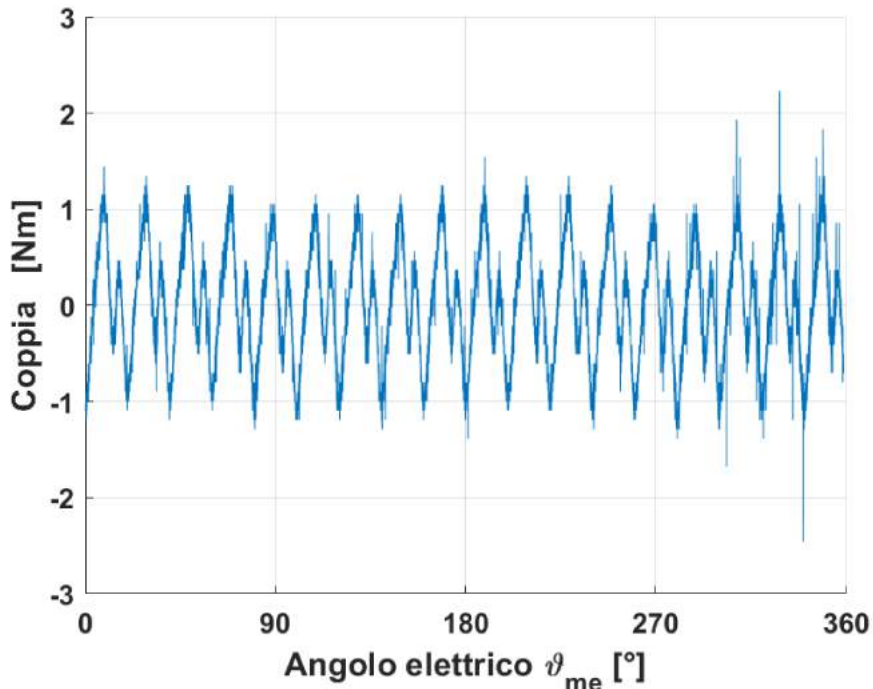


Figura 10.2- Cogging su 360° elettrici.

Dalla figura si vede come i massimi raggiunti dal cogging siano contenuti nell'intervallo  $\pm 1.2$  [Nm]. Si possono inoltre contare 18 picchi in un angolo giro

meccanico elettrico completo corrispondente a 180° meccanici; il motore FI-IPM, che ha 4 poli e 36 cave, denota quindi una coppia di impuntamento caratterizzata da 36 (18p, p=2) periodi di oscillazione su un intero angolo giro.

Per completezza in fig. 10.3 invece è rappresentato il cogging su 360° meccanici.

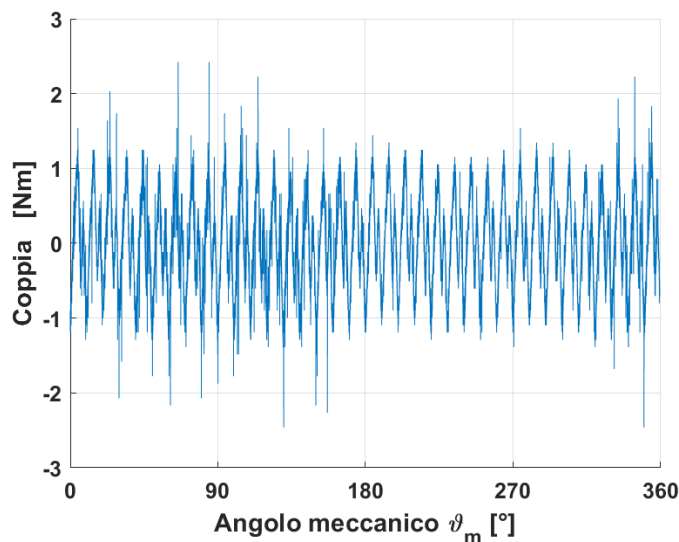


Figura 10.3- Cogging su 360° meccanici.

### 10.3 Misura della caratteristica elettromeccanica di coppia con correnti costanti

La misura della caratteristica elettromeccanica di coppia a corrente costante viene eseguita sul banco lento, similmente a quanto fatto per l'ISA, il motore FI-IPM viene trascinato alla velocità di 1 [rad/s] ed gli è imposta una corrente continua  $I$  costante tra la fase b e la fase c. La misura anche in questo caso è stata effettuata per diversi valori di corrente. Si riportano di seguito i risultati delle prove effettuate a 5.7, 11.5, 20 [A].

In fig. 10.4 si osserva in azzurro il profilo della coppia misurata con una corrente di alimentazione costante pari a 5.7 [A]; in nero e in verde sono rappresentate rispettivamente la prima e la seconda armonica del segnale di coppia prodotto dal torsionmetro da 100 [Nm] montato sul banco. Infine in blu è visibile l'andamento della somma della prima e della seconda armonica.

Diversamente da quanto fatto nello studio dell'ISA per l'FI-IPM si è presa in considerazione la prima armonica del segnale di coppia, ricercando il massimo della forma d'onda si è determinato l'angolo  $\alpha_{ie}$  per cui si verifica il massimo rapporto di coppia su corrente (MTPA). Non è stata inoltre introdotta alcuna correzione alla determinazione dell'angolo appena citato.

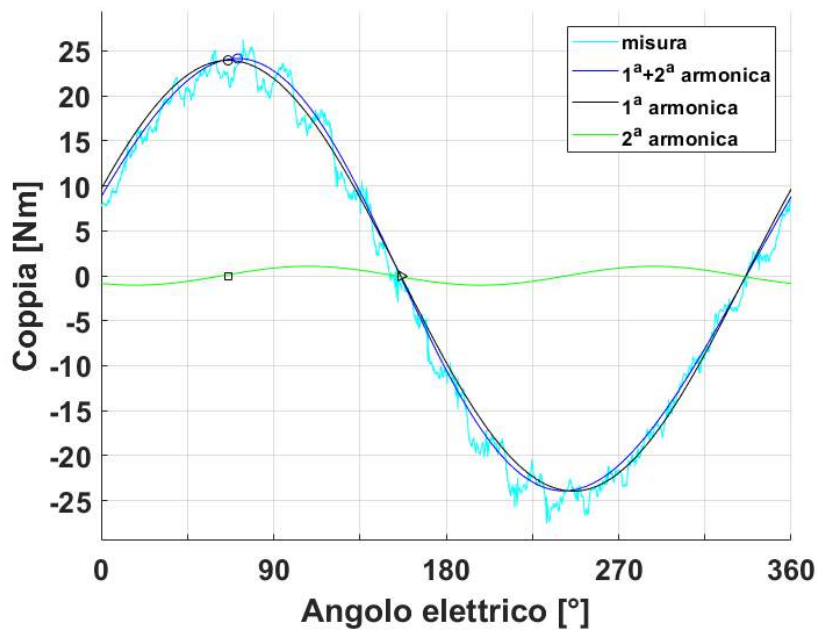


Figura 10.4- Caratteristica di coppia con corrente costante pari a 5.7 [A].

Alimentando il motore con una corrente costante di 5.7 [A], la caratteristica di coppia oscilla tra i  $-25$  [Nm] e i  $25$  [Nm]. L'angolo di alimentazione  $\alpha_{ie}$  per cui ci si aspetta di essere nelle condizioni di MTPA è all'incirca di  $90$  [°].

Il segnale di coppia misurato, come si vede, risulta essere influenzato da una componente di disturbo ad alta frequenza, ciò è imputabile all'attrito dei cuscinetti e alla presenza di giunti meccanici necessari per accoppiare il master allo slave. Vi è inoltre una componente di disturbo dovuta al cogging.

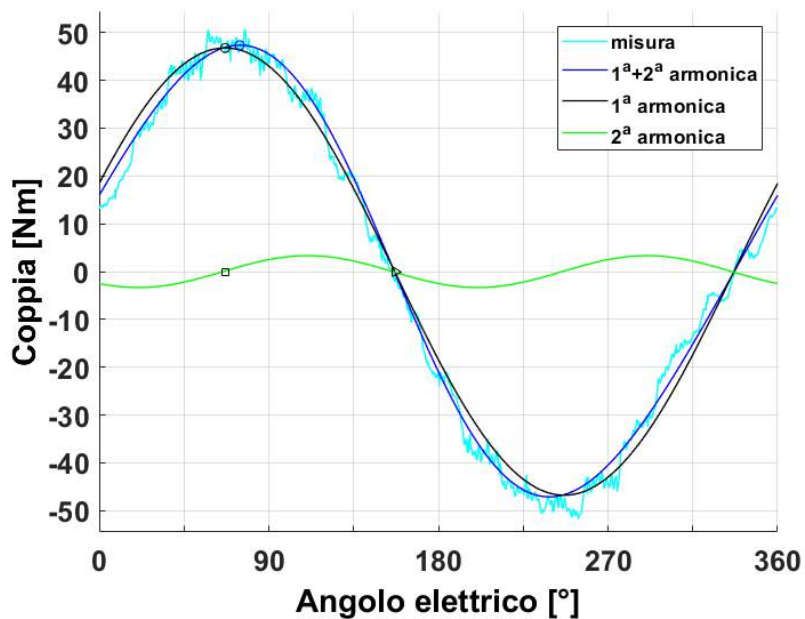


Figura 10.5- Caratteristica di coppia con corrente costante pari a 11.5 [A].



In fig. 10.5 è riportata la caratteristica di coppia ricavata alimentando il motore con la corrente nominale pari a 11.5 [A]. La coppia misurata oscilla tra un massimo di circa 50 [Nm] e un minimo di -50 [Nm]. L'angolo  $\alpha_{ie}$  per cui si verifica la condizione di MTPA, trovato utilizzando il massimo della curva in nero, è all'incirca pari a 89 [°].

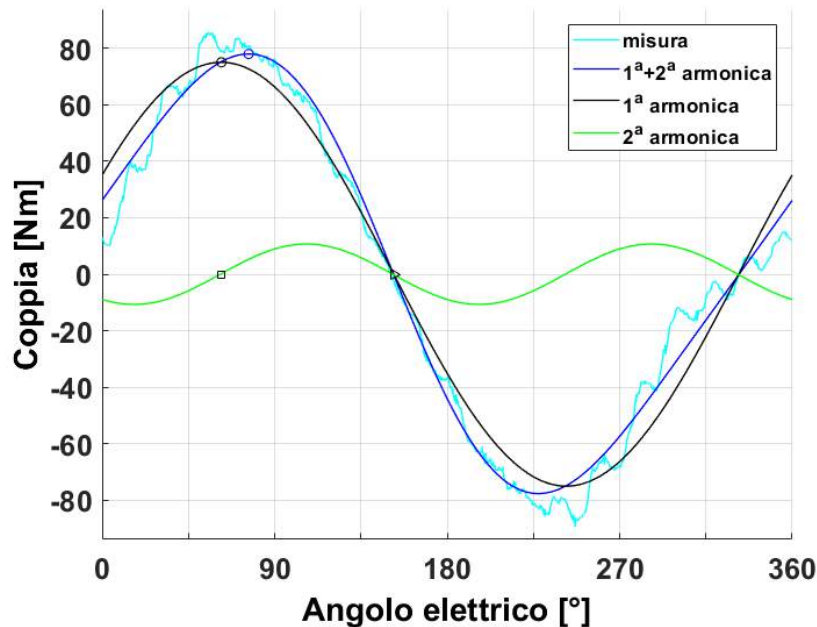


Figura 10.6- Caratteristica di coppia con corrente costante pari a 20.0 [A].

In fig. 10.6 è rappresentata la caratteristica di coppia ricavata alimentando il motore con la corrente nominale pari a 20.0 [A]. La coppia misurata oscilla tra un massimo di circa 80 [Nm] e un minimo di -80 [Nm]. L'angolo  $\alpha_{ie}$  per cui si verifica la condizione di MTPA, trovato utilizzando il massimo della curva in nero, è all'incirca pari a 89 [°].

#### 10.4 Misura della coppia in MTPA

Si ricorda che la misura della coppia in condizioni di MTPA va eseguita sul banco lento, trascinando il motore slave alla velocità di 1 [rad/s]. Si leggono quindi i valori di coppia attraverso il torsionmetro da 100 [Nm].

Gli angoli  $\alpha_{ie}$  utili allo scopo sono stati precedentemente trovati attraverso la misura della caratteristica elettromeccanica di coppia a correnti costanti. Si rammenta inoltre che, in questa circostanza, gli angoli  $\alpha_{ie}$  sono stati ricavati osservando i massimi delle prime armoniche dei relativi segnali di coppia.

Di seguito si riportano i risultati relativi alle correnti di 5.7 11.5 20.0 [A].

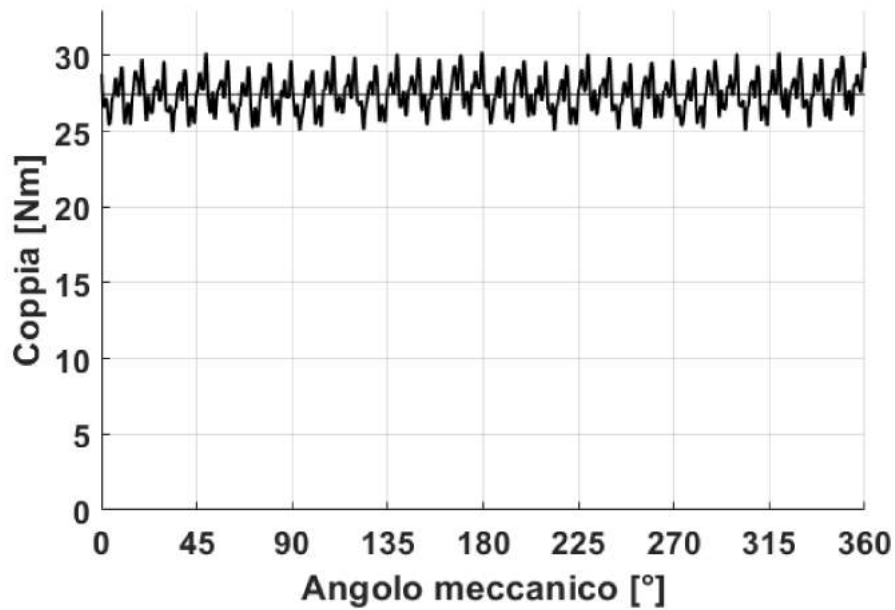


Figura 10.7- Coppia misurata in condizioni di MTPA per un angolo  $\alpha_{ie}$  di 90 [°].

Il grafico di fig. 10.7 mostra la coppia misurata ottenuta, alimentando il motore con un vettore di corrente di ampiezza pari a 5.7 [A], in condizioni di MTPA per un angolo  $\alpha_{ie}$  di 90 [°]. Il profilo di coppia rappresentato è caratterizzato dal ripple dovuto al cogging, si possono contare 36 creste come ci si attendeva in un angolo giro meccanico. La retta costante traccia il valore medio della coppia pari a 27.5 [Nm].

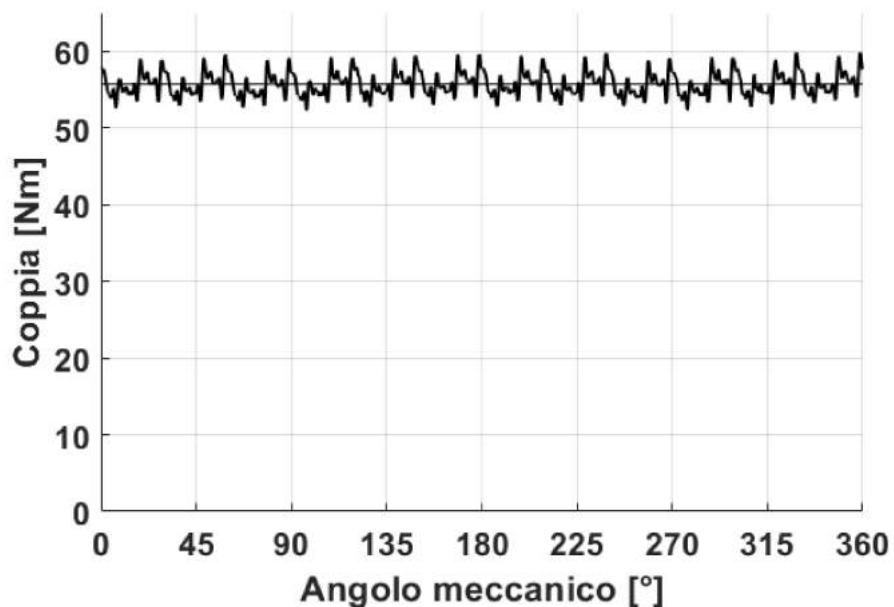


Figura 10.8- Coppia misurata in condizioni di MTPA per un angolo  $\alpha_{ie}$  di 89 [°].

Il grafico di fig. 10.8 mostra la coppia misurata, alimentando il motore con un vettore di corrente di ampiezza pari a 11.5 [A], in condizioni di MTPA per un angolo  $\alpha_{ie}$  di 89 [°]. Il profilo di coppia rappresentato è caratterizzato dal ripple dovuto al cogging, si possono contare 36 creste come ci si attendeva in un angolo giro meccanico. La retta costante traccia il valore medio della coppia pari a 55.5 [Nm].

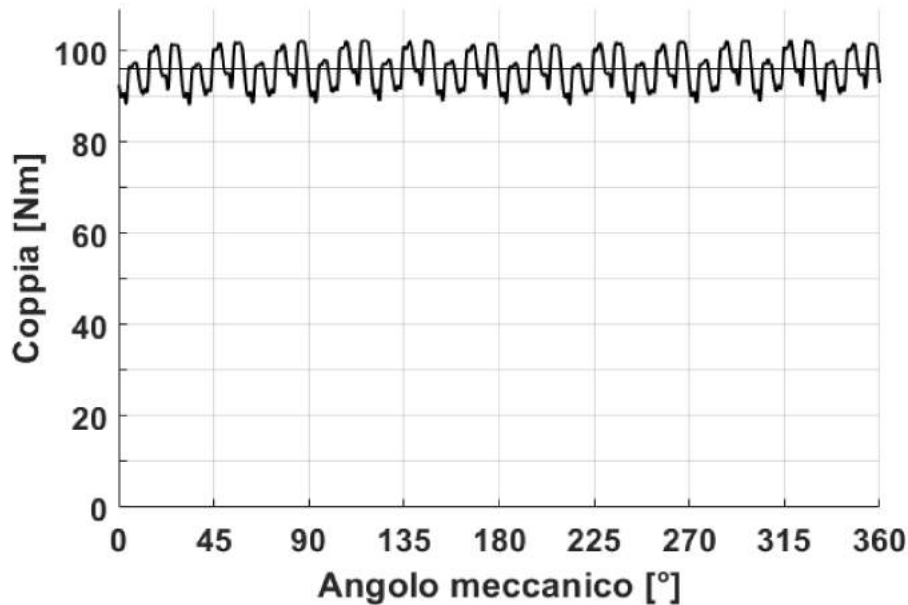


Figura 10.9- Coppia misurata in condizioni di MTPA per un angolo  $\alpha_{ie}$  di 89 [°].

Il grafico di fig. 10.9 mostra la coppia misurata, alimentando il motore con un vettore di corrente di ampiezza pari a 20.0 [A], in condizioni di MTPA per un angolo  $\alpha_{ie}$  di 89 [°]. Il profilo di coppia rappresentato è caratterizzato dal ripple dovuto al cogging, si possono contare 36 creste come ci si attendeva in un angolo giro meccanico. La retta costante traccia il valore medio della coppia pari a 96 [Nm].

### 10.5 Misura della caratteristica elettromeccanica di coppia con correnti sincrone

La misura della caratteristica elettromeccanica di coppia a correnti costanti con il rotore, analogamente a quanto fatto per l'ISA, si è svolta sul banco lento, mantenendo il motore alla velocità di 1 [rad/s] e misurando la coppia attraverso un torsionmetro da 100 [Nm].

In questo circostanza sono state eseguite misure con correnti di ampiezza pari a 5.7, 11.5, 20 [A] facendo variare l'angolo  $\alpha_{ie}$  con differenti passi; nell'intorno dell'angolo di corrente per cui si ipotizzava la massima coppia la variazione di  $\alpha_{ie}$  è stata imposta di 1 [°], mentre negli intervalli di minor interesse è stato scelto un passo meno fitto di 5 e 10 [°]. Di seguito si presentano i grafici ricavati attraverso questa misura.

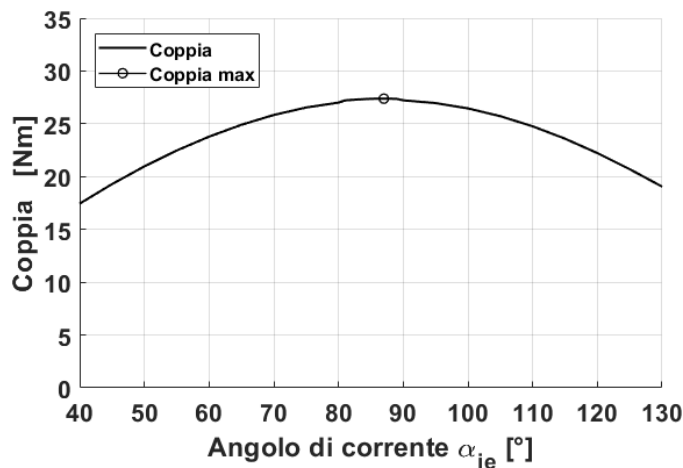


Figura 10.10- Caratteristica di coppia al variare di  $\alpha_{ie}$  con corrente di 5.7 [A].

In fig. 10.10 viene esposto l'andamento della coppia in funzione dell'angolo del vettore spaziale di corrente, di ampiezza pari a 5.7 [A], nel piano d-q. I valori di coppia rappresentati sono stati ottenuti dalla media della stessa su un giro completo del rotore. Osservando la curva si nota che il massimo della coppia prodotta è di 27 [Nm] e ciò si verifica per angoli di alimentazione  $\alpha_{ie}$  di 87 [°]. Anche per l'FI-IPM, come era accaduto per l'ISA, Il valore dell'angolo  $\alpha_{ie}$  per cui si è nelle condizioni di MTPA non è equivalente a quello precedentemente trovato con la misura a correnti costanti, ciò è dovuto alla difficile determinazione dello stesso; si veda in fig. 10.10 come per angoli che vanno da 80 a 90 [°] la macchina esprima una coppia pressoché costante di 27 [Nm]. A tale riguardo si ricorda ancora che l'angolo di corrente ricavato dalla precedente misura sfruttava una corrente costante iniettata tra la fase b e c della macchina; il profilo di coppia, a parità di corrente, lungo un angolo giro meccanico elettrico mostra leggere differenze, in forma e ampiezza, a seconda di quali fasi del motore siano interessate o no dal passaggio della corrente.

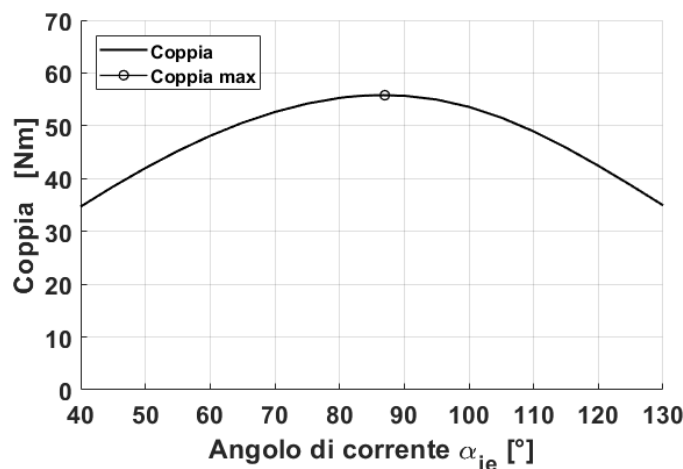


Figura 10.11- Caratteristica di coppia al variare di  $\alpha_{ie}$  con corrente di 11.5 [A].

In fig. 10.11 viene esposto l'andamento della coppia in funzione dell'angolo del vettore spaziale di corrente, di ampiezza pari a 11.5 [A], nel piano d-q. I valori di coppia rappresentati sono stati ottenuti dalla media della stessa in un giro completo del rotore. Osservando la curva si nota che per una corrente di 11.5 [A] il valore massimo della coppia prodotta è di 56 [Nm] e ciò si verifica per angoli di alimentazione  $\alpha_{ie}$  che stanno nell'intorno dei 87 [°]. Anche in questo caso il valore dell'angolo  $\alpha_{ie}$  per cui si è nelle condizioni di MTPA non è equivalente a quello che si era trovato con la misura a correnti costanti, le motivazioni sono le stesse che erano state addotte nella descrizione della stessa misura con una corrente di 5.7 [A].

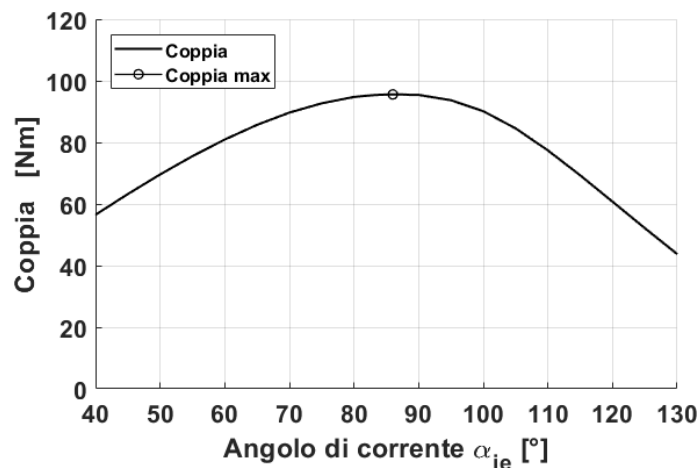


Figura 10.12- Caratteristica di coppia al variare di  $\alpha_{ie}$  con corrente di 20.0 [A].

In fig. 10.12 viene esposto l'andamento della coppia in funzione dell'angolo del vettore spaziale di corrente, di ampiezza pari a 20.0 [A], nel piano d-q. I valori di coppia rappresentati sono stati ottenuti dalla media della stessa in un giro completo del rotore. Osservando la curva si nota che per una corrente di 20.0 [A] il valore massimo della coppia prodotta è di 95.5 [Nm] e ciò si verifica per angoli di alimentazione  $\alpha_{ie}$  che stanno nell'intorno dei 86 [°]. Anche in questo caso il valore dell'angolo  $\alpha_{ie}$  per cui si è nelle condizioni di MTPA non è equivalente a quello che si era trovato con la misura a correnti costanti, le motivazioni sono le stesse che erano state addotte nella descrizione della stessa misura con una corrente di 5.7 [A].

## 10.6 Mappatura di coppia nel piano $I_d$ - $I_q$

La mappatura della coppia dell'FI-IPM, come per l'ISA, viene effettuata sul banco lento, tenendo in rotazione il rotore ad una velocità di 1 [rad/s] e misurando la coppia attraverso l'uso di un torsionometro da 100 [Nm]. In questo caso la prova è stata eseguita facendo variare la corrente  $I_d$  da -20 [A] a +20 [A] e quella  $I_q$  da 0 [A] a 20 [A], entrambe con un step di 2 [A]. Nel piano  $I_d$ - $I_q$  si sono riportate quindi le curve isocoppia per ogni punto di lavoro grazie alla funzione `contour` in ambiente MATLAB. Si riporta in fig. 10.13 il grafico ottenuto con il procedimento descritto.

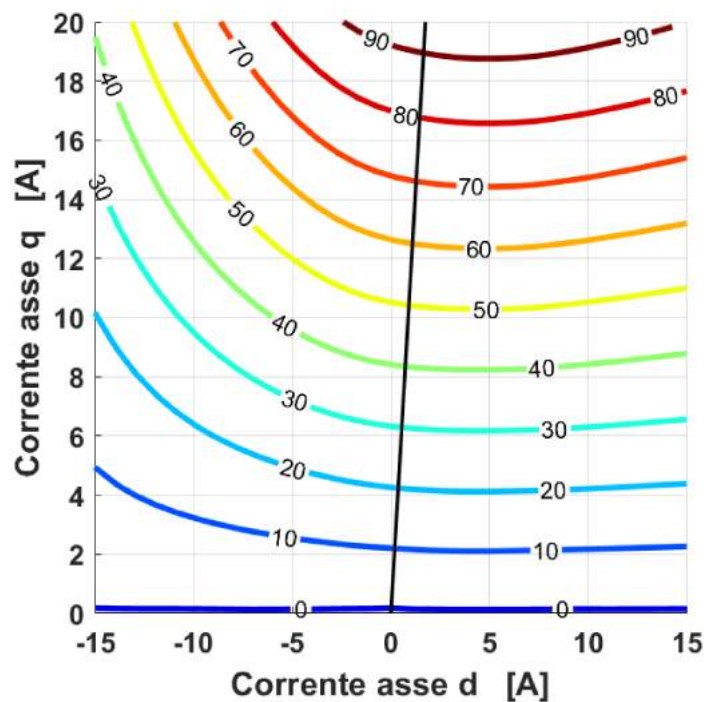


Figura 10.13- Mappatura della coppia [Nm].

Osservando le curve isocoppia si nota che a parità di corrente  $\sqrt{I_d^2 + I_q^2}$  è auspicabile lavorare nel primo quadrante, infatti, fissato  $I_q$ , si ottengono valori maggiori di coppia se si lavora con  $I_d$  positive. Si nota anche come le iperboli isocoppia presentino un asintoto verticale nel secondo quadrante (parte sinistra del piano) come ci si aspettava da un motore con rapporto di salienza  $\xi = \frac{L_d}{L_q} < 1$ . In fig. 10.13 vien rappresentato in nero il luogo MTPA, realizzato tracciando la curva che unisce i punti che presentano la massima coppia a parità di corrente. Rilevante come per l'FI-IPM il luogo MTPA presenti angoli  $\alpha_{ie}$  per differenti intensità di corrente. L'angolo di corrente per cui si ottiene la massima coppia è circa sempre di 87 [°].

## 10.7 Misura dell'effetto della saturazione incrociata

La misura dell'effetto della saturazione incrociata, anche per l'FI-IPM viene eseguita sul banco veloce ad una velocità di 200 [rpm]; partendo dalla misura delle tensioni è possibile tracciare successivamente l'andamento dei flussi  $\lambda_d$  e  $\lambda_q$  al variare di  $I_d$  e  $I_q$  come esposto nel paragrafo 7.6. In questo caso la corrente di asse d è stata fatta spaziare da -22.5 [A] a +22.5 [A] con passi di 2.5 [A], mentre alla corrente di asse q è stata imposta una variazione da -5 [A] a +5 [A] con un passi di 1 [A]. Si riporta ora in fig. 10.14 alcune tra le curve di flusso  $\lambda_d(I_d, I_q)$  più significative.

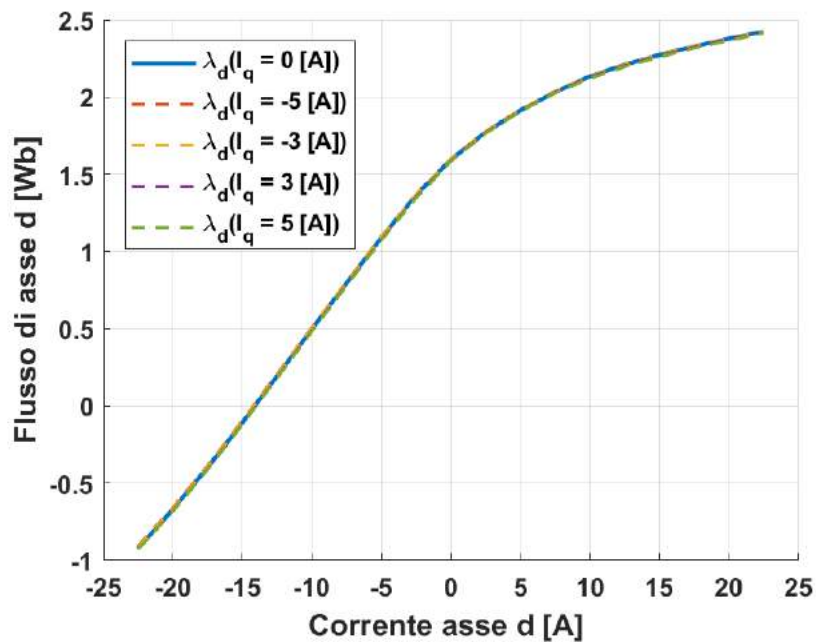


Figura 10.14- Flusso di asse d in funzione di  $I_d$  e  $I_q$ .

Dal grafico si può osservare come la curva di flusso  $\lambda_d$  non presenti un effetto marcato di saturazione incrociata per correnti di asse q che variano da -5 [A] a +5 [A]. Per  $\lambda_d(0,0)$  la curva di flusso non passa per l'origine, in queste condizioni infatti è possibile quantificare il flusso dovuto alla sola presenza dei magneti, ovvero  $\Lambda_{mg} = 1.595$  [Wb].

In fig. 10.15 sono invece riportate alcune tra le curve di flusso  $\lambda_q(I_d, I_q)$  più significative.

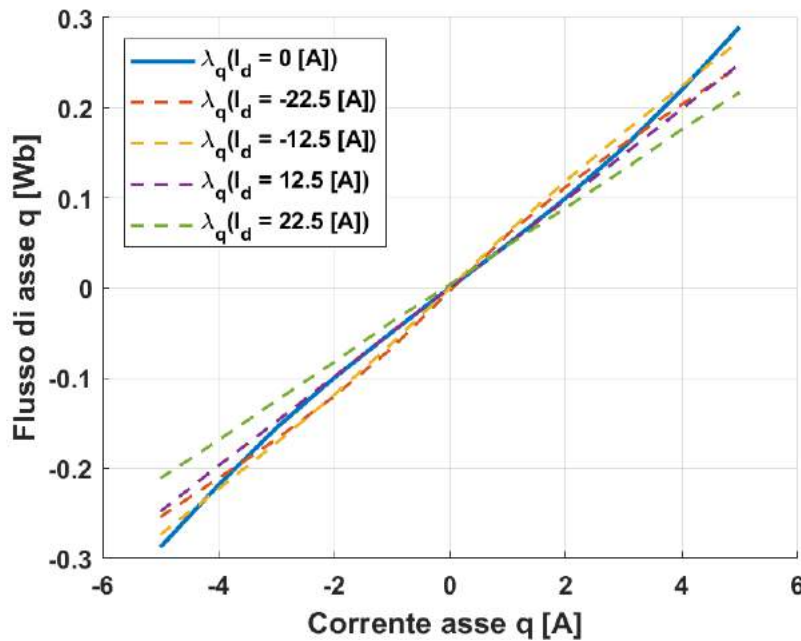


Figura 10.15- Flusso di asse q in funzione di  $I_q$  e  $I_d$ .

In questo caso, per quanto riguarda le curve  $\lambda_q(I_d, I_q)$ , appare più evidente l'effetto della saturazione incrociata. Dal grafico si può inoltre osservare come la relazione di simmetria (6.23) sia verificata. Le curve di flusso di asse q risultano infatti simmetriche rispetto all'origine degli assi. In blu e con il tratto continuo viene evidenziato il flusso q con corrente  $I_d$  pari a zero.

## 10.8 Misura delle forze contro elettromotrici

Analogamente a quanto fatto nello studio dell'ISA, la misura delle forze contro elettromotrici si effettua sul banco veloce misurando le tensioni concatenate a vuoto del motore in prova, trascinato dal master alla velocità di 800 [rpm], grazie all'utilizzo di un oscilloscopio. Ognuno dei segnali di tensione viene attenuato per mezzo di una sonda differenziale con rapporto 1/200.

In fig. 10.16 si riportano le forme d'onda delle tensioni concatenate  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$ ,  $U_{ca}$  rispettivamente di colore blu, rosso e giallo. Si nota come siano raggiunte creste di tensione di circa 520 [V]; il valore efficace di tali forme d'onda è invece di 342 [V]. I valori di tensione ottenuti sono riferiti ad una velocità di 800 [rpm].



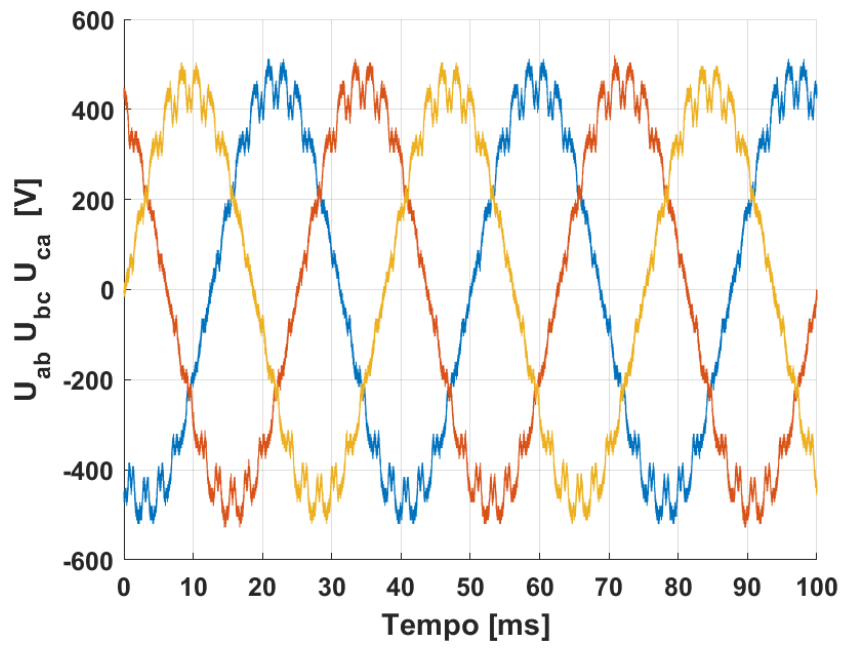


Figura 10.16- Forze contro elettromotrici  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$ ,  $U_{ca}$  a vuoto.



# CAPITOLO 11

## Simulazioni su motore FI-IPM

Anche nello studio dell'FI-IPM, potendo disporre della geometria del motore (fig. 10.1) e quindi dei parametri geometrici relativi si sono svolte alcune simulazioni, atte a dimostrare una certa congruenza con le misure svolte sui banchi di laboratorio.

### 11.1 Simulazione del cogging

Per quantificare l'entità del cogging si sono sfruttate le simmetrie della macchina, infatti non è stato necessario calcolare la coppia per ogni posizione del rotore rispetto allo statore, bensì è stato sufficiente imporre una rotazione totale di 30 gradi meccanici (60 [°] elettrici) al rotore, calcolando per ogni suo spostamento di 0.5 [°] la coppia espressa dal motore a vuoto. Avvalendosi poi della periodicità della forma d'onda attesa si è ricostruito il segnale su 360 gradi elettrici. In fig. 11.1 è riportato il risultato della simulazione su 180 [°] elettrici.

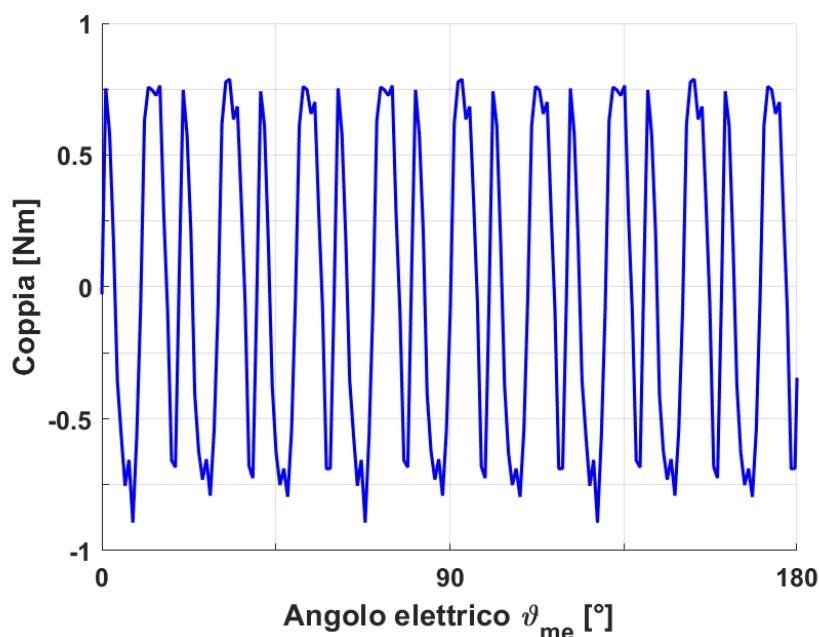


Figura 11.1- Cogging su 180 gradi elettrici.

Osservando la fig. 11.1 non è evidente la somiglianza con l'andamento del cogging trovato attraverso il processo di misura. È comunque possibile contare 9 creste su 180 [°] elettrici (maggiormente distinguibili analizzando i minimi), equivalenti a 36 periodi di oscillazione su un giro completo del rotore. Confrontando l'ampiezza dell'oscillazione ottenuta dalle simulazione con quella ricavata dalle misure del cogging si vede come la prima sia circa di 0.8 [°], mentre la seconda sia pari a 1.2 [°]. Una tale diversità di risultati può trovare giustificazione in possibili errori di misura,

derivati dalle incertezze degli strumenti utilizzati. Un'altra spiegazione potrebbe risiedere nel fatto che nelle simulazione non è stato tenuto conto di un possibile skewing del rotore. Potrebbe infatti essere stata imposta una inclinazione ai lamierini di rotore, che andrebbe quindi a modificare la configurazione dello stesso.

## 11.2 Simulazione della caratteristica di coppia con correnti sincrone con il rotore

La simulazione caratterizzazione della caratteristica di coppia con correnti sincrone viene eseguita in modo analogo a quanto fatto per l'ISA, con la differenza che per l'FI-IPM si fa compiere al rotore una rotazione di massimo 30 [°] meccanici, per ogni angolo di alimentazione che si intende indagare. Si riportano di seguito i risultati delle simulazioni per correnti di 5.7, 11.5, 20.0 [A] raffrontati con le rispettive misure.

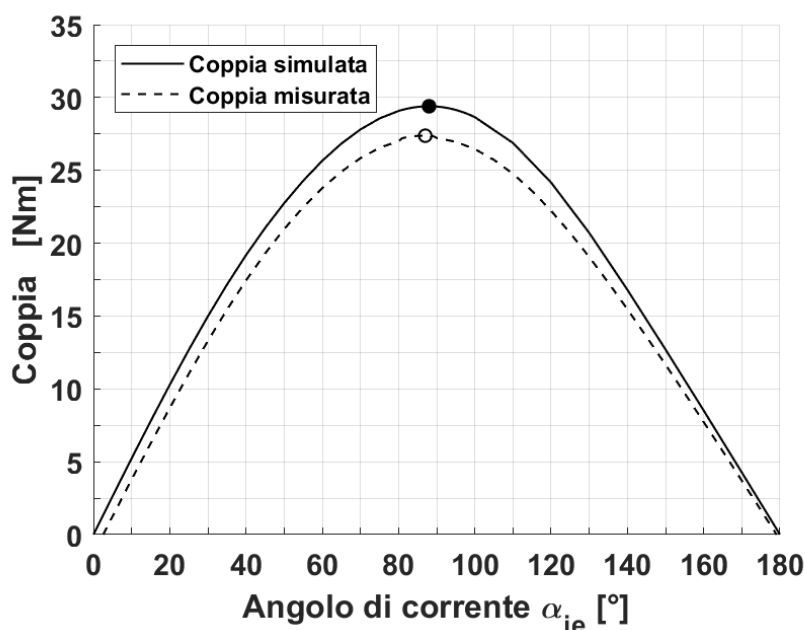


Figura 11.2- Caratteristica di coppia con corrente di 5.7 [A] al variare di  $\alpha_{ie}$  simulata e misurata.

In fig. 11.2 in tratto continuo viene rappresentata la caratteristica di coppia simulata per una corrente di 5.7 [A], mentre in tratteggiato viene riprodotta la caratteristica di coppia ottenuta attraverso le misurazioni. Sono raffigurati inoltre con un cerchietto pieno il valore massimo espresso dalla curva ricavata dalle simulazioni e con uno vuoto la coppia massima raggiunta dalla curva con le misure.

Il massimo che i due andamenti denotano, e quindi la condizione di MTPA, è in corrispondenza dei 88 [°] per le simulazione e dei 87 [°] per le misure; nel primo caso si raggiungono i 29.5 [Nm] mentre nelle misure si ottengono 27.5 [Nm]. Si nota che in generale le due caratteristiche discostano l'una dall'altra, con quella simulata sempre maggiore rispetto a quella misurata.

Per quanto riguarda il profilo ottenuto con le misure, anche in questa circostanza si ricorda come queste possano essere affette da errori dovuti alle incertezze degli strumenti e dei convertitori utilizzati. Invece, volendo curare l'attendibilità della caratteristica ricavata dalla simulazione, si rammenta che la media dei valori di coppia non è stata calcolata su di un giro completo del rotore.

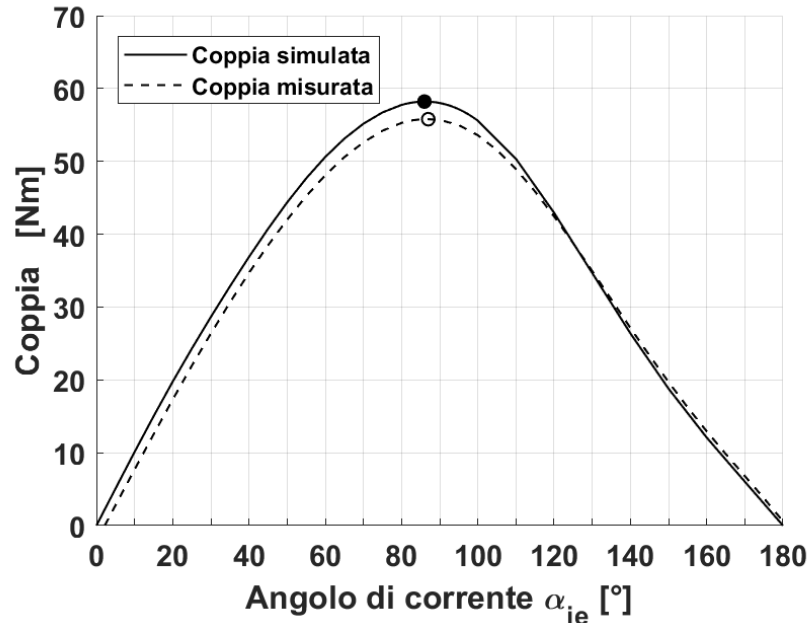


Figura 11.3- Caratteristica di coppia con corrente di 11.5 [A] al variare di  $\alpha_{ie}$  simulata e misurata.

In fig. 11.3 in tratto continuo viene rappresentata la caratteristica di coppia simulata con la corrente nominale pari a 11.5 [A], mentre in tratteggiato viene riprodotta la caratteristica di coppia ottenuta attraverso le misurazioni. Sono raffigurati inoltre con un cerchietto pieno il valore massimo espresso dalla curva ricavata dalle simulazioni e con uno vuoto la coppia massima raggiunta dalla curva con le misure.

Il massimo che i due andamenti denotano, e quindi la condizione di MTPA, è in corrispondenza dei 86 [°] per le simulazione e dei 87 [°] per le misure; nel primo caso si raggiungono i 58 [Nm] mentre nelle misure si ottengono 56 [Nm]. Aumentando l'intensità del corrente di alimentazione si osserva quindi un generale miglioramento della congruenza tra le due curve di coppia, soprattutto per angoli di corrente maggiori di 100 [°].

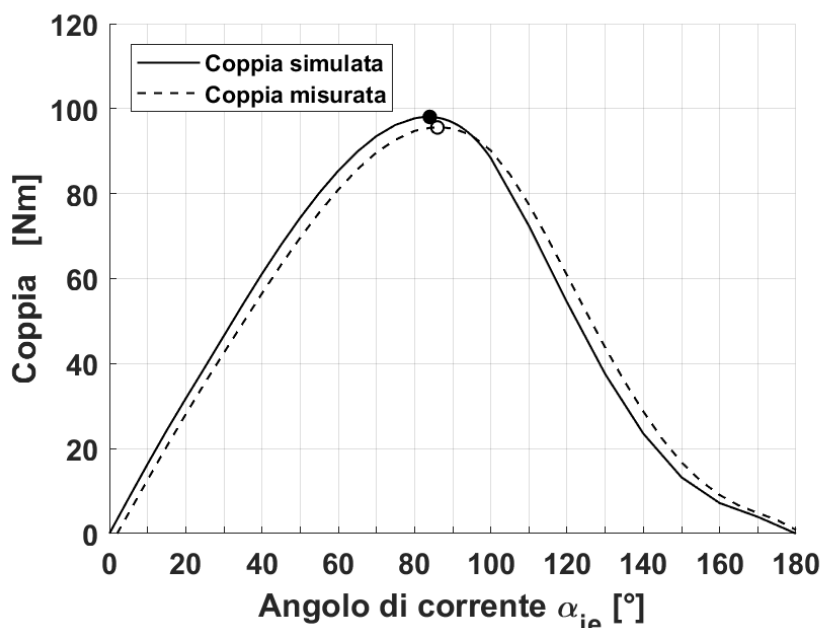


Figura 11.4- Caratteristica di coppia con corrente di 20.0 [A] al variare di  $\alpha_{ie}$  simulata e misurata.

In fig. 11.4 in tratto continuo viene rappresentata la caratteristica di coppia simulata per una corrente di 20.0 [A], mentre in tratteggiato viene riprodotta la caratteristica di coppia ottenuta attraverso le misurazioni. Sono raffigurati inoltre con un cerchietto pieno il valore massimo espresso dalla curva ricavata dalle simulazioni e con uno vuoto la coppia massima raggiunta dalla curva con le misure.

Il massimo che i due andamenti denotano, e quindi la condizione di MTPA, è in corrispondenza dei 85 [°] per le simulazioni e dei 86 [°] per le misure; nel primo caso si raggiungono i 98 [Nm] mentre nelle misure si ottengono 95 [Nm]. Aumentando ancora l'intensità del corrente di alimentazione si osserva che per angoli di alimentazione che vanno da 0 [°] a 100 [°] la caratteristica di coppia simulata è maggiore di quella misurata; viceversa, per angoli da 100 [°] a 180 [°] risulta maggiore la caratteristica di coppia ottenuta attraverso il processo di misurazione.

Concludendo, si può affermare che gli andamenti della coppia al variare dell'angolo  $\alpha_{ie}$  ricavati dalle simulazioni e dalle misure siano discostino leggermente; le possibili cause di queste differenze sono le stesse illustrate nel confronto tra le caratteristiche di coppia a 5.7 [A]. Anche per l'FI-IPM gli esiti che derivano della comparazione dei dati raccolti sono da ritenersi soddisfacenti.

### 11.3 Simulazione della caratteristiche di magnetizzazione

La simulazione della caratteristica di magnetizzazione viene eseguita per l'FI-IPM in modo analogo a quanto fatto per l'ISA. Per quanto riguarda la simulazione del flusso  $d$ , mantenendo  $I_q = 0$ , si è fatta variare  $I_d$  da -22.5 [A] a 22.5 [A] con step di 2.5 [A]. Allo stesso modo per il flusso  $q$ , tenendo  $I_d = 0$ , si è fatta variare  $I_q$  da -5 [A] a +5 [A] con passi di 1 [A].

In fig. 11.5 viene riportato il flusso di asse  $d$  ottenuto con le simulazioni e quello ricavato attraverso le misure.

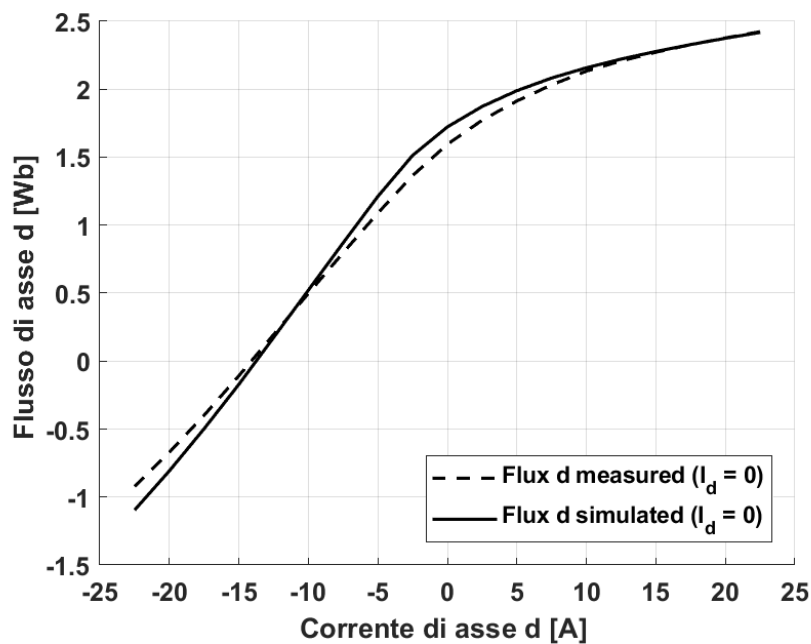


Figura 11.5- Flusso di asse  $d$  simulato e misurato.

Osservando la fig. 11.5 si nota come la simulazione e la misura valutino diversamente il flusso dovuto alla sola presenza dei magneti. Dalle simulazioni risulta infatti  $\Lambda_{mg} = 1.72$  [Wb], mentre dalla misura si ottiene  $\Lambda_{mg} = 1.59$  [Wb]. Si può inoltre constatare che per valori di  $I_d$  sempre più negativi le due curve discostano sensibilmente l'una dall'altra. Al contrario, per valori di  $I_d$  positivi e sempre maggiori si evidenzia un'ottima congruenza.

In fig. 11.6 viene rappresentato il flusso di asse  $q$  ottenuto con le simulazioni e quello ricavato attraverso le misure.

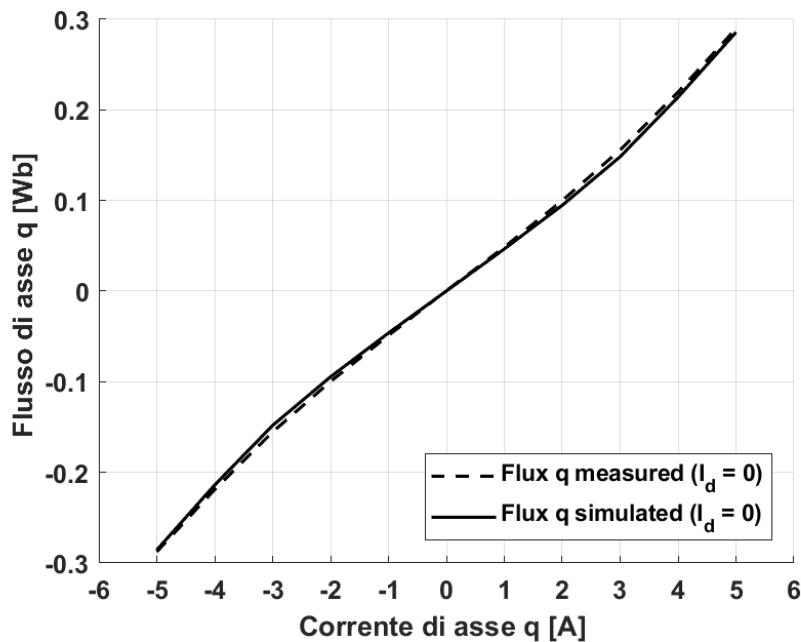


Figura 11.6- Flusso di asse q simulato e misurato.

In fig. 11.6 la curva del flusso  $q$  ricavata dalle simulazioni (tratto continuo) e quella ottenuta dalle misure (tratto discontinuo) si sovrappongono nell'intervallo di correnti considerato, ovvero per  $I_q$  che vanno da -5 [A] a +5 [A].

Anche per il motore FI-IPM l'esito che deriva dal raffronto delle caratteristiche di magnetizzazione ottenute attraverso le simulazioni e il processo di misura mostra una buona corrispondenza.

#### 11.4 Simulazione mappatura di coppia nel piano $I_d$ - $I_q$

La mappatura della coppia derivata dalle simulazione viene eseguita facendo variare la corrente  $I_d$  da -24 [A] a +24 [A] e quella  $I_q$  da -2 [A] a 21 [A]. Si calcolano dapprima i valori di coppia e in seguito, grazie all'uso della funzione `contour` in MATLAB, si tracciano le curve isocoppia.

Si ricorda che per questa simulazione i valori della coppia sono da ritenersi puntuali, non è stata sfruttata alcuna rotazione del rotore per determinare un valore medio della stessa.



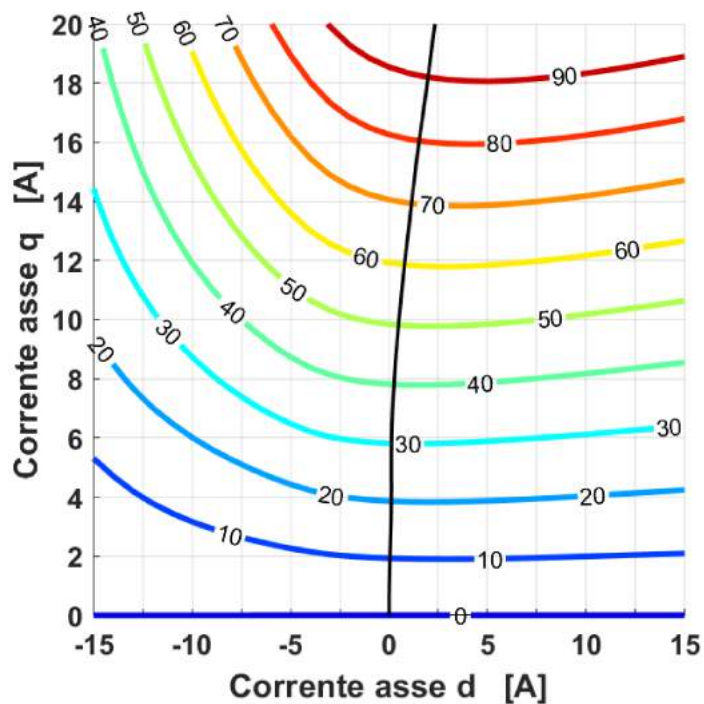


Figura 11.7- Mappatura della coppia [Nm] ricavata dalle simulazioni.

In fig. 11.7 si riporta la mappatura di coppia, in nero è visibile la curva MTPA. Confrontando il grafico con la fig. 10.13 si può notare come le curve isocoppia ottenute dalle simulazioni, con l'aumentare di  $I_q$ , siano leggermente spostate verso il basso rispetto a le isocoppie ricavate dalle misure. La curve MTPA sono simili; quella simulata però evidenzia un cambiamento dell'angolo  $\alpha_{ie}$  per cui si ottiene la massima coppia. Aumentando la corrente l'angolo infatti varia approssimativamente da 90 [°] a 80 [°].

Anche quest'ultima comparazione mostra un riscontro positivo. Tenendo sempre a mente che sia le misure che le simulazioni non sono state eseguite in modo rigoroso, possono dunque essere affette da errori nelle loro valutazioni.



# CAPITOLO 12

## Conclusioni

Le misure eseguite sul motore Lafert, una prima prova a vuoto ed una seconda a carico, hanno evidenziato un metodo semplice e veloce, ma nello stesso tempo preciso, per determinare i parametri elettrici di un motore asincrono. L'identificazione di questi non solo ha permesso una corretta caratterizzazione del motore in esame, ma anche consente l'implementazione di un controllo FOC.

Per quanto riguarda i due motori IPM, ISA e FI, le misure del cogging hanno mostrato l'entità della coppia di impuntamento e il numero di oscillazione atteso in un giro meccanico del rotore.

Nella determinazione dell'andamento della coppia al variare dell'angolo elettrico a corrente continua, l'angolo preso in considerazione per l'identificazione del punto di MTPA discosta leggermente in ogni prova da quello misurato. Andrebbe dunque apportata una miglioria nell'algoritmo che individua l'angolo in questione.

Dalle misure della caratteristica di coppia con correnti continue e sincrone si sono inoltre trovati differenti angoli di alimentazione per cui si è nella condizione di MTPA. A tal proposito si rimarca ancora la differenza che sussiste nel profilo di coppia delineato quando il motore viene alimentato sfruttando due sole fasi piuttosto che tutte e tre. La prova con correnti sincrone, svolta alimentando la macchina con correnti che interessano tutte e tre le fasi, identifica in questo senso angoli corretti.

La mappatura della coppia ha fornito, per entrambi i motori, un valido strumento di analisi, così come la misura dell'effetto della saturazione incrociata.

Le simulazioni svolte sui due motori IPM hanno corredato quanto già visto dalle misure. Nei casi trattati si è anche riscontrata una buona congruenza di risultati tra le misure eseguite nei banchi in laboratorio e le simulazioni effettuate con FEMM.

Infine, l'introduzione a diversi linguaggi di programmazione e software, lo studio di diverse tecniche e tipologie di misure, e l'approfondimento svolto su differenti motori elettrici costituiscono oggetto di apprendimento personale.

## Bibliografia

[1] S. Bolognani, *“Appunti di Azionamenti Elettrici”*, 2016

[2] S. Bolognani e M. Zigliotto, *“Essentials of IM Parameters Measurement for FOC Drives Tuning”*, 2002

[3] A. Faggion, L. Sgarbossa, L. Alberti, M. Barcaro, M. Dai Pre, N. Bianchi e S. Bolognani, *“IPM Machine Drive Design and Tests for an Integrated Starter-Alternator Application”*, 2008

[4] N. Bianchi, *“Calcolo delle macchine elettriche col metodo degli elementi finiti”*, 2001

## **Ringraziamenti**

Desidero ringraziare il Prof. Silverio Bognani per la disponibilità sempre dimostrata e l'ing. Mosè Castiello per il costante aiuto sui banchi di prova.

Infine un sentito ringraziamento va a tutti i dottorandi del laboratorio di Azionamenti Elettrici.