

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI TECNICA E GESTIONE DEI SISTEMI INDUSTRIALI
CORSO DI LAUREA TRIENNALE IN INGEGNERIA MECCATRONICA

TESI DI LAUREA TRIENNALE

**MOTORE RINGED POLE, STRUTTURA E
FUNZIONAMENTO**

Relatore: Mauro Zigliotto

Laureando: Dario Pasqualotto
1070464-IMC

ANNO ACCADEMICO: 2015-16

SOMMARIO

Negli azionamenti elettrici con motore *Permanent Magnet* (PM) il controllo vettoriale di corrente richiede la conoscenza della posizione del rotore. Le tecniche di controllo con sensore (denominate *sensored*) ormai risultano perfettamente sviluppate e ben applicate nel mercato e prevedono di acquisire le grandezze necessarie tramite sensori fisici montati sull'albero (si ricordano alcuni esempi quali trasduttori ad effetto Hall, encoder, resolver). Tuttavia la tendenza attuale è di implementare tecniche di controllo denominate *sensorless*: ossia rimuovere il sensore per sostituirlo con uno stimatore. I principali vantaggi di questa scelta sono:

- l'abbattimento dei costi: un encoder anche non eccessivamente performante risulta comunque costoso, e la sua rimozione renderebbe il prodotto finale più economico.
- l'affidabilità del sistema: un sensore è sempre soggetto a possibili rotture con conseguenti perdite (in termini di tempo e soprattutto di denaro) per l'utente finale;
- praticità: per prevenire le rotture, è richiesta periodicamente della manutenzione. Inoltre a volte può essere scomoda l'applicazione di un sensore di una certa dimensione in un sistema molto più grande o molto più piccolo;

L'utilizzo degli stimatori è caratterizzato invece dai seguenti limiti:

- la stima di una grandezza non sarà mai precisa come la sua misura tramite sensore, rendendo tutto più complicato in termini di prestazioni e di stabilità, infatti per applicazioni in cui si richiede un alto grado di accuratezza l'uso del sensore è indispensabile;
- assenza di un algoritmo di stima funzionante egregiamente a basse ed ad alte velocità: è necessario ricorrere a due metodologie diverse e commutarle in corso d'opera;
- la stima a bassi giri è possibile solamente con i motori anisotropi (IPM).

Per risolvere l'ultimo dei problemi sopra esposti e riuscire a stimare correttamente la posizione a bassi regimi anche nei motori isotropi (SPM) l'unica alternativa funzionante è ricorrere alla modifica del rotore ottenendo un motore denominato *ringed-pole*. In questo lavoro, dopo una trattazione concisa dei motori *brushless*, ci si pone l'obiettivo di studiare la struttura e il funzionamento dei motori *ringed-pole* caratterizzandone pregi e difetti.

RINGRAZIAMENTI

Desidero ricordare coloro che mi hanno aiutato nella stesura di questo elaborato. Ringrazio innanzitutto il Prof.re Mauro Zigliotto per essere stato in grado di trasmettermi un grande interesse per questa materia e, ancora, per la disponibilità e gentilezza che ha dimostrato nel suo ruolo di relatore. Un ringraziamento particolare va alla mia famiglia e alla mia fidanzata per l'incoraggiamento che hanno saputo darmi in tutto il percorso di laurea.

INDICE

1	INTRODUZIONE	1
2	I MOTORI PMSM	3
2.1	Motore Isotropo (SPM)	4
2.2	Motore Anisotropo (IPM)	10
3	MOTORI RINGED POLE	13
3.1	Aspetti Costruttivi	13
3.2	Salienza Elettrodinamica	16
3.3	Dissipazioni indotte sul rotore	18
4	MODELLO AD ALTA FREQUENZA	21
4.1	Modello nel sistema di riferimento dq	21
4.2	Modello nel sistema di riferimento $\alpha\beta$	24
	Conclusioni	29
A		33
B		35
	BIBLIOGRAFIA	37

ELENCO DELLE FIGURE

Figura 1	Induzione al traferro in un pmsm: (a) prodotta dai magneti permanenti, (b) prodotta dalla fase a (sinusoidale) [9].	3
Figura 2	Interpretazione grafica del vettore spaziale λ_{mg}^s [9].	5
Figura 3	Diagramma vettoriale delle grandezze che concorrono a generare potenza meccanica in un PMSM [9].	8
Figura 4	Schema a blocchi di un motore brushless SPM [9].	9
Figura 5	Rappresentazione schematica di un motore IPM [2].	10
Figura 6	Schema a blocchi di un motore brushless IPM [1].	11
Figura 7	Schema approssimativo di un motore ringed-pole a rotore esterno. Immagine modificata dall'articolo [4]	14
Figura 8	Rotore del motore ringed con anelli in rame studiato in [4].	14
Figura 9	Geometria dei diversi tipi di anello considerati in [4].	15
Figura 10	ricostruzione della traiettoria del vettore di corrente rotante a 500Hz nel piano i_d, i_q [4].	17
Figura 11	risposta in frequenza della salienza nelle diverse configurazioni con anelli realizzati in rame (figure a sinistra) e in ferro (figure a destra). a)punto di lavoro a vuoto; b)punto di lavoro a massima coppia [4].	18
Figura 12	dissipazione di potenza nelle diverse configurazioni con anelli realizzati in rame (sinistra) e in ferro (destra) [4].	19
Figura 13	dissipazione di potenza nei diversi componenti del motore ringed-pole con anelli realizzati in rame [4].	19
Figura 14	sistemi di riferimento trattati nel capitolo [6].	21

INTRODUZIONE

La strategia di controllo vettoriale universalmente adottata per gli azionamenti elettrici con motore PM é la tecnica *Field Oriented Control* (FOC); questa punta a garantire massima efficienza di conversione coppia-corrente, elevata risposta dinamica e controllo preciso di coppia, posizione e velocità [9]. Il vantaggio di tale tecnica é la possibilità di controllare separatamente modulo e fase della corrente di alimentazione, al fine di mantenere massima la coppia prodotta. La limitazione principale, invece, é la necessità della conoscenza della posizione del rotore, al fine di poter fornire i valori corretti dei riferimenti di corrente al motore.

La posizione del rotore può essere misurata con sensori meccanici collegati all'albero di trasmissione del motore ma ne risulta una soluzione poco efficiente. Ben migliore é l'alternativa sensorless che prevede di stimare la posizione effettiva del rotore attraverso opportuni algoritmi a partire unicamente dalla misura di quantità elettriche. Attualmente le tecniche sensorless per la stima di posizione e velocità del rotore si possono dividere in due macrogruppi in funzione delle grandezze misurate e utilizzate per determinare la posizione rotorica:

- misura di grandezze dipendenti dalla velocità: la più utilizzata é la misura della *back ElectroMotive-Force* (b-EMF);
- misura della salienza spaziale [5] [3].

Le tecniche che attuano il controllo attraverso la misura di fenomeni dipendenti dalla velocità sono facilmente implementabili in quanto il segnale utilizzato é lo stesso che aziona il motore. Non necessitando quindi particolari esigenze costruttive sono applicabili sia ai motori IPM che ai motori SPM. Considerando ad esempio il caso più diffuso della misura della b-EMF é immediato comprendere come queste metodologie siano più o meno efficienti a seconda del campo di funzionamento del motore: infatti mentre agli alti regimi la stima é molto precisa, quando il rotore é fermo o ruota a velocità contenute la b-EMF diventa piccola e di difficile misurazione a causa di disturbi. Inoltre utilizzando l'eccitazione fondamentale la misura é fortemente dipendente dai parametri della macchina, specialmente la resistenza degli avvolgimenti statorici che varia con la temperatura [5].

Le tecniche basate sulla misura della salienza magnetica possono essere ulteriormente suddivise. La prima soluzione é utilizzare il segnale fondamentale che aziona il motore ma anche questa presenta il forte limite che non é applicabile ai bassi regimi di rotazione a causa

dell'attenuazione di segnale che questa zona di funzionamento prevede. Al contrario utilizzare l'iniezione di un segnale ad alta frequenza sovrapposto all'eccitazione fondamentale presenta numerosi vantaggi: l'algoritmo lavora in modo ottimale in tutte le zone di funzionamento del motore purché il segnale utilizzato sia ben distinguibile dal fondamentale (la frequenza di rotazione del vettore iniettato deve essere almeno una decade superiore alla frequenza fondamentale: nell'affidarsi a questa tecnica siamo limitati superiormente nella zona di utilizzo); la precisione dell'algoritmo è insensibile (o quasi) alle variazioni dei parametri del motore. Il limite fondamentale di questa tecnica sta nella necessità della presenza di salienza magnetica, infatti è presupposto di queste metodologie la caratteristica di anisotropia del rotore e non può quindi essere applicata nei motori SPM. Un ulteriore aspetto da considerare è che il metodo dell'eccitazione separata va ad impattare negativamente sulla larghezza di banda e l'accuratezza della misura raggiungibile [5].

Dati i numerosi vantaggi della tecnica appena accennata sono stati effettuati numerosi studi al fine di poterla applicare anche ai motori SPM. La soluzione si è trovata nella realizzazione dei motori ringed-pole i quali vengono costruiti a partire da un motore isotropo nel quale i magneti vengono circondati da alcuni anelli conduttivi cortocircuitati. Facendo ciò si è riusciti a ottenere una differenza di riluttanza tra gli assi sincroni dq capace di essere rilevabile da un opportuno sistema di misurazione.

Lo scopo di questo lavoro è dare una comprensione approfondita dei motori ringed-pole. Si inizierà con una concisa trattazione dei motori PMSM al fine di ottenere le equazioni che descrivono il motore brushless [9] [1]. Quindi, concentrandosi sulle peculiarità di questa macchina innovativa, si spiegheranno struttura, funzionamento e caratteristiche valutando inoltre le diverse soluzioni costruttive [4]. Infine si proseguirà con la trattazione delle equazioni e il modello ad alta frequenza necessari ad attuare il controllo sensorless del ringed-pole [8] [6].

I MOTORI PMSM

In questo capitolo si espone una veloce illustrazione della deduzione delle formule e degli schemi a blocchi utilizzati nel seguito della tesi. Si seguirà un approccio simile a quanto riportato in [9].

I PMSM (*Permanent Magnet Synchronous Motor*), detti anche *brushless*, sono motori elettrici che sono soggetti a una sempre più larga diffusione in ambito industriale specialmente nei servo-azionamenti di piccola e media potenza.

Questi motori generano la coppia motrice sfruttando il principio di funzionamento di un sistema elettrodinamico ma a differenza del motore asincrono il campo magnetico di rotore è generato da magneti permanenti presenti nell'elemento mobile (rotore). Una rappresentazione schematica di un motore sincrono a magneti permanenti a due poli è mostrata in fig. 1.

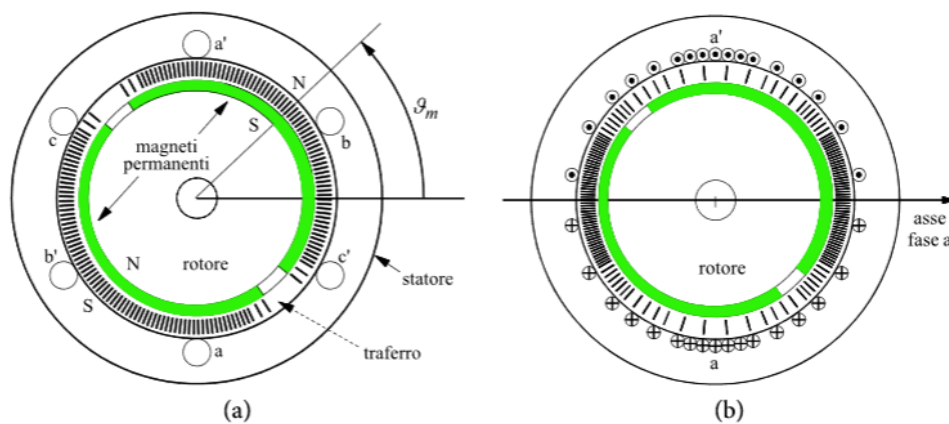


Figura 1: Induzione al traferro in un pmsm: (a) prodotta dai magneti permanenti, (b) prodotta dalla fase a (sinusoidale) [9].

Lo statore ed il rotore sono entrambi a forma di corona cilindrica di materiale ferromagnetico laminato e separati da un traferro in aria. Sul rotore trovano posto i magneti permanenti: dato che presentano una permeabilità magnetica differenziale molto simile a quella dell'aria, a seconda della loro disposizione si possono ottenere strutture di rotore isotrope o anisotrope dal punto di vista magnetico, che caratterizzano rispettivamente i motori SPM (*surface permanent magnet*) e IPM (*interior permanent magnet*).

Confrontandoli ai piú simili AM (*Asynchronous Motor*) nei PMSM grazie ai magneti è possibile quindi eliminare le spazzole ed avere un grande beneficio in termini di affidabilità mentre per la qualità dei materiali necessari alla realizzazione dei PM aumenta in modo sensibile il prezzo di tali motori che assieme alle loro prestazioni ne giustificano l'uso riservato ad azionamenti di alta qualità. Un'ulteriore differenza rispetto ai motori asincroni è che i PMSM non possono essere connessi direttamente all'alimentazione di rete trifase e infatti necessitano di un dispositivo intermedio detto inverter gestito dal sistema di controllo delle correnti di statore.

L'avvolgimento di statore è di tipo trifase, in cui le fasi hanno uguale numero e distribuzione dei conduttori, ma reciprocamente sfasate nello spazio di $2\pi/3$, e ciascuna fa capo ad una coppia di morsetti attraverso i quali è possibile fornire loro alimentazione. I conduttori che compongono ciascuna fase sono distribuiti lungo le cave statoriche ricavate secondo la direzione delle generatrici del cilindro di statore.

2.1 MOTORE ISOTROPO (SPM)

Al fine di definire opportunamente il funzionamento del motore brushless sinusoidale si considerino le equazioni generali di bilancio delle tensioni u_a, u_b, u_c delle sue fasi a, b, c , che con la convenzione di segno degli utilizzatori risultano:

$$\begin{aligned} u_a(t) &= Ri_a(t) + \frac{d\lambda_a(t)}{dt} \\ u_b(t) &= Ri_b(t) + \frac{d\lambda_b(t)}{dt} \\ u_c(t) &= Ri_c(t) + \frac{d\lambda_c(t)}{dt} \end{aligned} \quad (1)$$

dove i_a, i_b, i_c sono le correnti che percorrono le tre fasi, $\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$ sono i flussi magnetici concatenati con ciascuna fase ed R è la resistenza di fase, che si può supporre uguale per le tre fasi.

In assenza di saturazione dei circuiti magnetici, ovvero in condizione di linearità, vale il principio di sovrapposizione degli effetti, per cui il flusso concatenato da ciascuna fase risulta la somma del flusso concatenato (e prodotto dal magnete permanente) con quello dovuto alle correnti di fase. È possibile quindi calcolare separatamente i diversi contributi per poi unirli nel risultato complessivo.

Si supponga inizialmente di non inviare corrente all'avvolgimento statorico. La combinazione di una opportuna sagomatura del magnete e della distribuzione circonferenziale non uniforme dei conduttori di ciascuna fase, evidenziata in fig. 1, consente di ottenere flussi concatenati dovuti al magnete permanente pressoché sinusoidali. Scegliendo in modo arbitrario come coordinata di riferimento l'angolo elettrico ϑ_{me} tra l'asse della fase a e quello del campo prodotto dal magnete

permanente, definita anche posizione *elettromeccanica*, si può scrivere per ogni istante:

$$\begin{aligned}\lambda_{a,mg}(t) &= \Lambda_{mg} \cos(\vartheta_{me}) \\ \lambda_{a,mg}(t) &= \Lambda_{mg} \cos(\vartheta_{me} - \frac{2\pi}{3}) \\ \lambda_{a,mg}(t) &= \Lambda_{mg} \cos(\vartheta_{me} - \frac{4\pi}{3})\end{aligned}\quad (2)$$

dove Λ_{mg} rappresenta il massimo flusso concatenato con ciascuna fase per effetto del magnete permanente. La terna di grandezze espressa dalla (2) è evidentemente priva della componente omopolare; a tale terna si può allora associare in modo univoco il vettore spaziale

$$\lambda_{mg}^s = \Lambda_{mg} e^{j\vartheta_{me}} \quad (3)$$

dove l'apice *s* indica che ci si riferisce ad un sistema di riferimento stazionario, ovvero solidale con lo statore.

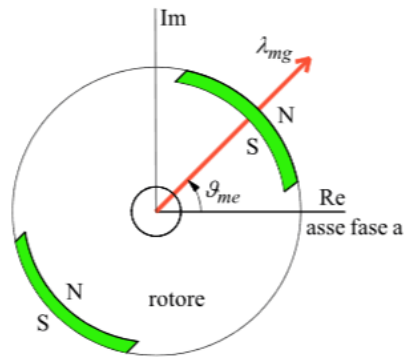


Figura 2: Interpretazione grafica del vettore spaziale λ_{mg}^s [9].

Considerando al contrario il contributo di flusso fornito dalle correnti di statore si può ammettere che le autoinduttanze di ciascuna fase siano tutte uguali tra loro, come pure le mutue induttanze tra ciascuno degli avvolgimenti e gli altri due. In particolare, è facile rendersi conto che i flussi mutuamente accoppiati hanno segno opposto a quelli che si autoconcatenano in ciascun avvolgimento.

$$\begin{aligned}L_a &= L_b = L_c = L_{ss} \\ M_{ab} &= M_{ac} = M_{bc} = -|M_{ss}|\end{aligned}\quad (4)$$

Applicando quindi la sovrapposizione degli effetti otteniamo i flussi concatenati totali:

$$\begin{aligned}
 \lambda_a &= L_a i_a + M_{ab} i_b + M_{ac} i_c + \lambda_{a,mg} = \\
 &= L_{ss} i_a - |M_{ss}| (i_b + i_c) + \lambda_{a,mg} \\
 \lambda_b &= L_b i_b + M_{ab} i_a + M_{bc} i_c + \lambda_{b,mg} = \\
 &= L_{ss} i_b - |M_{ss}| (i_a + i_c) + \lambda_{b,mg} \\
 \lambda_c &= L_c i_c + M_{ac} i_a + M_{bc} i_b + \lambda_{c,mg} = \\
 &= L_{ss} i_c - |M_{ss}| (i_a + i_b) + \lambda_{c,mg}
 \end{aligned} \tag{5}$$

dove si sono trascurate le ormai ovvie dipendenze dal tempo delle correnti di fase e dei flussi concatenati dovuti al magnete permanente. Anche il pedice s , relativo alle grandezze di statore, sarà d'ora in poi ommesso, per semplificare la notazione.

Generalmente i motori sincroni a magneti permanenti hanno avvolgimenti statorici privi di filo neutro; in altre parole è spesso verificata l'ipotesi di avere ad ogni istante la somma delle correnti di fase pari a zero:

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad \forall t \tag{6}$$

Utilizzando tale espressione nelle (5) e ricordando le (2) si ha infine:

$$\begin{aligned}
 \lambda_a &= L_s i_a + \Lambda_{mg} \cos(\vartheta_{me}) \\
 \lambda_b &= L_s i_b + \Lambda_{mg} \cos(\vartheta_{me} - \frac{2\pi}{3}) \\
 \lambda_c &= L_s i_c + \Lambda_{mg} \cos(\vartheta_{me} - \frac{4\pi}{3})
 \end{aligned} \tag{7}$$

dove si è definita l'induttanza sincrona $L_s = L_{ss} + |M_{ss}|$.

Le equazioni di bilancio delle tensioni (1) si possono ora particolarezzare utilizzando le (7):

$$\begin{aligned}
 u_a &= R_s i_a + L_s \frac{di_a}{dt} + e_a \\
 u_b &= R_s i_b + L_s \frac{di_b}{dt} + e_b \\
 u_c &= R_s i_c + L_s \frac{di_c}{dt} + e_c
 \end{aligned} \tag{8}$$

dove si sono definite le forze controlettromotrici e_a, e_b, e_c dovute al movimento del magnete permanente rispetto agli avvolgimenti di statore:

$$\begin{aligned}
 e_a &= \frac{d\lambda_{a,mg}}{dt} = -\Lambda_{mg} \omega_{me} \sin(\vartheta_{me}) \\
 e_b &= \frac{d\lambda_{b,mg}}{dt} = -\Lambda_{mg} \omega_{me} \sin(\vartheta_{me} - \frac{2\pi}{3}) \\
 e_c &= \frac{d\lambda_{c,mg}}{dt} = -\Lambda_{mg} \omega_{me} \sin(\vartheta_{me} - \frac{4\pi}{3})
 \end{aligned} \tag{9}$$

Come già accennato, ω_{me} (espressa in rad.el./s) è la velocità elettromeccanica, ed è stata omessa per semplicità l'indicazione della dipendenza dal tempo anche della posizione elettromeccanica ϑ_{me} .

Come le correnti, che hanno somma nulla per ipotesi, è evidente che anche le forze controlettromotrici indicate nelle (9) hanno somma nulla, trattandosi di una terna di sinusoidi sfasate reciprocamente di $2\pi/3$ rad.el.; essendo così tutte le grandezze che appaiono nella (8) prive di componente omopolare è possibile ottenere una espressione più compatta ricorrendo alle relative notazioni secondo i vettori spaziali. Ad esse si associa il vettore spaziale:

$$e_s^s = \frac{d\lambda_{mg}^s}{dt} = \frac{d(\Lambda_{mg}e^{j\vartheta_{me}})}{dt} = j\Lambda_{mg}\omega_{me}e^{j\vartheta_{me}} = j\omega_{me}\lambda_{mg}^s \quad (10)$$

e la terna di equazioni (8) può essere espressa in modo conciso:

$$u_s^s = R_s i_s^s + L_s \frac{di_s^s}{dt} + j\omega_{me}\lambda_{mg}^s \quad (11)$$

che può essere espressa secondo le sue componenti reale u_α ed immaginaria u_β :

$$\begin{aligned} u_\alpha &= R_s i_\alpha + L_s \frac{di_\alpha}{dt} - \omega_{me}\lambda_{\beta,mg} \\ u_\beta &= R_s i_\beta + L_s \frac{di_\beta}{dt} + \omega_{me}\lambda_{\alpha,mg} \end{aligned} \quad (12)$$

Un'espressione operativamente più utile si ottiene scegliendo di esprimere i vettori spaziali contenuti nella (11) secondo un sistema di riferimento sincrono con la velocità elettromeccanica ω_{me} , con l'asse reale coincidente con l'asse del flusso di rotore; secondo tale riferimento, il vettore spaziale λ_{mg} risulta avere solo componente reale e questo induce una ulteriore semplificazione delle formule di bilancio delle tensioni statoriche. Il generico vettore spaziale g viene espresso in tale riferimento sincrono (apice r) dalla relazione:

$$g^r = g^s e^{-j\omega_{me}t} = g^s e^{-j\vartheta_{me}} \quad (13)$$

Applicando la (13) alla (11), ricordando che $\lambda_{mg}^r = \Lambda_{mg} + j0$ si ottiene:

$$u_s^r = R_s i_s^r + L_s \frac{di_s^r}{dt} + j\omega_{me}L_s i_s^r + j\omega_{me}\Lambda_{mg} \quad (14)$$

che può essere scritta, al solito, separando la parte reale u_d ed immaginaria u_q :

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - \omega_{me}L_s i_q \\ u_q &= R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + \omega_{me}L_s i_d + \omega_{me}\Lambda_{mg} \end{aligned} \quad (15)$$

Nell'ipotesi di sistema conservativo, le espressioni (15) consentono di eseguire un bilancio energetico nel sistema di riferimento sincrono, per ricavare un'espressione per la coppia meccanica sviluppata dal motore. Moltiplicando ambo i membri delle (15) rispettivamente per $i_d dt$ e $i_q dt$ e sommando membro a membro le due equazioni si ottiene:

$$\begin{aligned} (u_d i_d + u_q i_q) dt &= (R_s i_d^2 + R_s i_q^2) dt + \\ &+ L_s i_d di_d + L_s i_q di_q + \\ &+ \omega_{me} \Lambda_{mg} i_q dt \end{aligned} \quad (16)$$

Il primo membro rappresenta l'energia elettrica fornita al motore nel tempo dt attraverso l'alimentazione delle fasi statoriche; essa è pareggiata dall'energia risultante dopo il processo di conversione elettromagnetica, le cui varie componenti sono rappresentate dai termini a secondo membro della (16). Il primo termine rappresenta l'energia dissipata per effetto joule e trasformata in calore sulle resistenze degli avvolgimenti; il secondo ed il terzo costituiscono l'energia immagazzinata nel campo magnetico, collegata alle induttanze sincrone L_s . L'ultimo termine rappresenta infine l'energia meccanica sviluppata, nell'ipotesi di funzionamento da motore della macchina. Occorre ricordare però che la trasformazione adottata per il passaggio dal sistema di riferimento stazionario a quello sincrono non è invariante per la potenza, che risulta diminuita del fattore $2/3$. Ricordando poi che la potenza meccanica si può esprimere anche come prodotto della coppia τ per la velocità meccanica ω_m , si ottiene in definitiva:

$$\tau = \frac{3}{2} p \Lambda_{mg} i_q \quad (17)$$

che esprime la coppia elettromagnetica prodotta dal motore, per interazione tra il campo magnetico di rotore e le correnti di statore.

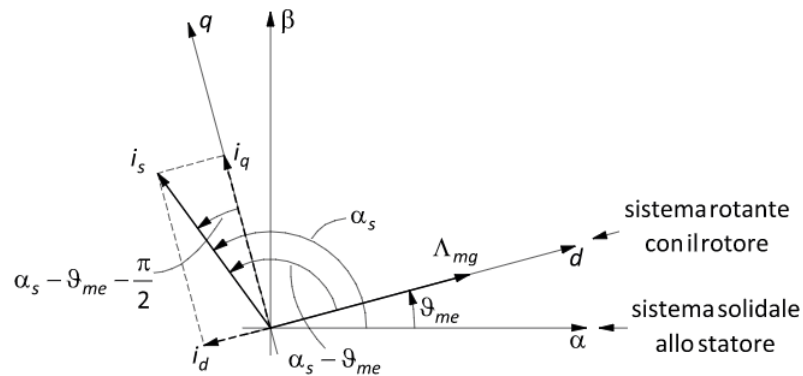


Figura 3: Diagramma vettoriale delle grandezze che concorrono a generare potenza meccanica in un PMSM [9].

Considerando il diagramma rappresentato in fig. 3 e la (17) si può notare come la coppia sia massima quando i_q assume valore massimo mentre la presenza di una componente i_d non apporta nessun beneficio, al contrario va a dissiparsi nei circuiti ohmici-induttivi senza generare contributi di coppia. Massimizzare la coppia a parità di corrente di eccitazione, ossia porre il vettore spaziale di corrente allineato all'asse di quadratura durante il controllo del motore rappresenta l'obiettivo del controllo FOC.

Dalle equazioni (15) e (17), unite all'equazione che rappresenta il carico meccanico:

$$\tau = \tau_L + B\omega_m + J\frac{d\omega_m}{dt} \quad (18)$$

è possibile tracciare lo schema a blocchi per il motore sincrono a magneti permanenti di tipo isotropo, così come riportato nella fig. 4.

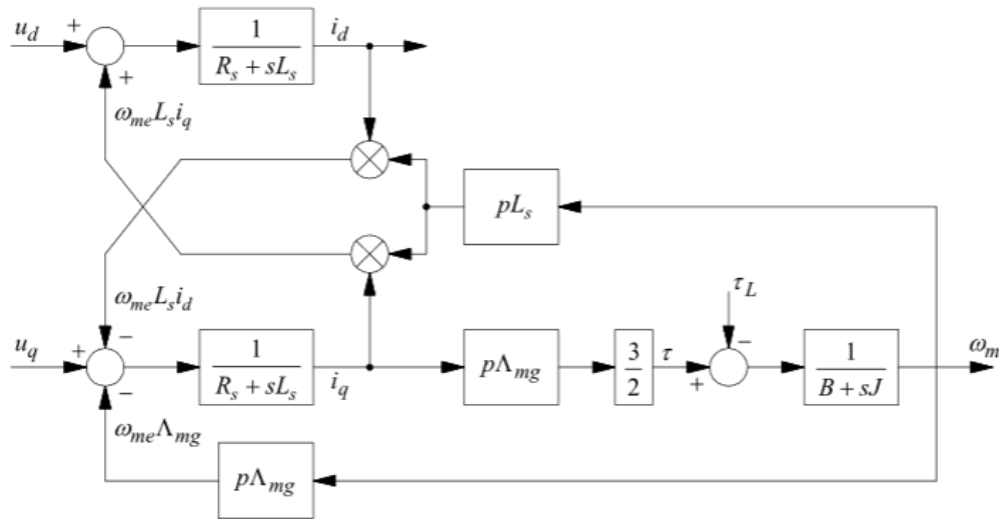


Figura 4: Schema a blocchi di un motore brushless SPM [9].

L'obiettivo di questa configurazione di rotore è la generazione di coppia esclusivamente mediante principio elettrodinamico tra l'interazione del campo magnetico generato dai magneti permanenti e quello prodotto dagli avvolgimenti. A causa della necessaria presenza di cave e denti statorici per l'opportuno posizionamento degli avvolgimenti vi è la comparsa di un ulteriore termine di coppia non voluto dovuto all'anisotropia magnetica generata dalla geometria costruttiva del statore e non incluso nella (17). Intuitivamente, i magneti di rotore tendono ad allinearsi con i denti di statore (situazione a minima riluttanza), generando una coppia di puntamento (*cogging torque*). Per minimizzare questo effetto indesiderato si ricorre allo *skewing* (svergolamento) discreto del rotore.

2.2 MOTORE ANISOTROPO (IPM)

In una macchina isotropa il flusso generato dal magnete ha la stessa direzione dell'asse diretto, ed esattamente la stessa cosa si può dire per quello generato dalla corrente diretta (il cui flusso si somma quindi a quello del magnete). Se si guarda il flusso prodotto dalla corrente di quadratura invece si osserva come questi sia ortogonale alle linee di campo prodotte da i_d e dai magneti. Tutto questo vale per ogni posizione rotorica, e di conseguenza si può evincere come le linee di campo generate dalle correnti vedano sempre gli stessi percorsi magnetici: il risultato è un'induttanza L costante.

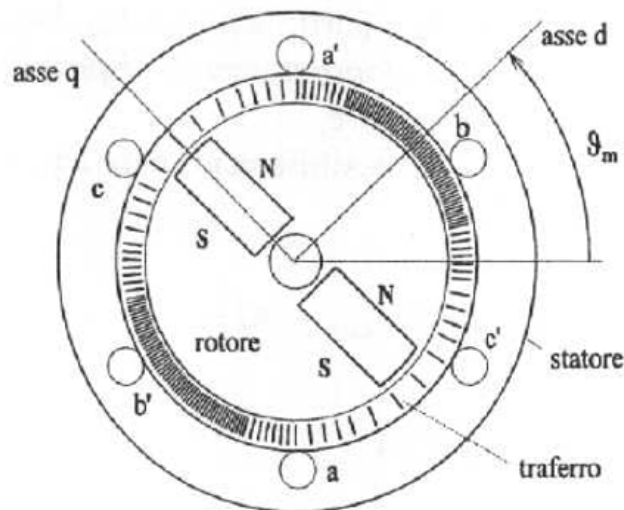


Figura 5: Rappresentazione schematica di un motore IPM [2].

In una macchina anisotropa (fig. 5) i magneti non sono disposti sulla parte esterna del rotore, bensì all'interno, ottenendo una marcata anisotropia magnetica, che porta alcune modifiche alle equazioni e allo schema a blocchi ricavati nella Sezione precedente. La conversione elettromeccanica attuata da questo tipo di motore segue il doppio principio dei sistemi elettrodinamici e dei sistemi a riluttanza, e la coppia da loro generata risulta essere la somma di queste due componenti. La distribuzione degli avvolgimenti statorici consente, come nel caso del motore isotropo, di ritenere sinusoidali i flussi concatenati $\lambda_{a,mg}$, $\lambda_{b,mg}$, $\lambda_{c,mg}$ così che le relazioni (2) e (3) risultino ancora valide. Al contrario le successive considerazioni precedentemente svolte non sono più valide; infatti se prima le auto e mutue induttanze delle fasi statoriche erano costanti nel tempo ora sono funzioni della posizione rotorica.

Una trattazione rigorosa che tenga conto di queste peculiarità porterebbe alle seguenti equazioni nel sistema di riferimento rotante

sincrono con il rotore

$$\begin{aligned} u_d^r &= R i_d^r + L_d \frac{di_d^r}{dt} - \omega_{me} L_q i_q^r \\ u_q^r &= R i_q^r + L_q \frac{di_q^r}{dt} + \omega_{me} L_d i_d^r + \omega_{me} \Lambda_{mg} \end{aligned} \quad (19)$$

dove si è definita l'induttanza sincrona diretta L_d percorsa dalla corrente i_d e l'induttanza sincrona in quadratura L_q percorsa dalla corrente i_q . Come per il motore SPM si può ottenere la seguente espressione:

$$\begin{aligned} (u_d i_d + u_q i_q) &= R(i_d^2 + i_q^2) + (L_d \frac{di_d}{dt} i_d + L_q \frac{di_q}{dt} i_q) + \\ &+ \omega_{me} (L_d i_d i_q - L_q i_d i_q + \Lambda_{mg} i_q) \end{aligned} \quad (20)$$

Dall'ultimo termine si ricava infine l'espressione della coppia:

$$\tau = \frac{3}{2} p [\Lambda_{mg} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (21)$$

Si può osservare come tale espressione sia non lineare per la presenza del termine $i_d i_q$ e sia composta da due termini:

- $\frac{3}{2} p \Lambda_{mg} i_q$: coppia elettromeccanica;
- $\frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q$: coppia di riluttanza.

Si osservi che in questo caso se $\Lambda_{mg} = 0$ si riesce ad ottenere coppia (questo comportamento è tipico dei motori a riluttanza in cui $\Lambda_{mg} = 0$) [1].

Lo schema a blocchi del motore è riportato in fig. 6

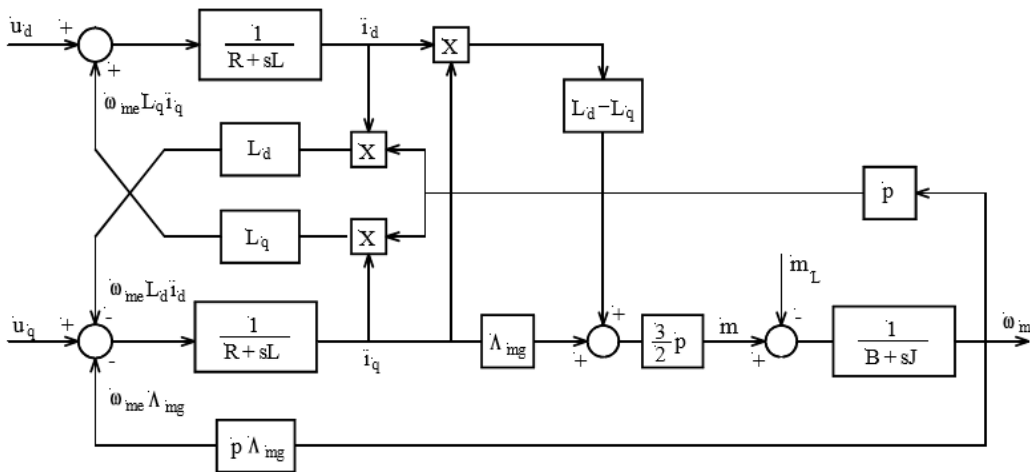


Figura 6: Schema a blocchi di un motore brushless IPM [1].

Il seguente capitolo è stato tratto dall'articolo [4] il quale permette di comprendere le peculiarità fondamentali di questa macchina innovativa. Si vuole quindi trattare questa topologia in vista dei possibili approfondimenti che si affronteranno nel corso di laurea magistrale.

La tecnica di controllo sensorless che viene utilizzata nell'azionamento di un motore ringed-pole prevede l'introduzione di un ulteriore segnale d'alimentazione che, sommatosi all'alimentazione di potenza, riesce a fornire indicazioni sulla posizione istantanea del rotore. Tale segnale è tipicamente un segnale ad alta frequenza in modo da esser ben distinguibile dal segnale alla frequenza fondamentale. Se il motore presenta una marcata anisotropia ad alta frequenza, a partire dal segnale indotto e misurando la corrente corrispondente, è possibile determinare la posizione elettromeccanica del rotore.

L'obiettivo dei motori *ringed-pole* è quello di creare una certa salienza magnetica su di un motore brushless SPM e poter applicare in modo efficace il controllo sensorless.

3.1 ASPETTI COSTRUTTIVI

I motori ringed-pole sono macchine sincrone con magneti permanenti montati sulla superficie del rotore. Tali magneti sono attornati da anelli cortocircuitati realizzati con materiale conduttivo e geometria opportuni. In fig. 7 è rappresentato uno schema di un motore ringed-pole a rotore esterno.

L'introduzione di questi anelli conduttivi crea una mutua induttanza tra gli avvolgimenti e l'asse diretto la quale fa sì che vi sia una riluttanza diversa tra l'asse diretto e l'asse in quadratura, in altre parole viene creata una certa salienza elettrodinamica. Infatti quando il campo magnetico indotto dal segnale ad alta frequenza è allineato con l'asse d viene indotta una corrente lungo l'anello che contorna il magnete. Al contrario quando il campo magnetico è allineato con l'asse q non vi è concatenazione del flusso e la corrente indotta è nulla. Facendo ciò varia l'impedenza ad alta frequenza vista dal motore. Tale variazione è rilevabile solamente alle alte frequenze; infatti il controllo di potenza alla frequenza di eccitazione viene implementato alla stessa stregua di un semplice motore SPM ($FOC, i_d = 0$) mentre, considerando il modello alle alte frequenze, la salienza determina un comportamento della macchina simile a quello di un motore IPM.

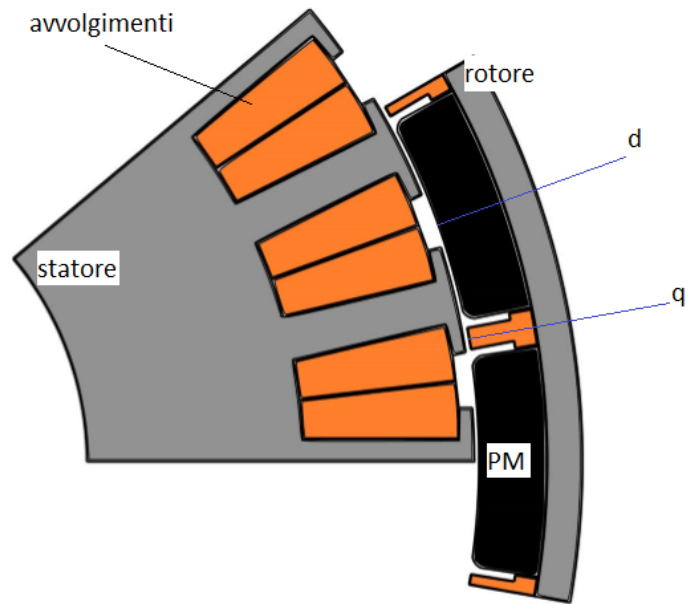


Figura 7: Schema approssimativo di un motore ringed-pole a rotore esterno.
Immagine modificata dall'articolo [4]

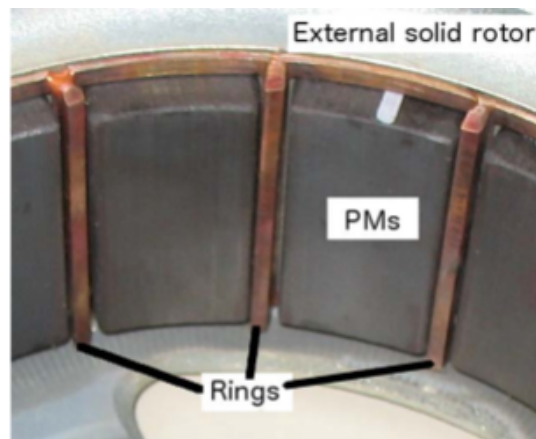


Figura 8: Rotore del motore ringed con anelli in rame studiato in [4].

Gli anelli conduttivi possono essere realizzati con diversi materiali e diverse geometrie ottenendo caratteristiche differenti. In [4] vengono studiate le seguenti configurazioni degli anelli:

- a) rotore senza anelli;
- b) rotore con anelli completi;
- c) rotore con anelli esterni;
- d) rotore con anelli interni.

Per ogni geometria vengono considerate realizzazioni in acciaio e in rame.

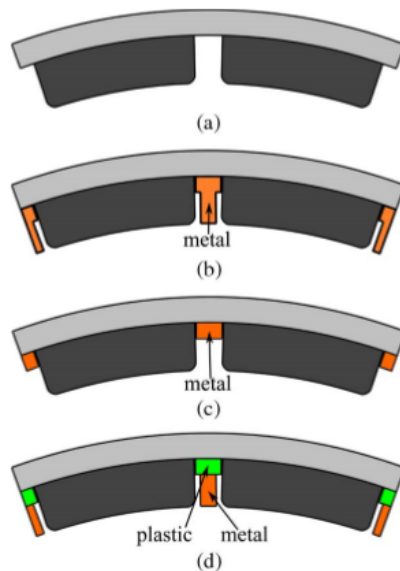


Figura 9: Geometria dei diversi tipi di anello considerati in [4].

Come descritto nell'articolo [4] una simulazione agli elementi finiti consente di ottenere la risposta in frequenza della macchina studiata. La simulazione consiste nei seguenti passaggi:

- viene effettuata una simulazione magnetostatica al fine di ottenere un determinato punto di lavoro imponendo le correnti (I_{d0} , I_{q0});
- viene calcolata la distribuzione di campo magnetico corrispondente al punto di lavoro imposto. Questa verrà quindi utilizzata per calcolare la riluttanza da introdurre nella simulazione ai piccoli segnali;

- viene effettuata una simulazione nel dominio della frequenza con rotore fermo. Imponendo le tensioni \bar{v}_d e \bar{v}_q si sono calcolate le corrispondenti \bar{i}_d e \bar{i}_q .

una volta calcolate \bar{i}_d e \bar{i}_q è possibile determinare la salienza del motore ricostruendo la traiettoria della corrente lungo il piano dq . Data la differenza di riluttanza tra i due assi sincroni, introdotta dall'accoppiamento realizzato tra gli avvolgimenti e gli anelli conduttivi, ci si aspetta che la traiettoria ricostruita nel piano dq sia un'ellisse.

3.2 SALIENZA ELETTRODINAMICA

La simulazione è stata effettuata iniettando una tensione rotante di 60V:

$$\begin{aligned}\bar{v}_d &= 60 + j0 \\ \bar{v}_q &= 0 - j60\end{aligned}\tag{22}$$

La frequenza di alimentazione viene variata in modo da determinare il suo impatto sulla salienza e le dissipazioni di potenza nelle diverse configurazioni. Per ogni tipologia di anello si sono svolte due simulazioni in due punti di lavoro differenti: una a vuoto (senza carico) con $I_{d0} = I_{q0} = 0A$ e una alla coppia nominale con alimentazione $I_{d0} = -3A$ e $I_{q0} = 12A$.

In fig. 10 si può osservare l'ellisse descritto dal vettore di corrente indotto dalla tensione definita nella (22) e rotante alla frequenza di 500Hz. Dalla figura si può inoltre notare l'effetto di cross-coupling rappresentato dall'angolo di disallineamento dell'asse maggiore dell'ellisse rispetto all'asse diretto.

La salienza, definita in funzione della frequenza del segnale di alimentazione, è esprimibile caso per caso come il rapporto tra la base maggiore e la base minore dell'ellisse. Per esempio nel caso indicato in fig. 10 la salienza misurata è pari a 1.22.

In fig. 11 è stata tracciata la risposta in frequenza della salienza elettrodinamica nelle diverse configurazioni d'anello realizzato in rame o ferro nei due punti di lavoro imposti. Il grafico nero rappresenta la risposta che fornisce il motore senza anelli (i.e. un normale motore SPM), il grafico blu rappresenta la risposta fornita con anelli completi, il grafico giallo se il motore è realizzato con anelli interni mentre il rosso quando sono utilizzati anelli esterni.

Si vede immediatamente come l'introduzione degli anelli migliora notevolmente la capacità di *selfsensing* del motore: anche a frequenze relativamente basse i grafici colorati, riferiti alla presenza di anelli, sono ben più alti del corrispondente grafico nero caratteristico di un motore senza anelli. Inoltre, per entrambe le realizzazioni, la salienza rilevata è peggiore al diminuire della frequenza del segnale iniettato.

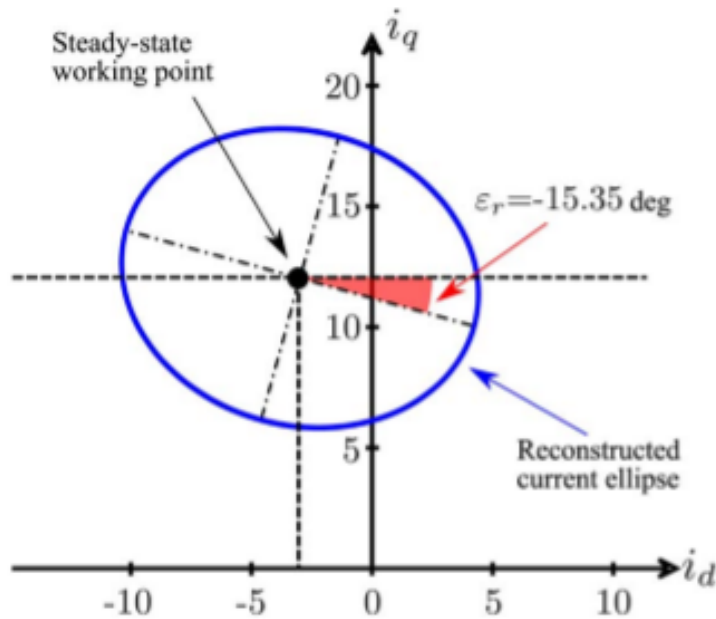


Figura 10: ricostruzione della traiettoria del vettore di corrente rotante a 500Hz nel piano i_d, i_q [4].

Questo fenomeno è dovuto al fatto che per basse frequenze la corrente indotta negli anelli risulta trascurabile e non genera una salienza elettrodinamica apprezzabile.

Considerando i grafici riferiti agli anelli realizzati in rame è possibile notare come la risposta sia poco influenzata dal punto di lavoro: infatti la caratteristica rimane molto simile passando dal punto di lavoro a vuoto al punto di lavoro a coppia massima. Inoltre dato che la realizzazione con anello esterno rispetto a quella con anello interno prevede che l'anello sia più lontano rispetto al traferro (si ricorda che il motore considerato è un ringed-pole con rotore esterno) l'accoppiamento sarà minore. È quindi concepibile il risultato riportato in figura che riporta una salienza maggiore nel caso con anello interno rispetto al caso con anello esterno.

Analizzando invece in fig. 11 i grafici relativi alla realizzazione dell'anello in ferro si nota una maggior dipendenza della risposta dal punto di lavoro considerato. Questo effetto è dovuto alla non linearità della caratteristica del ferro che va incontro a saturazione per correnti minori rispetto al rame (si può infatti vedere come la caratteristica della salienza diminuisca passando dal lavoro a vuoto al lavoro a regime alla massima coppia).

Infine si ricava il massimo della salienza ottenuta per segnali di tensione con frequenze attorno ai 2000Hz e per frequenze maggiori di 2000Hz rispettivamente per realizzazioni degli anelli in rame e in ferro. Per frequenze attorno ai 1000Hz, che rappresentano l'intervallo più

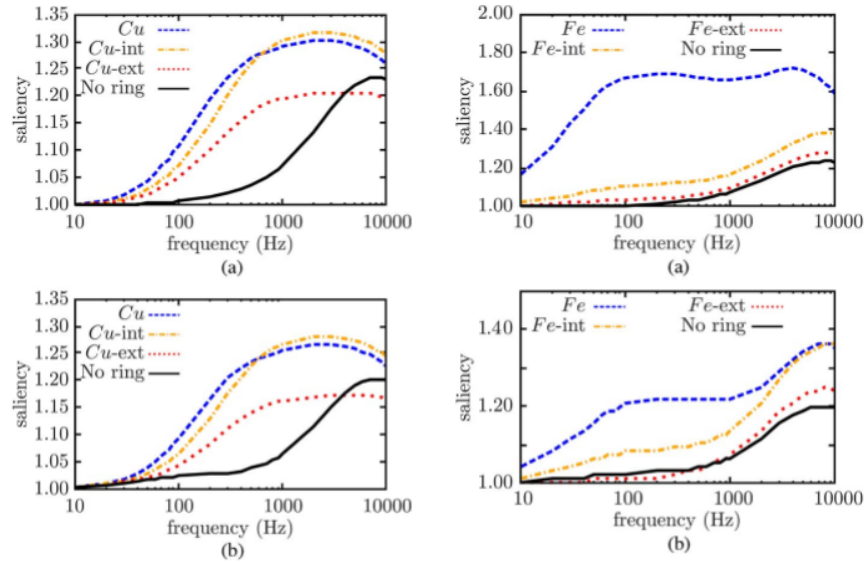


Figura 11: risposta in frequenza della salienza nelle diverse configurazioni con anelli realizzati in rame (figure a sinistra) e in ferro (figure a destra). a) punto di lavoro a vuoto; b) punto di lavoro a massima coppia [4].

utilizzato per queste applicazioni, la risposta data dalle due soluzioni è abbastanza simile.

3.3 DISSIPAZIONI INDOTTE SUL ROTORE

La tensione di alimentazione ad alta frequenza iniettata per il controllo sensorless ruota a una velocità elettrica ben maggiore della velocità effettiva del rotore. Questo fa sì che venga a crearsi una corrente indotta su tutte le parti conduttive del rotore. Tali correnti denominate *eddy currents* vanno ad aumentare la dissipazione di potenza per effetto Joule del motore. In fig. 12 è possibile vedere l'andamento delle perdite indotte in funzione della frequenza di alimentazione del segnale di controllo. Il motore considerato è lo stesso su cui sono state fatte le precedenti considerazioni e vengono analizzate ancora le diverse strutture di anello. La simulazione utilizzata per tracciare questi grafici è stata svolta a rotore fermo e le dissipazioni considerate comprendono quelle indotte sugli anelli, sui PM e sui lamierini in ferro che formano il rotore.

I grafici evidenziano come sia per la realizzazione in rame che per quella in ferro le dissipazioni raggiungano un picco attorno alla frequenza di 100Hz e, tale picco, è più accentuato se l'anello è realizzato in rame rispetto al corrispondente anello in ferro. Al contrario la zona del grafico evidenziata in azzurro delimita il campo di frequenze che vengono normalmente utilizzate per l'iniezione del segnale di tensione (vengono considerate le frequenze comprese nel range 400 – 1000Hz).

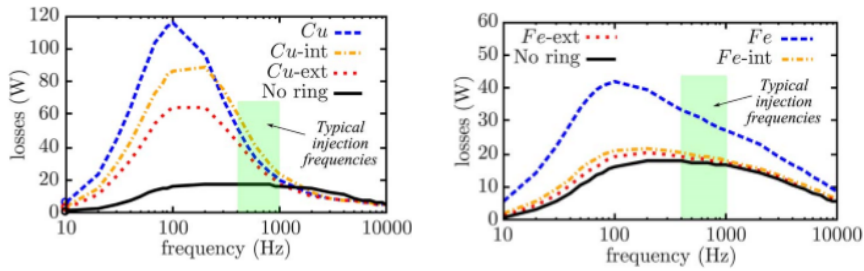


Figura 12: dissipazione di potenza nelle diverse configurazioni con anelli realizzati in rame (sinistra) e in ferro (destra) [4].

Osservando i risultati ottenuti per esempio alla frequenza di alimentazione di 400Hz le perdite totali indotte raggiungono il valore di 60W per anelli in rame e 40W per anelli in ferro.

Infine la fig. 13 mostra i diversi contributi di dissipazione considerando un motore con anello completo realizzato in rame e frequenza di iniezione del segnale pari a 100Hz . Con questa frequenza le perdite raggiungono il valore massimo e sono ben distinguibili le diverse componenti. In fase di progettazione è quindi importante andare ad operare in modo opportuno sul materiale e la geometria dell'anello che, come si può notare, dà il maggior contributo di dissipazione di potenza.

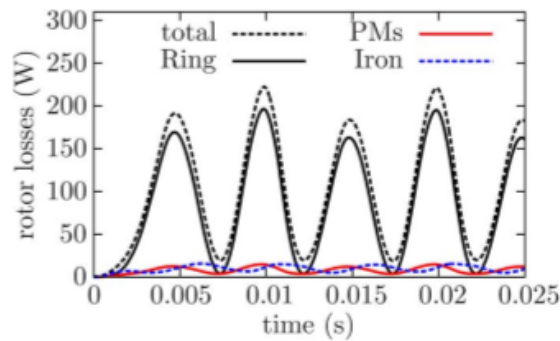


Figura 13: dissipazione di potenza nei diversi componenti del motore ringed-pole con anelli realizzati in rame [4].

MODELLO AD ALTA FREQUENZA

Nel seguente capitolo si vuole ricavare il modello matematico che descrive il comportamento del motore considerato alimentato da una tensione variabile sinusoidalmente nel tempo alla frequenza ω_{hf} . Nella trattazione si seguiranno due strade distinte. Nella prima parte si determinerà il modello matematico nel sistema di riferimento dq . Tali equazioni permettono di dimostrare la traiettoria ellittica effettuata dal vettore di corrente generato dall'interazione tra la tensione iniettata e la salienza. Nella seconda parte si tratterà il modello nel sistema di riferimento stazionario $\alpha\beta$ che permette di attuare l'algoritmo sensorless. Infatti, attraverso tale modello, si può sfruttare il comportamento della corrente in un motore IPM per determinare la posizione rotorica. In questa sede ci si limiterà alla trattazione del modello utilizzato nell'algoritmo senza preoccuparsi di come implementarlo.

Il procedimento svolto trae spunto da [7] ed è stato integrato con alcuni passaggi svolti nella tesi [6].

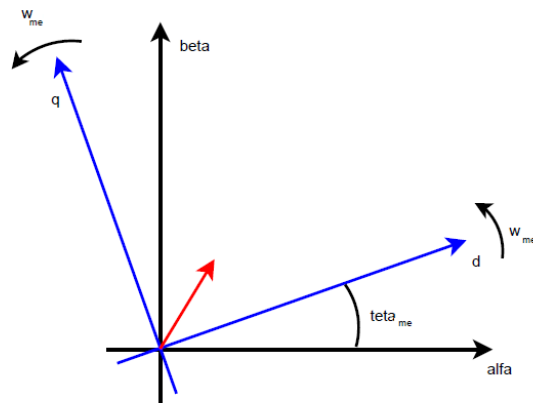


Figura 14: sistemi di riferimento trattati nel capitolo [6].

4.1 MODELLO NEL SISTEMA DI RIFERIMENTO dq

Ad alta frequenza (ω_{hf}) il motore ringed-pole si comporta come un motore IPM. Nel caso considerato le autoinduttanze (L) e le mutue induttanze (M) sono legate all'induttanza di dispersione L_σ , all'induttanza di magnetizzazione L_0 e all'induttanza L_2 (legata alla variazione del circuito magnetico in funzione della posizione ϑ_{me}) mediante le

seguenti:

$$\begin{aligned}
 L_a &= L_\sigma + L_0 - L_2 \cos(2\vartheta_{me}) \\
 L_b &= L_\sigma + L_0 - L_2 \cos(2\vartheta_{me} - 2\pi/3) \\
 L_c &= L_\sigma + L_0 - L_2 \cos(\vartheta_{me} - 4\pi/3) \\
 M_{ab} &= -1/2L_0 - L_2 \cos(2\vartheta_{me} - 2\pi/3) \\
 M_{bc} &= -1/2L_0 - L_2 \cos(2\vartheta_{me}) \\
 M_{ac} &= -1/2L_0 - L_2 \cos(2\vartheta_{me} - 4\pi/3)
 \end{aligned} \tag{23}$$

Nei motori PMSM è conveniente considerare il bilancio di tensione in un sistema di riferimento dq , sincrono con il rotore. Infatti, le grandezze con le quali si opera, dal punto di vista dello statore hanno un andamento di tipo sinusoidale nel tempo e vengono rappresentate da un vettore rotante. Al contrario, da un punto di vista solidale al rotore, diventano delle grandezze costanti e rappresentate nel piano dq da un vettore costante.

Dal bilancio definito nella (1), nel sistema dq , si ottiene:

$$u_{dq} = Ri_{dq} + \frac{d\lambda_{dq}}{dt} + \omega_{me} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{dq} + e_{dq} \tag{24}$$

Nel caso la zona di funzionamento del motore sia di tipo lineare e ricordando che l'asse diretto giace sulla direzione del vettore di campo magnetico generato dal magnete permanente si può riscrivere la (24)

$$u_{dq} = Ri_{dq} + L_{dq} \frac{di_{dq}}{dt} + \omega_{me} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} L_{dq} i_{dq} + e_{dq} \tag{25}$$

dove $e_{dq} = [0 \quad \omega_{me} \Lambda_m]$ rappresenta il vettore forza contro-elettromotrice (b-EMF) e le induttanze sincrone possono essere espresse in funzione delle induttanze del motore:

$$\begin{aligned}
 L_d &= L_\sigma + 3/2(L_0 - L_2) \\
 L_q &= L_\sigma + 3/2(L_0 + L_2)
 \end{aligned} \tag{26}$$

Se si applica la (25) considerando un segnale ad alta frequenza si ha che la caduta resistiva è trascurabile mentre risulta essere ininfluente il flusso concatenato del magnete Λ_m perchè costante. Il modello del motore ringed-pole ad alta frequenza (apice hf) risulta ulteriormente semplificato.

$$u_{dq}^{hf} = L_{dq} \frac{di_{dq}^{hf}}{dt} + \omega_{me} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} L_{dq} i_{dq}^{hf} \tag{27}$$

Elaborando opportunamente le due equazioni rappresentate dalla (27) si ottengono due equazioni differenziali di secondo ordine a coefficienti costanti le cui soluzioni sono le correnti i_d^{hf} e i_q^{hf} .

$$\begin{aligned} \frac{d^2 i_d^{hf}}{dt^2} + \omega_{me}^2 i_d^{hf} &= \frac{\omega_{me}}{L_d} u_q^{hf} + \frac{1}{L_d} \frac{du_d^{hf}}{dt} \\ \frac{d^2 i_q^{hf}}{dt^2} + \omega_{me}^2 i_q^{hf} &= -\frac{\omega_{me}}{L_q} u_d^{hf} + \frac{1}{L_q} \frac{du_q^{hf}}{dt} \end{aligned} \quad (28)$$

Nel momento in cui viene iniettato un vettore di tensione rotante alla velocità angolare ω_{hf} la sua traiettoria nel piano dq coincide con una circonferenza e può essere rappresentato con la notazione fasoriale.

$$u_{dq}^{hf} = U_{dq0} + U_{hf} e^{j(\omega_{hf} - \omega_{me})t} \quad (29)$$

U_{dq0} rappresenta il vettore di tensione sincrono necessario ad alimentare il motore e nel sistema di riferimento considerato tale vettore è costante. Introducendo i contributi variabili della (29) nella (27) si ottiene:

$$U_{hf} e^{j(\omega_{hf} - \omega_{me})t} = L_{dq} \frac{di_{dq}^{hf}}{dt} + \omega_{me} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} L_{dq} i_{dq}^{hf} \quad (30)$$

oppure, trattando distintamente le due componenti:

$$\begin{cases} U_{hf} \cos(\omega_{hf} - \omega_{me})t = L_d \frac{di_d^{hf}}{dt} - \omega_{me} L_d i_d^{hf} \\ U_{hf} \sin(\omega_{hf} - \omega_{me})t = L_q \frac{di_q^{hf}}{dt} + \omega_{me} L_q i_q^{hf} \end{cases} \quad (31)$$

La risoluzione delle due equazioni differenziali riportata in Appendice A porta alla determinazione delle correnti i_d^{hf} e i_q^{hf} :

$$\begin{cases} i_d^{hf} = \frac{u_q^{hf}}{\omega_{hf} L_d} \\ i_q^{hf} = -\frac{u_d^{hf}}{\omega_{hf} L_q} \end{cases} \quad (32)$$

Si evidenziano le seguenti considerazioni:

- La corrente i_d^{hf} dipende solo dalla tensione u_q^{hf} mentre la corrente i_q^{hf} dipende solo dalla tensione u_d^{hf} .
- Essendo la i_d^{hf} divisa per $L_d < L_q$ (in quanto con l'asse diretto posto in corrispondenza dell'asse polare la permeanza magnetica per il flusso di asse diretto é inferiore a quella per il flusso di asse in quadratura) essa ha un modulo maggiore della i_q^{hf} .
- L'azione combinata dei due vettori di corrente i_d^{hf} e i_q^{hf} crea pertanto nel piano dq una ellisse con l'asse maggiore allineato lungo la direzione d .

4.2 MODELLO NEL SISTEMA DI RIFERIMENTO $\alpha\beta$

Applicando la definizione di vettore spaziale e utilizzando un sistema di riferimento fisso con lo statore (α, β, o con l'asse α coincidente con l'asse della fase a) l'equazione (1) diventa:

$$u_{\alpha\beta o} = Ri_{\alpha\beta o} + \frac{d\lambda_{\alpha\beta o}}{dt} \quad (33)$$

dove si è utilizzata una notazione compatta delle tre equazioni vettoriali necessarie e la terza componente, quella omopolare, viene ipotizzata nulla in quanto, generalmente, il filo neutro non viene estratto dal centro stella per cui la somma delle correnti dà risultato identicamente nullo.

La (33) è ottenibile dall'equazione (24) riferita al piano dq attraverso l'applicazione della matrice di trasformazione T

$$T = \begin{bmatrix} \cos\vartheta_{me} & \sin\vartheta_{me} \\ -\sin\vartheta_{me} & \cos\vartheta_{me} \end{bmatrix} \quad (34)$$

infatti per come sono stati considerati i diversi sistemi di riferimento, per le diverse grandezze g , vale la relazione:

$$g_{dq} = Tg_{\alpha\beta} \quad (35)$$

Il cambio di riferimento applicato all'equazione (24) porta a scrivere:

$$Tu_{\alpha\beta} = RTi_{\alpha\beta} + \frac{d(T\lambda_{\alpha\beta})}{dt} + \omega_{me}GT\lambda_{\alpha\beta} + \omega_{me}GT\lambda_{m_{\alpha\beta}} \quad (36)$$

dove, per semplicità di notazione, si è posto:

$$G = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (37)$$

Applicando ad ambo i membri la matrice T^{-1} si ottiene:

$$u_{\alpha\beta} = Ri_{\alpha\beta} + \frac{d\lambda_{\alpha\beta}}{dt} + \left(T^{-1}\frac{dT}{dt} + \omega_{me}G \right) \lambda_{\alpha\beta} + \omega_{me}T^{-1}GT\lambda_{m_{\alpha\beta}} \quad (38)$$

che può essere semplificata ricordando che il terzo termine a secondo membro è identicamente nullo (Appendice B).

$$u_{\alpha\beta} = Ri_{\alpha\beta} + \frac{d\lambda_{\alpha\beta}}{dt} + \omega_{me}T^{-1}GT\lambda_{m_{\alpha\beta}} \quad (39)$$

Ci si concentri ora sul termine $\lambda_{\alpha\beta}$. Considerando il circuito assente da fenomeni di saturazione esso sarà lineare e il flusso sarà definito dall'equazione $\lambda_{\alpha\beta} = L_{\alpha\beta}i_{\alpha\beta}$ dove:

$$\begin{aligned}
L_{\alpha\beta} &= T^{-1}L_{dq}T \\
&= \begin{bmatrix} \cos\vartheta_{me} & -\sin\vartheta_{me} \\ \sin\vartheta_{me} & \cos\vartheta_{me} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\vartheta_{me} & \sin\vartheta_{me} \\ -\sin\vartheta_{me} & \cos\vartheta_{me} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} L_d\cos^2\vartheta_{me} + L_q\sin^2\vartheta_{me} & \frac{L_d-L_q}{2}\sin 2\vartheta_{me} \\ \frac{L_d-L_q}{2}\sin 2\vartheta_{me} & L_d\sin^2\vartheta_{me} + L_q\cos^2\vartheta_{me} \end{bmatrix} \quad (40) \\
&= \begin{bmatrix} \frac{L_d+L_q}{2} + \frac{L_d-L_q}{2}\cos 2\vartheta_{me} & \frac{L_d-L_q}{2}\sin 2\vartheta_{me} \\ \frac{L_d-L_q}{2}\sin 2\vartheta_{me} & \frac{L_d+L_q}{2} - \frac{L_d-L_q}{2}\cos 2\vartheta_{me} \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Al fine di ottenere una notazione più compatta si definiscono l'induttanza media e differenziale rispettivamente $L_{\Sigma} = (L_d + L_q)/2$ e $L_{\Delta} = (L_d - L_q)/2$.

$$L_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} L_{\Sigma} + L_{\Delta}\cos 2\vartheta_{me} & L_{\Delta}\sin 2\vartheta_{me} \\ L_{\Delta}\sin 2\vartheta_{me} & L_{\Sigma} - L_{\Delta}\cos 2\vartheta_{me} \end{bmatrix} \quad (41)$$

Si valuti ora:

$$\frac{dL_{\alpha\beta}}{dt} = 2\omega_{me}L_{\Delta} \begin{bmatrix} -\sin 2\vartheta_{me} & \cos 2\vartheta_{me} \\ \cos 2\vartheta_{me} & \sin 2\vartheta_{me} \end{bmatrix} \quad (42)$$

e

$$\begin{aligned}
T^{-1}GT\lambda_{m\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} \cos\vartheta_{me} & -\sin\vartheta_{me} \\ \sin\vartheta_{me} & \cos\vartheta_{me} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\vartheta_{me} & \sin\vartheta_{me} \\ -\sin\vartheta_{me} & \cos\vartheta_{me} \end{bmatrix} \lambda_{m\alpha\beta} \\
&= \begin{bmatrix} -\sin\vartheta_{me} & -\cos\vartheta_{me} \\ \cos\vartheta_{me} & -\sin\vartheta_{me} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\vartheta_{me} & \sin\vartheta_{me} \\ -\sin\vartheta_{me} & \cos\vartheta_{me} \end{bmatrix} \lambda_{m\alpha\beta} \\
&= \begin{bmatrix} -\sin\vartheta_{me}\cos\vartheta_{me} + \sin\vartheta_{me}\cos\vartheta_{me} & -\sin^2\vartheta_{me} - \cos^2\vartheta_{me} \\ \sin^2\vartheta_{me} + \cos^2\vartheta_{me} & \sin\vartheta_{me}\cos\vartheta_{me} - \sin\vartheta_{me}\cos\vartheta_{me} \end{bmatrix} \lambda_{m\alpha\beta} \\
&= \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{m\alpha\beta} = GT^{-1}\lambda_{m\alpha\beta} \\
&= \begin{bmatrix} -\sin\vartheta_{me} & -\cos\vartheta_{me} \\ \cos\vartheta_{me} & -\sin\vartheta_{me} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_m \\ 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{43}$$

Sostituendo infine ogni membro della (39) si ottiene:

$$\begin{aligned}
u_{\alpha\beta} &= Ri_{\alpha\beta} + \frac{dL_{\alpha\beta}i_{\alpha\beta}}{dt} + \omega_{me}T^{-1}GT\lambda_{\alpha\beta} \\
\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} &= R \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + L_{\alpha\beta} \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \right\} \\
&+ 2\omega_{me}L_{\Delta} \begin{bmatrix} -\sin 2\vartheta_{me} & \cos 2\vartheta_{me} \\ \cos 2\vartheta_{me} & \sin 2\vartheta_{me} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \\
&+ \omega_{me} \begin{bmatrix} -\sin\vartheta_{me} & -\cos\vartheta_{me} \\ \cos\vartheta_{me} & -\sin\vartheta_{me} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_m \\ 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{44}$$

Come visto nella Sezione precedente ad alta frequenza il contributo resistivo è trascurabile mentre è nullo il contributo dovuto al flusso concatenato del magnete in quanto costante. Inoltre il terzo termine a secondo membro è proporzionale alla velocità angolare ω_{me} che risulta essere nettamente inferiore a ω_{hf} pertanto è anch'esso trascurabile.

$$u_{\alpha\beta} = L_{\alpha\beta} \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} \tag{45}$$

L'equazione (45) rappresenta il modello ad alta frequenza del motore ringed-pole da utilizzare per l'implementazione dell'algoritmo

sensorless. La trattazione dell'algoritmo, necessitando ulteriori conoscenze approfondite al corso di laurea magistrale, si rimanda a possibili lavori futuri.

CONCLUSIONI

In questo elaborato sono state affrontate in modo teorico le problematiche del controllo sensorless, nato dalla contemporanea esigenza di conoscere la posizione del rotore in ogni istante di utilizzo del motore brushless e di risparmio/affidabilità del sistema derivanti dalla rimozione del sensore di posizione. Il lavoro svolto è nato dallo studio del documento [4] e basandomi principalmente sui risultati scientifici ottenuti in questo articolo ho strutturato i diversi capitoli della mia tesi. In questo senso, dopo un'infarinatura sulle tecniche sensorless, si sono evidenziate le peculiarità e caratteristiche che il motore ringed-pole soddisfa per il controllo senza sensore realizzato mediante l'iniezione di un segnale ad alta frequenza. La salienza, che questo tipo di controllo necessita, viene creata elettrodinamicamente con l'introduzione di alcuni anelli, realizzati in materiale conduttivo, che contornano i magneti montati superficialmente sul rotore. È importante notare come la salienza così introdotta è ben distinguibile nel campo di frequenze utilizzate per la misurazione della posizione rotorica mentre nel campo di frequenze adibite alla trasmissione di potenza diventa trascurabile. Ne deriva la notevole comodità di poter azionare il ringed-pole con lo stesso algoritmo di eccitazione *FOC* utilizzato per un semplice motore a magneti permanenti. Sono inoltre state analizzate diverse possibilità costruttive evidenziando come le diverse strutture ringed-pole agiscano sulle caratteristiche del motore. Con l'introduzione di questi anelli si è notato un notevole aumento della salienza rilevabile ad alta frequenza con valori maggiori con realizzazioni in ferro rispetto alle corrispettive in rame. Confrontando le diverse geometrie d'anello (anello completo, anello esterno ed anello interno) si è concluso che la migliore soluzione è la realizzazione con anello interno. Tale geometria garantisce un'elevata differenza di riluttanza tra l'asse diretto e l'asse in quadratura con dissipazioni di potenza più contenute rispetto alla soluzione con anello completo. È inoltre interessante notare come soluzioni ad anello interno siano migliori (sul profilo salienza) rispetto a quelle ad anello esterno. Questo risultato è determinato dal maggiore accoppiamento che si realizza tra gli avvolgimenti statorici e l'anello conduttivo quando il traferro (air gap) tra i due è inferiore. Infine sono stati forniti, quali esempi quantitativi, i valori delle grandezze finora considerate rilevati dallo studio effettuato in [4] su di un motore ringed-pole a rotore esterno.

Per completezza si è introdotto il problema del modello da utilizzare per realizzare l'algoritmo di controllo. Il modello matematico espresso nel sistema di riferimento dq ci permette di comprendere il comportamento della corrente indotta dall'interazione tra la salienza

e il vettore di tensione iniettato. Il modello nel sistema di riferimento $\alpha\beta$ ci permette di implementare l'algoritmo di controllo sfruttando le proprietà della corrente che si sono potute ricavare dal precedente. Il problema è ben più complesso e una trattazione completa e approfondita richiede nozioni teoriche che nel corso triennale non vengono fornite.

Il lavoro potrebbe quindi svilupparsi in questa direzione: analizzare opportunamente il modello matematico che descrive il comportamento del motore ringed-pole generato dall'eccitazione mediante segnale ad alta frequenza e, utilizzando le equazioni ricavate, definire la catena di controllo ossia i diversi blocchi capaci di implementare l'algoritmo sensorless.

Appendix

Si consideri l'equazione (28) relativa alla determinazione della corrente i_d^{hf} . Sostituendo la componente variabile della (29) si ottiene:

$$\frac{d^2 i_d^{hf}}{dt^2} + \omega_{me}^2 i_d^{hf} = \frac{\omega_{me}}{L_d} U_{hf} \sin(\omega_{hf} - \omega_{me})t - \frac{1}{L_d} U_{hf} (\omega_{hf} - \omega_{me}) \sin(\omega_{hf} - \omega_{me})t \quad (46)$$

La cui soluzione é data dalla somma di due contributi: $i_{d_{om}}$ definita dalla soluzione dell'equazione differenziale omogenea equivalente ed \bar{i}_d definita come una soluzione particolare dell'equazione differenziale completa.

Per determinare $i_{d_{om}}$ si consideri il polinomio caratteristico corrispondente all'equazione differenziale omogenea:

$$\lambda^2 + \omega_{me}^2 = 0 \quad (47)$$

il quale possiede due radici complesse pure $\pm j\omega_{me}$. L'evoluzione libera della corrente i_d^{hf} , espressa dalla $i_{d_{om}}$, é definita dalla seguente:

$$i_{d_{om}} = A \cos(\omega_{me}t) + B \sin(\omega_{me}t) \quad (48)$$

dove i coefficienti A e B sono da definire in funzione delle condizioni iniziali poste nella risoluzione del problema di Cauchy considerato. Nel caso in esame si pone che, partendo da uno stato di quiete del sistema, le condizioni iniziali siano:

$$\begin{cases} i_d^{hf}(t)|_{t=0} = 0 \\ \frac{d i_d^{hf}}{dt}|_{t=0} = 0 \end{cases} \quad (49)$$

che porta alla definizione dei coefficienti A e B secondo:

$$\begin{cases} A \cos(0) + B \sin(0) = 0 & \Rightarrow A = 0 \\ -A \sin(0) + B \cos(0) = 0 & \Rightarrow B = 0 \end{cases} \quad (50)$$

perció l'integrale generale dell'equazione differenziale sar  unicamen-
te espressa dalla soluzione particolare \bar{i}_d la cui determinazione si
esegue con il metodo della somiglianza. Da notare che la determina-
zione della soluzione dell'omogenea per il calcolo di $i_{q_{om}}$ consiste negli
stessi passaggi e sar  anch'essa identicamente nulla.

La determinazione della soluzione particolare si effettuer  operando
sulla (31). Essendo il termine noto formato da sole funzioni sinusoi-
dali la soluzione particolare, che esprime l'evoluzione forzata della
corrente, sar  espressa nella forma seguente:

$$\begin{cases} \bar{i}_d = C\cos(\omega_{hf} - \omega_{me})t + D\sin(\omega_{hf} - \omega_{me})t \\ \bar{i}_q = E\cos(\omega_{hf} - \omega_{me})t + F\sin(\omega_{hf} - \omega_{me})t \end{cases} \quad (51)$$

I coefficienti C , D ed E , F vanno determinati sostituendo la (51)
nella (31).

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{hf}\cos(\omega_{hf} - \omega_{me})t = -L_dC(\omega_{hf} - \omega_{me})\sin(\omega_{hf} - \omega_{me})t \\ \quad + L_dD(\omega_{hf} - \omega_{me})\cos(\omega_{hf} - \omega_{me})t \\ \quad - \omega_{me}L_qE\cos(\omega_{hf} - \omega_{me})t - \omega_{me}L_qF\sin(\omega_{hf} - \omega_{me})t \\ U_{hf}\sin(\omega_{hf} - \omega_{me})t = -L_qE(\omega_{hf} - \omega_{me})\sin(\omega_{hf} - \omega_{me})t \\ \quad + L_qF(\omega_{hf} - \omega_{me})\cos(\omega_{hf} - \omega_{me})t \\ \quad + \omega_{me}L_dC\cos(\omega_{hf} - \omega_{me})t + \omega_{me}L_dD\sin(\omega_{hf} - \omega_{me})t \end{array} \right. \quad (52)$$

che, raccogliendo i termini comuni, porta a definire:

$$\begin{cases} -L_dC(\omega_{hf} - \omega_{me}) - \omega_{me}L_qF = 0 \\ L_dD(\omega_{hf} - \omega_{me}) - \omega_{me}L_qE = U_{hf} \\ -L_qE(\omega_{hf} - \omega_{me}) + \omega_{me}L_dD = U_{hf} \\ L_qF(\omega_{hf} - \omega_{me}) - \omega_{me}L_dC = 0 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} C = 0 \\ D = \frac{U_{hf}}{\omega_{hf}L_d} \\ E = -\frac{U_{hf}}{\omega_{hf}L_q} \\ F = 0 \end{cases} \quad (53)$$

Si ottiene quindi per i_d^{hf} e i_q^{hf} :

$$\begin{cases} i_d^{hf} = \frac{U_{hf}}{\omega_{hf}L_d}\sin(\omega_{hf} - \omega_{me})t \\ i_q^{hf} = -\frac{U_{hf}}{\omega_{hf}L_q}\cos(\omega_{hf} - \omega_{me})t \end{cases} \rightarrow \begin{cases} i_d^{hf} = \frac{u_q^{hf}}{\omega_{hf}L_d} \\ i_q^{hf} = -\frac{u_d^{hf}}{\omega_{hf}L_q} \end{cases} \quad (54)$$

B

Si vuole dimostrare:

$$T^{-1} \frac{dT}{dt} + \omega_{me} G = 0 \quad (55)$$

Si consideri il contributo:

$$\begin{aligned} T^{-1} \frac{dT}{dt} &= \omega_{me} \begin{bmatrix} \cos\vartheta_{me} & -\sin\vartheta_{me} \\ \sin\vartheta_{me} & \cos\vartheta_{me} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin\vartheta_{me} & \cos\vartheta_{me} \\ -\cos\vartheta_{me} & -\sin\vartheta_{me} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\cos\vartheta_{me}\sin\vartheta_{me} + \sin\vartheta_{me}\cos\vartheta_{me} & \cos^2\vartheta_{me} + \sin^2\vartheta_{me} \\ -\sin^2\vartheta_{me} - \cos^2\vartheta_{me} & \sin\vartheta_{me}\cos\vartheta_{me} - \sin\vartheta_{me}\cos\vartheta_{me} \end{bmatrix} \\ &= \omega_{me} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (56)$$

perció:

$$\omega_{me} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} + \omega_{me} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = 0 \quad (57)$$

BIBLIOGRAFIA

- [1] S. Bolognani. *Dispense di azionamenti elettrici*. 2005.
- [2] Baro Fabio. *Studio ed implementazione di tecniche di controllo sensorless di una macchina sincrona trifase brushless per applicazioni starter-alternator in veicoli ibridi*. 2011-2012.
- [3] Jung-Ik Ha Kozo Ide Mitsujiro Sawamura Ji-Hoon Jang, Seung-Ki Sul. Sensorless Drive of Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor by High-Frequency Signal Injection Based on Magnetic Saliency. *IEEE Trans. on Industry Applications.*, 39(4):1031–1039, August 2003.
- [4] M. Morandini L. Alberti, N. Bianchi and S. Bolognani. Analysis and Test of the Sensorless Rotor Position Detection of Ringed-Pole Permanent-Magnet Motor. *IEEE Trans. on Industry Applications.*, 50(5):3278–3284, September 2014.
- [5] R. D. Lorentz M. W. Degner. S.
- [6] Liberalotto Matteo. *Sensorless di posizione per motore a magneti permanenti interni*. 2003-2004.
- [7] M. Zigliotto. *Recent trends in the control of PMSM drives*.
- [8] M. Zigliotto. *Dispense di Azionamenti Elettrici Industriali al corso di laurea magistrale in ingegneria mecatronica*. 2016.
- [9] M. Zigliotto. *Dispense di Fondamenti di Macchine ed Azionamenti Elettrici al corso di laurea triennale in ingegneria mecatronica*. 2016.

