

Università degli studi di Padova
Facoltà di Ingegneria
Corso di laurea specialistica in Ingegneria Elettrotecnica

Tesi

*Motore sincrono a riluttanza:
Riduzione del ripple di coppia e delle
perdite nel ferro nei motori REL e
PMAREL*

*Synchronous reluctance motor:
Torque ripple and iron losses reduction of REL and PMAREL
motors*

Laureando : *Raniero Marco*
Relatore : *Prof. Bianchi Nicola*
Correlatore : *Barcaro Massimo*

ANNO ACCADEMICO 2009 2010

Indice

1	Introduzione	7
1.1	Obiettivo	7
1.2	Generalità	7
1.3	Motore sincrono a riluttanza	8
1.4	Caratteristiche costruttive	10
2	Teoria per ridurre il ripple di coppia	15
2.1	Modello analitico	15
2.2	Modello del statore	16
2.3	Riferimenti	18
2.4	Modello analitico dello statore	18
2.5	Potenziale magnetico dello statore	20
2.6	Quantità con riferimenti di rotore	21
2.7	Angoli e canali	22
3	Programma	23
3.1	Struttura del programma	23
3.2	Struttura per progettazione	23
3.2.1	Sottoprogramma DatiGeometria.m	26
3.2.2	Sottoprogramma DatiCicli.m	26
3.2.3	Sottoprogramma Matrici.m (Coppia)	27
3.2.4	Sottoprogramma CreazioneDati.m	27
3.2.5	Sottoprogramma AnalisiDati.m	28
3.2.6	Sottoprogramma Macaone.m	28
3.2.7	Sottoprogramma Matrici.m (Perdite)	29
3.2.8	Sottoprogramma FattoreDente.m	29
3.2.9	Sottoprogramma Analisisperditedente.m	30
3.2.10	Sottoprogramma FattoreCanali.m	30

3.2.11	Sottoprogramma Analisiperditecanali.m	31
3.3	Struttura per verifica	32
3.3.1	Sottoprogramma VisuaCoppia.m	33
3.3.2	Sottoprogramma Analisiperdite.m	33
4	Coppia: Rotore con una barriera	35
4.1	Motori REL a 1 barriera	35
4.1.1	Potenziale magnetico di rotore e densità di flusso al traferro	35
4.1.2	Calcolo della coppia	37
4.1.3	Risultati ottenuti dall'analisi	39
4.1.4	Esempio di progetto di rotore	40
4.1.5	Verifica del modello	41
4.2	Motori PMAREL a 1 barriera	43
4.2.1	Utilizzo dei PM nel modello	43
4.2.2	Calcolo della coppia	45
4.2.3	Risultati ottenuti dall'analisi	46
4.2.4	Verifica del modello	47
4.3	Verifiche	49
4.4	Conclusioni coppia 1 barriera	54
5	Coppia: Rotore con due barriere	55
5.1	Motori REL a 2 barriera	55
5.1.1	Riduzione della variazione di coppia	55
5.1.2	Calcolo della coppia	55
5.1.3	Mappe di progetto	57
5.1.4	Verifica del modello	60
5.2	Motori PMAREL a 2 barriera	62
5.2.1	Utilizzo dei PM nel modello	62
5.2.2	Calcolo della coppia	66
5.2.3	Mappe di progetto	66
5.2.4	Verifica del modello	69
5.3	Verifica	71
5.4	Conclusioni coppia 2 barriera	71
6	Coppia: Rotore con tre barriere	73
6.1	Motori REL a 3 barriera	73
6.1.1	Riduzione della variazione di coppia	73
6.1.2	Calcolo della coppia	73
6.1.3	Mappe di progetto	75
6.1.4	Verifica del modello	77

6.2	Motori PMAREL a 3 barriera	79
6.2.1	Utilizzo dei PM nel modello	79
6.2.2	Calcolo della coppia	83
6.2.3	Mappe di progetto	83
6.2.4	Verifica del modello	85
6.3	Verifica	87
6.4	Conclusioni coppia 3 barriera	87
7	Teoria per ridurre le perdite nel ferro	89
7.1	Riduzione delle perdite nei denti di statore	89
7.2	Modello analitico	89
7.3	Calcolo densità di flusso nei denti	91
7.4	Calcolo delle perdite del ferro nei denti	92
7.5	Calcolo densità di flusso nei canali	94
7.6	Calcolo delle perdite del ferro nei canali	97
8	Perdite: Rotore con una barriera	99
8.1	Motori REL a 1 barriera	99
8.1.1	Riduzione delle perdite nel ferro	99
8.1.2	Risultati ottenuti dall'analisi	99
8.1.3	Verifica del modello	102
8.2	Motori PMAREL a 1 barriera	108
8.2.1	Utilizzo dei PM nel modello	108
8.2.2	Risultati ottenuti dall'analisi	108
8.2.3	Verifica del modello	110
8.3	Verifiche	115
8.4	Conclusioni perdite 1 barriera	115
9	Perdite: Rotore con due barriere	117
9.1	Motori REL a 2 barriera	117
9.1.1	Riduzione delle perdite nel ferro	117
9.1.2	Risultati ottenuti dall'analisi	117
9.1.3	Verifica del modello	120
9.2	Motori PMAREL a 2 barriera	126
9.2.1	Utilizzo dei PM nel modello	126
9.2.2	Risultati ottenuti dall'analisi	126
9.2.3	Verifica del modello	129
9.3	Verifiche	134
9.4	Conclusioni perdite 2 barriera	134

10 Perdite: Rotore con tre barriere	137
10.1 Motori REL a 3 barriera	137
10.1.1 Riduzione delle perdite nel ferro	137
10.1.2 Risultati ottenuti dall'analisi	137
10.1.3 Verifica del modello	140
10.2 Motori PMAREL a 3 barriera	143
10.2.1 Utilizzo dei PM nel modello	143
10.2.2 Risultati ottenuti dall'analisi	143
10.2.3 Verifica del modello	145
10.3 Verifiche	147
10.4 Conclusioni perdite 3 barriera	147
11 Conclusioni	149
11.1 Conclusioni coppia	149
11.2 Conclusioni perdite	149

Introduzione

1.1 Obiettivo

L'obiettivo di questo elaborato è lo studio del comportamento della coppia e delle perdite nel ferro di un motore a riluttanza sincrono (REL). Attraverso l'utilizzo del programma Matlab e un modello analitico si è determinato l'andamento della coppia e dall'analisi è emerso una forte dipendenza dalla geometria. Successivamente lo studio è passato all'analizzare il comportamento delle perdite nel ferro. Si è notato una forte dipendenza dei risultati dalla geometria della macchina e dopo un'analisi iniziale si è proseguiti nel confrontare varie tipologie di macchine simili al motore a riluttanza come ad esempio l'evoluzione in un motore a riluttanza assistito da magneti permanenti(PMAREL).

1.2 Generalità

Il motore a riluttanza è un motore di tipo sincrono. La coppia viene generata attraverso il fenomeno della riluttanza.

Pregio di questa macchina è la totale assenza di manutenzione che unita al vasto campo di regolazione con inverter rendono queste macchine insostituibili per varie applicazioni. I motori sincroni a riluttanza sono impiegati principalmente nell'industria tessile, in quella del vetro, nel settore delle materie plastiche e in tutte quelle applicazioni che necessitano di una velocità costante di uno o più motori anche se sollecitati con carichi differenti. Il motore a riluttanza si avvia come un normale motore asincrono fino a raggiungere valori molto prossimi alla velocità di sincronismo. A questo punto il rotore, per la propria disomogeneità magnetica, è soggetto a una coppia

sincronizzante che lo porta in passo con il campo magnetico. Raggiunto il sincronismo il rotore ruota rigidamente a questa velocità, essendo collegato direttamente al rapporto tensione frequenza qualunque sia il carico applicato purchè inferiore alla coppia massima. Per carichi superiori, il motore perde il passo e continua a ruotare con un certo scorrimento producendo un caratteristico rumore. In questo caso è sufficiente ridurre il carico applicato per riportarlo in passo. Normalmente i motori sincroni a riluttanza possono venire avviati alimentandoli direttamente oppure a tensione ridotta. In ogni caso per garantire l'entrata in passo è necessario fare attenzione al carico e al momento d'inerzia applicato.

I motori a riluttanza possono avere densità di potenza molto elevate a basso costo, che li rende ideali per molte applicazioni. Gli svantaggi sono l'ondulazione di coppia elevati quando azionati a basse velocità e il rumore causato dal ripple di coppia. Fino a poco tempo fa' il loro utilizzo è stato limitato a causa della complessità insita nella progettazione dei motori e il loro controllo. Queste sfide sono state superate dai progressi della teoria, con l'uso di strumenti di progettazione sofisticati e computer, e con l'uso di sistemi integrati low-cost per il controllo del motore. Questi sistemi di controllo sono in genere basati su microcontrollori utilizzando algoritmi di controllo e di computazione real-time a guidare su misura le forme d'onda a seconda della posizione del rotore e la corrente e la tensione di reazione.

1.3 Motore sincrono a riluttanza

Motori a riluttanza sincroni hanno un numero diverso di poli di statore e rotore. La salienza di rotore è formata con l'introduzione di barriere di flusso interne (cioè buchi) che dirigono il flusso magnetico lungo l'asse diretto. Un numero tipico di poli è di 4 e 6. Poiché il rotore opera a velocità sincrona e non ci sono parti in cui è presente corrente nel rotore, le perdite del rotore sono minime rispetto a quelle del motore a induzione. Una volta avviato a velocità sincrona, il motore può funzionare con tensione sinusoidale, ma il controllo della velocità richiede un convertitore elettronico di frequenza.

Lo scopo di questo elaborato è lo studio dei motori sincroni a riluttanza dal punto di vista del ripple di coppia e delle perdite del ferro quindi vediamo più in dettaglio come sono costruiti questi motori. Costruttivamente i motori sincroni a riluttanza presentano delle strutture rotoriche anisotrope e prive di magneti, a laminazione convenzionale (ortogonale all'asse di rotore) o a laminazione assiale, costituite dall'alternanza di segmenti di materiale magnetico e amagnetico. Considerando una coppia d'assi ortogonali d-q in modo tale che l'asse d coincida con la direzione di minima riluttanza, si definisce

rapporto di anisotropia il valore L_d/L_q . Nel caso di rotore a laminazione assiale, tale rapporto aumenta al crescere del numero di segmenti. La coppia elettromagnetica sviluppata dalla macchina è tanto maggiore quanto più alto è il rapporto di anisotropia. Bisogna tuttavia tener presente che, dal punto di vista tecnologico, non è conveniente realizzare rotorì a laminazione assiale con un numero di segmenti troppo grande e pertanto, generalmente, si ottengono valori di L_d/L_q compresi tra dieci e venti. Il motore sincro a riluttanza può offrire, almeno teoricamente, prestazioni simili a quelle della macchina in corrente continua ad eccitazione indipendente, e cioè:

- funzionamento nella regione “a coppia costante”, ottenuto regolando la componente i_q della corrente di statore lungo l’asse q e mantenendo costante la componente i_d lungo l’asse d
- funzionamento nella regione “a potenza costante”, realizzato regolando il flusso lungo l’asse d tramite la componente i_d della corrente di statore

Tuttavia il motore sincro a riluttanza viene di fatto utilizzato prevalentemente per il funzionamento “a coppia costante”, proponendosi come alternativa ai motori a magneti permanenti (in corrente continua e sincroni) per la movimentazione di tipo “assi”. È poi importante sottolineare che la particolare realizzazione del rotore a laminazione assiale gioca un ruolo essenziale sulle prestazioni del motore, per le seguenti ragioni:

- il basso valore di L_q permette di regolare la corrente i_q a cui è legata la coppia con rapidi transitori, consentendo buone prestazioni dinamiche
- l’alto valore di L_d consente di ottenere un flusso elevato anche con una corrente i_d contenuta

Il rotore a laminazione assiale inoltre, se costruito con materiali magnetici pregiati, può essere considerato privo di perdite, consentendo ottimi rendimenti e semplificando i problemi di raffreddamento. La sezione di potenza dell’azionamento è costituita, come di consueto, dal raddrizzatore a diodi e da un inverter con tecnica di controllo P.W.M. Per quanto riguarda le tipologie di rotore la struttura a poli salienti è del tutto inadeguata poiché comporta un rapporto di anisotropia di circa 4.5, comunque ottimistico, che è decisamente basso per motore a riluttanza per questo si utilizza un’altra tipologia di rotorì.

Esistono delle tipologie di rotore dette ad “alta anisotropia”. Si deve suddividere il rotore in diversi segmenti magneticamente isolati fra loro.

Il flusso di quadratura, per ogni segmento si può suddividere in 2 componenti:

- Un flusso di circolazione al traferro
- Un flusso che attraversa il rotore (Limitato dagli sbarramenti non magnetici (Aria))

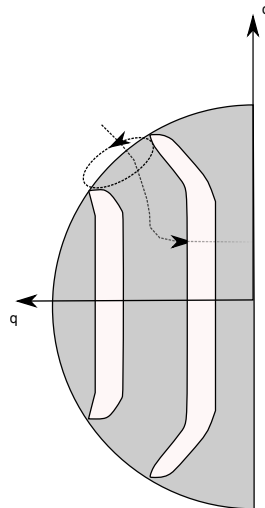


Figura 1.1: Rotore suddiviso in segmenti e tipologie di flusso

1.4 Caratteristiche costruttive

Per ottenere elevati valori del rapporto L_d/L_q sono stati ideati rotori ad “anisotropia distribuita”. Questi rotori possono essere usati con differenti tipi di avvolgimenti di statore e per differenti tipi di forma d’onda delle correnti di alimentazione, per applicazioni a velocità variabile e per avviamenti in linea, originando un numero elevato di tipologie di motori e di azionamenti.

Il rotore

La distribuzione anisotropa del rotore può ottenersi in due maniere:

- orientando i cristalli del metallo ancora fuso, per mezzo di un campo magnetico
- mediante una tecnica costruttiva, tale da rendere il rotore, nel suo complesso anisotropo

Più spesso si usano entrambi i metodi per esasperare tali caratteristiche, tutto a vantaggio della coppia di riluttanza. I motori RSM con gabbia rotorica sono usati per tutte le applicazioni ove è richiesta una partenza in linea con tensione e frequenza di alimentazione costanti. Il rotore può presentare una barriera per il flusso di statore realizzata con materiali paramagnetici, come l'alluminio, disposta trasversalmente alle linee di flusso in maniera da impedirne la penetrazione all'interno. La forma assunta da queste barriere può variare in base alle caratteristiche desiderate. Questo tipo di rotore può avere una laminazione convenzionale o assiale. Solitamente come materiale paramagnetico si utilizza l'alluminio perché assolve alla duplice funzione di barriera per il flusso di statore e di conduttore per la realizzazione della gabbia di rotore, qualora si voglia ottenere un motore, alimentato dalla rete a tensione e frequenza costanti, in grado di auto-avviarsi (avviamento asincrono). Il rotore a laminazione convenzionale è costituito da lamierini opportunamente isolati fra loro con fogli o, più comunemente, con vernici isolanti, disposti trasversalmente alla lunghezza dell'albero e aventi opportune sagome che permettono l'alloggiamento della barriera di flusso ed eventualmente della gabbia. Il rotore a laminazione assiale o rotore ALA (Axially Laminated Anisotropic rotor) presenta pacchi di lamierini di materiale ferromagnetico, con interposti fogli di alluminio dello spessore di 1-5 mm, di dimensione e forma opportuna, disposti parallelamente (assialmente) all'albero del rotore, e che assolvono alla duplice funzione di barriera di flusso e di gabbia rotorica. A seconda di come vengono sagomati i lamierini, si ottengono rotorì con un numero diverso di coppie polari p . Nel caso di laminazione convenzionale la costituzione del rotore è simile a quella dei motori muniti di gabbia, con la differenza che mancano gli anelli di chiusura laterali della gabbia e le cave occupate dall'alluminio sono lasciate vuote o riempite con materiale isolante. Per ridurre ulteriormente il campo magnetico lungo l'asse in quadratura, possono essere inseriti magneti permanenti in ferrite al posto degli spazi isolanti. In questo modo si riesce ad ottenere un considerevole campo di variazione di velocità a potenza costante. La scelta di un motore RSM con rotore anisotropo a laminazione convenzionale o assiale è un compromesso tra costi

e prestazioni richieste al motore, che dipendono fortemente dalle applicazioni. I motori con rotore ALA sono preferibili perché hanno un miglior rendimento e un maggior fattore di potenza.

Rotori a laminazione trasversale

Il singolo lamierino si ottiene per tranciatura tradizionale, la tenuta meccanica è affidata a ponticelli disposti al traferro e anche internamente. I ponticelli vengono saturati dalla f.m.m di statore. Il flusso nei ponticelli rappresenta un flusso di dispersione (rotorica). Questo ha l'effetto di ridurre la coppia e peggiorare il fattore di potenza. Deve essere ridotto al minimo compatibilmente con le esigenze meccaniche. Il numero di segmenti rotorici non può essere elevatissimo; i ponticelli vengono disposti al traferro in modo regolare. Il numero di cave nr (pari) non si discosta di molto dal numero di cave di statore. Un vantaggio della laminazione trasversale è di poter dimensionare in modo ottimale le permeanze delle singole barriere di flusso. Si deve fare in modo che l'induzione B_g abbia un andamento il più sinusoidale possibile. In definitiva sia il motore a laminazione assiale che quello a laminazione trasversale consentono buoni rapporti di anisotropia (Circa 10 per motore con $p=2$).

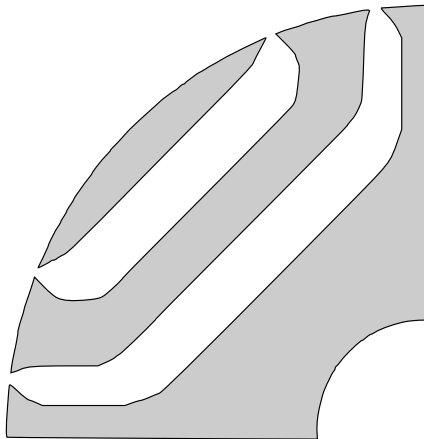


Figura 1.2: Sezione di rotore a laminazione trasversale

Lo statore

Lo statore è normalmente costituito da un nucleo ferromagnetico laminato, con cave chiuse o semichiuse uniformemente distribuite. La configurazione con cave aperte è utilizzata solitamente per ospitare un avvolgimento polifase concentrato formato da una matassa per polo e per fase. Le cave aperte permettono facilmente l'inserzione delle matasse e possono essere usate per motori bifase o trifase di piccola potenza, o per motori polifase (cinque, sette o nove fasi) con coppie elevate a bassa velocità. A causa delle cave aperte il flusso al traferro può contenere un numero elevato di armoniche, non tollerabile da alcuni azionamenti a causa delle elevate coppie pulsanti conseguenti. In questi casi si ricorre alle cave chiuse o semichiuse. Per applicazioni in cui sono richieste elevate potenze o coppie, lo statore è realizzato con cave aperte o semichiuse le quali, dopo aver inserito le matasse, vengono chiuse con opportune zeppe. Esistono configurazioni monofase con avvolgimenti che sono in grado di produrre un campo magnetico rotante, e quindi rappresentati per lo più dal tipo a fase ausiliaria e condensatore permanente inserito, ma anche dal tipo a poli schermati. In questo tipo di motore mancano gli avvolgimenti di eccitazione, e una gabbia di scoiattolo è montata invece sulla periferia del rotore allo scopo di produrre l'autoavviamento del rotore come nel motore asincrono. Durante l'avviamento la gabbia è soggetta al campo rotante, ed il rotore si avvia come nel caso di un normale motore asincrono; giunto in prossimità della velocità di sincronismo, se il momento di inerzia del carico non è eccessivo, il rotore tende a prendere il passo portandosi in sincronismo con il campo rotante. Per facilitare la sincronizzazione è opportuno che la resistenza della gabbia abbia un basso valore. La potenza resa di un motore a riluttanza è pari al 35-45 % di quella di un motore ad induzione di uguale dimensione. Nel motore a riluttanza, la coppia asincrona dovuta al campo inverso si manifesta come un carico addizionale all'albero. Il rendimento si presenta sempre molto basso (fino a solo qualche unità per cento) e al quanto bassi risultano anche il fattore di potenza e il rapporto potenza/peso. Le caratteristiche principali del motore a riluttanza sono:

- potenza nell'ordine dei milliwatt
- fattori di potenza bassi: 0,4-0,6
- coppie limitate a causa della mancanza dell'eccitazione
- costi contenuti
- grande semplicità costruttiva

Generalmente il motore sincrono a riluttanza trova largo impiego nel campo di piccole potenze per tutte quelle applicazioni che necessitano di un'assoluta costanza della velocità di rotazione come: orologi, giradischi e registratori, ecc.. Recentemente la disponibilità di opportuni sistemi di alimentazione e di controllo, ha reso possibile la costruzione di azionamenti con motori a riluttanza di potenze anche rilevanti (decine di chilowatt). In particolare il motore a riluttanza, per la semplicità e la robustezza del rotore, bene si presta per impieghi a velocità elevata e con elevati rapporti potenza/peso.

Teoria per ridurre il ripple di coppia

2.1 Modello analitico

Questa relazione affronta lo studio della ondulazione di coppia di un motore a riluttanza sincrono (REL), successivamente si passerà alla presenza di magneti permanenti (PM), che assistono il motore a riluttanza sincrono. Quest'ultimo è chiamato anche motore sincrono a riluttanza assistito da magneti permanenti (PMAREL). In un primo momento è analizzato l'effetto della posizione delle barriere di flusso sulle armoniche di coppia. Poi è proposto un progetto innovativo di rotore, in modo da ottenere una coppia più regolare. In un motore PM il ripple di coppia è dovuta a tre componenti:

- l'interazione tra l'induzione nel traferro causato dai PM e le cave di statore, chiamata anche coppia di cogging
- l'interazione tra le armoniche della forza magnetomotrice di statore e l'induzione causata dal PM
- l'interazione tra le armoniche della forza magnetomotrice di statore e l'anisotropia del rotore

La prima componente è trascurabile in questi tipi di motore, infatti: è pari a zero nei motori REL e bassa nei motori PMAREL, poichè l'induzione nel traferro dovuto ai PM è limitata. Per la stessa ragione, la seconda componente di ondulazione di coppia è bassa. Infine, la componente più alta di ondulazione di coppia è dovuta alle armoniche di MMF e l'anisotropia del rotore. L'obiettivo principale di questa relazione è la riduzione di questo terzo elemento di ondulazione di coppia. Successivamente verrà illustrata una strategia innovativa per la progettazione del rotore in modo da ridurre il ripple di coppia. Questa strategia consente di effettuare una scelta oculata della

posizione della fine della barriera di flusso e la progettazione di geometrie di tali barriere. Pertanto, non sono solo ottimizzate le posizioni delle barriere di flusso del rotore, ma i lamierini sono progettati con combinazioni di barriere di flusso differenti sotto ogni polo. In un primo momento è necessaria un'accurata analisi delle cause che generano il ripple di coppia. Alcuni risultati di questo modello di analisi sono confrontati e convalidati da quelli ottenuti da un modello ad elementi finiti. Poi, per mezzo di un tale modello analitico è determinata la dipendenza delle armoniche di coppia sulla geometria delle barriere di flusso del rotore. Così facendo si raggiungono buoni risultati sia analiticamente che da simulazioni.

2.2 Modello del statore

La macchina a riluttanza sincrona (REL), mostrata nella fig. 2.1, è utilizzata in applicazioni in cui sono necessarie velocità sincrona, alta dinamicità e capacità di controllo. Il rotore a riluttanza sincrona trasversalmente laminato presenta una bassa inerzia, dal momento che è formata da varie barriere di flusso.

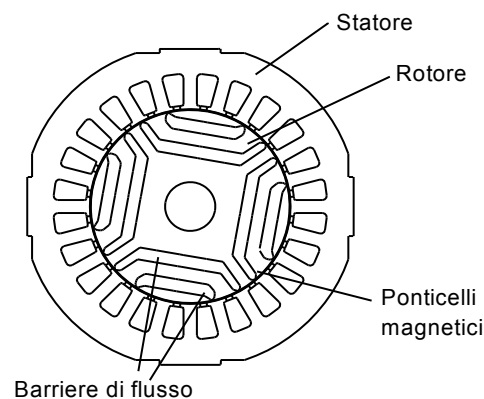


Figura 2.1: Motore sincrono a riluttanza

Un magnete permanente (PM) a volte è posizionato all'interno della barriera di flusso del rotore allo scopo di saturare i ponticelli di ferro e di aumentare il fattore di potenza, che è generalmente basso in questa macchina. La relativa configurazione si chiama macchina a riluttanza sincrona assistita da PM (PMAREL). Un'abbozzo della struttura di base di un motore REL e di un motore PMAREL è mostrato in fig. 2.2.

L'interazione tra le armoniche spaziali del carico elettrico e l'anisotropia del rotore (che deve essere necessariamente alta) provoca un ripple alto di

coppia che è intollerabile nella maggior parte delle applicazioni.

Per ottenere una coppia più liscia nel rotore è adottata la tecnica dello skewing che tuttavia non è possibile utilizzarla nei motori con PM.

Questa relazione si occupa di una nuova strategia per progettare il rotore di un motore REL in modo da ridurre il ripple di coppia. La strategia proposta combina una scelta oculata della posizione delle barriere di flusso e la progettazione di geometrie delle barriere. Per lo scopo di ridurre l'ondulazione di coppia di un motore con un rotore anisotropo, è necessaria un'accurata analisi delle cause che generano il ripple di coppia prima del loro disegno. Pertanto è sviluppato un modello analitico accurato della produzione di coppia del motore in base alla geometria del rotore.

I risultati di questo modello di analisi sono confrontati e convalidati da quelli ottenuti da un modello a elementi finiti. Quindi, il modello analitico è adottato per determinare la dipendenza delle armoniche di coppia dalla geometria delle barriere di flusso di rotore.

Le variabili geometriche sono:

- l'angolo di fine barriera di flusso
- possibili differenze barriere sotto i poli adiacenti
- la lunghezza delle barriere di flusso
- la forma di fine barriera (dimensioni, la distanza dalle altre barriere e dal traferro)

Il modello di analisi si rivela molto efficace per la scelta della geometria più appropriata della barriera e veritiero se confrontato con il modello a elementi finiti. Buoni risultati si raggiungono analiticamente e attraverso le simulazioni si può verificare la validità del modello.

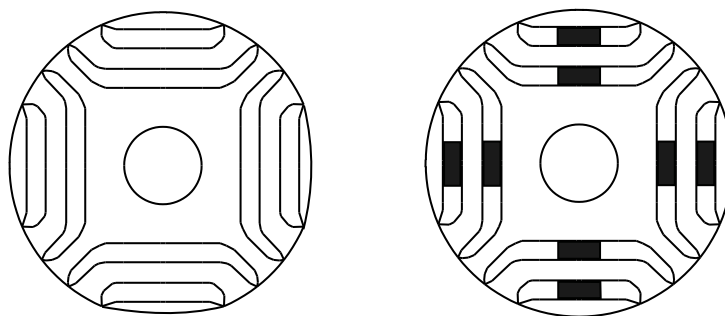


Figura 2.2: Configurazioni base del motore sincrono a riluttanza: REL e PMAREL

2.3 Riferimenti

Per quanto riguarda i riferimenti, la notazione di questa relazione ci si riferisce al sistema di coordinate ortogonali.

Per quanto riguarda le quantità elettriche e magnetiche del motore, gli assi di riferimento sono mostrati in fig. 2.3. Sono mostrati due motori REL, il primo è caratterizzato da una barriera per polo (con angolo θ_b), la seconda è caratterizzata da due barriere di flusso per polo (con angoli θ_{b1} e θ_{b2}). L'asse di riferimento dello statore, corrispondente all'asse di fase1, è collocato lungo l'asse x del sistema di riferimento. La direzione di rotazione positiva è in senso antiorario. La posizione del rotore è rappresentata dagli assi d e q che sono solidali con il rotore. L'asse d viene scelto lungo il percorso a più elevata permeanza del rotore, e l'asse q è sfasato di 90° rispetto l'asse d .

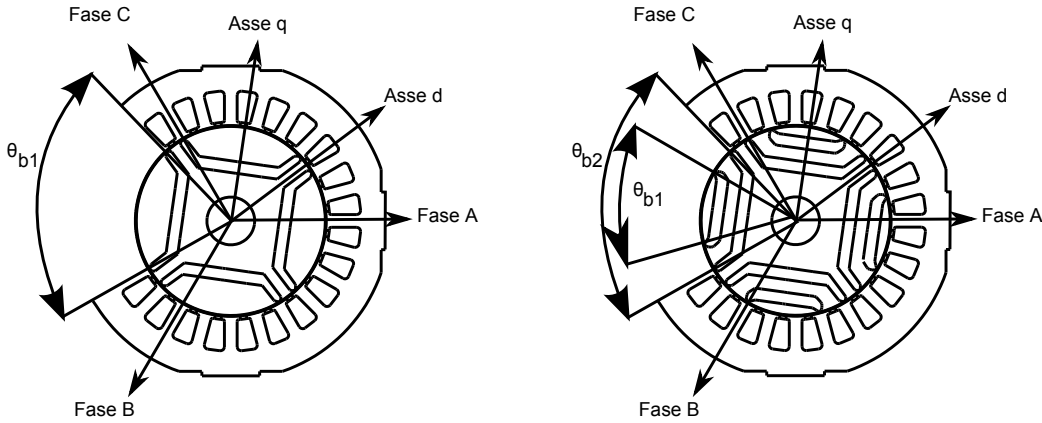


Figura 2.3: Riferimenti utilizzati per l'analisi

2.4 Modello analitico dello statore

Carico elettrico

Si considera uno statore senza cave, in cui i conduttori sono sostituiti da un foglio conduttore, di spessore infinitesimale, posto sulla superficie interna dello statore. Lungo questo foglio è considerata una distribuzione di una densità di corrente $nd(\theta_s)$, equivalente alla effettiva distribuzione delle bobine all'interno della cava come riportato in fig. 2.4.

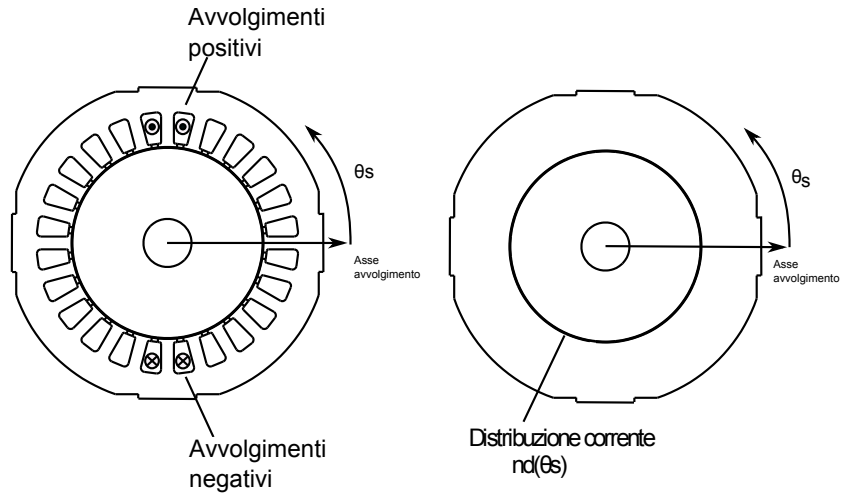


Figura 2.4: Distribuzione densità di corrente

Allo stesso modo, una distribuzione lineare di densità di corrente lungo il foglio conduttivo può essere considerato quando la corrente attraversa le spire nella realtà.

Questa distribuzione lineare di densità di corrente è anche chiamato *carico elettrico*.

Con riferimenti di statore, questa è data da:

$$K_s(\nu) = \sum_{\nu} \hat{K}_s \sin(\nu p \theta_s - p \theta_m - \alpha_i^e) \quad (2.1)$$

$$= \sum_{\nu} \hat{K}_s \sin(\nu p \theta_s - \omega t - \alpha_i^e) \quad (2.2)$$

ν ordine armonico

$\hat{K}_s$ il valore di picco di carico elettrico di armonica in (A / m)

p numero di coppie polari

θ_s coordinata angolare statore (gradi meccanici)

θ_m posizione angolare del rotore (gradi meccanici)

α_i^e angolo di fase del vettore corrente (gradi elettrici)

La distribuzione fondamentale del carico elettrico è mostrata in fig.2.5. Secondo le convenzioni adottate, carico elettrico positivo significa che la densità lineare di corrente è nella stessa direzione dell'asse Z (cioè va dal foglio di carta verso il lettore).

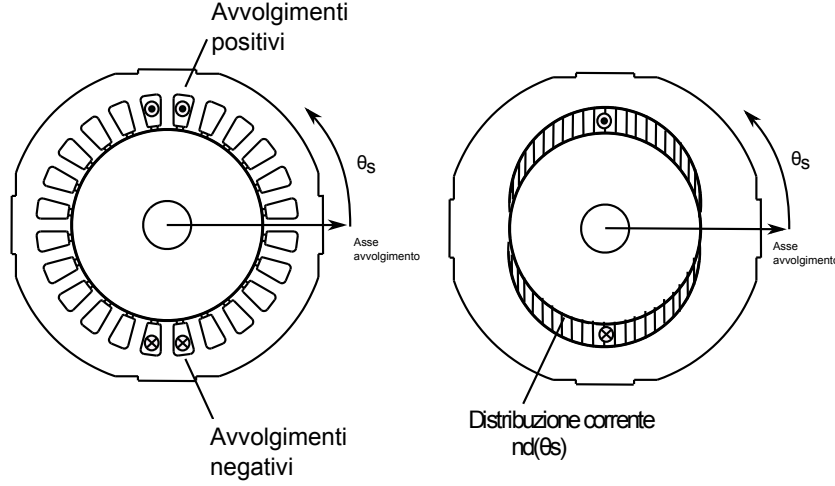


Figura 2.5: Distribuzione di carico elettrico

Il simbolo può essere positivo o negativo (deve essere considerato con segno). Adottando un avvolgimento trifase standard, con un numero intero di slot per polo per fase, sono presenti solo armoniche dispari, non multiple di 3.

Allora può essere espresso come $\nu = 6k + 1$ con k numero intero relativo, vale a dire $k = 0; \pm 1; \pm 2 \dots$; in modo che $\nu = 1, -5, 7, -11, 13, \dots$

L'angolo α_i^e indica la fase iniziale dell'onda di corrente. Essa corrisponde anche alla fase attuale del vettore spaziale.

2.5 Potenziale magnetico dello statore

Nella figura di riferimento dello statore, il potenziale di statore magnetico è dato da:

$$U_s(\theta_s) = \int \hat{K}_s(\theta_s) \frac{D}{2} d\theta_s \quad (2.3)$$

Poiché $\hat{K}_s(\theta_s)$ è una funzione periodica, le estremità d'integrazione possono essere omesse.

2.6 Quantità con riferimenti di rotore

È opportuno esprimere le quantità sopra illustrate con riferimento di rotore, definito dalle coordinate angolari θ_r . θ_r è legata a θ_s dalla relazione

$$p\theta_s = p\theta_r + p\theta_m \quad (2.4)$$

$$= p\theta_r + \omega t \quad (2.5)$$

Vale la pena notare che, durante le operazioni stazionarie, la posizione del rotore è legata alla velocità del motore dal rapporto $p\theta_m = \omega t$, dove $p\theta_m = 0$ al tempo $t = 0$.

In seguito, l'angolo ωt sarà utilizzato per individuare la posizione del rotore. Sostituendo $p\theta_s$ nelle equazioni, risulta per carico elettrico:

$$K_s(\theta_r) = \sum_{\nu} \hat{K}_s \sin[\nu p\theta_r - (\nu - 1)\omega t - \alpha_i^e] \quad (2.6)$$

mentre per potenziale di statore:

$$U_s(\theta_r) = \int \hat{K}_s(\theta_r) \frac{D}{2} d\theta_r \quad (2.7)$$

$$= \sum_{\nu} \frac{\hat{K}_{\nu}}{\nu} \frac{D}{2p} \cos[\nu p\theta_r - (\nu - 1)\omega t - \alpha_i^e] \quad (2.8)$$

La distribuzione del potenziale magnetico lungo il perimetro dello statore è mostrato in fig2.6.

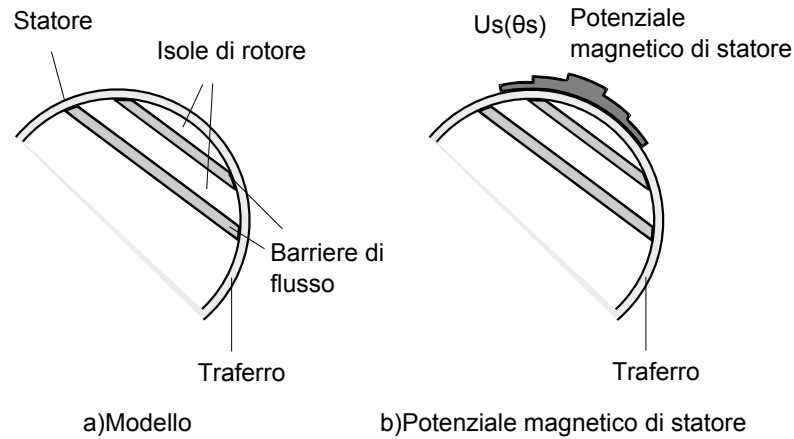


Figura 2.6: Potenziale magnetico lungo la periferia di statore

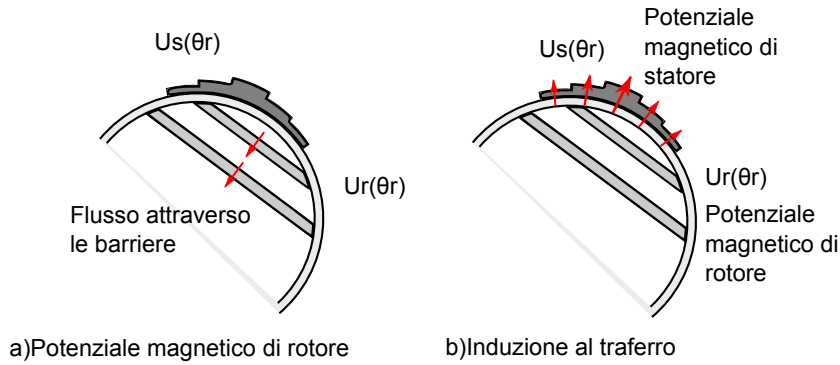


Figura 2.7: Reazione magnetica di rotore e induzione al traferro

Come conseguenza del potenziale magnetico di statore, scorre un flusso magnetico del rotore. In particolare, concentriamoci sulla porzione di flusso che attraversa il flusso di barriere, che è illustrato nella fig.2.7 (a). Pertanto, l'isola di rotore, delimitata da queste barriere di flusso, assume un potenziale magnetico proporzionale alla riluttanza della barriera di flusso e al flusso. La distribuzione di un tale potenziale magnetico del rotore è mostrato in fig.2.7 (a). Infine la densità di flusso al traferro (aria) può essere calcolato come la differenza tra due potenziali magnetici, come in fig.2.7 (b). In seguito lo studio verrà effettuata considerando separatamente i rotori con uno, due e tre barriere di flusso per polo.

2.7 Angoli e canali

Fig. 2.8 è utilizzata per avere una più intuitiva visione della nomenclatura usata nel programma. Per quanto riguarda gli angoli vengono numerati in progressione dal più piccolo al più grande, mentre per i canali vengono numerati dal più interno al più esterno.

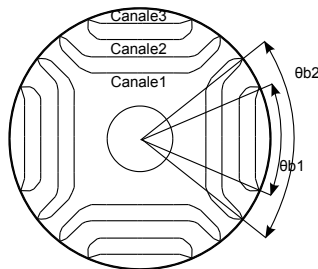


Figura 2.8: Nomenclatura angoli e canali

Capitolo 3

Programma

3.1 Struttura del programma

Il programma è stato progettato per degli scopi particolari ed in base a questi si può suddividere il programma in base all'utilizzo a cui si è interessati, Quindi si distinguono :

- *Progetto*: Adatto in fase di progettazione del motore per trovare un ottimizzazione
- *Verifica*: Adatto per verificare la coppia e le perdite di un motore già ben definito

Le 2 tipologie di programma non cambiano di molto tra loro tuttavia per il loro scopo cambia leggermente la complessità computazionale e la loro struttura nella parte di visualizzazione. Analizziamo in primo luogo la parte relativa al progetto poichè questo elaborato è stato creato inizialmente per questa fase.

3.2 Struttura per progettazione

Il programma è formato da un corpo principale¹ a cui è riservato il calcolo del carico elettrico e che richiama altri sottoprogrammi che hanno scopi specifici, tuttavia ogni singolo sottoprogramma può funzionare a sè una volta creata la cartella con le matrici. Per non creare incomprensioni con variabili del workspace ad ogni sottoprogramma è intervallato il programma con i dati della geometria² a cui è affidata la pulizia del workspace.

¹Programma.m

²DatiGeometria

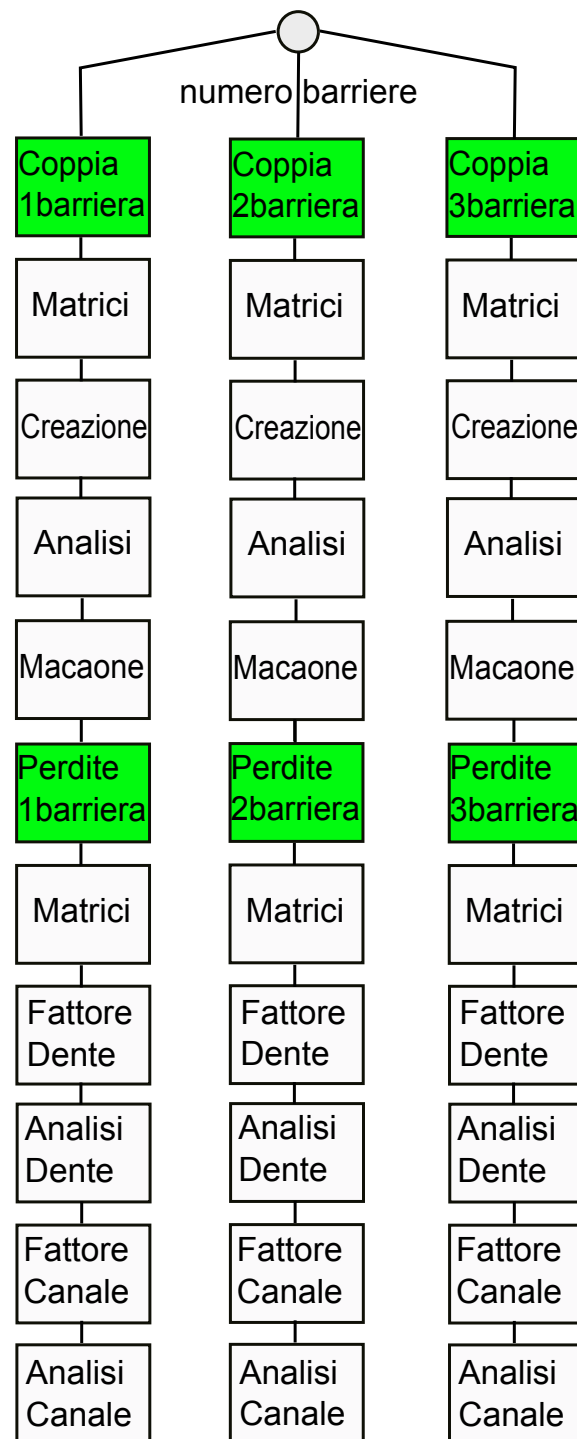


Figura 3.1: Struttura del programma per progettazione

Per avere una visione più intuitiva si può osservare fig.3.1. La struttura principale del programma non cambia in base alla scelta del numero di barriere, ma si distinguono 2 zone per ogni ramo:

- *Coppia*
- *Perdite*

Per quanto riguarda la coppia si ha:

- *Matrici*: Il programma che calcola per ogni combinazione di angolo l'andamento della coppia e ne fa' l'analisi armonica. I risultati ottenuti verranno salvati in una cartela apposita
- *CreazioneDati*: Il programma che mostra con grafici alcuni risultati ottenuti
- *AnalisiDati*: Il programma che analizza delle soluzioni particolari di coppia
- *Macaone*: Il programma che mostra una particolare configurazione alternativa

Per quanto riguarda le perdite si ha:

- *Matrici*: Il programma che calcola per ogni combinazione di angolo l'induzione al traferro con coordinate riferite a statore e a rotore
- *FattoreDente*: Il programma che calcola il fattore di perdita relativo a un dente di statore
- *Analisiiperditestatore*: Il programma visualizza le soluzioni relative ai denti
- *FattoreCanali*: Il programma che calcola il fattore di perdita relativo ai canali di rotore.
- *Analisiiperditerotore*: Il programma visualizza le soluzioni relative ai canali

Le soluzioni risultanti, visibili per via grafica, sono inserite in apposite cartelle nelle rispettive zone.

3.2.1 Sottoprogramma DatiGeometria.m

Il sottoprogramma è pensato per inserire i dati geometrici del motore e le principali variabili della simulazione attraverso un' interfaccia grafica (dialogbox o GUI) per inserirli da tastiera all'avvio del programma e salvarli in una cartella denominata *Geometria*.

Nel sottoprogramma si possono distinguere 2 parti:

- Una parte in cui vengono inseriti i dati geometrici ($D, L, g, p, nbarr$)
- Una parte in cui in base al tipo di rotore scelto vengono inserite le variabili di geometria delle barriere cioè il rapporto spessore barriera diviso lunghezza barriera (tb/lb) e la presenza o l'assenza dei magneti cambiando i dati relativi ad essi ($\mu R, Hc, hm$)

Sono queste infatti le grandezze caratteristiche del programma che come si può vedere dalla teoria nei capitoli successivi caratterizzano il valore della coppia e delle perdite nel motore. L'interfaccia è quella di fig. 3.2

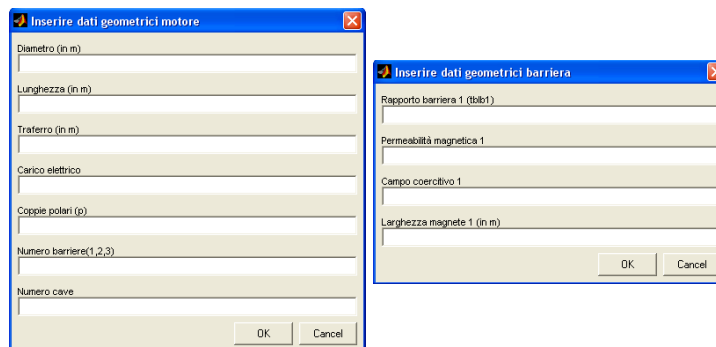


Figura 3.2: Interfaccia grafica

3.2.2 Sottoprogramma DatiCicli.m

I limiti delle simulazione e dei cicli con i relativi passi vanno inserite nei sottoprogrammi collocati nelle cartelle. Nel sottoprogramma si possono distinguere 3 parti:

- Una parte in cui vengono inseriti i dati relativi ai cicli di angoli
- Una parte in cui vengono inseriti i dati relativi a una simulazione parametrizzata con il valore del carico elettrico

- Una parte in cui vengono inseriti i dati relativi a una simulazione parametrizzata con il valore dell'angolo del vettore corrente

Si può osservare che in base al numero di poli scelto come dato di problema il margine massimo di angolo di barriera possibile si adatta alla realizzabilità nella realtà. Per quanto riguarda l'analisi parametrizzata, utilizzabile solo nelle perdite, causa una molteplicità nel calcolo computazionale del programma. In tale programma è presente anche un coefficiente cautelativo K_{stip} utilizzabile per affrontare o correggere alcune problematiche presenti nella realtà che causano diversità confronto la teoria.

3.2.3 Sottoprogramma Matrici.m (Coppia)

Questo sottoprogramma si occupa del calcolo della coppia e dello studio delle armoniche che la compongono per ogni combinazione di angoli. I risultati ottenuti verranno salvati sottoforma di matrici nella cartella appositamente creata di nome *Matrici*. Lo schema che segue questo sottoprogramma è in fig. 3.3.

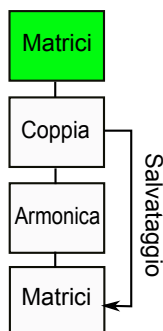


Figura 3.3: Struttura del sottoprogramma della coppia Matrici.m

3.2.4 Sottoprogramma CreazioneDati.m

Questo sottoprogramma ha il compito di analizzare e confrontare le armoniche di coppia relative alle varie combinazioni di angoli infatti grazie ad esso si può osservare il grafico della fondamentale al variare dell'angolo di barriera e il grafico delle armoniche al variare dell'angolo di barriera. Inoltre questo programma calcola il ripple di coppia e il ripple relativo.

Lo schema che segue questo sottoprogramma è quello di fig.3.4.

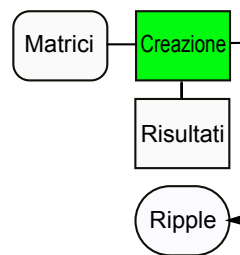


Figura 3.4: Struttura del sottoprogramma CreazioneDati.m

3.2.5 Sottoprogramma AnalisiDati.m

Questo sottoprogramma ha il compito di determinare delle coppie particolari, per esempio la coppia massima, coppia con minor ripple o coppia con una particolare armonica minima. Non ha particolare importanza nel programma ma è particolarmente interessante i risultati calcolati. Lo schema che segue questo sottoprogramma è quello di fig.3.5.

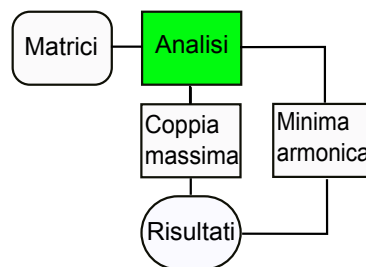


Figura 3.5: Struttura del sottoprogramma AnalisiDati.m

3.2.6 Sottoprogramma Macaone.m

Questo sottoprogramma ha il compito di calcolare le soluzioni *Macaone* per tutte le combinazioni di angoli. Vengono definiti così delle particolari soluzioni che hanno in comune un particolare ordine armonico nullo, cioè prossimo allo zero, e un altro che ha valore opposto e che quindi la somma del loro effetto porta alla cancellazione di tale armonica. Quindi il programma trova una famiglia di soluzioni che migliorano il ripple di coppia del motore e prende solamente quella a cui corrisponde un ripple armonico di coppia minore. Lo schema che segue questo sottoprogramma è quello di fig.3.6.

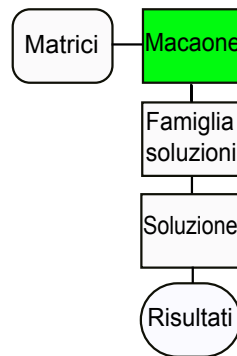


Figura 3.6: Struttura del sottoprogramma Macaone.m

3.2.7 Sottoprogramma Matrici.m (Perdite)

Questo sottoprogramma ha il compito di calcolare le induzioni al traferro del motore nel tempo con riferimenti di rotore e riferimenti di statore a partire dai potenziali magnetici di statore e di rotore. Una volta calcolate le induzioni al traferro nelle rispettive coordinate queste vengono salvate nella cartella -matrici appositamente creata. Lo schema che segue questo sottoprogramma è quello di fig.3.7.

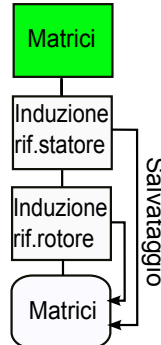


Figura 3.7: Struttura del sottoprogramma delle perdite Matrici.m

3.2.8 Sottoprogramma FattoreDente.m

Questo sottoprogramma ha il compito di calcolare le induzioni nel tempo del dente di statore e poi calcola i fattori di perdita relativi. Dopo alcune simulazioni si è visto che è inutile calcolare le induzioni per tutti i denti poichè in pratica si ha la stessa induzione sfasata nel tempo a cui corrisponde

in termini di contributo armonico la stessa soluzione. I risultati ottenuti saranno salvati nella cartella *statore* creata apositamente. Lo schema che segue questo sottoprogramma è quello di fig.3.8.

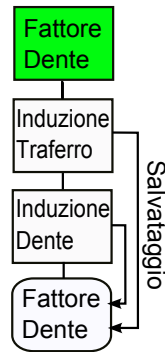


Figura 3.8: Struttura del sottoprogramma delle perdite FattoreDente.m

3.2.9 Sottoprogramma Analisisperditedente.m

Questo sottoprogramma ha il compito di visualizzare il fattore di perdita calcolati nei denti. In questo caso il risultato per vi grafica sarà un andamento del fattore al variare dell'angolo di barriera. I risultati verranno salvati nella cartella *Risultati*. Lo schema che segue questo sottoprogramma è quello di fig.3.9.

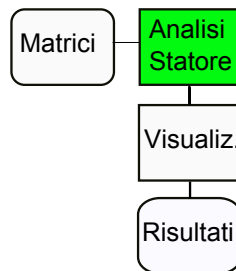


Figura 3.9: Struttura del sottoprogramma delle perdite Analisisperditedente.m

3.2.10 Sottoprogramma FattoreCanali.m

Questo sottoprogramma ha il compito di calcolare le induzioni nel tempo dei canali di rotore e poi calcola il relativo fattore di perdita. In base al

numero di barriera si vedranno $n + 1$ canali corrispondenti ai quali si deve inserire la grandezza come dato iniziale come percentuale del diametro per avere risultati confrontabili con la realtà. I risultati ottenuti saranno salvati nella cartella *rotore* creata appositamente. Lo schema che segue questo sottoprogramma è quello di fig.3.10.

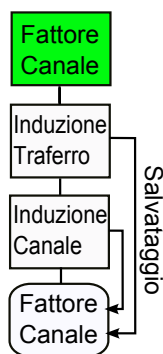


Figura 3.10: Struttura del sottoprogramma delle perdite FattoreCanali.m

3.2.11 Sottoprogramma Analisiperditecanali.m

Questo sottoprogramma ha il compito di visualizzare il fattore di perdita calcolati nei canali. In questo caso il risultato per via grafica sarà un andamento del fattore di ogni singolo canale al variare dell'angolo di barriera. I risultati verranno salvati nella cartella *Risultati* precedentemente creata. Lo schema che segue questo sottoprogramma è quello di fig.3.11.

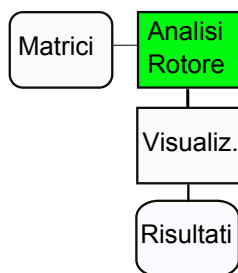


Figura 3.11: Struttura del sottoprogramma delle perdite Analisiperditecanali.m

3.3 Struttura per verifica

Per quanto riguarda il programma per la verifica non cambia di molto la struttura del programma ma risultano inutili calcolare coppia e perdite per tutte le combinazioni di angolo ma sarà necessario solo per una combinazione particolare cioè quella da verificare. In fig.3.12 si può vedere un diagramma che rappresenta la struttura di questo programma ch      molto simile a quella di progetto ma non necessita di quei sottoprogrammi utilizzati per l'analisi mentre i sottoprogrammi utilizzati per la visualizzazione grafica sono notevolmente ridotti e modificati. Per questo motivo successivamente non vengono spiegati tutti i programmi ma solo esclusivamente quelli che mutano radicalmente dai precedenti.

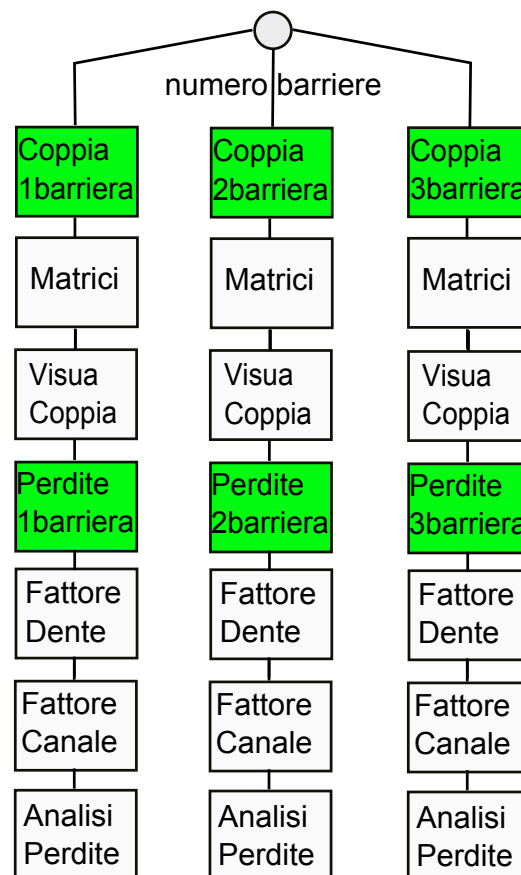


Figura 3.12: Struttura del programma per verifica

3.3.1 Sottoprogramma VisuaCoppia.m

Questo sottoprogramma ha il compito di visualizzare la coppia calcolata di una specifica barriera. Quindi si vedrà l'andamento della coppia nei 360 gradi elettrici in 2 rappresentazioni:

- una in cui si vede il valore della coppia completa (valore massimo)
- una in cui si vede il ripple (per vedere meglio l'andamento).

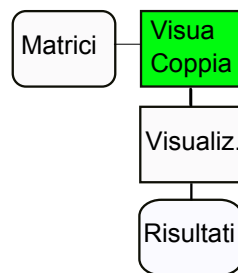


Figura 3.13: Struttura del sottoprogramma VisuaCoppia.m

3.3.2 Sottoprogramma Analisisperdite.m

Questo sottoprogramma ha il compito di visualizzare il fattore di perdita calcolati. In questo caso verranno mostrati tutti i fattori calcolati a confronto. I risultati verranno salvati nella cartella Risultati. Lo schema che segue questo sottoprogramma è quello di fig.3.14.

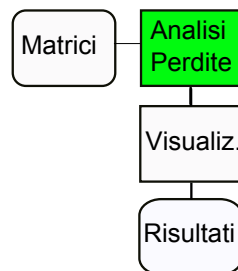


Figura 3.14: Struttura del sottoprogramma delle perdite Analisisperdite.m

Coppia: Rotore con una barriera

4.1 Motori REL a 1 barriera

4.1.1 Potenziale magnetico di rotore e densità di flusso al traferro

Fig.4.1 mostra la geometrica di riferimento utilizzata per l'analisi della barriera di flusso. L'asse d è considerata nel classico modo utilizzato per il motore sincrono a riluttanza, lungo il percorso in cui c'è permeanza magnetica massima. Il simbolo θ_b indica il mezzo angolo della barriera di flusso, espressa in gradi meccanici.

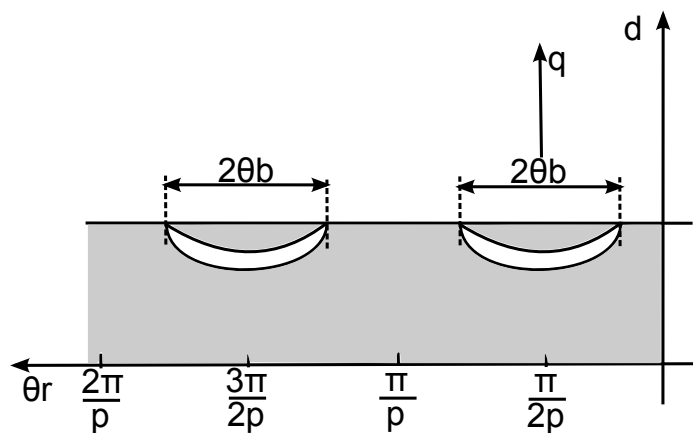


Figura 4.1: Rotore linearizzato

Come si può vedere in fig.4.1 il posizinzamento delle barriere dipende dal numero di poli e questo dovrà essere tenuto conto per permettere di cambiare questo dato nelle simulazioni.

Trascurando la caduta di tensione magnetica nel percorso di ferro dello statore, l'induzione al traferro è data da:

$$B_g(\theta_r) = \mu_0 \frac{-U_s(\theta_r) + U_r(\theta_r)}{g} \quad (4.1)$$

In questo momento il potenziale magnetico del rotore $U_r(\theta_r)$ è incognito. Sarà calcolato in seguito. In ogni caso, può essere considerato costante in ogni isola magnetica, delimitata dalle barriere di flusso e il traferro (etichettati come U_{r1}), e nulli altrove. Dall'induzione al traferro, il flusso magnetico che attraversano la barriera risulta

$$\phi_b = \int_{\frac{\pi}{2}-\theta_b}^{\frac{\pi}{2}+\theta_b} -B_g(\theta_r) L_{stk} \frac{D}{2} \theta_r \quad (4.2)$$

$$(4.3)$$

dove U_{r1} è stato tirato fuori dal segno di integrazione, dal momento che è costante nel percorso di integrazione. La riluttanza magnetica della barriera di flusso è data da

$$R_b = \frac{t_b}{\mu_0 L_{stk} l_b} \quad (4.4)$$

La lunghezza della barriera di flusso l_b può essere approssimata come la distanza tra i due fori estremi lungo la periferia di statore, quindi $l_b \simeq \theta_b D$ e la riluttanza magnetica diventa

$$R_b \simeq \frac{t_b}{\mu_0 L_{stk} \theta_b D} \quad (4.5)$$

Il potenziale magnetico del rotore può essere calcolato come

$$U_{r1} = -aD \sum_{\nu} \frac{\hat{K}_{\nu}}{\nu p^2} \cos(\lambda_{\nu}) \sin(\nu p \theta_b) \quad (4.6)$$

dove

$$a = \frac{\frac{Dt_b}{2gl_b}}{1 + \frac{Dt_b \theta_b}{gl_b}} \quad (4.7)$$

e

$$\lambda_\nu = \frac{\nu\pi}{2} + (\nu - 1)\omega t - \alpha_i^e \quad (4.8)$$

Che risulterà essere come in fig.4.2

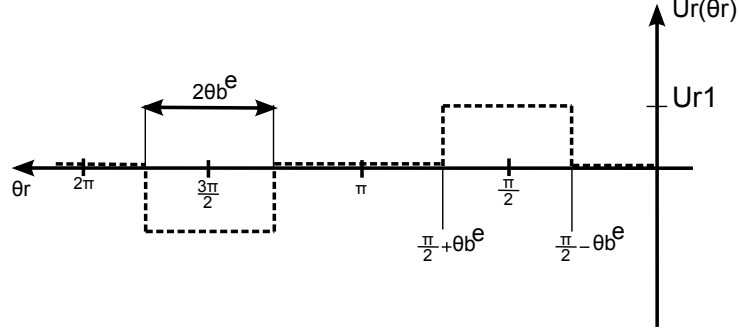


Figura 4.2: Distribuzione potenziale rotore magnetico

4.1.2 Calcolo della coppia

La coppia è ottenuta integrando la densità di forza di Lorentz $B_g(\theta_r)K_s(\theta_r)$ lungo la superficie di traferro, e moltiplicando il risultato per il raggio $\frac{D}{2}$. Si ha così:

$$\tau_m = -\frac{D}{2} \int_0^{2\pi} B_g(\theta_r)K_s(\theta_r) \frac{DL_{stk}}{2} d\theta_r \quad (4.9)$$

In alcuni passaggi diventa:

$$\tau_m = a\mu_0 \frac{D^3 L_{stk}}{g} \sum_{\nu} \frac{\hat{K}_{\nu}}{(\nu p)^2} \cos(\lambda_{\nu}) \sin(\nu p \theta_b) \quad (4.10)$$

$$\sum_{\xi} \frac{\hat{K}_{\xi}}{\xi} \cos(\lambda_{\xi}) \sin(\xi p \theta_b)$$

Nella formula i parametri ν e ξ sono utilizzati al fine di evitare di confondere le componenti armoniche delle due serie di espansioni. Vale la pena notare che solo i termini fondamentali danno luogo ad una coppia costante, mentre tutti gli altri causano un ripple di coppia. Così la coppia media è dovuto solo per i due termini fondamentali, mentre gli altri termini causano una

ondulazione di coppia. In generale, si può dimostrare che l'interazione tra fondamentale e le altre armoniche del carico elettrico (che sono di ordine $6k \pm 1$) produce un solo termine di coppia costante. Questo è dovuto solo all'armonica fondamentale. Le altre interazioni producono termini alternati di coppia. Questi termini di coppia oscillano con ordine armonico $6k$ e $2(6k)$.

4.1.3 Risultati ottenuti dall'analisi

Considerando separatamente la coppia di differenti ordini d'armonica, si è constatato che l'ondulazione di coppia varia a seconda della posizione della barriera di flusso, vale a dire secondo θ_b . I singoli componenti l'ondulazione di coppia hanno dei minimi (teoricamente uguale a zero). Fig. 4.3(a) mostra l'ampiezza della fondamentale al variare dell'angolo. Fig. 4.3(b) mostra l'ampiezza dei picchi di massima ondulazione dovuta alla interazione tra le armoniche di carico elettrico differenti ordini.

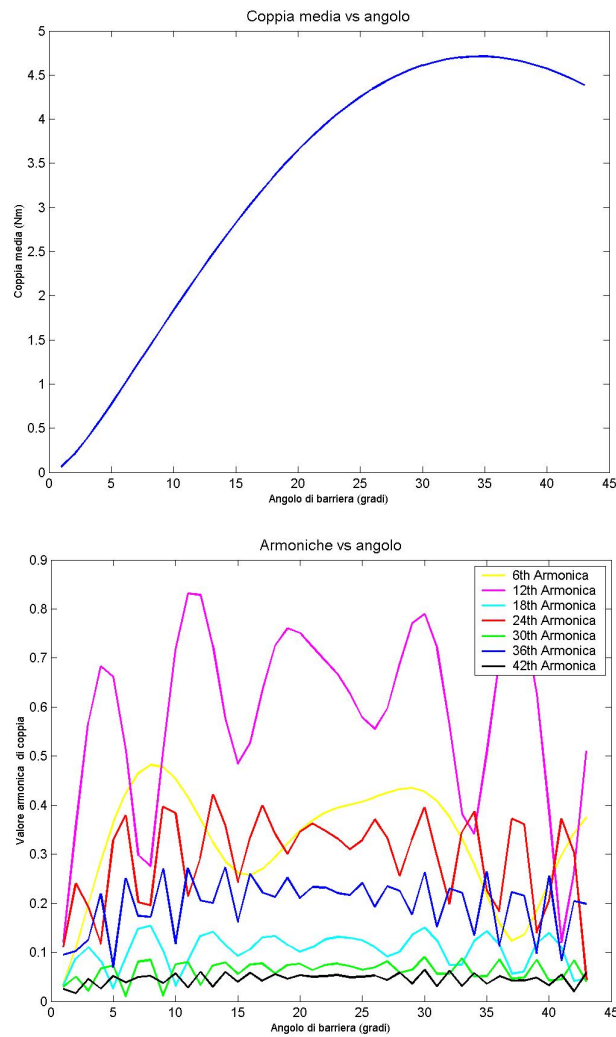


Figura 4.3: Risultati al variare dell'angolo (senza magneti e $p=2$)

Questi grafici sono relativi a una simulazione fatta con un motore a $p = 2$ poichè il limite dell'angolo è di 45 gradi ed è stata utilizzata una relazione del tipo $90/p$

4.1.4 Esempio di progetto di rotore

Un'alternativa di rotore che si sta progettando è caratterizzato da diverse barriere sotto ogni coppia polare in un rotore unico. Ad esempio, nel caso di un rotore a 4 poli, due barriere possono essere progettate con un angolo θ_{b1} e le altre due barriere di flusso con θ_{b2} . L'idea è di progettare il rotore con alcune barriere in modo da avere qualche armonica con la fase positiva, mentre altre barriere in modo da avere la stessa armonica con la fase negativa. Il risultante motore produce una coppia in cui le armoniche di coppia del primo modulo sono compensate dalle armoniche di coppia del secondo modulo. In fig.4.4 si può vedere una sezione del motore in tale configurazione.

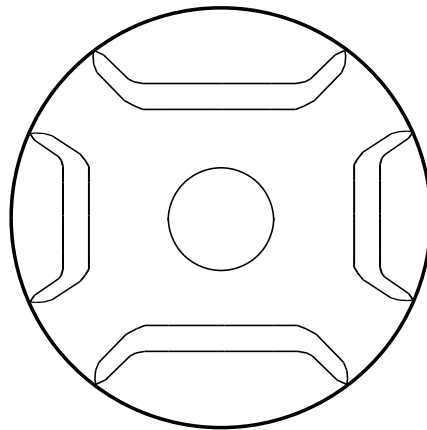


Figura 4.4: Sezione di un rotore a 1 barriera con soluzione Macaone

Quindi dall'analisi si cercherà le soluzioni di angoli per avere un'ordine d'armonica nullo e l'altro che si compensa (combina) in modo da essere quasi nullo.

Vediamo i risultati in fig.4.5

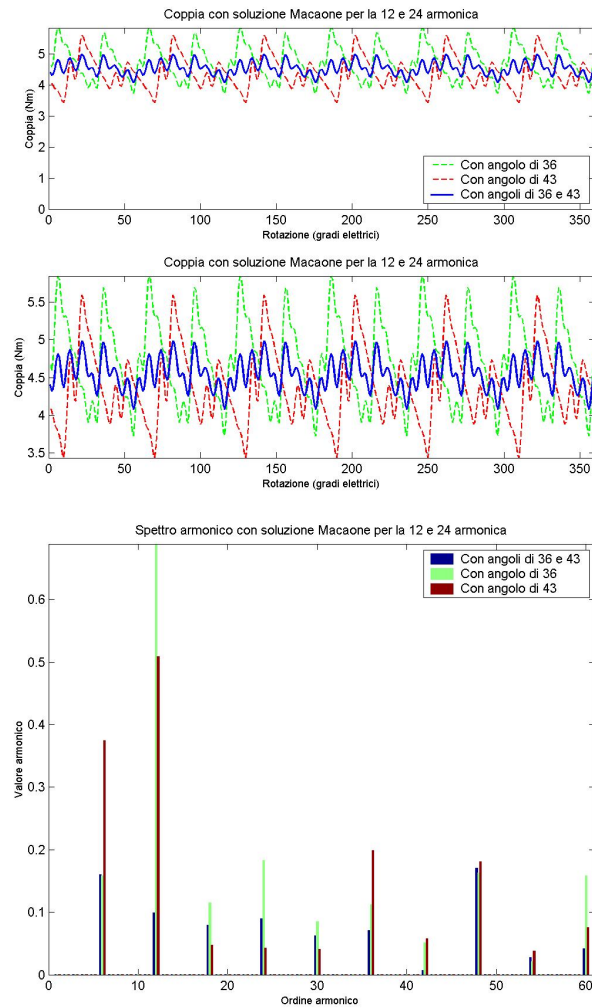


Figura 4.5: Andamento e armoniche della coppia con soluzione Macaone (senza magneti e $p=2$)

4.1.5 Verifica del modello

Per verificare la validità del modello si è preso in esempio un motore e lo si è analizzato confrontando i risultati ottenuti da una simulazione con il modello analitico attraverso matlab e quelli ottenuti con FEM con lo statore rappresentato da un foglio infinitesimale per il carico elettrico (come fig.4.6).

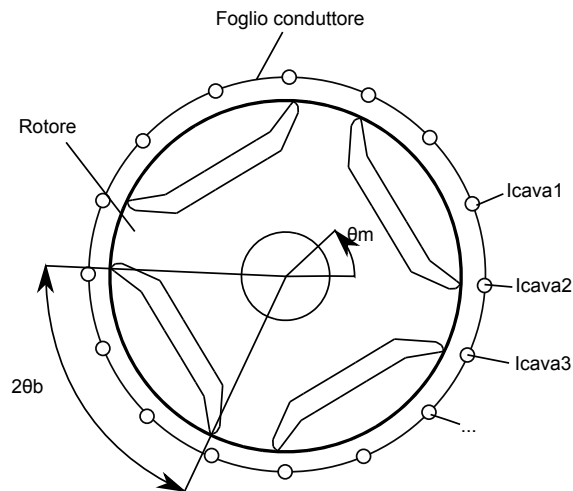


Figura 4.6: Simulazione con foglio infinitesimale

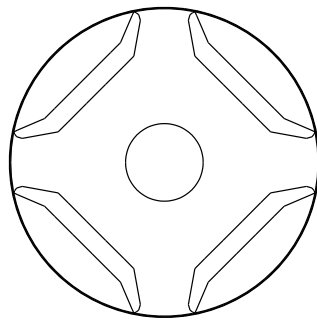


Figura 4.7: FEM senza cave di statore

La figura fig.9.5 mostra il motore disegnato con FEM. In fig.4.8 sono confrontati i risultati per vedere la veridicità del modello dal punto di vista della coppia. La figura si riferisce a un motore a 4 poli di $D=0.066$ m e $L=0.06$ m $g=0.0003$ m con un angolo di barriera di $\theta_b = 34$. L'albero del motore è in acciaio mentre rotore e statore sono in ferro lineare. Gli avvolgimenti sono a passo intero 24 cave e si è supposto 2 vie parallele con matasse da 50 conduttori e un corrente di 20A che comporta un carico elettrico di circa 29000 A/m .

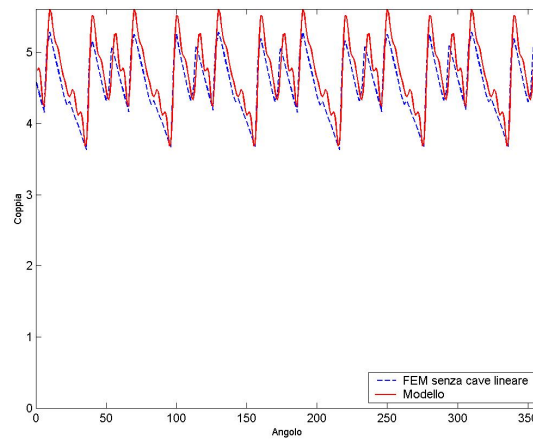


Figura 4.8: Confronto tra le coppie risultanti da vari modelli senza magneti

4.2 Motori PMAREL a 1 barriera

4.2.1 Utilizzo dei PM nel modello

Ora si analizza il comportamento del motore se si inserisce dei magneti permanenti. Se si inserisce dei PM in un motore a riluttanza si ottengono quelli che vengono definiti motori a riluttanza assistiti da magnete permanente (PMAREL), mentre se la quantità di magneti è tale da riempire interamente la barriera si hanno i motori a magneti permanenti interni (IPM).

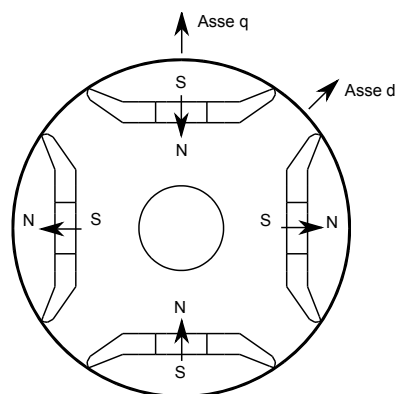


Figura 4.9: Macchina con i magneti: Riferimenti

I riferimenti adottati per la macchina a riluttanza sono gli stessi: L'asse d e l'asse q hanno rispettivamente il minimo e il massimo valore di riluttanza. Il PM è inserito in modo da avere la direzione e verso di magnetizzazione allineato con l'asse negativo q come in figura 4.9

Fig.4.10 mostra il circuito equivalente magnetico relativo al motore risolto dal modello analitico.

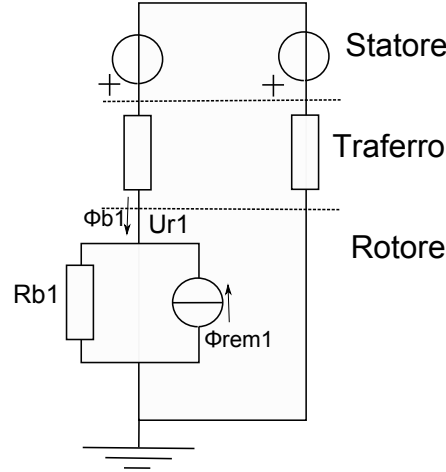


Figura 4.10: Circuito equivalente magnetico relativo a un motore a 1 barriera

Il flusso dovuto dal magnete è:

$$\phi_{rem} = B_{rem1} h_m L_{stk} \quad (4.11)$$

$$= \mu_0 \mu_r H_{c1} h_m L_{stk} \quad (4.12)$$

dove:

- ϕ_{rem} flusso del PM
- h_m lunghezza del PM
- μ_r permeabilità del PM
- H_{c1} campo coercitivo del PM

Il flusso che attraversa la barriera è:

$$\phi = \phi_{b1} + \phi_{rem1} = \int_{\frac{\pi}{2p} - \theta_b}^{\frac{\pi}{2p} + \theta_b} -B_g(\theta_r) L_{stk} \frac{D}{2} d\theta_r + \mu_0 \mu_r H_{c1} h_m L_{stk} B_{rem1} h_m L_{stk} \quad (4.13)$$

Il potenziale magnetico di rotore è:

$$U_{r1} = [\phi_{b1} + \phi_{rem1}] R_{b1} \quad (4.14)$$

$$(4.15)$$

In alcuni passaggi e sostituzioni si ha:

$$U_{r1} = a \int_{\frac{\pi}{2p} - \theta_b}^{\frac{\pi}{2p} + \theta_b} U_s(\theta_r) d\theta_r + a \frac{2g}{D} \mu_r H_{c1} h_m \quad (4.16)$$

$$= a \int_{\frac{\pi}{2p} - \theta_b}^{\frac{\pi}{2p} + \theta_b} \frac{\hat{K}_\nu}{\nu} \frac{D}{2p} \cos[\nu p \theta_r + (\nu - 1)\omega t - \alpha_i^e] + a \frac{2g}{D} \mu_r H_{c1} h_m \quad (4.17)$$

$$= -aD \sum_\nu \frac{\hat{K}_\nu}{(\nu p)^2} \cos\left(\frac{\nu\pi}{2} + (\nu - 1)\omega t - \alpha_i^e\right) \sin(\nu p \theta_b) + a \frac{2g}{D} \mu_r H_{c1} h_m \quad (4.18)$$

4.2.2 Calcolo della coppia

$$\tau_m = -\frac{D}{2} \int_0^{2\pi} B_g(\theta_r) K_s(\theta_r) \frac{DL_{stk}}{2} d\theta_r \quad (4.19)$$

In alcuni passaggi diventa:

$$\begin{aligned} \tau_m &= a\mu_0 \frac{D^3 L_{stk}}{g} \sum_\nu \frac{\hat{K}_\nu}{(\nu p)^2} \cos(\lambda_\nu) \sin(\nu p \theta_b) \sum_\xi -\frac{\hat{K}_\xi}{\xi} \cos(\lambda_\xi) \sin(\xi p \theta_b) \\ &\quad + 2a\mu_0 \mu_r D L_{stk} H_{c1} h_m \sum_\xi -\frac{\hat{K}_\xi}{\xi} \cos(\lambda_\xi) \sin(\xi p \theta_b) \end{aligned} \quad (4.20)$$

a e λ_ν sono gli stessi del motore a riluttanza.

4.2.3 Risultati ottenuti dall'analisi

Analogamente alla coppia del motore senza la presenza dei magneti anche in questo caso vengono analizzati i risultati, cioè si considera separatamente la coppia di differenti ordini d'armonica. Si è constatato che l'ondulazione di coppia varia a seconda della posizione della barriera di flusso, vale a dire secondo θ_b . Fig. 4.11(a) mostra l'ampiezza della fondamentale al variare dell'angolo. Fig. 4.11(b) mostra l'ampiezza dei picchi di massima ondulazione dovuta alla interazione tra le armoniche di carico elettrico differenti ordini.

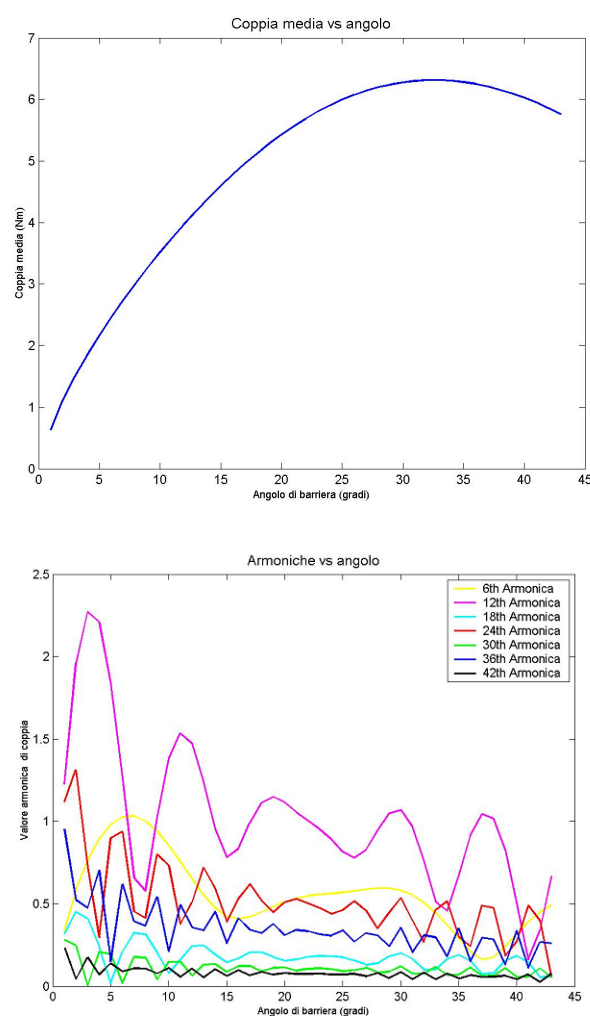


Figura 4.11: Risultati al variare dell'angolo (con magneti e $p=2$)

Quindi la relativa soluzione Macaone è:

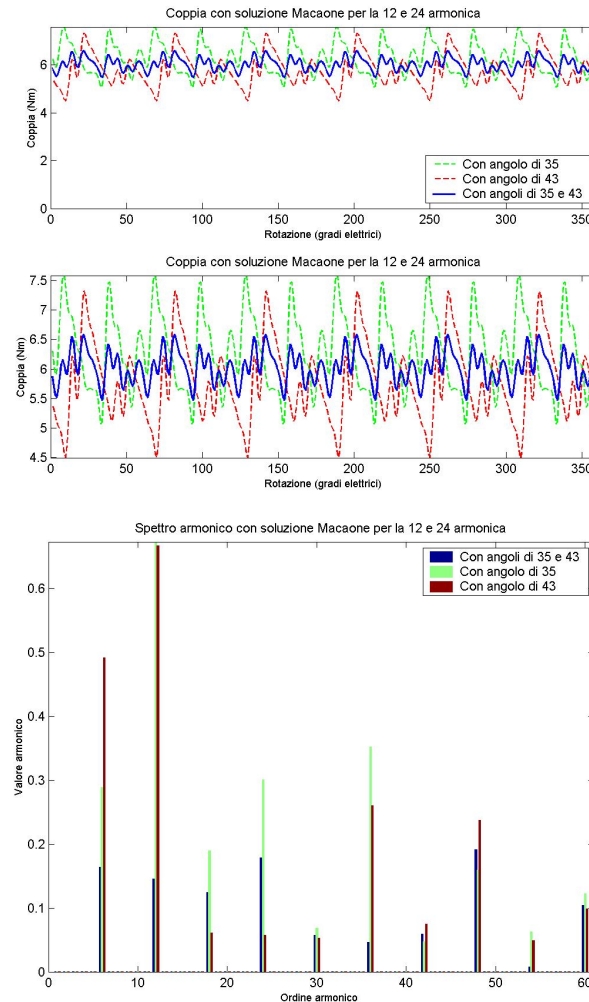


Figura 4.12: Andamento e armoniche della coppia con soluzione Macaone (con magneti e $p=2$)

4.2.4 Verifica del modello

Per verificare la validità del modello si è preso in esempio un motore e lo si è analizzato confrontando i risultati ottenuti da una simulazione con il modello analitico attraverso matlab e quelli ottenuti con FEM con lo statore rappresentato da un foglio infinitesimale per il carico elettrico.

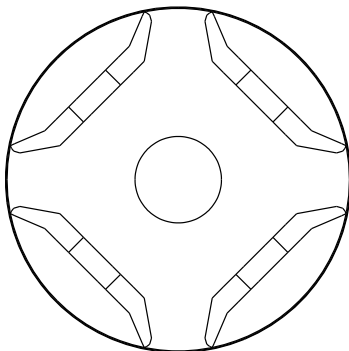


Figura 4.13: FEM senza cave di statore

La figura fig.4.13 mostra il motore disegnato con FEM. In fig.4.14 sono confrontati i risultati per vedere la veridicità del modello dal punto di vista della coppia. La figura si riferisce a un motore a 4 poli di $D = 0.066m$ e $L = 0.06m$, $g = 0.0003m$ con un angolo di barriera di $\theta_b = 34$. L'albero del motore è in acciaio mentre rotore e statore sono in ferro lineare. Gli avvolgimenti sono a passo intero 24 cave e si è supposto 2 vie parallele con matasse da 50 conduttori e un corrente di 20A che comporta un carico elettrico di circa $29000A/m$. I magneti inseriti nel motore sono modellizzati con $H_{cl} = 750000A/m$, $h_m = 0.010m$ e $\mu_r = 1.5$.

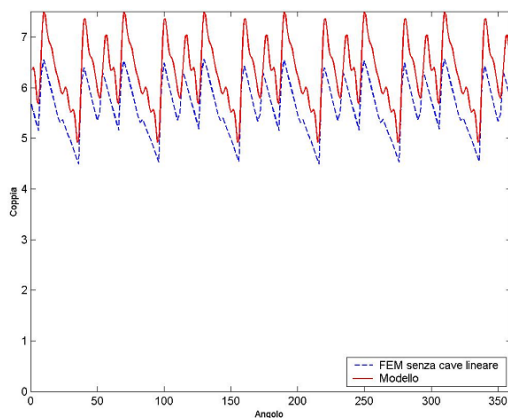


Figura 4.14: Confronto tra le coppie risultanti da vari modelli con magneti

4.3 Verifiche

Per essere certi della validità del modello al variare di tutti i valori d'ingresso si è simulato il motore variando il numero di coppie polari e il numero di cave di statore utilizzando lo stesso modello. Inizialmente si è cambiato solamente il numero di coppie trovando le stesse soluzioni ma con diversi angoli negli assi dei grafici poi si è cambiato il numero di cave di statore. La veridicità del modello è stata visualizzata con il confronto con i relativi modelli FEM.

- Motore a 2 poli di $D = 0.066m$ e $L = 0.06m$, $g = 0.0003m$, con un angolo di barriera di $\theta_b = 34$, $Q=24$, carico elettrico di circa $29000A/m$ e senza magneti.

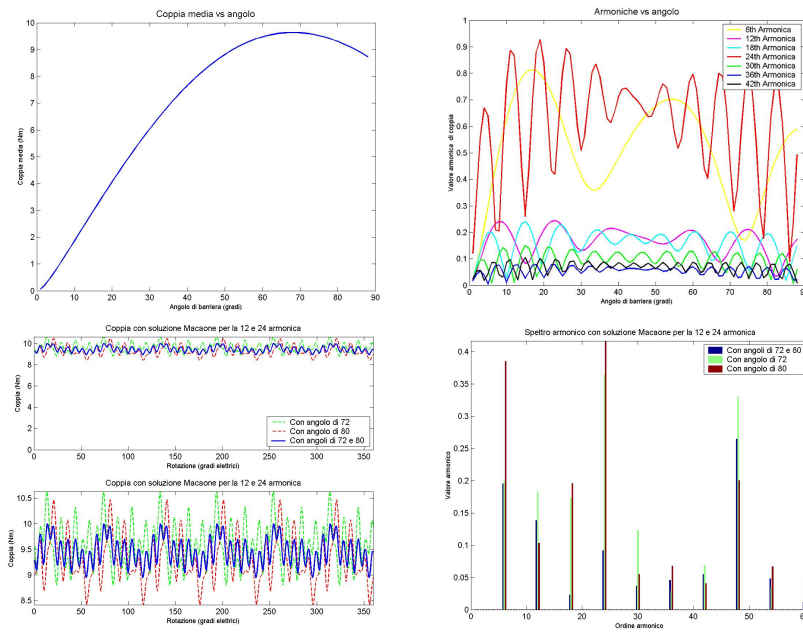


Figura 4.15: Motore con un angolo di barriera di $\theta_b = 34$ (senza magneti e $p = 1$)

E il confronto con il FEM è:

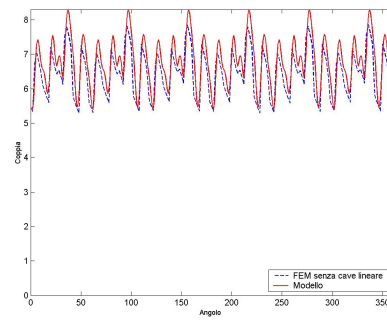


Figura 4.16: Confronto tra le coppie risultanti da vari modelli (senza magneti e $p = 1$)

- Motore a 2 poli di $D = 0.066m$ e $L = 0.06m$, $g = 0.0003m$, con un angolo di barriera di $\theta_b = 34$, $Q=24$, carico elettrico di circa $29000A/m$ e con magneti.

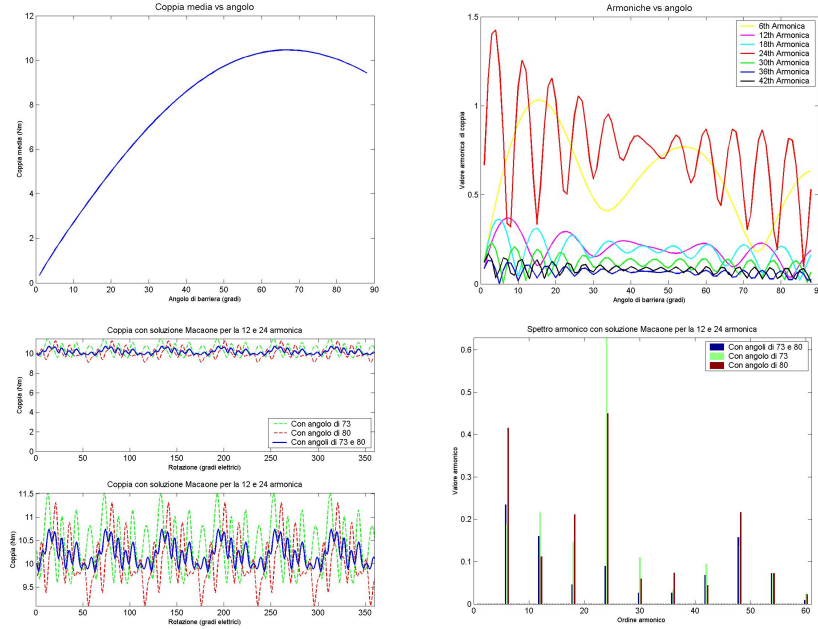


Figura 4.17: Motore con un angolo di barriera di $\theta_b = 34$ (con magneti e $p = 1$)

E il confronto con il FEM è:

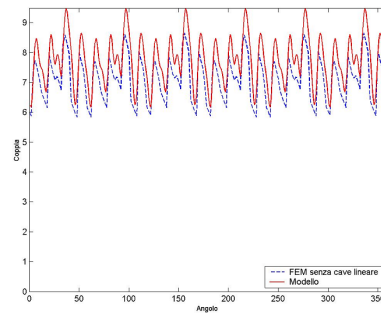


Figura 4.18: Confronto tra le coppie risultanti da vari modelli (con magneti e $p = 1$)

- Motore a 6 poli di $D = 0.066m$ e $L = 0.06m$, $g = 0.0003m$, con un angolo di barriera di $\theta_b = 25$, $Q=36$, carico elettrico di circa $29000A/m$ e senza magneti.

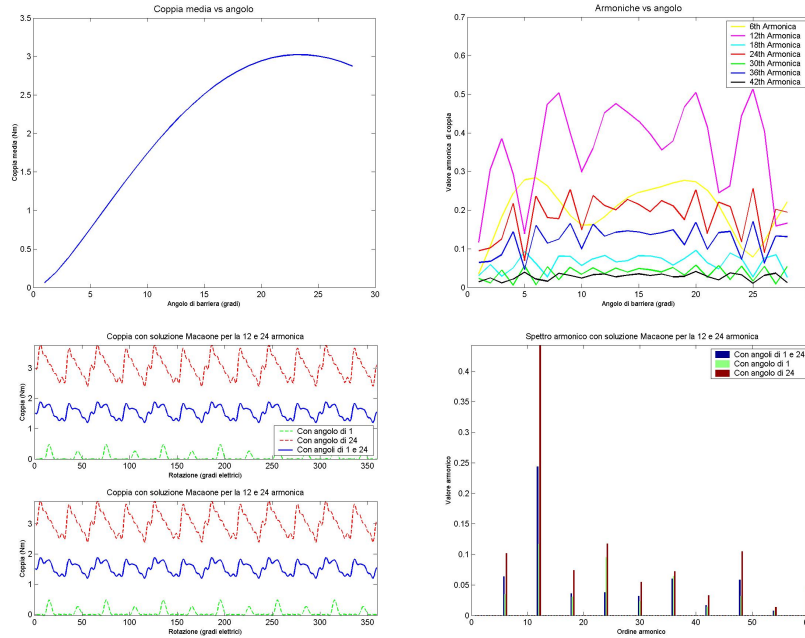


Figura 4.19: Motore con un angolo di barriera di $\theta_b = 25$ (senza magneti e $p = 3$)

E il confronto con il FEM è:

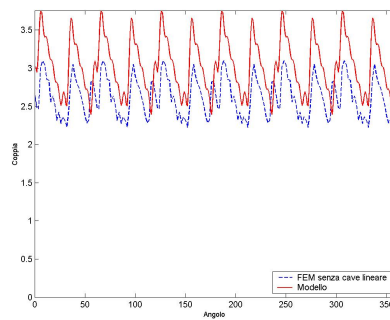


Figura 4.20: Confronto tra le coppie risultanti da vari modelli (senza magneti e $p = 3$)

- Motore a 6 poli di $D = 0.066m$ e $L = 0.06m$, $g = 0.0003m$, con un angolo di barriera di $\theta_b = 25$, $Q=36$, carico elettrico di circa $29000A/m$ e con magneti.

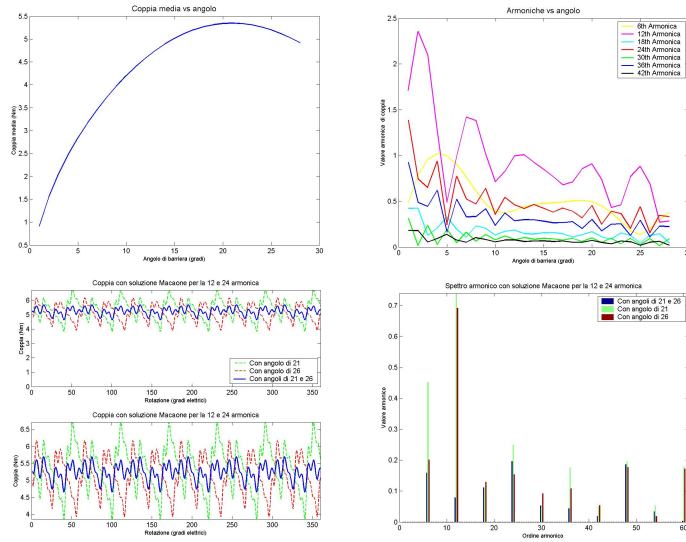


Figura 4.21: Motore con un angolo di barriera di $\theta_b = 25$ (con magneti e $p = 3$)

E il confronto con il FEM è:

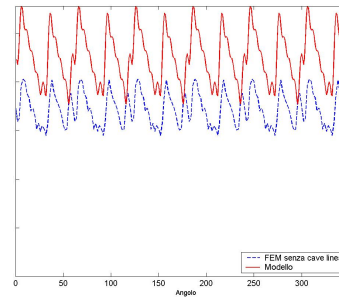


Figura 4.22: Confronto tra le coppie risultanti da vari modelli (con magneti e $p = 3$)

4.4 Conclusioni coppia 1 barriera

Il programma simula efficacemente il motore a riluttanza REL e PMAREL dal punto di vista della coppia se confrontato con simulazione FEM con ferro lineare. Quindi si possono utilizzare i grafici risultanti per determinare le coppie mirando la riduzione di un'armonica particolare o il calcolo della soluzione *Macaone* per ottenere una riduzione del ripple migliore. La simulazione è adatta sia cambiando numero di cave che numero di poli. Si possono simulare motori fino a 3 barriere.

Coppia: Rotore con due barriere

5.1 Motori REL a 2 barriera

5.1.1 Riduzione della variazione di coppia

Per lo studio del rotore con due barriere di flusso per polo, si usa la stessa notazione utilizzata per il rotore con una barriera di flusso per polo. Inoltre l'indice 1 sarà utilizzato per la barriera interna mentre l'indice 2 sarà utilizzato per la barriera esterna.

5.1.2 Calcolo della coppia

Allo stesso modo per il rotore con una barriera di flusso per polo, la coppia del motore viene calcolato come

$$\tau_m = -\frac{D}{2} \int_0^{2\pi} B_g(\theta_r) K_s(\theta_r) \frac{DL_{stk}}{2} d\theta_r \quad (5.1)$$

$$\begin{aligned} \tau_m = K_\tau \sum_\nu \frac{\hat{K}_\nu}{\nu^2} \cos \lambda_\nu [& \rho_1 \sum_\xi \frac{\hat{K}_\xi}{\xi} \sin \lambda_\xi \sin(\xi p \theta_{b1}) + \\ & \rho_2 \sum_\xi \frac{\hat{K}_\xi}{\xi} \sin \lambda_\xi [\sin(\xi p \theta_{b2}) - \sin(\xi p \theta_{b1})]] \end{aligned} \quad (5.2)$$

dove

$$K_\tau = \mu_0 \frac{D^3 L}{g p^2} \quad (5.3)$$

$$\rho_1 = a \sin(\nu p \theta_{b1}) + b(c - d) \sin(\nu p \theta_{b1}) + b d \sin(\nu p \theta_{b2}) \quad (5.4)$$

$$\rho_2 = (c - d) \sin(\nu p \theta_{b1}) + d \sin(\nu p \theta_{b2}) \quad (5.5)$$

in cui

$$a = \frac{\frac{Dt_{b1}}{2gl_{b1}}}{1 + \frac{Dt_{b1}\theta_{b1}}{gl_{b1}}} \quad (5.6)$$

$$b = \frac{1}{1 + \frac{Dt_{b1}\theta_{b1}}{gl_{b1}}} \quad (5.7)$$

$$c = \frac{a \frac{l_{b1}t_{b2}}{t_{b1}l_{b2}}}{1 - (b - 1) \frac{l_{b1}t_{b2}}{t_{b1}l_{b2}} + \frac{Dt_{b2}(\theta_{b2} - \theta_{b1})}{gl_{b2}}} \quad (5.8)$$

$$d = \frac{\frac{Dt_{b2}}{2gl_{b2}}}{1 - (b - 1) \frac{l_{b1}t_{b2}}{t_{b1}l_{b2}} + \frac{Dt_{b2}(\theta_{b2} - \theta_{b1})}{gl_{b2}}} \quad (5.9)$$

Nei programmi che sono stati creati bisogna tener conto che $tblb$ indica il rapporto tra tb e lb . Tale rapporto dovrebbe variare nel corso di ogni simulazione, dato che dipende dalla geometria della barriera di flusso. Tuttavia, si è ritenuto di tenerlo costante. Il suo valore è stata calcolata facendo riferimento ad alcune barriere di flusso di forma media. Il suo valore può essere calcolato analiticamente. Anche se la barriera assume una forma complessa, è possibile avvicinarlo a una forma rettangolare. Tuttavia, dall'equazione di coppia è necessario solo il rapporto . Le simulazioni sono state fatte con una variazione di angolo di barriera di flusso alcuni gradi. Questo valore se preso troppo piccolo causa una grande complessità computazionale ma sono ben visibili le enormi variazioni delle componenti armoniche, sia in ampiezza e in fase, corrispondente a piccole variazioni geometriche. La barriera esterna è sempre più grande di quella interna di almeno di un angolo pari a θ_{tblb} , per garantire la fattibilità della laminazione. Per lo stesso motivo, l'angolo minimo della barriera interna e l'angolo massimo della barriera esterna sono stati fissati. Quest'ultimo è stato scelto piuttosto grande, pari a 43 gradi. Questo valore non è fattibile con flusso barriere di forma uguale in ogni polo, ma può essere preso in considerazione quando il flusso delle barriere saranno progettati con diverse forme per polo. Per calcolare le armoniche relative alle grandezze periodiche si dovrà calcolare il coefficiente reale e immaginario dell'espansione della serie di Fourier attraverso un sottoprogramma per tale scopo.

5.1.3 Mappe di progetto

I risultati del modello di analisi consentono di mappare la massima ampiezza delle armoniche di coppia in funzione di due angoli di barriera.

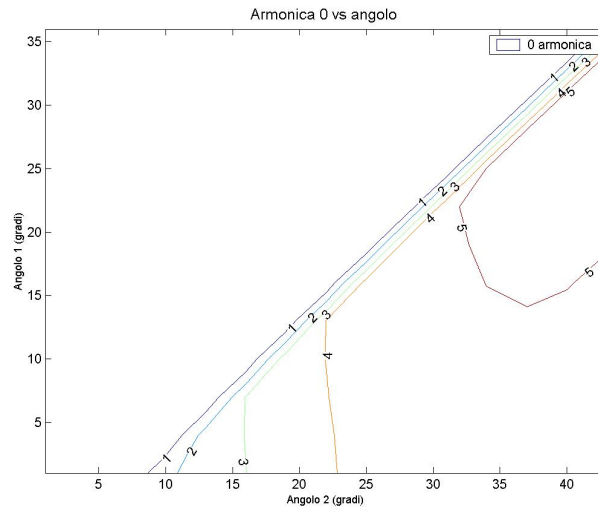


Figura 5.1: Mappa di progetto dell'armonica fondamentale (Senza magneti $p=2$)

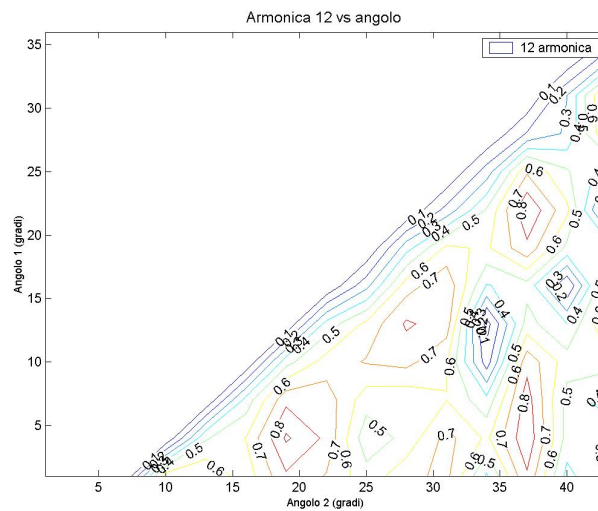


Figura 5.2: Mappa di progetto dell'armonica 12 (Senza magneti $p=2$)

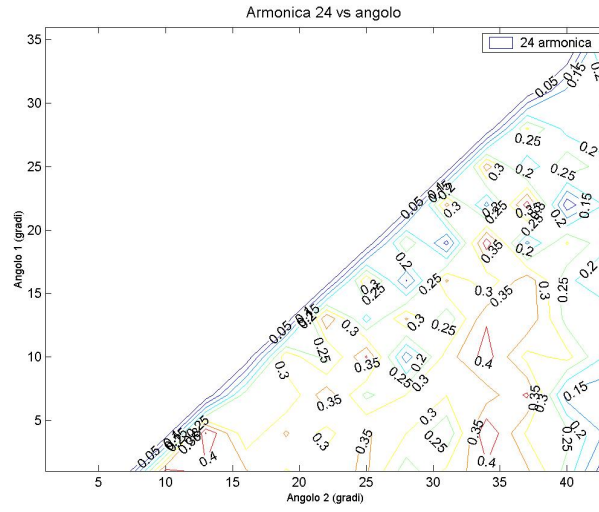


Figura 5.3: Mappa di progetto dell'armonica 24 (Senza magneti $p=2$)

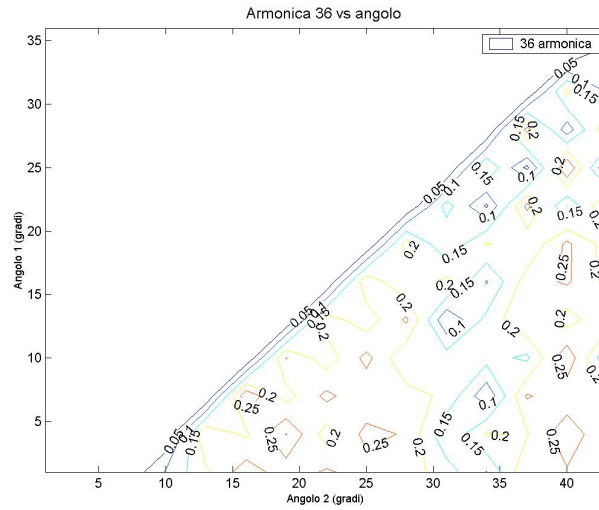


Figura 5.4: Mappa di progetto dell'armonica 36 (Senza magneti $p=2$)

Il lato sinistro della mappa non è da prendere in considerazione, in quanto i valori di $\theta_{b2} < \theta_{b1} + \theta_{b\delta}$ gradi non sono stati considerati per l'infattibilità reale di questi lamierino. Fig.5.1 mostra l'ampiezza dell'armonica fondamentale di coppia in funzione delle combinazioni delle 2 barriere. Allo stesso

modo, fig.5.2, fig.5.3 e fig.5.4 mostrano le ampiezze delle armoniche di coppia di ordine 12, 24 e 36 rispettivamente. Come previsto, la variazione delle armoniche di coppia diventa sempre maggiore con l'aumentare dell'ordine armonico. Di conseguenza, piccole variazioni di angoli di barriera causano grandi variazioni delle armoniche di coppia di ordine superiore. Le mappe presentate costituiscono un valido aiuto nella progettazione del rotore. L'idea di base è quella di scegliere quelle configurazioni del rotore che mostrano un basso ripple di coppia, grazie alla cancellazione di alcune armoniche di coppia.

La prima applicazione del modello di analisi e delle mappe di progetto consiste nella progettazione di un rotore i cui angoli di barriera di flusso sono scelti in modo da cancellare un dato ordine di armonica di coppia. Come si può osservare dalle mappe di progettazione, ci sono varie combinazioni di flusso a due barriere angoli, questa è una buona opportunità da utilizzare nella progettazione. E' possibile progettare il rotore con due differenti combinazioni di angoli di barriera, ma con il comune vincolo di annullare la coppia armonica dello stesso ordine. In aggiunta le combinazioni devono essere scelte in modo che una coppia armonica di un altro ordine sia compensata. In seguito, consideriamo una soluzione per cancellare la coppia armonica di 24 e di 12 ordine. A causa del numero elevato di combinazioni da confrontare, è stata effettuata una ricerca automatica. In questa ricerca, le soluzioni dovrebbero presentare un'ondulazione di coppia inferiore.

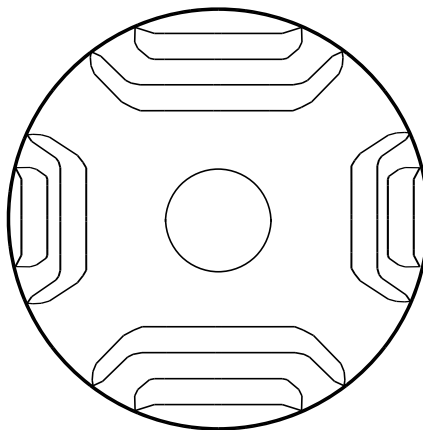


Figura 5.5: Sezione di un rotore a 2 barriere con soluzione Macaone (Senza magneti $p=2$)

Il risultato di questa soluzione si può vedere in fig.5.6

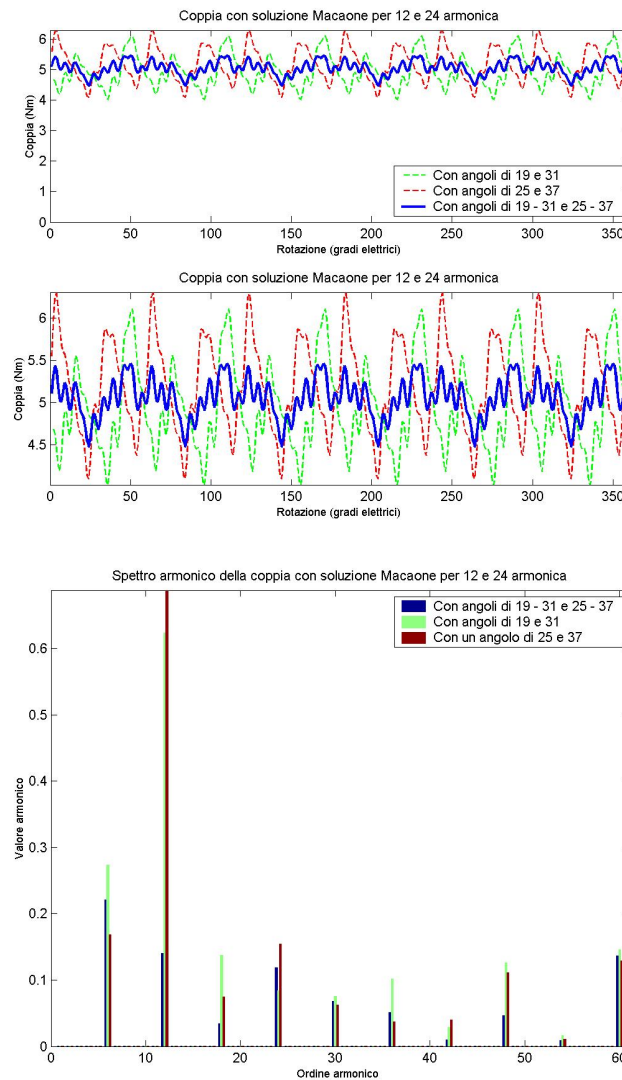


Figura 5.6: Andamento e armoniche della coppia con soluzione Macaone (2 barriere, senza magneti e $p=2$)

5.1.4 Verifica del modello

Per verificare la validità del modello si è preso in esempio un motore e lo si è analizzato confrontando i risultati ottenuti da una simulazione con il modello analitico attraverso matlab e quelli ottenuti con FEM con lo statore rappresentato da un foglio infinitesimale per il carico elettrico. La figura fig.5.7 mostra il motore disegnato con FEM. In fig.5.8 si vedono i risultati

a confronto per vedere la veridicità del modello. La figura si riferisce a un motore a 4 poli di $D=0.066\text{m}$ e $L=0.06\text{m}$ $g=0.0003\text{m}$ con angoli di barriera di $\theta_{b1} = 23$ e $\theta_{b2} = 39$. L'albero del motore è in acciaio mentre rotore e statore sono in ferro lineare. Gli avvolgimenti sono a passo intero 24 cave e si è supposto 2 vie parallele con matasse da 50 conduttori e un corrente di 20A che comporta un carico elettrico di circa 29000 A/m .

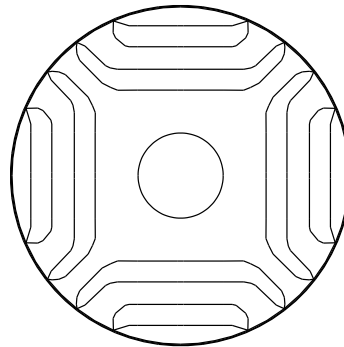


Figura 5.7: FEM senza cave di statore (Senza magneti $p=2$)

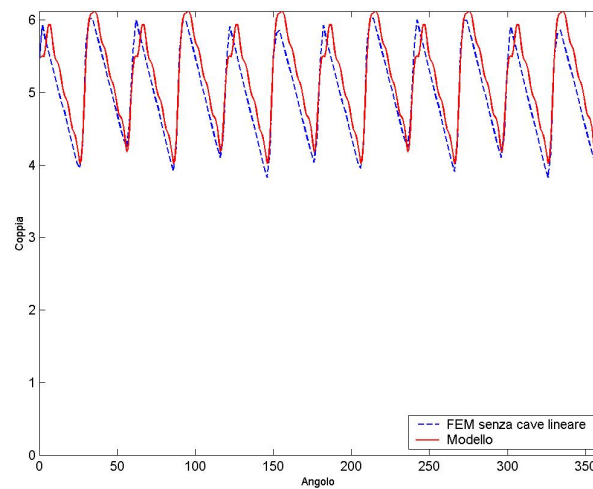


Figura 5.8: Confronto tra le coppie risultanti da vari modelli (Senza magneti $p=2$)

5.2 Motori PMAREL a 2 barriera

5.2.1 Utilizzo dei PM nel modello

Ora si analizza il comportamento del motore se si inserisce dei magneti permanenti. Se si inserisce dei PM in un motore a riluttanza si ottengono quelli che vengono definiti motori a riluttanza assistiti da magneti permanente (PMAREL), mentre se la quantità di magneti è tale da riempire interamente la barriera si hanno i motori a magneti permanenti interni (IPM). I riferimenti adottati per la macchina a riluttanza sono gli stessi: L'asse d e l'asse q hanno rispettivamente il minimo e il massimo valore di riluttanza. Il PM è inserito in modo da avere la direzione di magnetizzazione verso l'asse negativo q come in fig5.9.

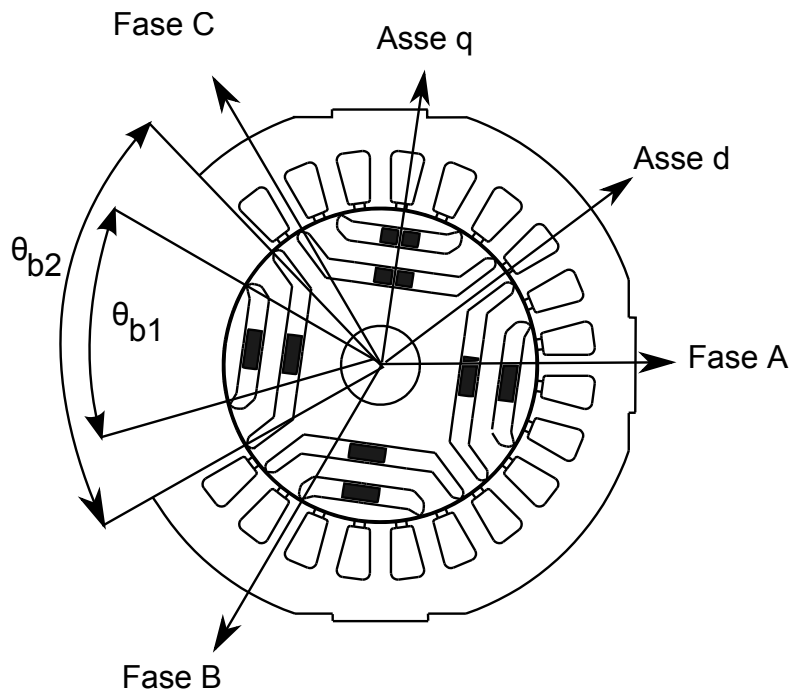


Figura 5.9: Motore PMAREL a 2 barriere e riferimenti adottati

Fig.5.10 mostra il circuito equivalente magnetico relativo al motore risolto dal modello analitico.

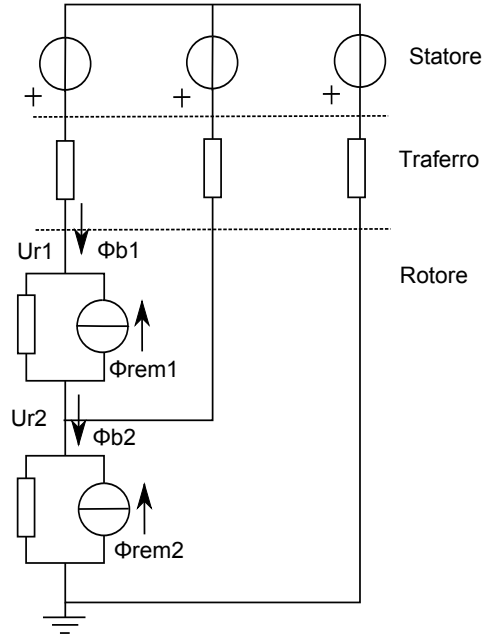


Figura 5.10: Circuito equivalente magnetico relativo a un motore a 2 barriera

Il flusso dovuto dai magneti sono:

$$\phi_{rem1} = B_{rem1} h_{m1} L_{stk} \quad (5.10)$$

$$= \mu_0 \mu_{r1} H_{c1} h_{m1} L_{stk} \quad (5.11)$$

$$\phi_{rem2} = B_{rem2} h_{m2} L_{stk} \quad (5.12)$$

$$= \mu_0 \mu_{r2} H_{c2} h_{m2} L_{stk} \quad (5.13)$$

dove:

- ϕ_{rem*} flusso del PM inserito nella barriera *
- h_{m*} lunghezza del PM inserito nella barriera *
- μ_{r*} permeabilità del PM inserito nella barriera *
- H_{c*} campo coercitivo del PM inserito nella barriera*

Il potenziale di rotore associato all'isola di rotore più interna è:

$$U_{r1} = [\phi_{b1} + \phi_{rem1}]R_{b1} + U_{r2} \quad (5.14)$$

$$(5.15)$$

Che in alcuni passaggi e sostituzioni si ha:

$$U_{r1} = a \int_{\frac{\pi}{2p} - \theta_{b1}}^{\frac{\pi}{2p} + \theta_{b1}} U_s(\theta_r) d\theta_r + b\phi_{rem1}R_{b1} + bU_{r2} \quad (5.16)$$

$$= a \int_{\frac{\pi}{2p} - \theta_{b1}}^{\frac{\pi}{2p} + \theta_{b1}} U_s(\theta_r) d\theta_r + K_1 + bU_{r2} \quad (5.17)$$

$$(5.18)$$

dove:

$$K_1 = b\phi_{rem1}R_{b1} \quad (5.19)$$

Mentre i coefficienti a e b sono funzioni della geometria del motore e sono:

$$a = \frac{\frac{Dt_{b1}}{2gl_{b1}}}{1 + \frac{Dt_{b1}\theta_{b1}}{gl_{b1}}} \quad (5.20)$$

$$b = \frac{1}{1 + \frac{Dt_{b1}\theta_{b1}}{gl_{b1}}} \quad (5.21)$$

Mentre il potenziale di rotore associato all'isola di rotore più esterna è:

$$U_{r2} = [\phi_{b2} + \phi_{rem2}]R_{b2} \quad (5.22)$$

$$= c \int_{\frac{\pi}{2p} - \theta_{b1}}^{\frac{\pi}{2p} + \theta_{b1}} U_s(\theta_r) d\theta_r + d \left(\int_{\frac{\pi}{2p} - \theta_{b2}}^{\frac{\pi}{2p} - \theta_{b1}} U_s(\theta_r) d\theta_r + \int_{\frac{\pi}{2p} + \theta_{b1}}^{\frac{\pi}{2p} + \theta_{b2}} U_s(\theta_r) d\theta_r \right) + K_2 \quad (5.23)$$

dove:

$$K_2 = \frac{K_1 \frac{l_{b1}t_{b2}}{t_{b1}l_{b2}} + (\phi_{rem2} - \phi_{rem1})R_{b2}}{1 - (b-1) \frac{l_{b1}t_{b2}}{t_{b1}l_{b2}} + \frac{Dt_{b2}(\theta_{b2} - \theta_{b1})}{gl_{b2}}} \quad (5.24)$$

$$c = \frac{a \frac{l_{b1} t_{b2}}{t_{b1} l_{b2}}}{1 - (b-1) \frac{l_{b1} t_{b2}}{t_{b1} l_{b2}} + \frac{D t_{b2} (\theta_{b2} - \theta_{b1})}{g l_{b2}}} \quad (5.25)$$

$$d = \frac{\frac{D t_{b2}}{2 g l_{b2}}}{1 - (b-1) \frac{l_{b1} t_{b2}}{t_{b1} l_{b2}} + \frac{D t_{b2} (\theta_{b2} - \theta_{b1})}{g l_{b2}}} \quad (5.26)$$

Che con alcune sostituzioni:

$$U_{r2} = \sum_{\nu} \frac{\hat{K}_{\nu}}{(\nu p)^2} D \cos \lambda_{\nu} [(c-d) \sin(\nu p \theta_{b1}) + d \sin(\nu p \theta_{b2})] + K_2 \quad (5.27)$$

e

$$U_{r1} = - \sum_{\nu} \frac{\hat{K}_{\nu}}{(\nu p)^2} D \cos \lambda_{\nu} [a \sin(\nu p \theta_{b1}) + b(c-d) \sin(\nu p \theta_{b1}) + b d \sin(\nu p \theta_{b2})] + K_1 + b K_2 \quad (5.28)$$

Che può essere riscritta in forma più compatta come:

$$U_{r1} = - \sum_{\nu} \frac{\hat{K}_{\nu}}{(\nu p)^2} D \cos(\lambda_{\nu}) \rho_1 + K_1 + b K_2 \quad (5.29)$$

$$U_{r2} = - \sum_{\nu} \frac{\hat{K}_{\nu}}{(\nu p)^2} D \cos(\lambda_{\nu}) \rho_2 + K_2 \quad (5.30)$$

Dove i coefficienti ρ_1 e ρ_2 sono ottenuti da:

$$\rho_1 = a \sin(\nu p \theta_{b1}) + b(c-d) \sin(\nu p \theta_{b1}) + b d \sin(\nu p \theta_{b2}) \quad (5.31)$$

$$\rho_2 = (c-d) \sin(\nu p \theta_{b1}) + d \sin(\nu p \theta_{b2}) \quad (5.32)$$

5.2.2 Calcolo della coppia

Analogamente al rotore con una barriera di flusso per polo, la coppia del motore viene calcolata come

$$\tau_m = -\frac{D}{2} \int_0^{2\pi} B_g(\theta_r) K_s(\theta_r) \frac{DL_{stk}}{2} d\theta_r \quad (5.33)$$

$$\begin{aligned} \tau_m = & K_\tau \sum_\nu \frac{\hat{K}_\nu}{\nu^2} \cos \lambda_\nu [\rho_1 \sum_\xi \frac{\hat{K}_\xi}{\xi} \sin \lambda_\xi \sin(\xi p \theta_{b1}) + \\ & \rho_2 \sum_\xi \frac{\hat{K}_\xi}{\xi} \sin \lambda_\xi [\sin(\xi p \theta_{b2}) - \sin(\xi p \theta_{b1})]] + \\ & 2h[(K_1 + (b-1)K_2) \sum_\xi \frac{\hat{K}_\xi}{\xi} \sin \lambda_\xi \sin(\xi p \theta_{b1}) + K_2 \sum_\xi \frac{\hat{K}_\xi}{\xi} \sin \lambda_\xi \sin(\xi p \theta_{b2})] \end{aligned} \quad (5.34)$$

dove

$$K_\tau = \mu_0 \frac{D^3 L}{gp^2} \quad (5.35)$$

5.2.3 Mappe di progetto

Analogamente alla coppia del motore senza la presenza dei magneti anche in questo caso vengono analizzati i risultati, cioè si considera separatamente la coppia di differenti ordini d'armonica. I risultati del modello di analisi consentono di mappare la massima ampiezza delle armoniche di coppia in funzione di due angoli di barriera. Fig. 5.11 mostra l'ampiezza della fondamentale al variare degli angoli. Fig. 5.12, fig. 5.13 e fig. 5.14 mostra l'ampiezza dell'armonica di ordine 12, 24 e 36 in funzione dei 2 angoli di barriera.

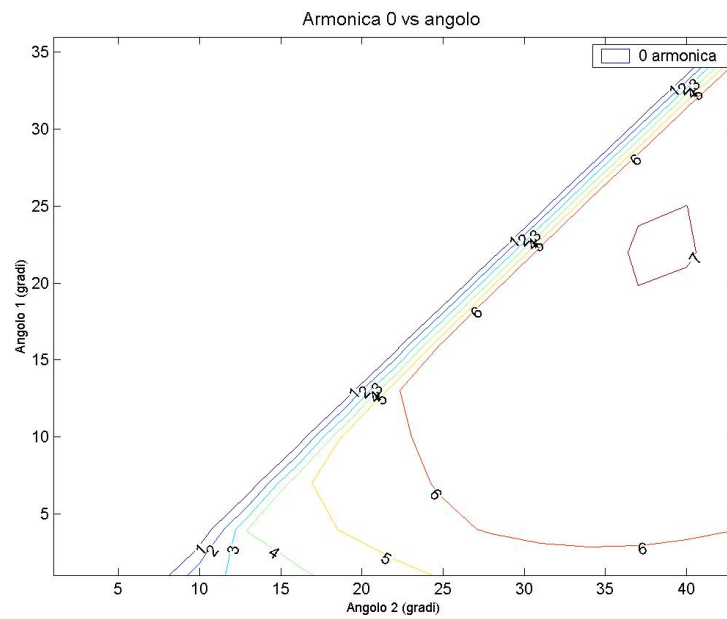


Figura 5.11: Mappa di progetto dell'armonica fondamentale (Con magneti $p=2$)

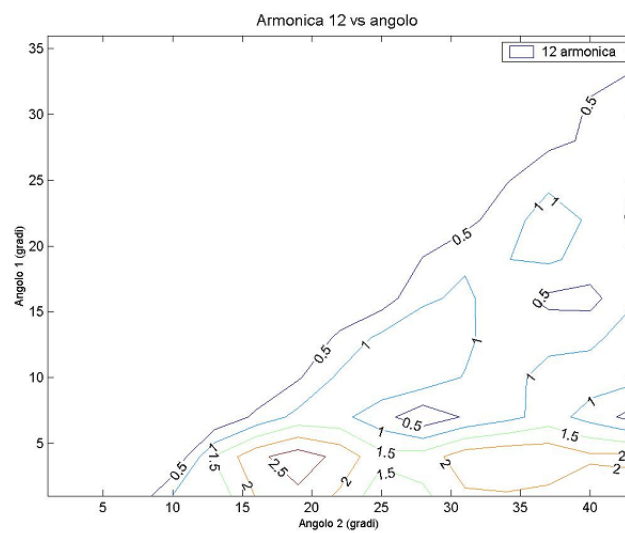


Figura 5.12: Mappa di progetto dell'armonica 12 (Con magneti $p=2$)

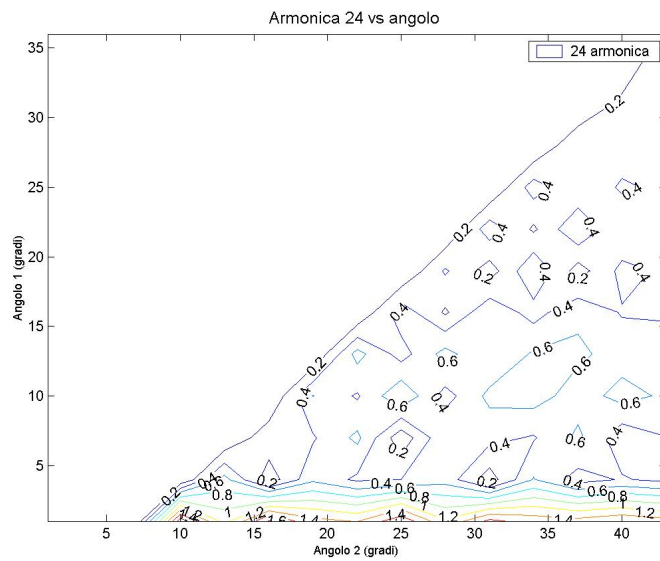


Figura 5.13: Mappa di progetto dell'armonica 24 (Con magneti $p=2$)

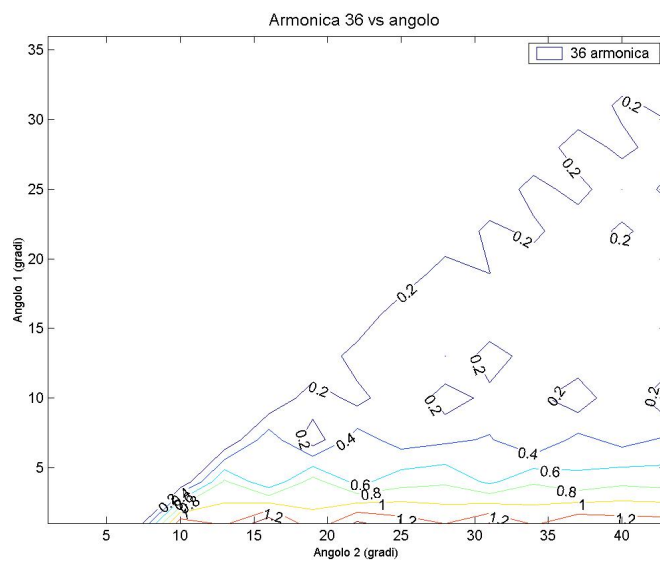


Figura 5.14: Mappa di progetto dell'armonica 36 (Con magneti $p=2$)

La relativa soluzione Macaone è:

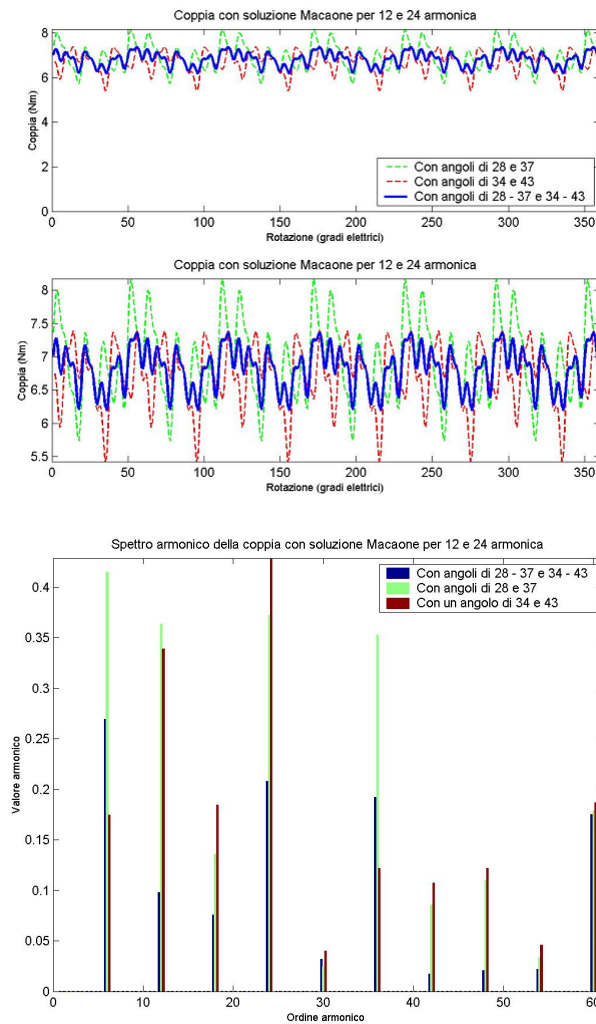


Figura 5.15: Andamento e armoniche della coppia con soluzione Macaone (2 barriere, con magneti e $p=2$)

5.2.4 Verifica del modello

Per verificare la validità del modello si è preso in esempio un motore e lo si è analizzato confrontando i risultati ottenuti da una simulazione con il modello analitico attraverso matlab e quelli ottenuti con FEM con lo statore rappresentato da un foglio infinitesimale per il carico elettrico.

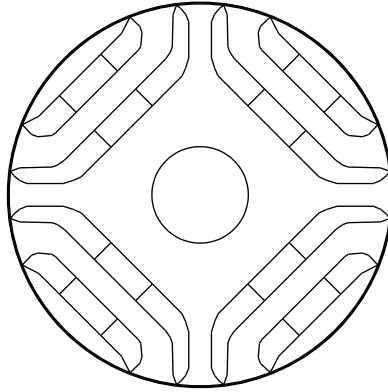


Figura 5.16: FEM senza cave di statore

In fig.5.17 si vedono i risultati a confronto per vedere la veridicità del modello. La figura si riferisce a un motore a 4 poli di $D=0.066m$ e $L=0.06m$ $g=0.0003m$ con angoli di barriera di $\theta_{b1} = 23$ e $\theta_{b2} = 39$. L'albero del motore è in acciaio mentre rotore e statore sono in ferro lineare. Gli avvolgimenti sono a passo intero 24 cave e si è supposto 2 vie parallele con matasse da 50 conduttori e un corrente di 20A che comporta un carico elettrico di circa 29000 A/m . I magneti inseriti nel motore sono modellizzati con $H_{c1} = 750000A/m$, $h_{m1} = 0.010m$ e $\mu_{r1} = 1.5$ e $H_{c2} = 750000A/m$, $h_{m2} = 0.010m$ e $\mu_{r2} = 1.5$.

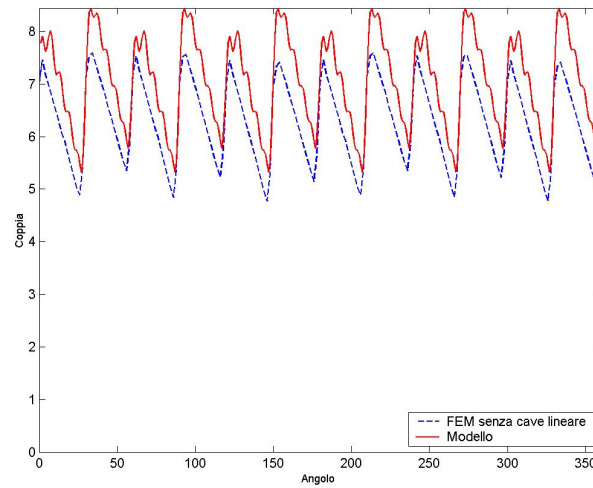


Figura 5.17: Confronto tra le coppie risultanti da vari modelli

5.3 Verifica

Per ottenere un'ulteriore verifica del modello al variare del numero di coppie polari e di cave si sono eseguite delle simulazioni variando il numero di tali grandezze. I risultati sono stati omessi in questo trattato.

5.4 Conclusioni coppia 2 barriera

Il programma simula efficacemente il motore a riluttanza REL e PMAREL dal punto di vista della coppia se confrontato con simulazione FEM con ferro lineare. Quindi si possono utilizzare i grafici risultanti per determinare le coppie mirando la riduzione di un'armonica particolare o il calcolo della soluzione *Macaone* per ottenere una riduzione del ripple migliore. I risultati delle simulazioni sono i tipici *grafici di progetto* in cui si possono distinguere 2 zone:

- Una zona in cui non è possibile associare un motore reale per l'infattibilità della geometria
- Una zona a cui a una combinazione di θ_{b1} e θ_{b2} è associata una relativa armonica di coppia.

La simulazione è adatta sia cambiando numero di cave che numero di poli. Si possono simulare motori fino a 3 barriere.

Capitolo 6

Coppia: Rotore con tre barriere

6.1 Motori REL a 3 barriera

6.1.1 Riduzione della variazione di coppia

Per lo studio del rotore con tre barriere di flusso per polo sarà utilizzata la stessa notazione usata per il rotore con una e due barriere di flusso per polo. Inoltre l'indice 1 sarà utilizzato per la barriera interna, l'indice 2 sarà utilizzato per la barriera in mezzo e l'indice 3 sarà utilizzato per la barriera di flusso esterna.

6.1.2 Calcolo della coppia

Analogamente al rotore con una barriera di flusso per polo, la coppia del motore viene calcolato come:

$$\tau_m = -\frac{D}{2} \int_0^{2\pi} B_g(\theta_r) K_s(\theta_r) \frac{DL_{stk}}{2} d\theta_r \quad (6.1)$$

$$\begin{aligned} \tau_m = K_\tau \sum_\nu \frac{\hat{K}_\nu}{\nu^2} \cos \lambda_\nu [\rho_1 \sum_\xi \frac{\hat{K}_\xi}{\xi} \sin \lambda_\xi \sin(\xi p \theta_{b1}) + \\ \rho_2 \sum_\xi \frac{\hat{K}_\xi}{\xi} \sin \lambda_\xi [\sin(\xi p \theta_{b2}) - \sin(\xi p \theta_{b1})] + \\ \rho_3 \sum_\xi \frac{\hat{K}_\xi}{\xi} \sin \lambda_\xi [\sin(\xi p \theta_{b3}) - \sin(\xi p \theta_{b2})]] \end{aligned} \quad (6.2)$$

dove

$$K_\tau = \mu_0 \frac{D^3 L}{gp^2} \quad (6.3)$$

$$\rho_1 = (a + b(c - d + z(m - n)))\sin(\nu p\theta_{b1}) + (b(d + z(n - q)))\sin(\nu p\theta_{b2}) + bzq\sin(\nu p\theta_{b3}) \quad (6.4)$$

$$\rho_2 = ((c - d + z(m - n))\sin(\nu p\theta_{b1}) + (d + z(n - q))\sin(\nu p\theta_{b2}) + qz\sin(\nu p\theta_{b3})) \quad (6.5)$$

$$\rho_3 = (m - n)\sin(\nu p\theta_{b1}) + (n - q)\sin(\nu p\theta_{b2}) + q\sin(\nu p\theta_{b3}) \quad (6.6)$$

in cui

$$a = \frac{\frac{Dt_{b1}}{2gl_{b1}}}{1 + \frac{Dt_{b1}2\theta_{b1}}{2gl_{b1}}} \quad (6.7)$$

$$b = \frac{1}{1 + \frac{Dt_{b1}2\theta_{b1}}{2gl_{b1}}} \quad (6.8)$$

$$den = (1 - (b - 1))\frac{l_{b1}t_{b2}}{t_{b1}l_{b2}} + \frac{Dt_{b2}(\theta_{b2} - \theta_{b1})}{gl_{b2}} \quad (6.9)$$

$$c = a \frac{\frac{l_{b1}t_{b2}}{t_{b1}l_{b2}}}{den} \quad (6.10)$$

$$d = \frac{\frac{Dt_{b2}}{2gl_{b2}}}{den} \quad (6.11)$$

$$z = \frac{1}{den} \quad (6.12)$$

$$den2 = (1 - (z - 1))\frac{l_{b2}t_{b3}}{t_{b2}l_{b3}} + \frac{Dt_{b3}(\theta_{b3} - \theta_{b2})}{gl_{b3}} \quad (6.13)$$

$$m = c \frac{\frac{l_{b2}t_{b3}}{t_{b2}l_{b3}}}{den2} \quad (6.14)$$

$$n = d \frac{\frac{l_{b2}t_{b3}}{t_{b2}l_{b3}}}{den2} \quad (6.15)$$

$$q = \frac{\frac{Dt_{b3}}{2gl_{b3}}}{den2} \quad (6.16)$$

6.1.3 Mappe di progetto

I risultati del modello di analisi consentono di mappare l'ampiezza delle armoniche di coppia in funzione dei due angoli di barriera di flusso. Sono utilizzati dei diagrammi tridimensionali, disegnando le isoipse (isovalue) nel piano $(\theta_{b1}, \theta_{b2})$ fissato θ_{b3} . Il lato sinistro della mappa non è da prendere in considerazione, in quanto i valori di $\theta_{b2} < \theta_{b1} + \theta_{b\delta}$ non sono stati considerati poichè rappresenta una soluzione irrealizzabile. Per lo stesso motivo anche i valori anche valori $\theta_{b3} < \theta_{b2} + \theta_{b\delta}$ non sono stati considerati. Allo stesso modo fig.6.1 e fig.6.2 mostrano la ampiezze delle armoniche di coppia di ordine 0,12,24 e 36 in funzione dell'angolo θ_{b3} . Come previsto, la variazione delle armoniche di coppia diventa aumenta con l'aumentare dell'ordine armonico. Di conseguenza, piccole variazioni d'angolo causa grandi variazioni della coppia dell'armonica di ordine superiore. Le mappe presentate rappresentano un valido aiuto per la progettazione del rotore. L'idea di base è quella di scegliere la configurazione di rotore configurazioni che esibisce ondulazione di coppia bassa, grazie alla cancellazione di alcune armoniche di coppia. Risulta così per ogni angolo θ_{b3} delle mappe di progetto:

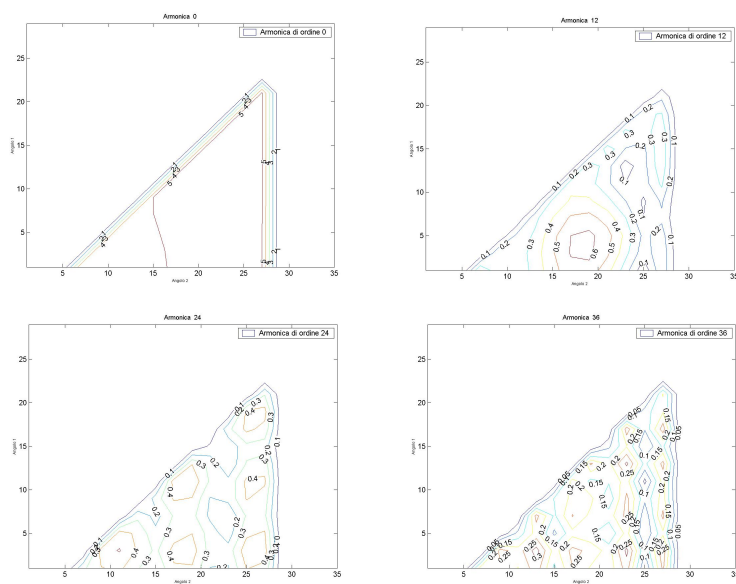


Figura 6.1: Mappa di progetto delle armoniche con $\theta_{b3} = 33$ (Senza magneti e $p=2$)

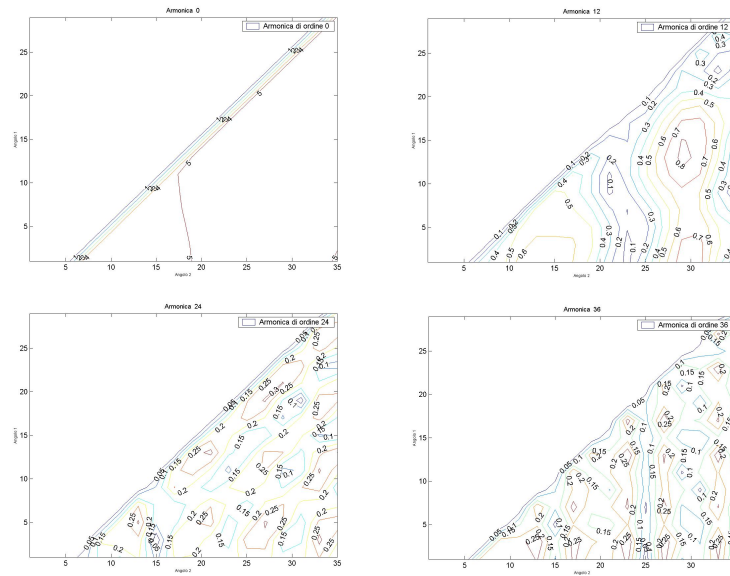


Figura 6.2: Mappa di progetto delle armoniche con $\theta_{b3} = 43$ (Senza magneti e $p=2$)

La sezione della configurazione Macaone è:

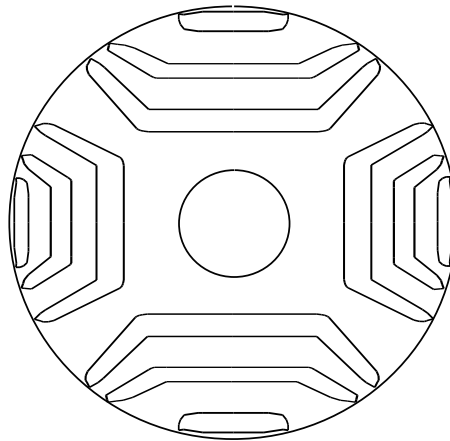


Figura 6.3: Sezione di un rotore a 3 barriere con soluzione Macaone

Il risultato di questa soluzione si può vedere in fig.6.4

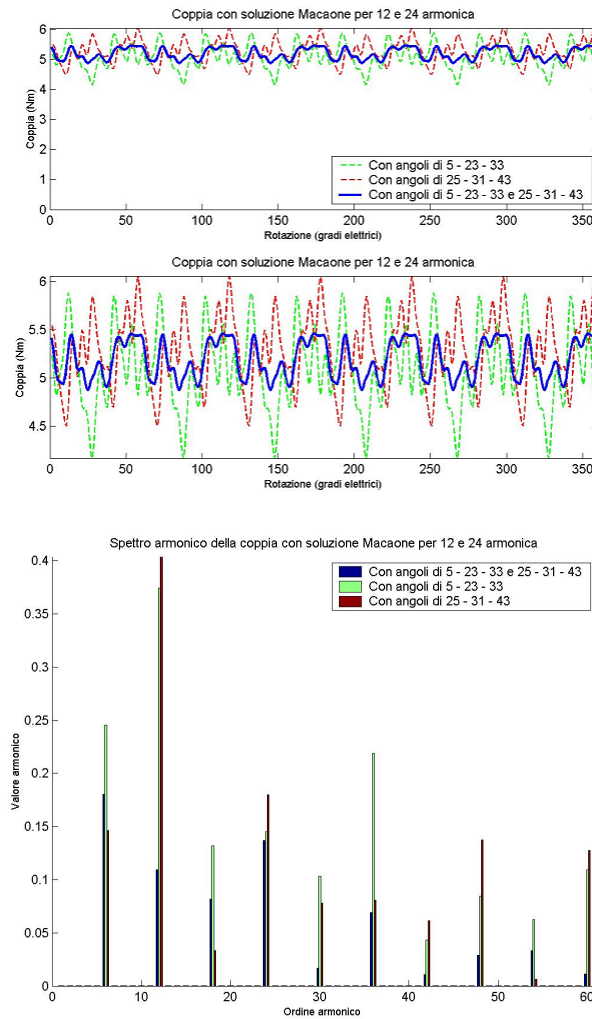


Figura 6.4: Andamento e armoniche della coppia con soluzione Macaone (3 barriere, senza magneti e $p=2$)

6.1.4 Verifica del modello

Per verificare la validità del modello si è preso in esempio un motore e lo si è analizzato confrontando i risultati ottenuti da una simulazione con il modello analitico attraverso matlab e quelli ottenuti con FEM con lo statore rappresentato da un foglio infinitesimale per il carico elettrico. La figura fig.10.5 mostra il motore disegnato con FEM. In fig.6.6 si vedono i risultati a confronto per vedere la veridicità del modello. La figura si riferisce a un

motore a 4 poli di $D=0.066\text{m}$ e $L=0.06\text{m}$ $g=0.0003\text{m}$ con angoli di barriera di $\theta_{b1} = 17, \theta_{b2} = 27$ e $\theta_{b3} = 34$. L'albero del motore è in acciaio mentre rotore e statore sono in ferro lineare. Gli avvolgimenti sono a passo intero 24 cave e si è supposto 2 vie parallele con matasse da 50 conduttori e un corrente di 20A che comporta un carico elettrico di circa 29000 A/m .

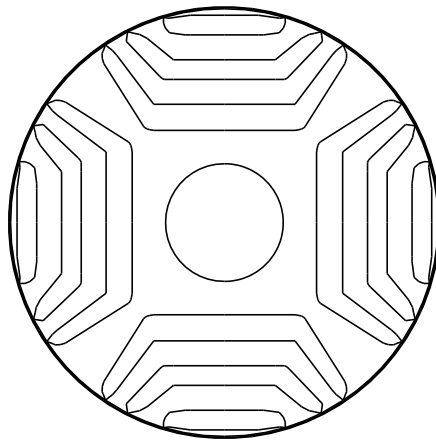


Figura 6.5: FEM senza cave di statore

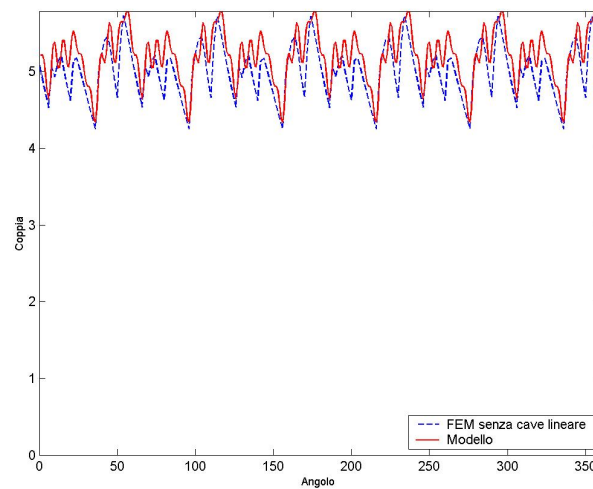


Figura 6.6: Confronto tra le coppie risultanti da vari modelli (Senza magneti e $p=2$)

6.2 Motori PMAREL a 3 barriera

6.2.1 Utilizzo dei PM nel modello

Ora si analizza il comportamento del motore se si inserisce dei magneti permanenti. Se si inserisce dei PM in un motore a riluttanza si ottengono quelli che vengono definiti motori a riluttanza assistiti da magnete permanente (PMAREL), mentre se la quantità di magnete è tale da riempire interamente la barriera si hanno i motori a magneti permanenti interni (IPM). I riferimenti adottati per la macchina a riluttanza sono gli stessi: L'asse d e l'asse q hanno rispettivamente il minimo e il massimo valore di riluttanza. Il PM è inserito in modo da avere la direzione di magnetizzazione verso l'asse negativo q .

Fig.6.7 mostra il circuito equivalente magnetico relativo al motore risolto dal modello analitico.

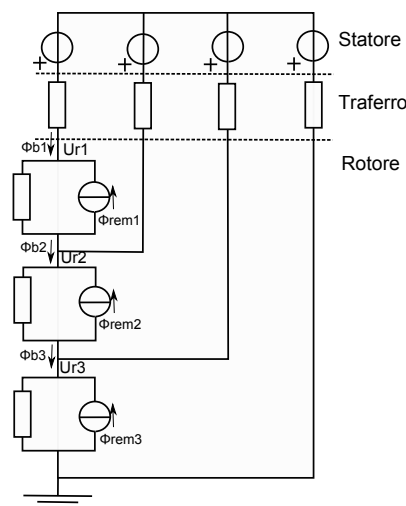


Figura 6.7: Circuito equivalente magnetico relativo a un motore a 3 barriera

Fig.6.7 mostra il circuito equivalente magnetico relativo al motore risolto dal modello analitico.

Il flusso dovuto dai magneti sono:

$$\phi_{rem1} = B_{rem1} h_{m1} L_{stk} \quad (6.17)$$

$$= \mu_0 \mu_{r1} H_{c1} h_{m1} L_{stk} \quad (6.18)$$

$$\phi_{rem2} = B_{rem2} h_{m2} L_{stk} \quad (6.19)$$

$$= \mu_0 \mu_{r2} H_{c2} h_{m2} L_{stk} \quad (6.20)$$

$$\phi_{rem3} = B_{rem3} h_{m3} L_{stk} \quad (6.21)$$

$$= \mu_0 \mu_{r3} H_{c3} h_{m3} L_{stk} \quad (6.22)$$

dove:

- ϕ_{rem*} flusso del PM inserito nella barriera interna *
- h_{m*} lunghezza del PM inserito nella barriera interna *
- μ_{r*} permeabilità del PM inserito nella barriera interna *
- H_{c*} campo coercitivo del PM inserito nella barriera interna *

Il potenziale di rotore associato all'isola di rotore più interna è:

$$U_{r1} = [\phi_{b1} + \phi_{rem1}] R_{b1} + U_{r2} \quad (6.23)$$

$$(6.24)$$

Che in alcuni passaggi e sostituzioni si ha:

$$U_{r1} = a \int_{\frac{\pi}{2p} - \theta_{b1}}^{\frac{\pi}{2p} + \theta_{b1}} U_s(\theta_r) d\theta_r + b\phi_{rem1} R_{b1} + bU_{r2} \quad (6.25)$$

$$= a \int_{\frac{\pi}{2p} - \theta_{b1}}^{\frac{\pi}{2p} + \theta_{b1}} U_s(\theta_r) d\theta_r + K_1 + bU_{r2} \quad (6.26)$$

$$(6.27)$$

con

$$K_1 = b\phi_{rem1} R_{b1} \quad (6.28)$$

Mentre i coefficienti a e b sono funzioni della geometria del motore e sono:

$$a = \frac{\frac{Dt_{b1}}{2gl_{b1}}}{1 + \frac{Dt_{b1}\theta_{b1}}{gl_{b1}}} \quad (6.29)$$

$$b = \frac{1}{1 + \frac{Dt_{b1}\theta_{b1}}{gl_{b1}}} \quad (6.30)$$

Mentre il potenziale di rotore associato all'isola di rotore centrale è:

$$U_{r2} = [\phi_{b2} + \phi_{rem2}]R_{b2} + U_{r3} \quad (6.31)$$

$$U_{r2} = c \int_{\frac{\pi}{2p}-\theta_{b1}}^{\frac{\pi}{2p}+\theta_{b1}} U_s(\theta_r) d\theta_r + d \left(\int_{\frac{\pi}{2p}-\theta_{b1}}^{\frac{\pi}{2p}-\theta_{b2}} U_s(\theta_r) d\theta_r + \int_{\frac{\pi}{2p}+\theta_{b1}}^{\frac{\pi}{2p}+\theta_{b2}} U_s(\theta_r) d\theta_r \right) + zK_2 + zU_{r3} \quad (6.32)$$

dove:

$$K_2 = \frac{K_1 \frac{l_{b1}t_{b2}}{t_{b1}l_{b2}} + (\phi_{rem2} - \phi_{rem1})R_{b2}}{1 - (b-1) \frac{l_{b1}t_{b2}}{t_{b1}l_{b2}} + \frac{Dt_{b2}(\theta_{b2}-\theta_{b1})}{gl_{b2}}} \quad (6.34)$$

$$c = \frac{a \frac{l_{b1}t_{b2}}{t_{b1}l_{b2}}}{1 - (b-1) \frac{l_{b1}t_{b2}}{t_{b1}l_{b2}} + \frac{Dt_{b2}(\theta_{b2}-\theta_{b1})}{gl_{b2}}} \quad (6.35)$$

$$d = \frac{\frac{Dt_{b2}}{2gl_{b2}}}{1 - (b-1) \frac{l_{b1}t_{b2}}{t_{b1}l_{b2}} + \frac{Dt_{b2}(\theta_{b2}-\theta_{b1})}{gl_{b2}}} \quad (6.36)$$

$$z = \frac{1}{1 - (b-1) \frac{l_{b1}t_{b2}}{t_{b1}l_{b2}} + \frac{Dt_{b2}(\theta_{b2}-\theta_{b1})}{gl_{b2}}} \quad (6.37)$$

$$U_{r3} = m \int_{\frac{\pi}{2p}-\theta_{b1}}^{\frac{\pi}{2p}+\theta_{b1}} U_s(\theta_r) d\theta_r + n \left(\int_{\frac{\pi}{2p}-\theta_{b1}}^{\frac{\pi}{2p}-\theta_{b2}} U_s(\theta_r) d\theta_r + \int_{\frac{\pi}{2p}+\theta_{b1}}^{\frac{\pi}{2p}+\theta_{b2}} U_s(\theta_r) d\theta_r \right) + q \left(\int_{\frac{\pi}{2p}-\theta_{b2}}^{\frac{\pi}{2p}-\theta_{b3}} U_s(\theta_r) d\theta_r + \int_{\frac{\pi}{2p}+\theta_{b2}}^{\frac{\pi}{2p}+\theta_{b3}} U_s(\theta_r) d\theta_r \right) + \frac{K_3}{den2} \quad (6.38)$$

dove

$$den2 = (1 - (z - 1)) \frac{l_{b2}t_{b3}}{t_{b2}l_{b3}} + \frac{Dt_{b3}(\theta_{b3} - \theta_{b2})}{gl_{b3}} \quad (6.39)$$

$$m = c \frac{\frac{l_{b2}t_{b3}}{t_{b2}l_{b3}}}{den2} \quad (6.40)$$

$$n = d \frac{\frac{l_{b2}t_{b3}}{t_{b2}l_{b3}}}{den2} \quad (6.41)$$

$$q = \frac{\frac{Dl_{b3}}{2gt_{b3}}}{den2} \quad (6.42)$$

In alcuni passaggi e sostituzioni si ottiene in forma compatta:

$$U_{r1} = - \sum_{\nu} \frac{\hat{K}_{\nu}}{(\nu p)^2} Dcos(\lambda_{\nu}) \rho_1 + K_1 + bzK_2 + bz \frac{K_3}{den2} \quad (6.43)$$

$$U_{r2} = - \sum_{\nu} \frac{\hat{K}_{\nu}}{(\nu p)^2} Dcos(\lambda_{\nu}) \rho_2 + zK_2 + z \frac{K_3}{den2} \quad (6.44)$$

$$U_{r3} = - \sum_{\nu} \frac{\hat{K}_{\nu}}{(\nu p)^2} Dcos(\lambda_{\nu}) \rho_3 + \frac{K_3}{den2} \quad (6.45)$$

Dove i coefficienti ρ_1 , ρ_2 e ρ_3 sono ottenuti da:

$$\rho_1 = [a + b(c - d + z(m - n))]sin(\nu p \theta_{b1}) + (b(d + z(n - q)))sin(\nu p \theta_{b2}) + bzqsin(\nu p \theta_{b3})] \quad (6.46)$$

$$\rho_2 = [(c - d + z(m - n))]sin(\nu p \theta_{b1}) + (d + z(n - q))sin(\nu p \theta_{b2}) + qzsin(\nu p \theta_{b3})] \quad (6.47)$$

$$\rho_3 = [(m - n)sin(\nu p \theta_{b1}) + (n - q)sin(\nu p \theta_{b2}) + qsin(\nu p \theta_{b3})] \quad (6.48)$$

6.2.2 Calcolo della coppia

Allo stesso modo per il rotore con una barriera di flusso per polo, la coppia del motore viene calcolato come:

$$\tau_m = -\frac{D}{2} \int_0^{2\pi} B_g(\theta_r) K_s(\theta_r) \frac{DL_{stk}}{2} d\theta_r \quad (6.49)$$

$$\begin{aligned} \tau_m = & K_\tau \sum_\nu \frac{\hat{K}_\nu}{\nu^2} \cos \lambda_\nu [\rho_1 \sum_\xi -\frac{\hat{K}_\xi}{\xi} \sin \lambda_\xi \sin(\xi p \theta_{b1}) + \\ & \rho_2 \sum_\xi \frac{\hat{K}_\xi}{\xi} \sin \lambda_\xi [\sin(\xi p \theta_{b2}) - \sin(\xi p \theta_{b1})] + \\ & \rho_3 \sum_\xi \frac{\hat{K}_\xi}{\xi} \sin \lambda_\xi [\sin(\xi p \theta_{b3}) - \sin(\xi p \theta_{b2})]] + \\ & 2h[(K_1 + bzK_2 + \frac{bz}{den2} K_3) \sum_\xi -\frac{\hat{K}_\xi}{\xi} \sin \lambda_\xi \sin(\xi p \theta_{b1}) + \\ & (zK_2 + \frac{z}{den2} K_3) \sum_\xi \frac{\hat{K}_\xi}{\xi} \sin \lambda_\xi [\sin(\xi p \theta_{b2}) - \sin(\xi p \theta_{b1})] + \\ & (\frac{K_3}{den2}) \sum_\xi \frac{\hat{K}_\xi}{\xi} \sin \lambda_\xi [\sin(\xi p \theta_{b3}) - \sin(\xi p \theta_{b2})]] \end{aligned} \quad (6.50)$$

dove

$$K_\tau = \mu_0 \frac{D^3 L}{gp^2} \quad (6.51)$$

6.2.3 Mappe di progetto

Analogamente alla coppia del motore senza la presenza dei magneti anche in questo caso vengono analizzati i risultati, cioè si considera separatamente la coppia di differenti ordini d'armonica. I risultati del modello di analisi consentono di mappare la massima ampiezza delle armoniche di coppia in funzione di tre angoli di barriera. Fig. 6.8 e fig. 6.9 mostrano l'ampiezza delle armoniche al variare degli angoli e vengono mostrate in funzione dell'angolo θ_{b3} .

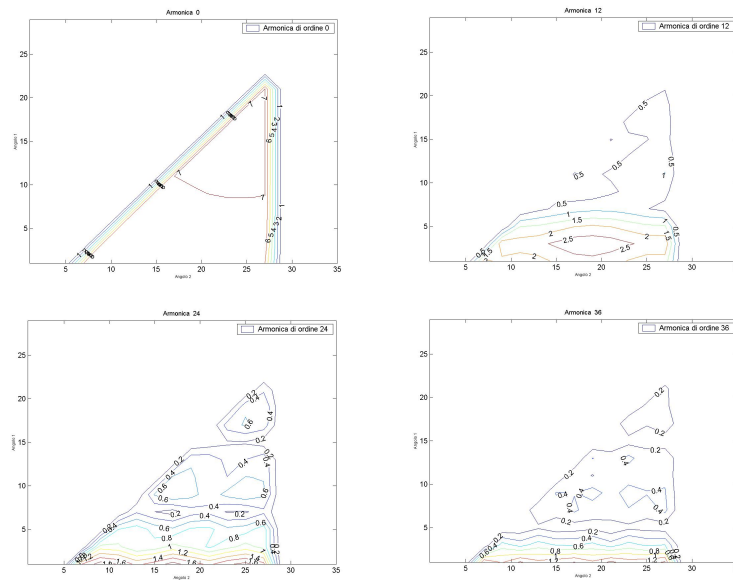


Figura 6.8: Mappa di progetto delle armoniche con $\theta_{b3} = 33$ (Con magneti e $p=2$)

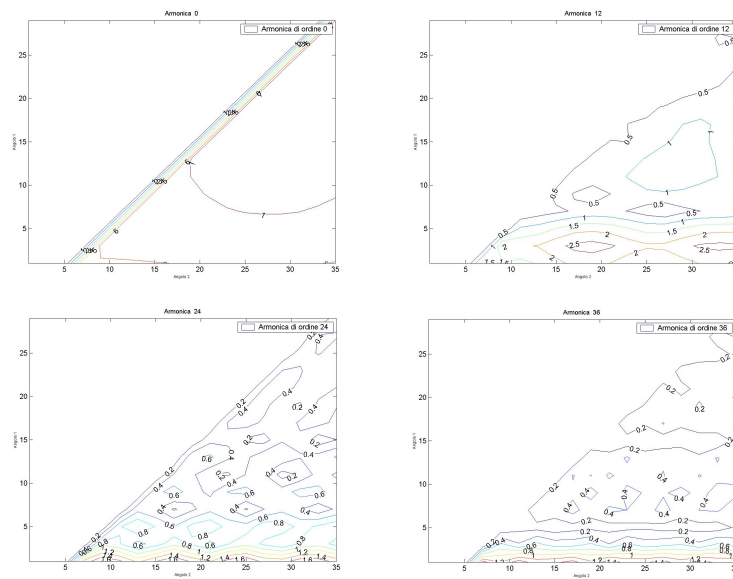


Figura 6.9: Mappa di progetto delle armoniche con $\theta_{b3} = 43$ (Con magneti e $p=2$)

La relativa soluzione Macaone è:

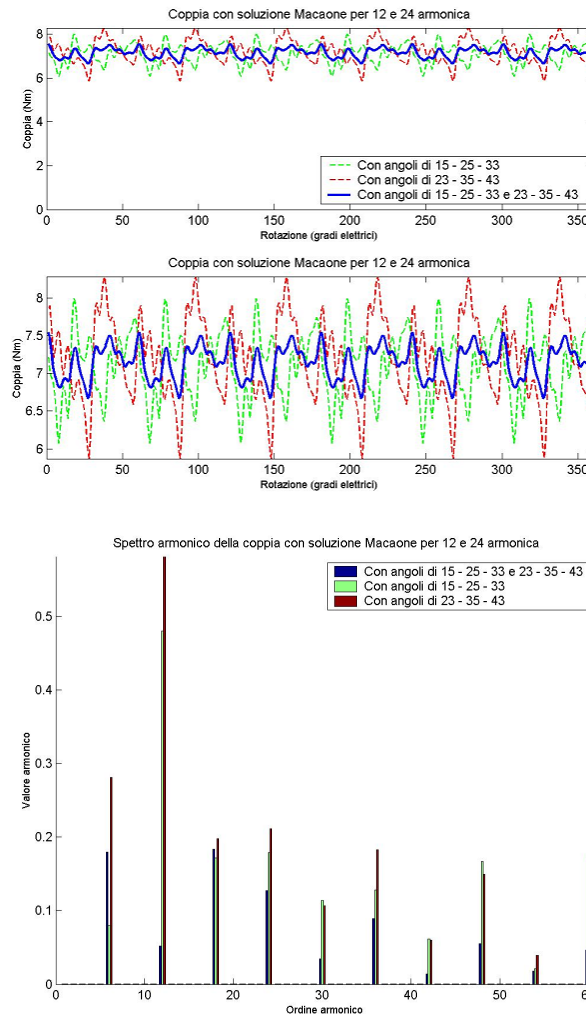


Figura 6.10: Andamento e armoniche della coppia con soluzione Macaone (3 barriere, con magneti e $p=2$)

6.2.4 Verifica del modello

Per verificare la validità del modello si è preso in esempio un motore e lo si è analizzato confrontando i risultati ottenuti da una simulazione con il modello analitico attraverso matlab e quelli ottenuti con FEM con lo statore rappresentato da un foglio infinitesimale per il carico elettrico.

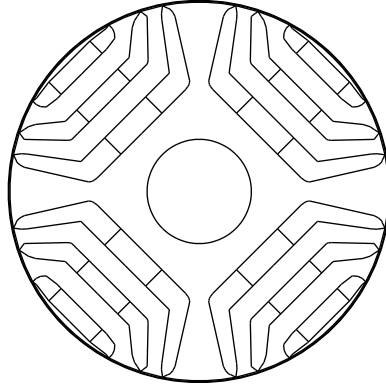
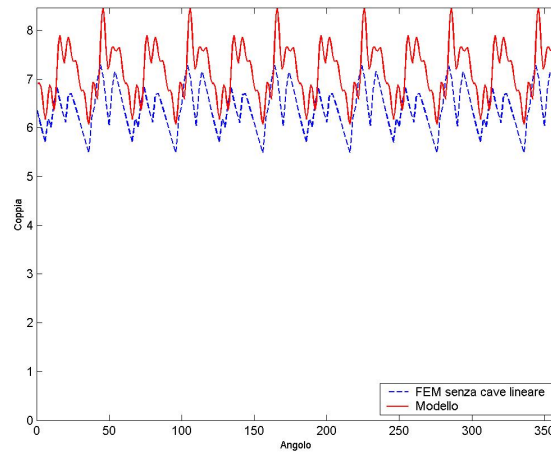


Figura 6.11: FEM senza cave di statore

In fig.6.12 si vedono i risultati a confronto per vedere la veridicità del modello. La figura si riferisce a un motore a 4 poli di $D=0.066m$ e $L=0.06m$ $g=0.0003m$ con angoli di barriera di $\theta_{b1} = 17$, $\theta_{b2} = 28$ e , $\theta_{b3} = 34$. L'albero del motore è in acciaio mentre rotore e statore sono in ferro lineare. Gli avvolgimenti sono a passo intero 24 cave e si è supposto 2 vie parallele con matasse da 50 conduttori e un corrente di 20A che comporta un carico elettrico di circa $29000 A/m$. I magneti inseriti nel motore sono modellizzati con $H_{c1} = 750000 A/m$, $h_{m1} = 0.010m$ e $\mu_{r1} = 1.5$, $H_{c2} = 750000 A/m$, $h_{m2} = 0.010m$ e $\mu_{r2} = 1.5$ e $H_{c3} = 750000 A/m$, $h_{m3} = 0.010m$ e $\mu_{r3} = 1.5$.

Figura 6.12: Confronto tra le coppie risultanti da vari modelli (Con magneti e $p=2$)

6.3 Verifica

Per ottenere un'ulteriore verifica del modello al variare del numero di coppie polari e di cave si sono eseguite delle simulazioni variando il numero di tali grandezze. I risultati sono stati omessi in questo trattato.

6.4 Conclusioni coppia 3 barriera

Il programma simula efficacemente il motore a riluttanza REL e PMAREL dal punto di vista della coppia se confrontato con simulazione FEM con ferro lineare. Quindi si possono utilizzare i grafici risultanti per determinare le coppie mirando la riduzione di un'armonica particolare o il calcolo della soluzione *Macaone* per ottenere una riduzione del ripple migliore. I risultati delle simulazioni sono i tipici *grafici di progetto* ma in questo caso se ne distinguono diversi per ogni angolo θ_{b3} . La simulazione è adatta sia cambiando numero di cave che numero di poli. Si possono simulare motori fino a 3 barriere.

Teoria per ridurre le perdite nel ferro

7.1 Riduzione delle perdite nei denti di statore

Nei motori a rotore anisotropo, come i motori a riluttanza sincroni e nei motori a magneti permanente interni (IPM), ci sono molte armoniche nella distribuzione della densità di flusso al traferro in tutte le condizioni operative. Queste armoniche dipendono essenzialmente dalla geometria del rotore e sono quasi indipendenti dal flusso principale per polo. Durante le normali operazioni, esse danno fluttuazioni di induzione nel ferro di statore, principalmente nei denti, e poi ulteriori perdite del ferro per correnti parassite. Questo aspetto è ben visibile durante la fase di deflussaggio, quando il motore corre sopra la velocità di base e il flusso principale è indebolito. Si è constatato che le perdite del ferro aumentano anche se il flusso principale diminuisce. Il calcolo delle perdite del ferro in macchine sincrone con rotore anisotropo è studiato successivamente poi si troveranno alcuni risultati di base basati sul modello a motore semplificato.

Il modello è presentato analiticamente per calcolare la distribuzione di densità di flusso nel traferro e la forma d'onda di densità di flusso nei denti dello statore, insieme con le corrispondenti perdite del ferro. Ciò si rivela utile per mettere in evidenza la dipendenza delle perdite alla geometria di rotore.

7.2 Modello analitico

Le cave di statore sono sostituite da un statore magnetico senza cave (slotless) con un foglio conduttore di spessore infinitesimale, posto sulla superficie interna dello statore. Con le coordinate di riferimento di statore, la

densità lineare di corrente (chiamata anche carico elettrico) è espresso come in formula 2.2.

Il carico elettrico produce un potenziale scalare magnetico, distribuito lungo la circonferenza interna dello statore che può essere calcolato come in formula 2.3 Poi, la densità di flusso al traferro, che presubilmente ha solo componente radiale, risulta:

$$B_g(\theta_r) = \mu_0 \frac{-U_s(\theta_r) + U_r(\theta_r)}{g} \quad (7.1)$$

dove g è lo spessore del traferro, $U_r(\theta_r)$ è il potenziale magnetico del rotore, che è considerato costante in ogni isola di rotore, delimitata dallo spazio d'aria e dalla barriera, e zero altrove. Vale la pena notare che $U_r(\theta_r)$ è una funzione sia del carico elettrico di statore che della geometria della barriera di flusso.

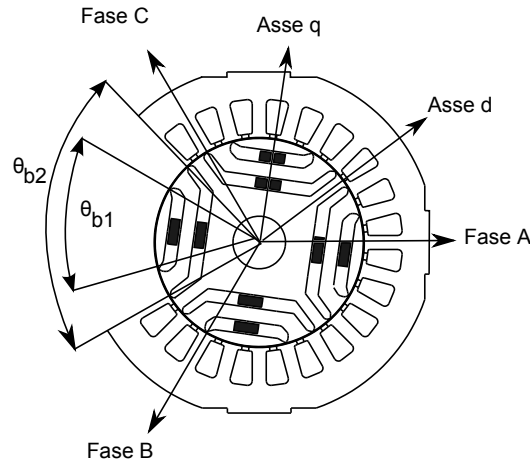


Figura 7.1: Riferimenti in una sezione della macchina

In pratica si calcola il valore medio dell'induzione sotto al dente e lo si porta al centro del dente considerando che lo stesso flusso passa 2 superfici diverse come in fig.7.2. Si ipotizza che tutto il flusso al traferro viene incanalato nei denti, trascurando quindi ogni fenomeno di flusso disperso (zigzag, etc).

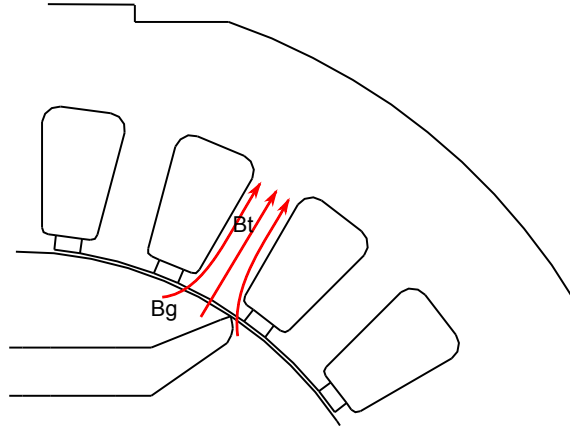


Figura 7.2: Percorso del flusso nel dente

7.3 Calcolo densità di flusso nei denti

Le perdite più elevate del ferro sono nei denti di statore, quindi l'attenzione è rivolta alla densità di flusso nel dente. Al fine di calcolare le perdite di statore nei denti, è calcolata la densità di flusso del dente, per mezzo del modello analitico appena descritto, partendo dalla densità di flusso del traferro. In un passo di cava di statore la densità di flusso del dente B_t è data da:

$$B_t = \frac{p_s}{\alpha_s w_t} \int_{-\frac{\alpha_s}{2}}^{+\frac{\alpha_s}{2}} B_g(\theta_s) d\theta_s \quad (7.2)$$

dove α_s è l'angolo di cava, p_s è il passo di cava e w_t è la larghezza del dente. Così procedendo si calcola l'induzione media nel dente utilizzando l'idea che l'induzione presente nel traferro nel passo di cava si incanali nel dente come in fig.7.3. Particolare attenzione è stata presa, per il calcolo dell'induzione, allo sfasamento rotore-dente, cioè se considerare come inizio il margine del dente o il centro. In tutte le simulazioni si è preso il centro dente come asse di riferimento.

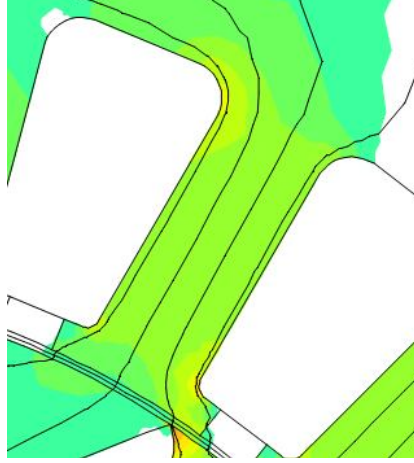


Figura 7.3: Induzione che entra in un dente

7.4 Calcolo delle perdite del ferro nei denti

Le perdite del ferro consistono nella somma delle perdite per isteresi e delle perdite per correnti parassite. Considerando una densità di flusso sinusoidale B a frequenza f , si ha:

$$p_{iron} = p_{hy} + p_{ec} = k_{hy} \hat{B}^\beta f + k_{ec} \hat{B}^2 f^2 \quad (7.3)$$

dove k_{hy} e k_{ec} sono costanti di isteresi e correnti parassite, e β è la costante di Steinmetz, spesso approssimata come $\beta \simeq 2$. Queste costanti sono ottenute per interpolazione dai datasheet. L'attenzione è orientata sulle perdite per correnti parassite, che sono le perdite più elevate di ferro ad alta velocità, che è proporzionale alla frequenza al quadrato. Le perdite nei denti per correnti parassite sono dovute alle fluttuazioni della densità di flusso nei denti, in particolare dalle componenti armoniche sovrapposte alla fondamentale. Allora le perdite delle correnti parassite dei denti sono proporzionali all'energia della derivata nel tempo della densità di flusso dei denti:

$$p_{ec} = K'_{ec} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{\partial B_t}{\partial t} \right) dt = K'_{ec} \frac{\omega^2}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{\partial B_t}{\partial \theta_m^e} \right) d\theta_m^e \quad (7.4)$$

dove: $T = 2\pi/\omega$ è il periodo, mentre K'_{ec} è la costante di correnti parassite, che è uguale a

$$K'_{ec} = \frac{\sigma d^2}{12} \quad (7.5)$$

in cui σ è la conducività elettrica e d è lo spessore di laminazione. Il comportamento della densità di flusso nel dente calcolata è espressa mediante l'espansione della serie di Fourier, come :

$$B_t(\theta_m^e) = \sum_h \hat{B}_h \sin(h\theta_m^e + \alpha_h) \quad (7.6)$$

dove h è l'ordine dell'armonica spaziale della densità di flusso dei denti. Pertanto:

$$\frac{\partial B_t(\theta_m^e)}{\partial \theta_m^e} = \sum_h \hat{B}_h h \cos(h\theta_m^e + \alpha_h) \quad (7.7)$$

Le perdite nel ferro delle densità di correnti parassite sono:

$$p_{ec} = K'_{ec} \frac{\omega^2}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sum_h \hat{B}_h^2 h^2 \cos^2(h\theta_m^e + \alpha_h) \theta_m^e \quad (7.8)$$

e in alcuni passaggi, diventa

$$p_{ec} = K_{ec} f^2 \sum_h \hat{B}_h^2 h^2 \quad (7.9)$$

dove f dipende dalla velocità del motore e

$$K_{ec} = K'_{ec} 2\pi \quad (7.10)$$

Questa formulazione finale sottolinea che, grazie alle ipotesi di linearità, le perdite per correnti parassite nel ferro dei denti sono in funzione di tre parametri: il fattore di perdita di laminazione K_{ec} , la frequenza f e la forma d'onda della densità di flusso nei denti, che è $\sum_h \hat{B}_h^2 h^2$ che è una funzione dell'angolo del vettore corrente α_i^e , del carico elettrico K_s e della geometria delle barriere di flusso (cioè $\theta_{b1}, t_{b1}, l_{b1}, \theta_{b2}, t_{b2}$ e l_{b2}). Il programma calcola quello che si chiamerà *fattore di perdita*, cioè il valore di $\sum_h \hat{B}_h^2 h^2$. Si sceglie di calcolare il *fattore di perdita* (o coefficiente di perdita) e non le perdite reali poichè l'obiettivo è di calcolare la soluzione ottima analitica che è proporzionale a quella ottima reale e non il calcolo analitico a priori delle perdite (più complesso e soggetto alle approssimazioni del modello)

7.5 Calcolo densità di flusso nei canali

Si prosegue poi con il calcolo dell'induzione nei canali di rotore. A partire dall'induzione riferita a coordinate di rotore si calcola l'induzione al centro del canale con la formula:

Si ha così una media dell'induzione al centro del canale. Per un'analisi intuitiva si vedono i riferimenti utilizzati come in fig.7.6.

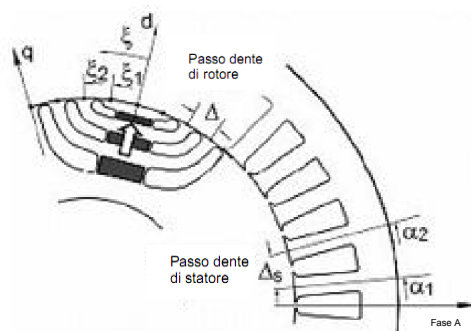


Figura 7.4: Riferimenti utilizzati nella teoria

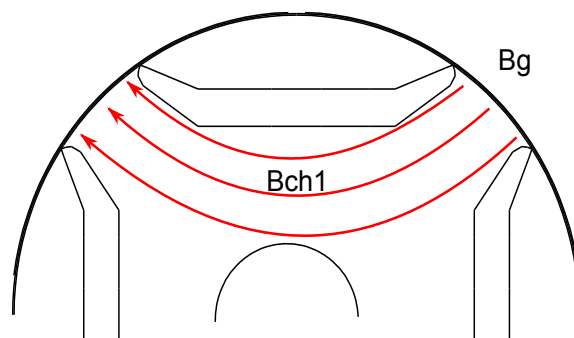


Figura 7.5: Flusso nei canali

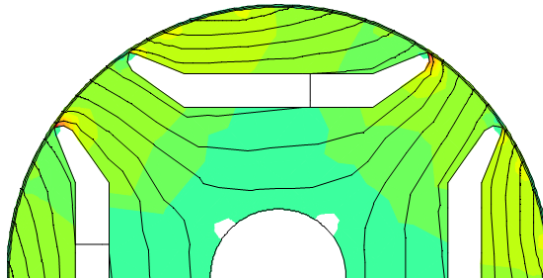


Figura 7.6: Linee di flusso nei canali

L'idea è quella di risolvere il circuito magnetico equivalente al rotore come quello di fig. 7.7

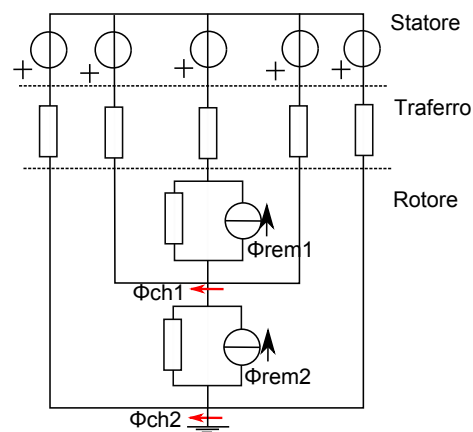


Figura 7.7: Circuito magneti equivalente di rotore

Considerando una unica maglia come quella di fig.7.8 si ha:

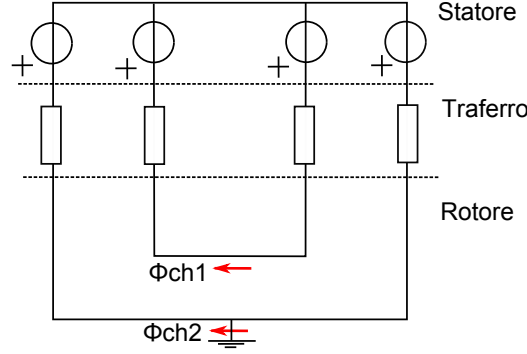


Figura 7.8: Maglia del circuito magnetico relativa a un canale

$$\phi = \frac{(U_{sdx} - U_{ssx})}{2Rt} \quad (7.11)$$

dove

$$Rt = \frac{g}{\mu_0 L_{stk} \delta_r} \quad (7.12)$$

Se considero il termine $L_{stk} \delta_r$ come la superficie in cui insiste il flusso che è la stessa nei vari casi per la parte dx e la parte sx allora si può arrivare a parlare di induzioni invece di parlare di flussi ottenendo così:

$$B_{ch} = \frac{\mu_0 (U_{sdx} - U_{ssx})}{2g} \quad (7.13)$$

Aggiungendo e sottraendo il termine $\frac{U_r}{2g}$ e dopo alcuni passaggi si ottiene:

$$B_{ch} = \frac{B_{chdx} - B_{chsx}}{2} \quad (7.14)$$

dove b_{rk} è il rapporto tra la larghezza del k -esimo canale e il relativo passo di rotore al traferro, mentre δ corrisponde al numero di punti considerati contenuti nel passo di rotore per ottenere la media.

I 2 sottraendi sono:

$$B_{chdx} = \frac{1}{\delta} \int_{\xi_{k-1}}^{\xi_k} \frac{B_{gdx}(\theta_r)}{b_{rk}} d\xi \quad (7.15)$$

$$B_{chsx} = \frac{1}{\delta} \int_{\xi_{k-1}}^{\xi_k} \frac{B_{gsx}(\theta_r)}{b_{rk}} d\xi \quad (7.16)$$

Ottenendo L'induzione media nel canale e considerando il potenziale U_r , utilizzato in teoria per tenere conto anche del contributo dei magneti.

7.6 Calcolo delle perdite del ferro nei canali

L'idea è quella già utilizzata per le perdite nel ferro dei denti di statore, cioè di calcolare, conoscendo l'andamento dell'induzione del tempo, il fattore di perdita relativo. Quindi come dimostrato dalla teoria precedentemente illustrata il tutto si limita nel calcolare il fattore $\sum_h \hat{B}_h^2 h^2$

Perdite: Rotore con una barriera

8.1 Motori REL a 1 barriera

8.1.1 Riduzione delle perdite nel ferro

Lo scopo della seconda parte del programma è quello di calcolare le perdite nel ferro in zone separate del motore in cui il ferro subisce gli effetti delle correnti parassite di diverse frequenze, cioè:

- Denti di statore
- Canali di rotore

Inizialmente si è usato un programma con lo scopo di calcolare l'induzione al traferro con coordinate di statore e il potenziale di statore, successivamente si è calcolato l'induzione al traferro con coordinate di rotore. Dai risultati ottenuti da questo primo programma si passerà al calcolo dell'induzione del dente nel tempo, basterà fare il calcolo per un dente poichè per i denti successivi la forma d'onda è la stessa con diversa fase iniziale. In una fase successiva verranno utilizzate le grandezze con coordinate di rotore per determinare l'induzione nei canali nel tempo.

8.1.2 Risultati ottenuti dall'analisi

I risultati del calcolo vengono mostrati successivamente. In fig.8.1 è presentato l'andamento del fattore di perdita dei denti di statore in funzione dell'angolo di barriera di flusso.

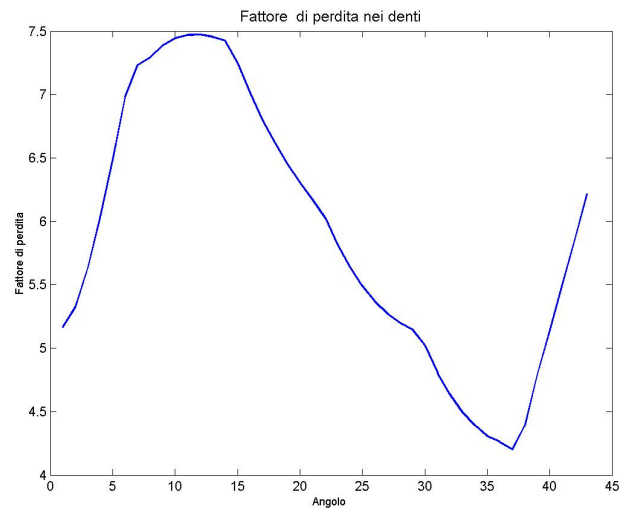


Figura 8.1: Andamento del fattore di perdita dei denti in funzione dell'angolo di barriera (senza magneti e $p=2$)

Nelle figure fig.8.2, 8.3 e 8.4 sono presentate l'andamento del fattore di perdita dei canali di rotore in funzione dell'angolo di barriera di flusso

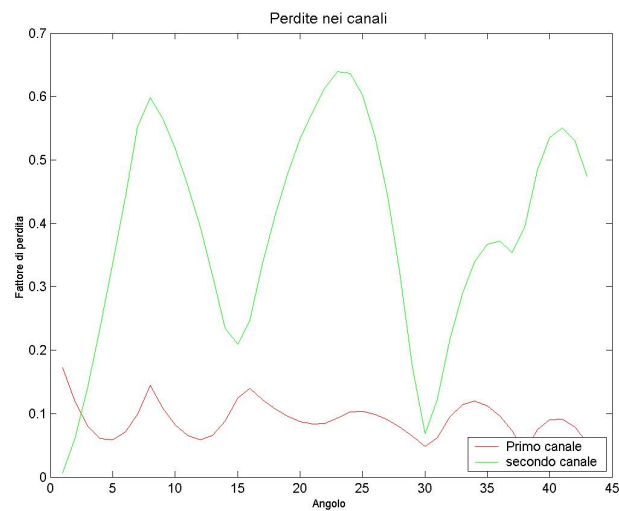


Figura 8.2: Andamento del fattore di perdita dei canali di rotore in funzione dell'angolo di barriera (senza magneti e $p=2$)

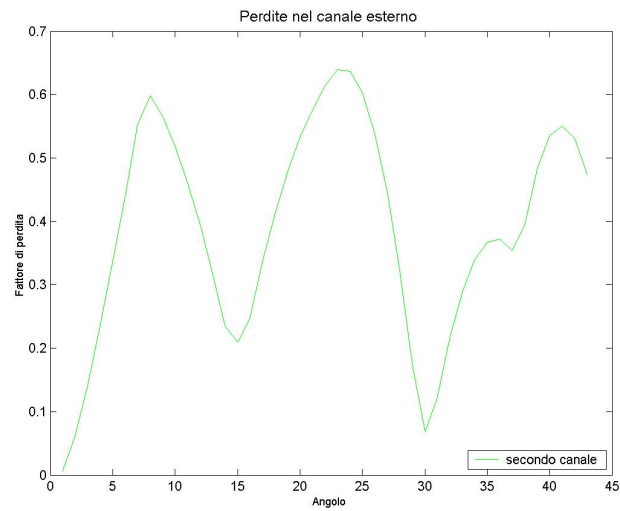


Figura 8.3: Andamento del fattore di perdita del canale esterno di rotore in funzione dell'angolo di barriera (senza magneti e $p=2$)

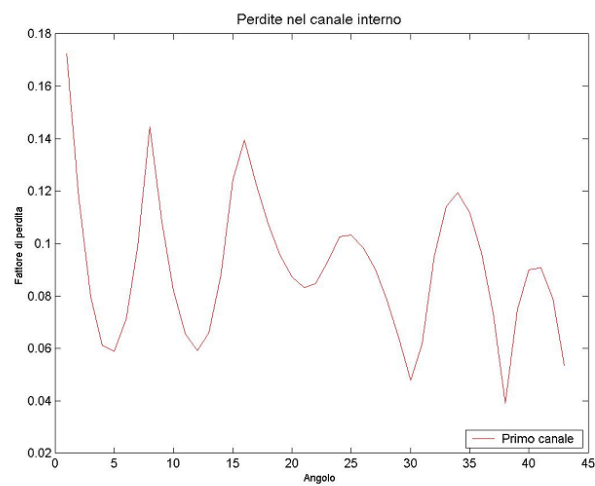


Figura 8.4: Andamento del fattore di perdita del canale interno di rotore in funzione dell'angolo di barriera (senza magneti e $p=2$)

8.1.3 Verifica del modello

Per controllare la veridicità del modello, come è stato fatto per la coppia, si sono confrontati le induzione e i risultati del modello con delle simulazioni FEM adottando 2 modelli:

- uno slotless per la maggior parte delle grandezze da confrontare
- uno con cave per determinare le grandezze relative ai denti

Entrambi i modelli si riferiscono a un motore a 4 poli di $D=0.066\text{m}$ e $L=0.06\text{m}$ $g=0.0003\text{m}$ con angoli di barriera di $\theta_{b1} = 34^\circ$. L'albero del motore è in acciaio mentre rotore e statore sono in ferro lineare. Gli avvolgimenti sono a passo intero 24 cave e si è supposto 2 vie parallele con matasse da 50 conduttori e un corrente di 20A che comporta un carico elettrico di circa 29000 A/m .

I 2 modelli utilizzati sono:

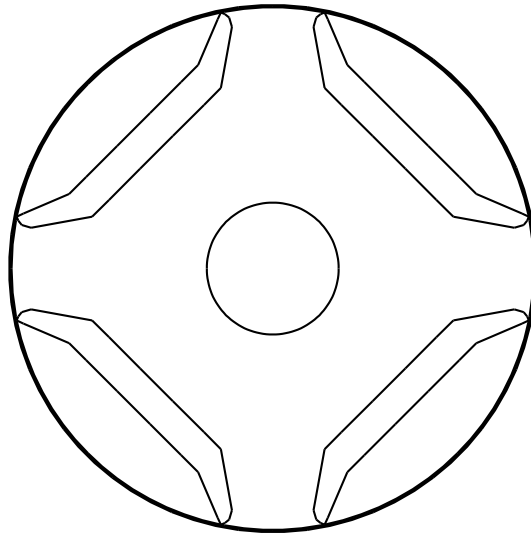


Figura 8.5: FEM senza cave di statore

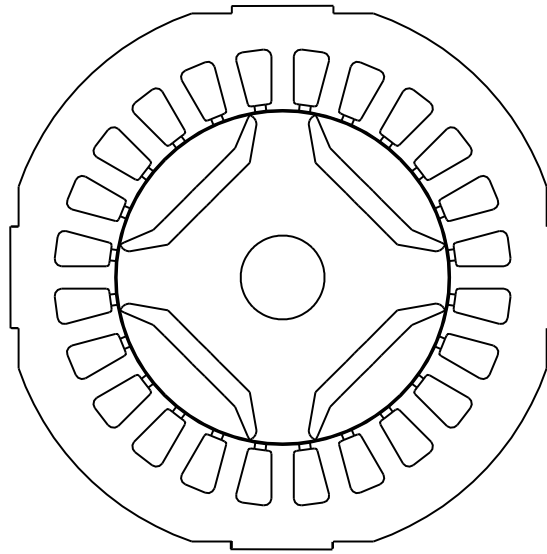


Figura 8.6: FEM con cave di statore

I punti in cui sono stati presi le induzioni sono:

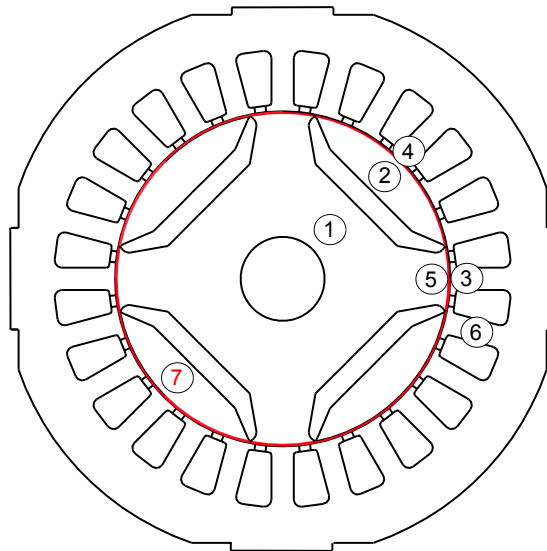


Figura 8.7: Punti in cui sono state calcolate le induzioni nel motore a 1 barriera

I relativi risultati sono:

- Induzione canale 1 nel tempo (fig. 8.7 punto 1)

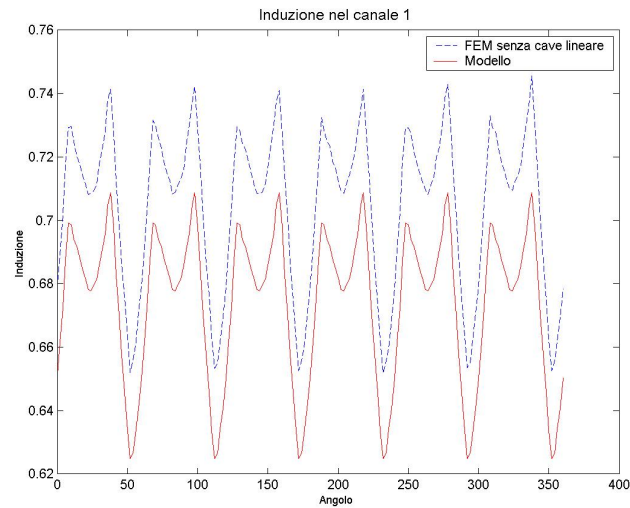


Figura 8.8: Induzione canale 1 nel tempo

- Induzione canale 2 nel tempo (fig. 8.7 punto 2)

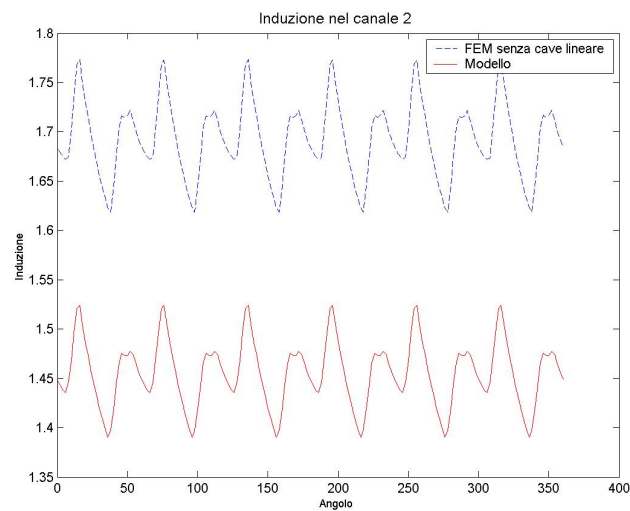


Figura 8.9: Induzione canale 2 nel tempo

- Induzione traferro all'esterno delle barriere nel tempo (rif. rotore)
(fig. 8.7 punto 3)

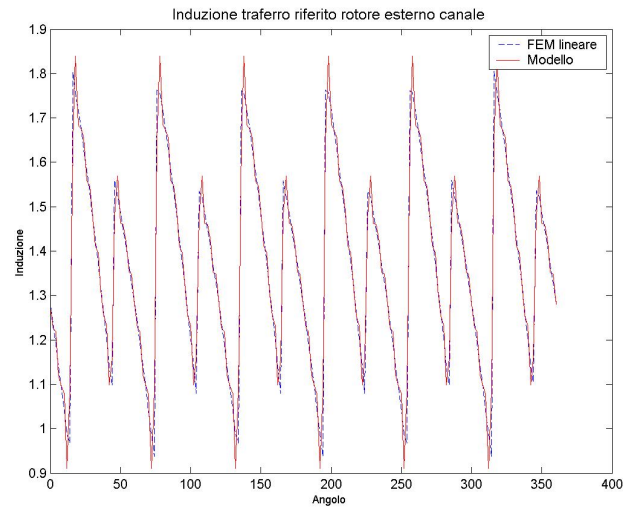


Figura 8.10: Induzione traferro all'esterno delle barriere

- Induzione traferro all'interno delle barriere nel tempo (rif. rotore)
(fig. 8.7 punto 4)

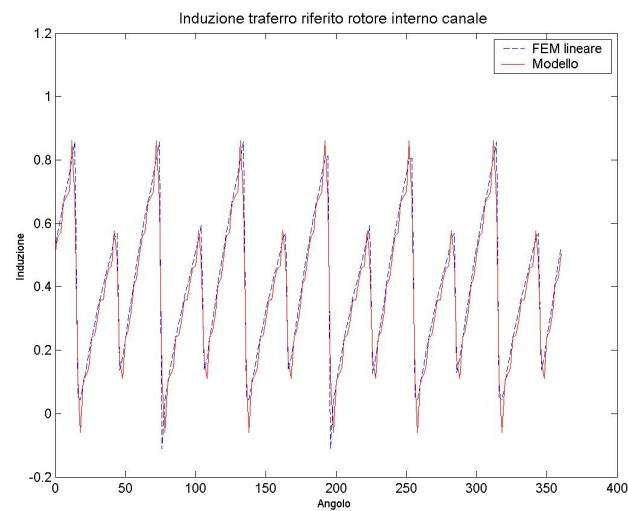


Figura 8.11: Induzione traferro all'interno delle barriere

- Induzione traferro all'interno delle barriere nel tempo (rif. statore) (fig. 8.7 punto 5)

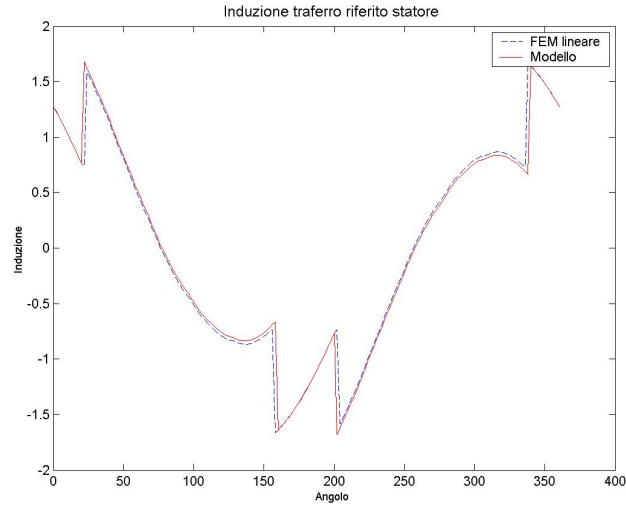


Figura 8.12: Induzione traferro riferiti statore

- Induzione dente nel tempo (fig. 8.7 punto 6)

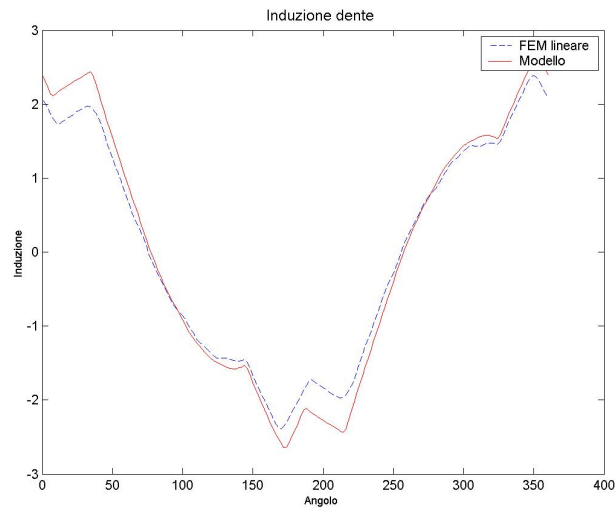


Figura 8.13: Induzione dente

- Induzione traferro nello spazio (istante iniziale) (fig. 8.7 linea 7)

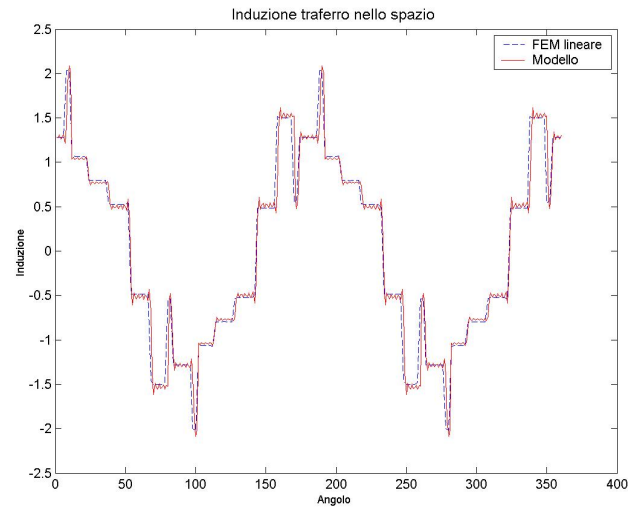


Figura 8.14: Induzione traferro nello spazio

- Fattori calcolati

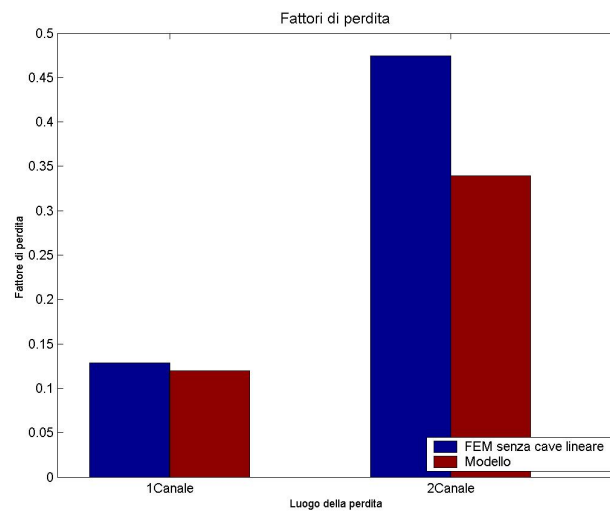


Figura 8.15: Fattori calcolati

8.2 Motori PMAREL a 1 barriera

8.2.1 Utilizzo dei PM nel modello

Ora si analizza il comportamento del motore se si inserisce dei magneti permanenti. Se si inserisce dei PM in un motore a riluttanza si ottengono quelli che vengono definiti motori a riluttanza assistiti da magnete permanente (PMAREL), mentre se la quantità di magneti è tale da riempire interamente la barriera si hanno i motori a magneti permanenti interni (IPM). I riferimenti adottati per la macchina a riluttanza sono gli stessi: L'asse d e l'asse q hanno rispettivamente il minimo e il massimo valore di riluttanza. Il PM è inserito in modo da avere la direzione di magnetizzazione verso l'asse negativo q .

8.2.2 Risultati ottenuti dall'analisi

Come fatto per le perdite del motore senza la presenza dei magneti anche in questo caso vengono analizzati i risultati. Si è constatato che il fattore di perdita varia a seconda della posizione della barriera di flusso, vale a dire secondo i θ_b . Quindi si ha:

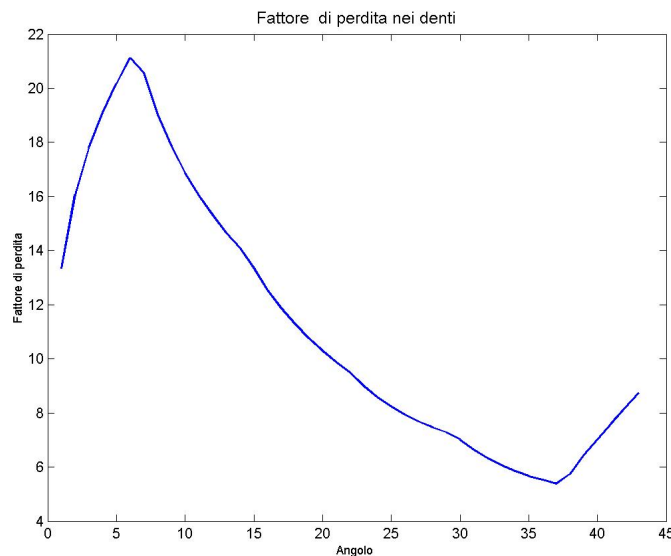


Figura 8.16: Andamento del fattore di perdita dei denti in funzione dell'angolo di barriera (con magneti e $p=2$)

Nelle figure fig.8.17, 8.18 e 8.19 sono presentate l'andamento del fattore di perdita dei canali di rotore in funzione dell'angolo di barriera di flusso

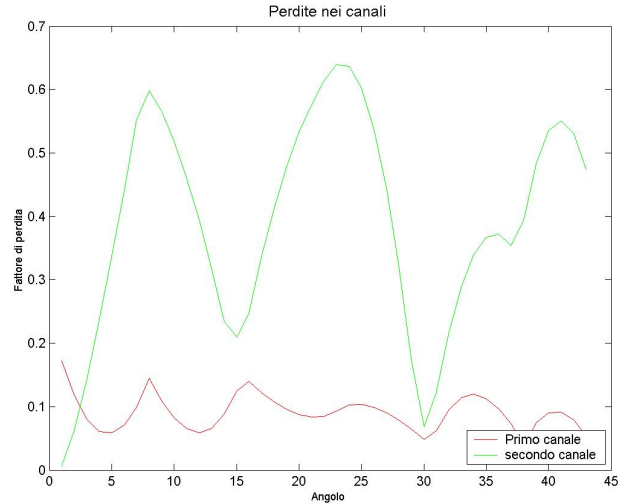


Figura 8.17: Andamento del fattore di perdita dei canali di rotore in funzione dell'angolo di barriera (con magneti e $p=2$)

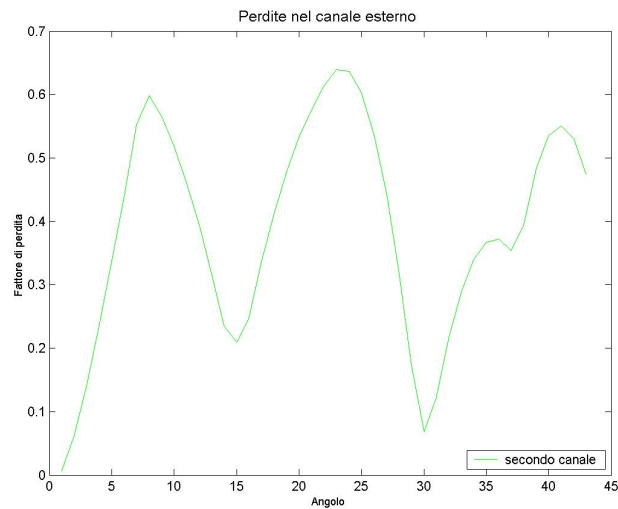


Figura 8.18: Andamento del fattore di perdita del canale esterno di rotore in funzione dell'angolo di barriera (con magneti e $p=2$)

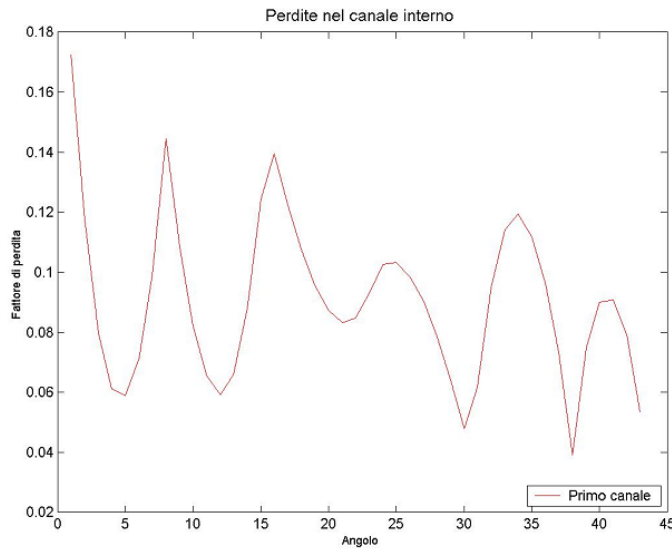


Figura 8.19: Andamento del fattore di perdita del canale interno di rotore in funzione dell'angolo di barriera (con magneti e $p=2$)

8.2.3 Verifica del modello

Per controllare la veridicità del modello, come è stato fatto per la coppia, si è confrontato le induzione e i risultati del modello con delle simulazioni FEM adottando 2 modelli uno slotless le maggiori grandezze da confrontare e uno con cave per determinare le grandezze relative ai denti ma in questo caso si è confrontato le induzioni e i fattori di perdita. Entrambi i modelli si riferiscono a un motore a 4 poli di $D=0.066m$ e $L=0.06m$ $g=0.0003m$ con angoli di barriera di $\theta_{b1} = 34$. L'albero del motore è in acciaio mentre rotore e statore sono in ferro lineare. Gli avvolgimenti sono a passo intero 24 cave e si è supposto 2 vie parallele con matasse da 50 conduttori e un corrente di 20A che comporta un carico elettrico di circa $29000 A/m$. I magneti inseriti nel motore sono modellizzati con $H_{c1} = 750000 A/m$, $h_{m1} = 0.010m$ e $\mu_r = 1.5$.

I relativi risultati sono:

- Induzione canale 1 nel tempo (fig. 8.7 punto 1)

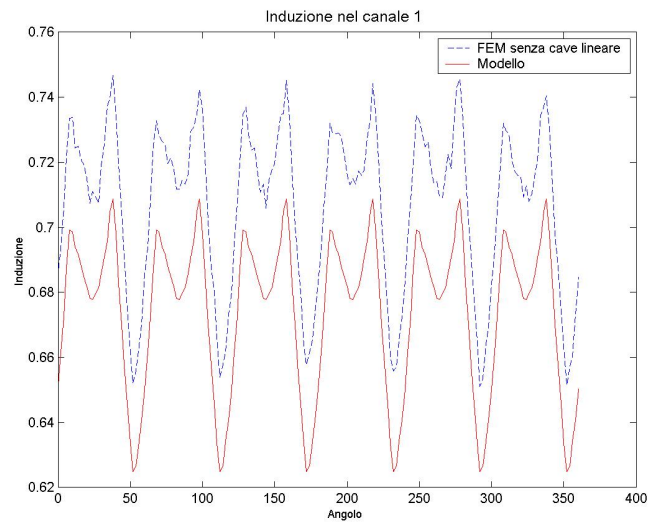


Figura 8.20: Induzione canale 1 nel tempo (Con magneti e $p=2$)

- Induzione canale 2 nel tempo (fig. 8.7 punto 2)

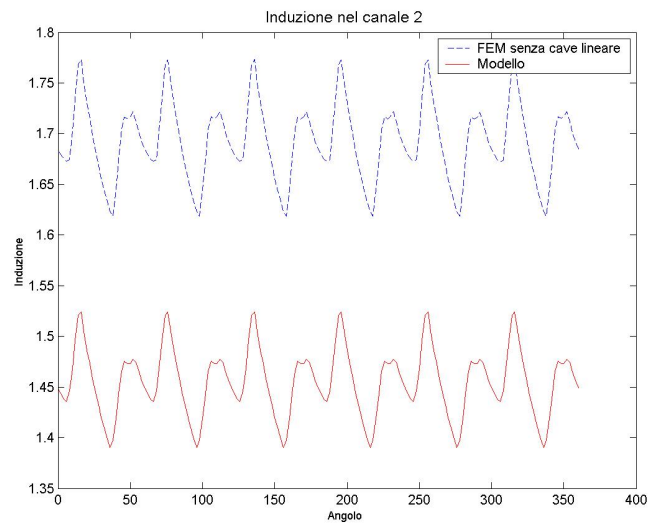


Figura 8.21: Induzione canale 2 nel tempo (Con magneti e $p=2$)

- Induzione traferro all'esterno delle barriere nel tempo (rif. rotore)
(fig. 8.7 punto 3)

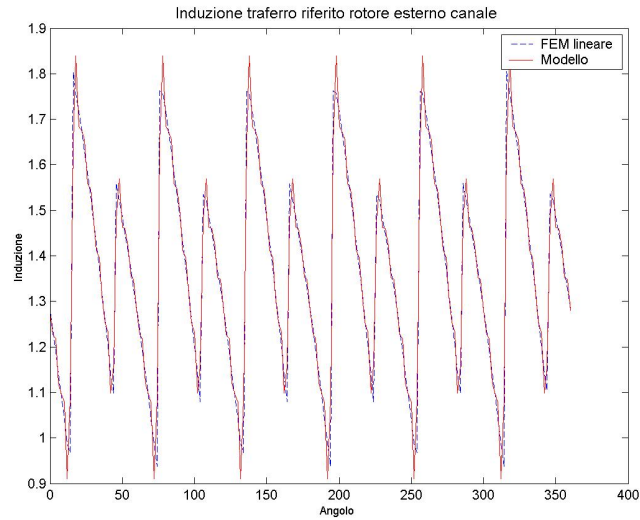


Figura 8.22: Induzione traferro all'esterno delle barriere (Con magneti e $p=2$)

- Induzione traferro all'interno delle barriere nel tempo (rif. rotore)
(fig. 8.7 punto 4)

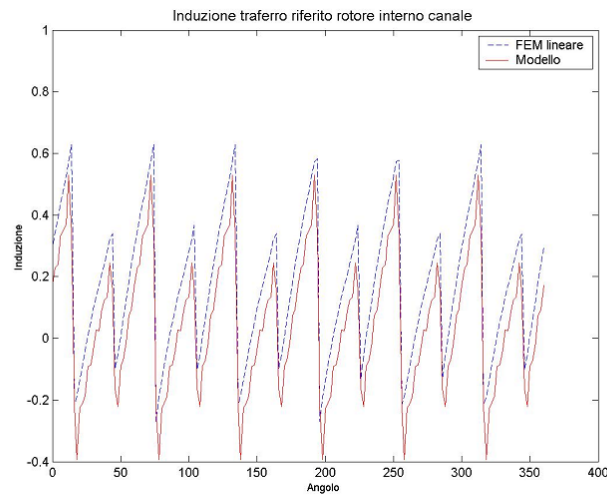


Figura 8.23: Induzione traferro all'interno delle barriere (Con magneti e $p=2$)

- Induzione traferro all'interno delle barriere nel tempo (rif. statore)
(fig. 8.7 punto 5)

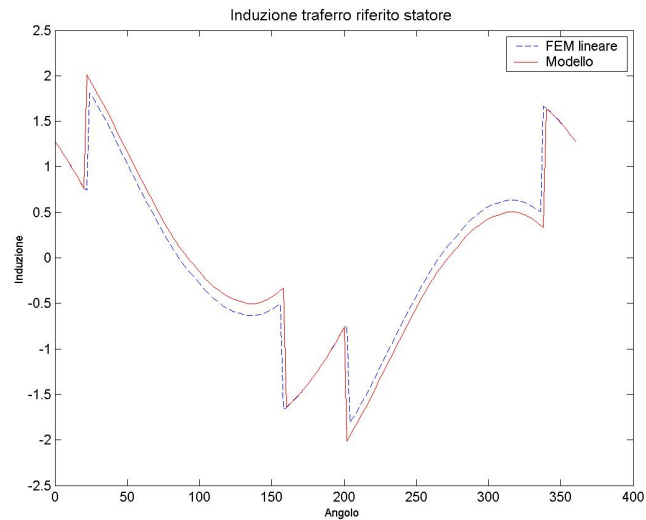


Figura 8.24: Induzione traferro riferiti statore (Con magneti e $p=2$)

- Induzione dente nel tempo (fig. 8.7 punto 6)

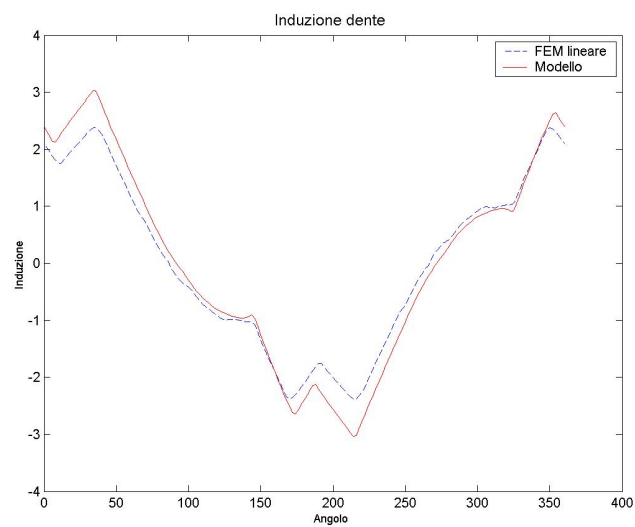


Figura 8.25: Induzione dente (Con magneti e $p=2$)

- Induzione traferro nello spazio (istante iniziale) (fig. 8.7 linea 7)

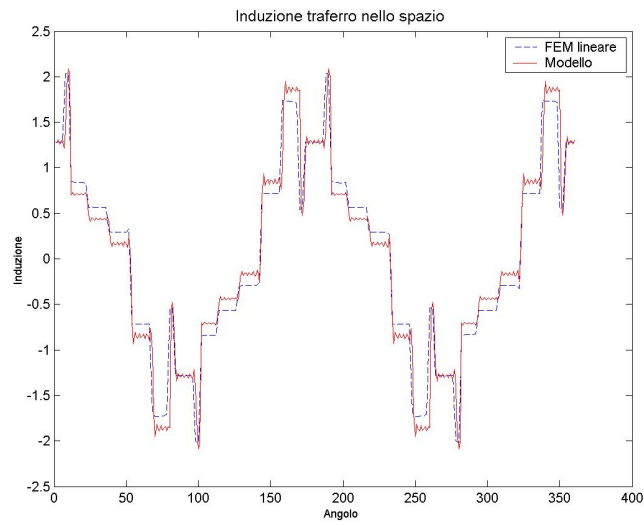


Figura 8.26: Induzione traferro nello spazio (Con magneti e $p=2$)

- Fattori calcolati

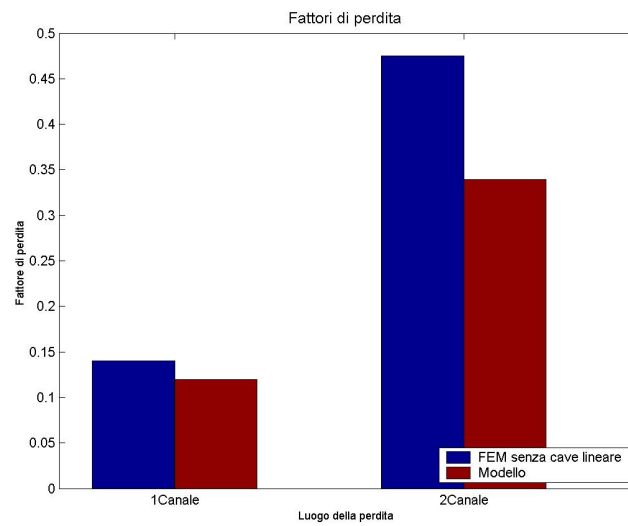


Figura 8.27: Fattori calcolati (Con magneti e $p=2$)

8.3 Verifiche

Per essere certi della validità del modello al variare di tutti i valori d'ingresso si è simulato il motore variando il numero di coppie polari e il numero di cave di statore utilizzando lo stesso modello. Inizialmente si è cambiato solamente il numero di coppie trovando le stesse soluzioni ma con diversi angoli negli assi dei grafici poi si è cambiato il numero di cave di statore. La veridicità del modello è stata visualizzata con il confronto con i relativi modelli FEM. I risultati sono stati omessi in questo trattato.

8.4 Conclusioni perdite 1 barriera

Il programma calcola le induzioni al traferro con coordinate di statore e rotore, l'induzione nei denti di statore e l'induzione nei canali di rotore. Note queste induzioni calcola i fattori di perdita relativi ai denti di statore e ai canali di rotore e da questi si nota che:

- I fattori di perdita dei denti di statore con o senza la presenza dei magneti sono diversi
- I fattori di perdita dei canali di rotore con o senza la presenza dei magneti sono uguali

La simulazione è adatta sia cambiando numero di cave che numero di poli. Si possono simulare motori fino a 3 barriere. Le induzioni di verifica calcolate dal programma e quelle misurate con modello FEM sono molto simili in alcuni punti, mentre in altri si deve tenere conto di varie semplificazioni fatte e dell'effetto del magnete che modifica il flusso magnetico nel canale.

Perdite: Rotore con due barriere

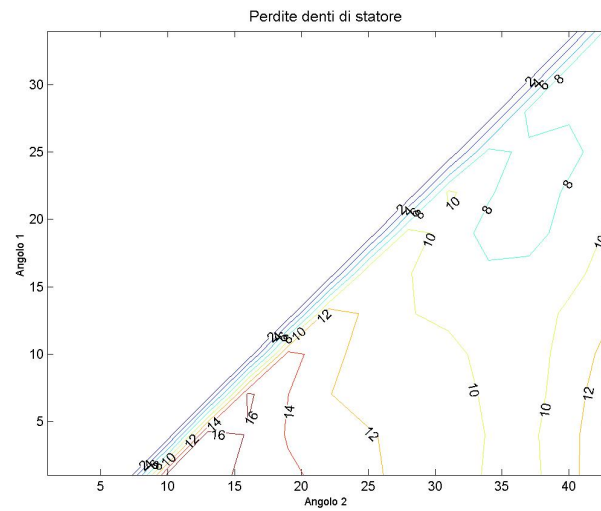
9.1 Motori REL a 2 barriera

9.1.1 Riduzione delle perdite nel ferro

Inizialmente si è usato un programma con lo scopo di calcolare l'induzione al traferro con coordinate di statore e il potenziale di statore, successivamente si è calcolato l'induzione al traferro con coordinate di rotore. Dai risultati ottenuti da questo primo programma si passerà al calcolo dell'induzione del dente nel tempo, basterà fare il calcolo per un dente poichè per i denti successivi la forma d'onda è la stessa con diversa fase iniziale. In una fase successiva verranno utilizzate le grandezze con coordinate di rotore per determinare l'induzione nei canali nel tempo.

9.1.2 Risultati ottenuti dall'analisi

I risultati del calcolo vengono mostrati successivamente. In fig.9.1 è presentato l'andamento del fattore di perdita dei denti di statore in funzione degli angoli di barriera di flusso. I risultati ottenuti presentano delle forme simili a quelle delle mappe di progetto.



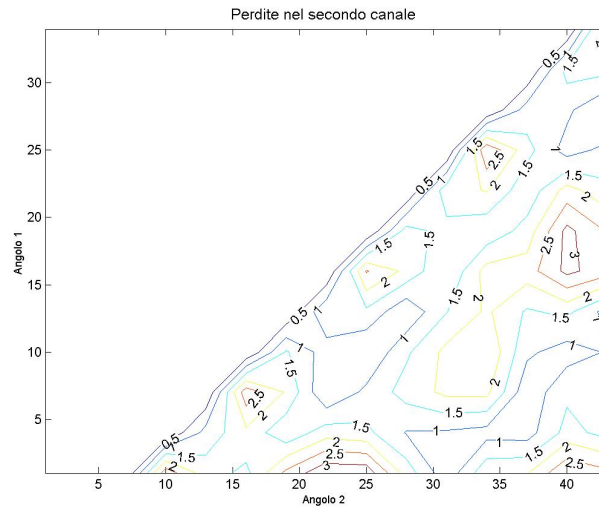


Figura 9.3: Andamento del fattore di perdita del secondo canale di rotore in funzione degli angoli di barriera (senza magneti e $p=2$)

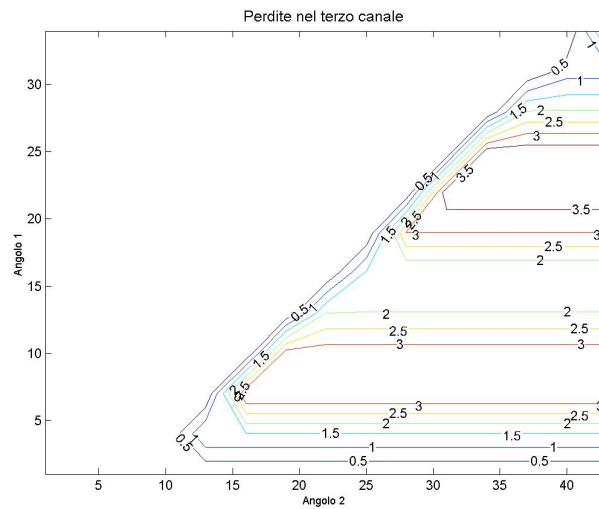


Figura 9.4: Andamento del fattore di perdita del terzo canale di rotore in funzione degli angoli di barriera (senza magneti e $p=2$)

9.1.3 Verifica del modello

Per controllare la veridicità del modello, come è stato fatto per la coppia, si sono confrontati le induzione e i risultati del modello con delle simulazioni FEM adottando 2 modelli:

- uno slotless per la maggior parte delle grandezze da confrontare
- uno con cave per determinare le grandezze relative ai denti

Entrambi i modelli si riferiscono a un motore a 4 poli di $D=0.066\text{m}$ e $L=0.06\text{m}$ $g=0.0003\text{m}$ con angoli di barriera di $\theta_{b1} = 23$ e $\theta_{b2} = 39$. L'albero del motore è in acciaio mentre rotore e statore sono in ferro lineare. Gli avvolgimenti sono a passo intero 24 cave e si è supposto 2 vie parallele con matasse da 50 conduttori e un corrente di 20A che comporta un carico elettrico di circa 29000 A/m .

I 2 modelli utilizzati sono:

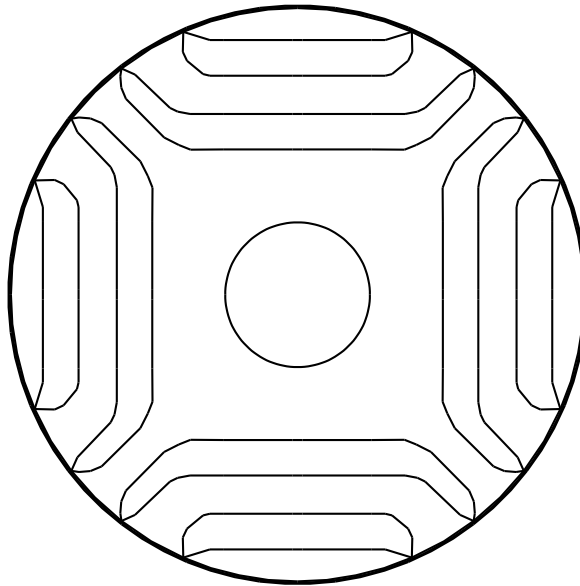


Figura 9.5: FEM senza cave di statore

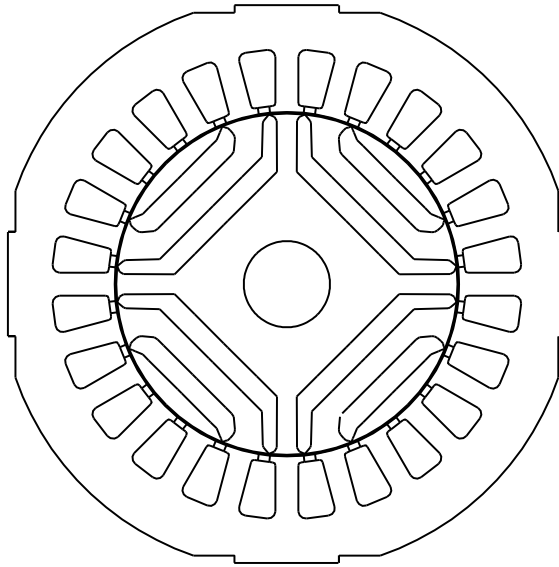


Figura 9.6: FEM con cave di statore

I punti in cui sono stati presi le induzioni sono:

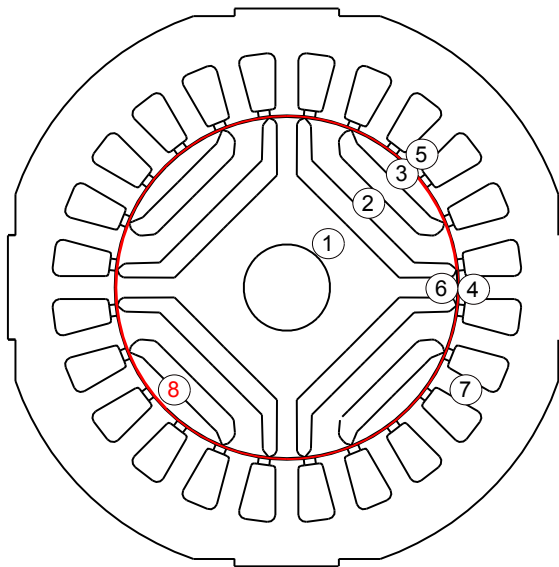


Figura 9.7: Punti in cui sono state calcolate le induzioni nel motore a 2 barriere

I relativi risultati sono:

- Induzione canale 1 nel tempo (fig. 9.7 punto 1)

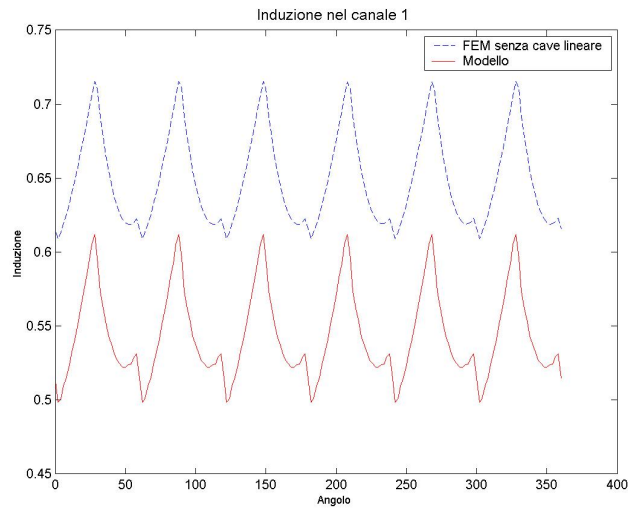


Figura 9.8: Induzione canale 1 nel tempo (senza magneti $p=2$)

- Induzione canale 2 nel tempo (fig. 9.7 punto 2)

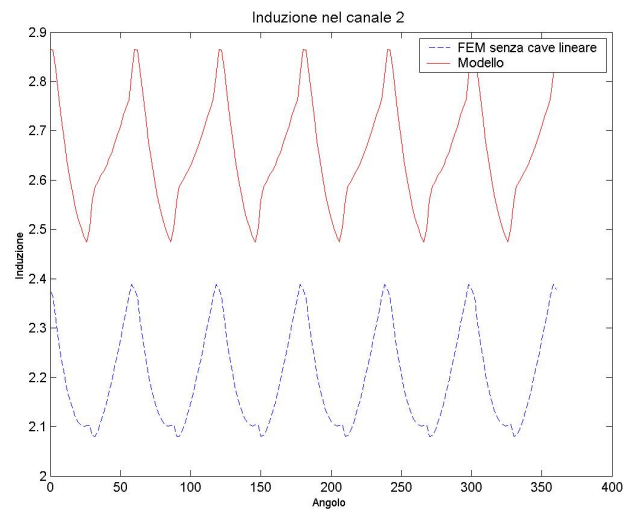


Figura 9.9: Induzione canale 2 nel tempo (senza magneti $p=2$)

- Induzione canale 3 nel tempo (fig. 9.7 punto 3)

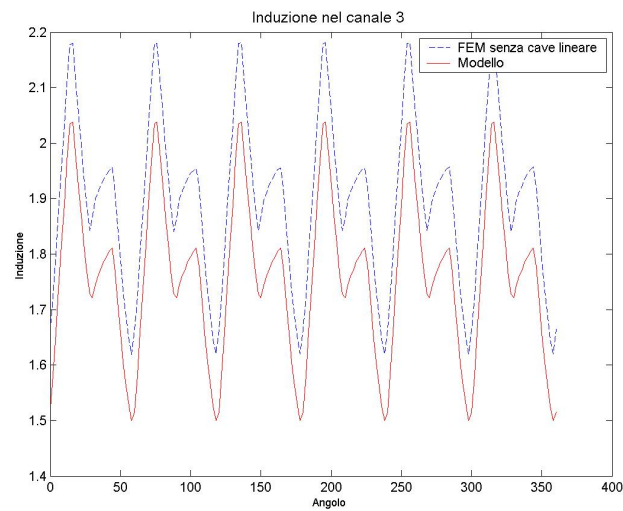


Figura 9.10: Induzione canale 3 nel tempo (senza magneti $p=2$)

- Induzione traferro all'esterno delle barriere nel tempo (rif. rotore) (fig. 9.7 punto 4)

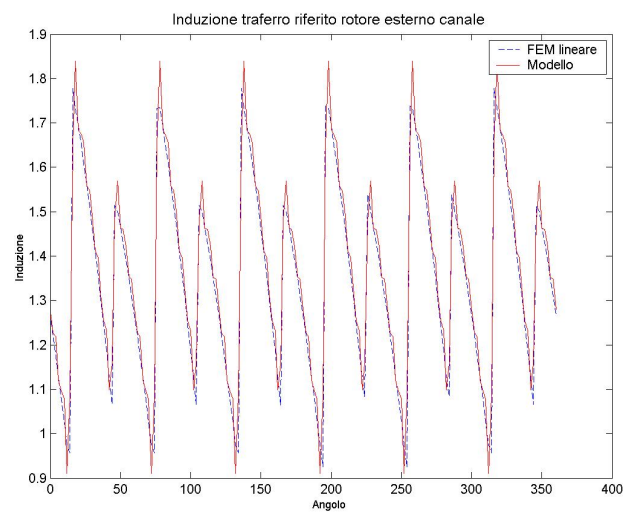


Figura 9.11: Induzione traferro all'esterno delle barriere (senza magneti $p=2$)

- Induzione traferro all'interno delle barriere nel tempo (rif. rotore) (fig. 9.7 punto 5)

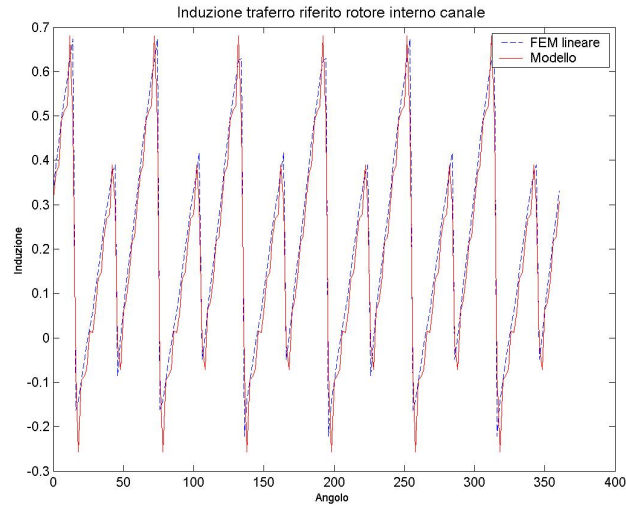


Figura 9.12: Induzione traferro all'interno delle barriere (senza magneti $p=2$)

- Induzione traferro all'interno delle barriere nel tempo (rif. statore) (fig. 9.7 punto 6)

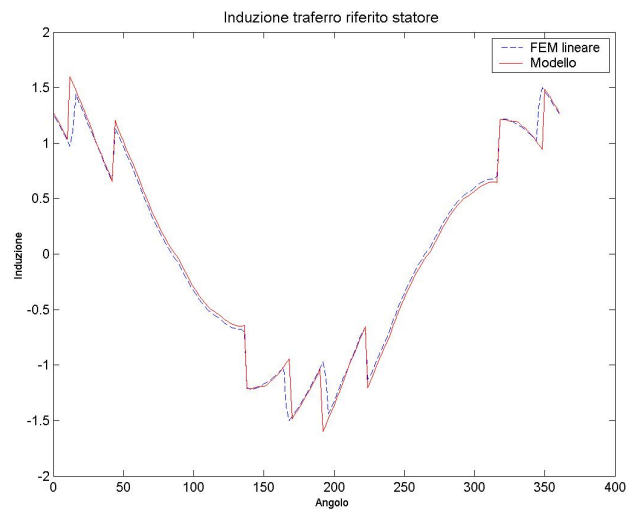


Figura 9.13: Induzione traferro riferiti statore (senza magneti $p=2$)

- Induzione dente nel tempo (fig. 9.7 punto 7)

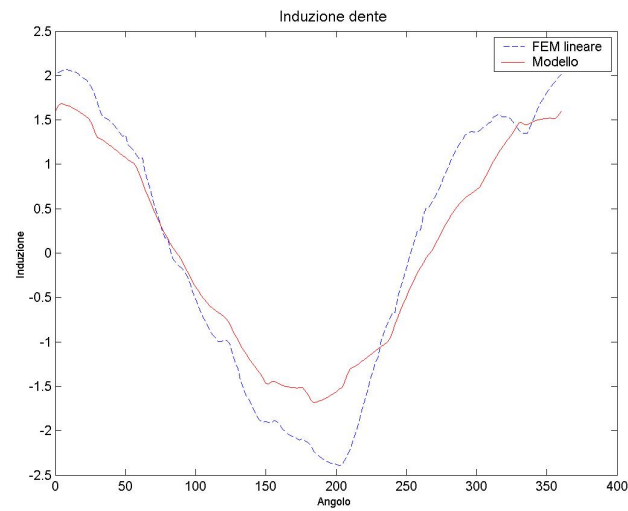


Figura 9.14: Induzione dente (senza magneti $p=2$)

- Induzione traferro nello spazio (istante iniziale) (fig. 9.7 punto 8)

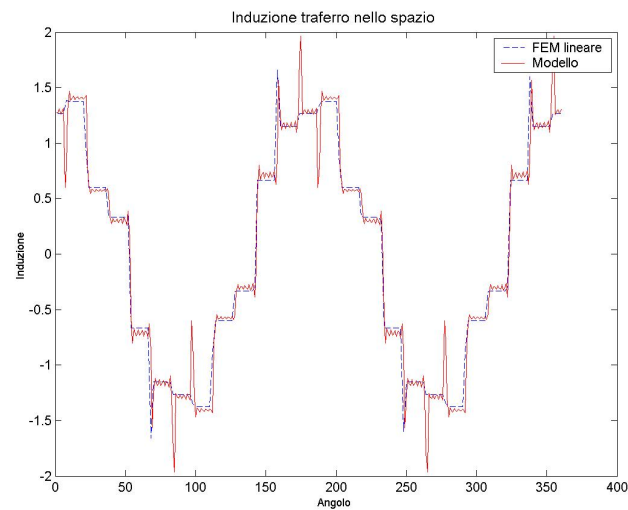


Figura 9.15: Induzione traferro nello spazio (senza magneti $p=2$)

- Fattori calcolati

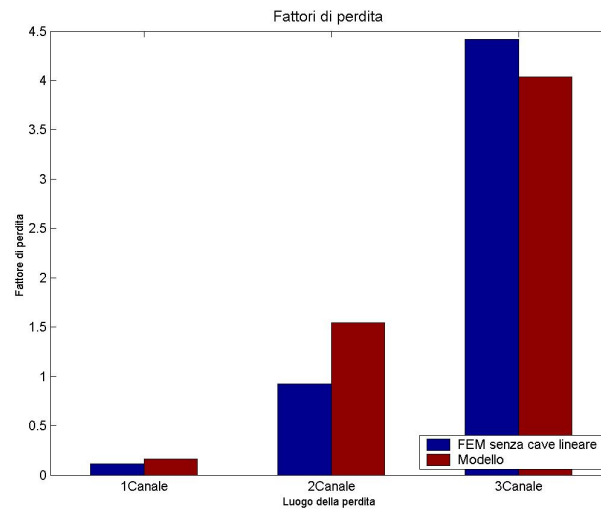


Figura 9.16: Fattori calcolati (senza magneti $p=2$)

9.2 Motori PMAREL a 2 barriera

9.2.1 Utilizzo dei PM nel modello

Ora si analizza il comportamento del motore se si inserisce dei magneti permanenti. Se si inserisce dei PM in un motore a riluttanza si ottengono quelli che vengono definiti motori a riluttanza assistiti da magneti permanente (PMAREL), mentre se la quantità di magneti è tale da riempire interamente la barriera si hanno i motori a magneti permanenti interni (IPM). I riferimenti adottati per la macchina a riluttanza sono gli stessi: L'asse d e l'asse q hanno rispettivamente il minimo e il massimo valore di riluttanza. Il PM è inserito in modo da avere la direzione di magnetizzazione verso l'asse negativo q .

9.2.2 Risultati ottenuti dall'analisi

Come fatto per le perdite del motore senza la presenza dei magneti anche in questo caso vengono analizzati i risultati. Si è constatato che il fattore di perdita varia a seconda della posizione della barriera di flusso, vale a dire secondo i θ_b . Quindi si ha:

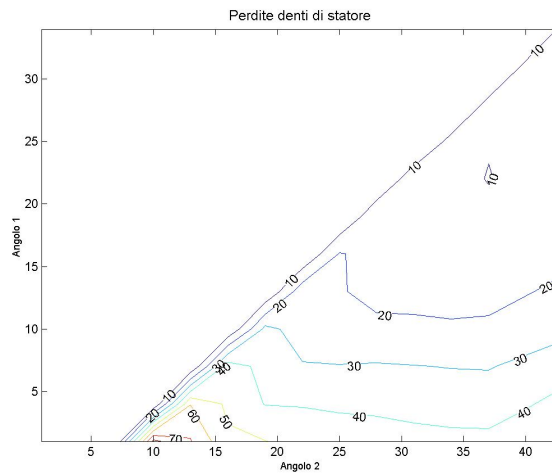


Figura 9.17: Andamento del fattore di perdita dei denti in funzione degli angoli di barriera (con magneti e $p=2$)

Nelle figure fig.9.18, fig.9.19, e fig.9.20 sono presentate l'andamento del fattore di perdita dei canali di rotore in funzione dell'angolo di barriera di flusso

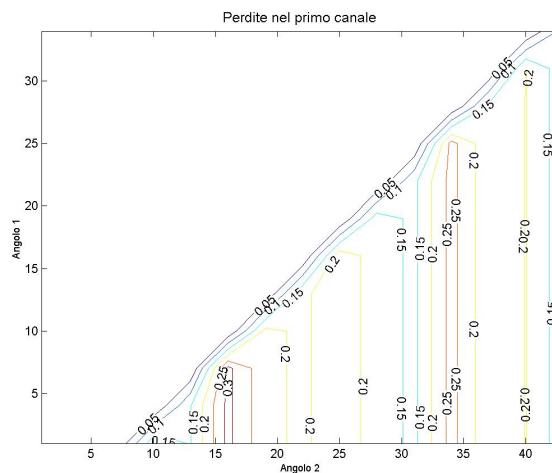


Figura 9.18: Andamento del fattore di perdita del primo canale di rotore in funzione degli angoli di barriera (con magneti e $p=2$)

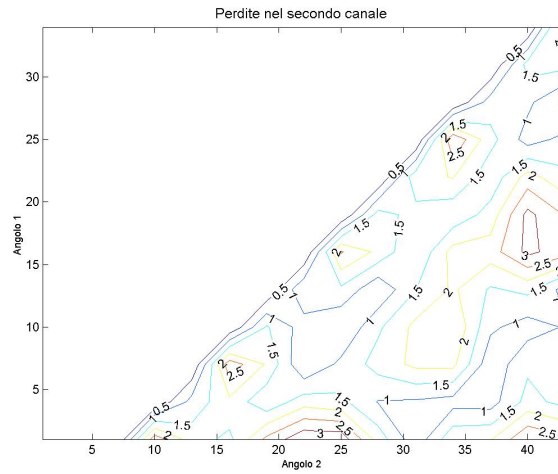


Figura 9.19: Andamento del fattore di perdita del secondo canale di rotore in funzione degli angoli di barriera (con magneti e $p=2$)

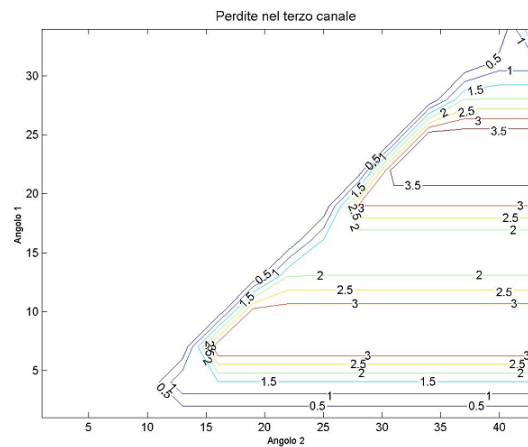


Figura 9.20: Andamento del fattore di perdita del terzo canale di rotore in funzione degli angoli di barriera (con magneti e $p=2$)

9.2.3 Verifica del modello

Per controllare la veridicità del modello, come è stato fatto per la coppia, si è confrontato le induzione e i risultati del modello con delle simulazioni FEM adottando 2 modelli uno slotless le maggiori grandezze da confrontare e uno con cave per determinare le grandezze relative ai denti ma in questo caso si è confrontato le induzioni e i fattori di perdita. Entrambi i modelli si riferiscono a un motore a 4 poli di $D=0.066m$ e $L=0.06m$ $g=0.0003m$ con angoli di barriera di $\theta_{b1} = 23$ e $\theta_{b2} = 39$. L'albero del motore è in acciaio mentre rotore e statore sono in ferro lineare. Gli avvolgimenti sono a passo intero 24 cave e si è supposto 2 vie parallele con matasse da 50 conduttori e un corrente di 20A che comporta un carico elettrico di circa $29000 A/m$. I magneti inseriti nel motore sono modellizzati con $H_{c1} = 750000 A/m$, $h_{m1} = 0.010m$, $\mu_{r1} = 1.5$ e $H_{c2} = 750000 A/m$, $h_{m2} = 0.010m$, $\mu_{r2} = 1.5$.

I relativi risultati sono:

- Induzione canale 1 nel tempo (fig. 9.7 punto 1)

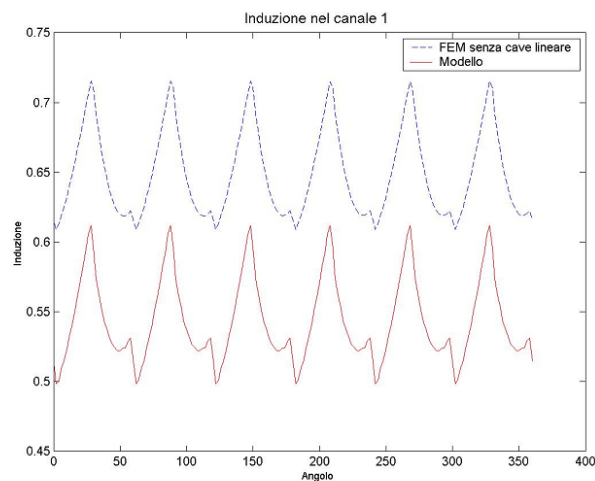


Figura 9.21: Induzione canale 1 nel tempo (con magneti e p=2)

- Induzione canale 2 nel tempo (fig. 9.7 punto 2)

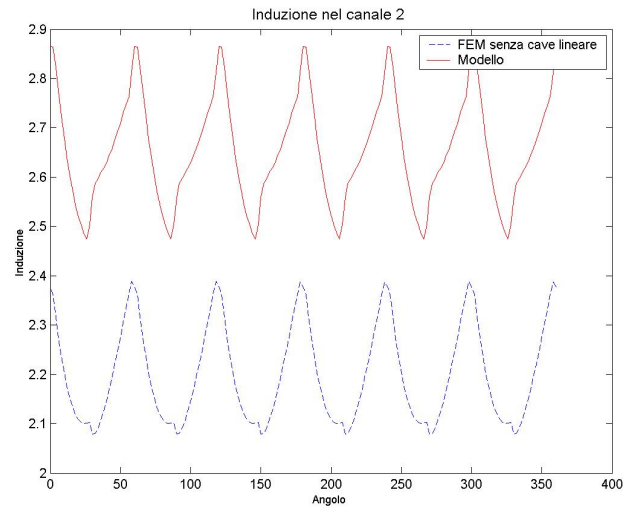


Figura 9.22: Induzione canale 2 nel tempo (con magneti e $p=2$)

- Induzione canale 3 nel tempo (fig. 9.7 punto 3)

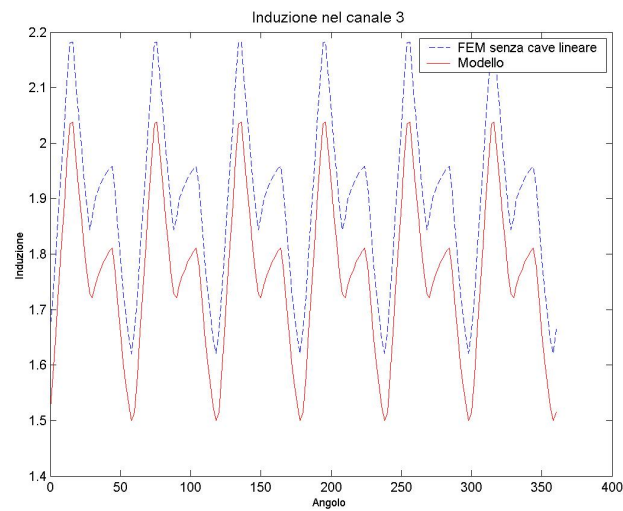


Figura 9.23: Induzione canale 3 nel tempo (con magneti e $p=2$)

- Induzione traferro all'esterno delle barriere nel tempo (rif. rotore)
(fig. 9.7 punto 4)

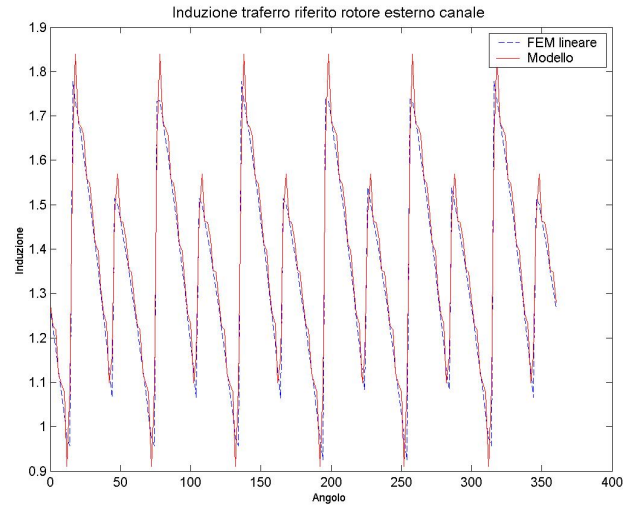


Figura 9.24: Induzione traferro all'esterno delle barriere (con magneti e $p=2$)

- Induzione traferro all'interno delle barriere nel tempo (rif. rotore)
(fig. 9.7 punto 5)

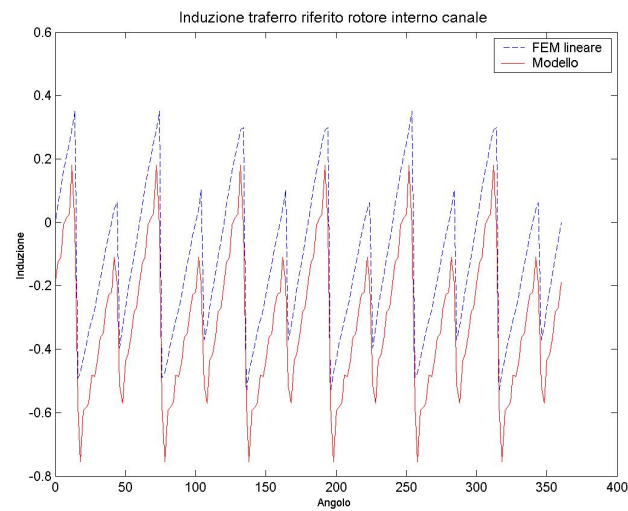


Figura 9.25: Induzione traferro all'interno delle barriere (con magneti e $p=2$)

- Induzione traferro all'interno delle barriere nel tempo (rif. statore) (fig. 9.7 punto 6)

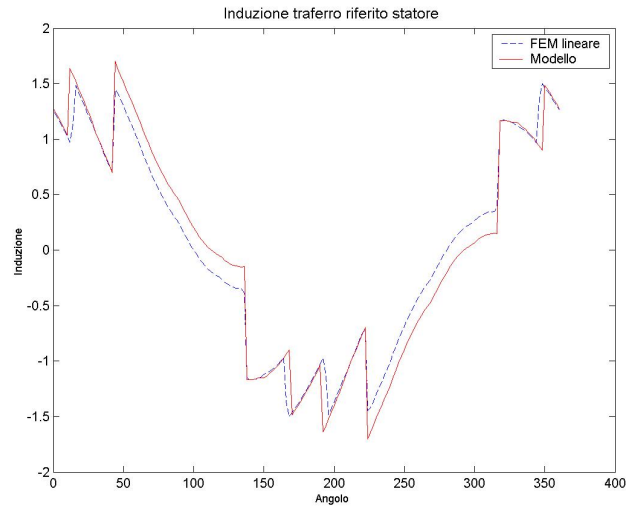


Figura 9.26: Induzione traferro riferiti statore (con magneti e $p=2$)

- Induzione dente nel tempo (fig. 9.7 punto 7)

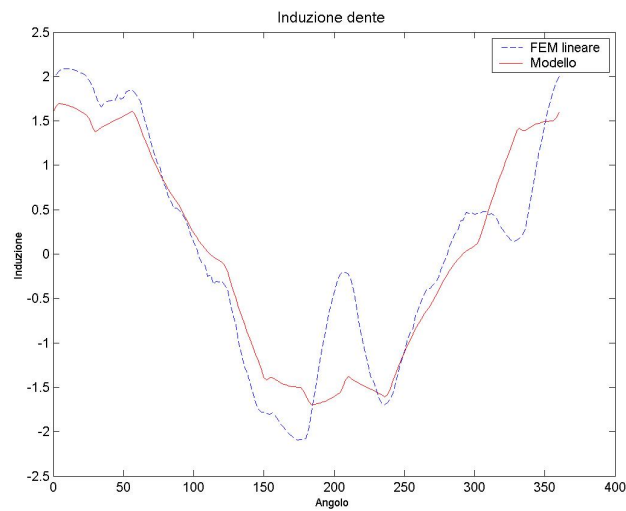


Figura 9.27: Induzione dente (con magneti e $p=2$)

- Induzione traferro nello spazio (istante iniziale) (fig. 9.7 linea 8)

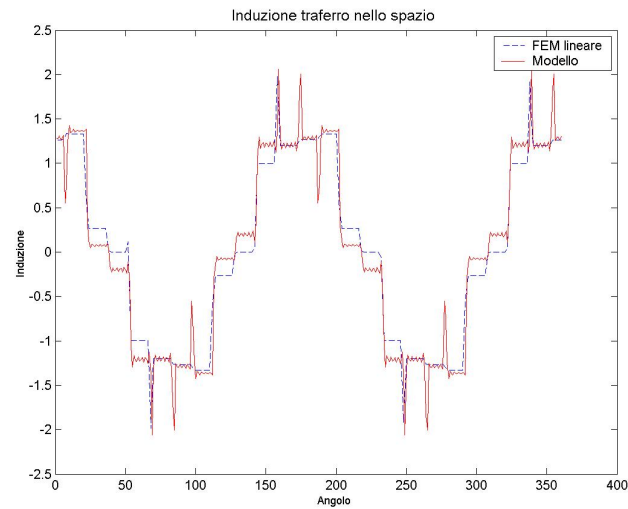


Figura 9.28: Induzione traferro nello spazio (con magneti e $p=2$)

- Fattori calcolati

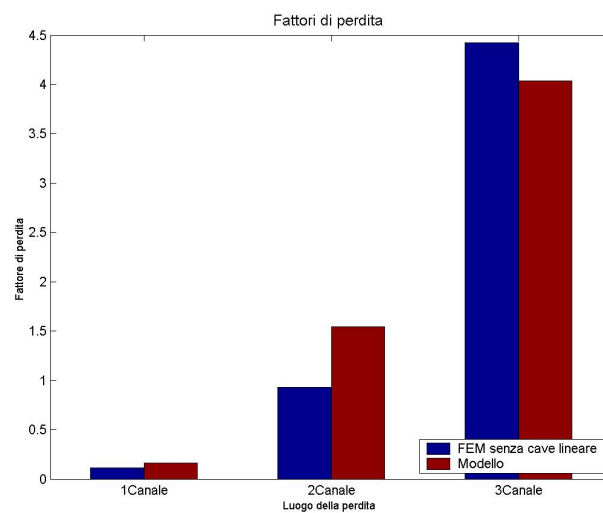


Figura 9.29: Fattori calcolati (con magneti e $p=2$)

9.3 Verifiche

Per essere certi della validità del modello al variare di tutti i valori d'ingresso si è simulato il motore variando il numero di coppie polari e il numero di cave di statore utilizzando lo stesso modello. Inizialmente si è cambiato solamente il numero di coppie trovando le stesse soluzioni ma con diversi angoli negli assi dei grafici poi si è cambiato il numero di cave di statore. La veridicità del modello è stata visualizzata con il confronto con i relativi modelli FEM. I risultati sono stati omessi in questo trattato.

9.4 Conclusioni perdite 2 barriera

Il programma calcola le induzioni al traferro con coordinate di statore e rotore, l'induzione nei denti di statore e l'induzione nei canali di rotore. Note queste induzioni calcola i fattori di perdita relativi ai denti di statore e ai canali di rotore e da questi si nota che:

- I fattori di perdita dei denti di statore con o senza la presenza dei magneti sono diversi
- I fattori di perdita dei canali di rotore con o senza la presenza dei magneti sono uguali
- I fattori corrispondenti all'induzione del canale in base ai riferimenti presi sono:
 - I fattori di perdita del canale 1 sono dipendenti dall'angolo θ_{b2}
 - I fattori di perdita del canale 2 sono dipendenti dall'angolo θ_{b1} e θ_{b2}
 - I fattori di perdita del canale 3 sono dipendenti dall'angolo θ_{b1}

I risultati delle simulazioni sono simili ai tipici *grafici di progetto* in cui si possono distinguere 2 zone:

- Una zona in cui non è possibile associare un motore reale per l'infaticabilità della geometria
- Una zona a cui a una combinazione di θ_{b1} e θ_{b2} è associata un relativo valore di fattore di perdita.

La simulazione è adatta sia cambiando numero di cave che numero di poli. Si possono simulare motori fino a 3 barriere. Le induzioni di verifica calcolate

dal programma e quelle misurate con modello FEM sono molto simili in alcuni punti, mentre in altri si deve tenere conto di varie semplificazioni fatte e dell'effetto del magnete che modifica il flusso magnetico nel canale.

Perdite: Rotore con tre barriere

10.1 Motori REL a 3 barriera

10.1.1 Riduzione delle perdite nel ferro

Inizialmente si è usato un programma con lo scopo di calcolare l'induzione al traferro con coordinate di statore e il potenziale di statore, successivamente si è calcolato l'induzione al traferro con coordinate di rotore. Dai risultati ottenuti da questo primo programma si passerà al calcolo dell'induzione del dente nel tempo, basterà fare il calcolo per un dente poichè per i denti successivi la forma d'onda è la stessa con diversa fase iniziale. In una fase successiva verranno utilizzate le grandezze con coordinate di rotore per determinare l'induzione nei canali nel tempo.

10.1.2 Risultati ottenuti dall'analisi

I risultati del calcolo vengono mostrati successivamente. Nelle figure sono presentati gli andamenti del fattore di perdita dei denti di statore in funzione degli angoli di barriera di flusso. Come nel caso delle coppie, con le 3 barriere, i risultati verranno visualizzati con delle mappe di progetto per ogni angolo θ_{b3} .

Quindi nell'esempio per l'angolo $\theta_{b3} = 33$ risulterà:

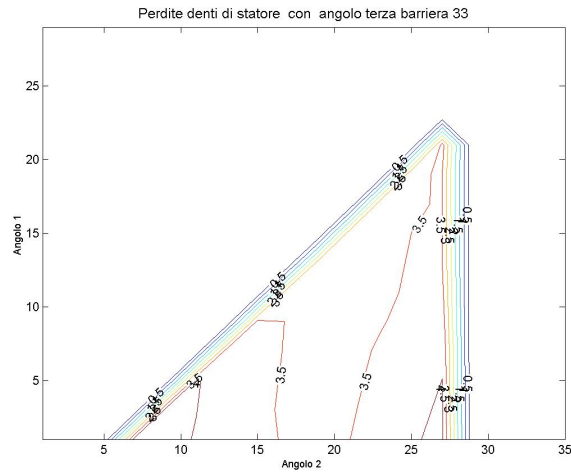


Figura 10.1: Andamento del fattore di perdita dei denti con angolo $\theta_{be} = 33$ (senza magneti $p=2$)

Per l'angolo $\theta_{b3} = 43$ risulterà:

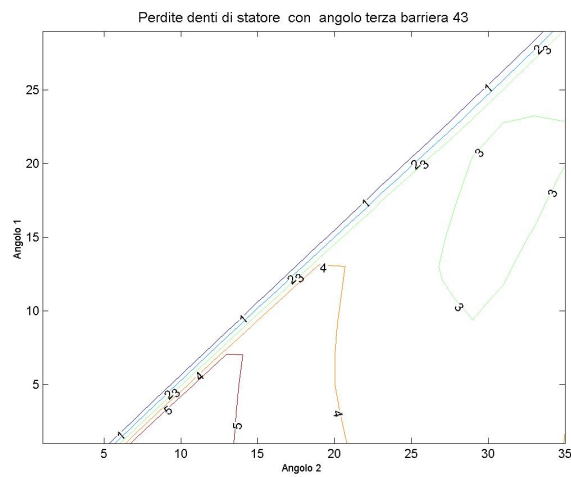


Figura 10.2: Andamento del fattore di perdita dei denti con angolo $\theta_{be} = 43$ (senza magneti $p=2$)

Nelle figure seguenti sono presentate l'andamento del fattore di perdita dei canali di rotore in funzione degli angoli di barriera di flusso. Si ha così per l'angolo $\theta_{b3} = 33$:

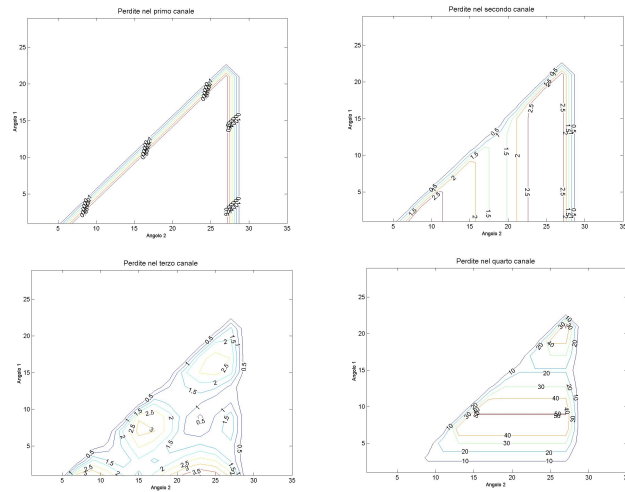


Figura 10.3: Andamento del fattore di perdita dei canali con angolo $\theta_{be} = 33$ (senza magneti e $p=2$)

Per l'angolo $\theta_{b3} = 43$:

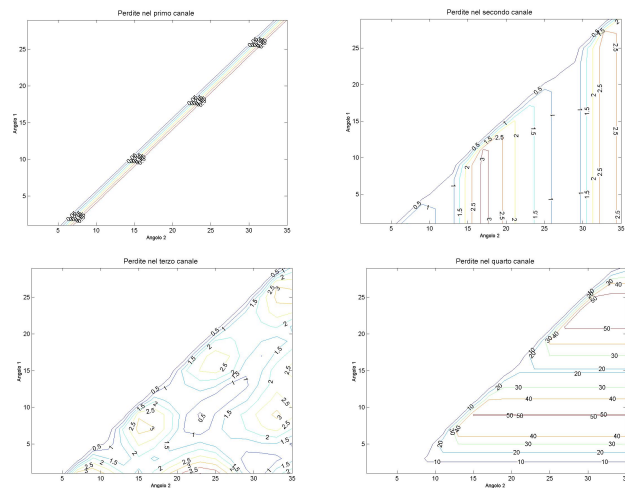


Figura 10.4: Andamento del fattore di perdita dei canali con angolo $\theta_{be} = 43$ (senza magneti e $p=2$)

10.1.3 Verifica del modello

Per controllare la veridicità del modello, come è stato fatto per la coppia, si è confrontato le induzione e i risultati del modello con delle simulazioni FEM adottando 2 modelli uno slotless le maggiori grandezze da confrontare e uno con cave per determinare le grandezze relative ai denti ma in questo caso si è confrontato le induzioni e i fattori di perdita. Entrambi i modelli si riferiscono a un motore a 4 poli di $D=0.066\text{m}$ e $L=0.06\text{m}$ $g=0.0003\text{m}$ con angoli di barriera di $\theta_{b1} = 16$, $\theta_{b2} = 28$ e $\theta_{b3} = 34$. L'albero del motore è in acciaio mentre rotore e statore sono in ferro lineare. Gli avvolgimenti sono a passo intero 24 cave e si è supposto 2 vie parallele con matasse da 50 conduttori e un corrente di 20A che comporta un carico elettrico di circa 29000 A/m .

I 2 modelli utilizzati sono:

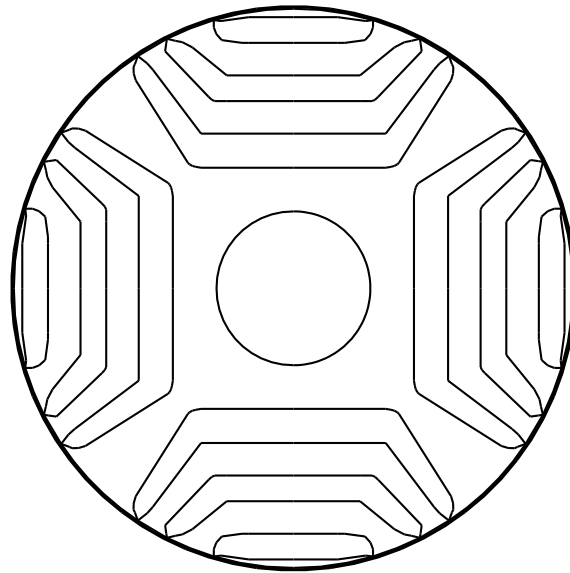


Figura 10.5: FEM senza cave di statore (senza magneti e $p=2$)

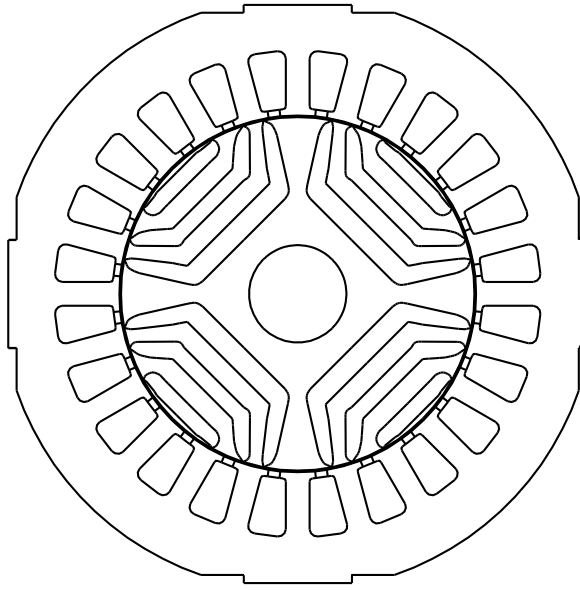


Figura 10.6: FEM con cave di statore (senza magneti e $p=2$)

I punti in cui sono stati presi le induzioni sono:

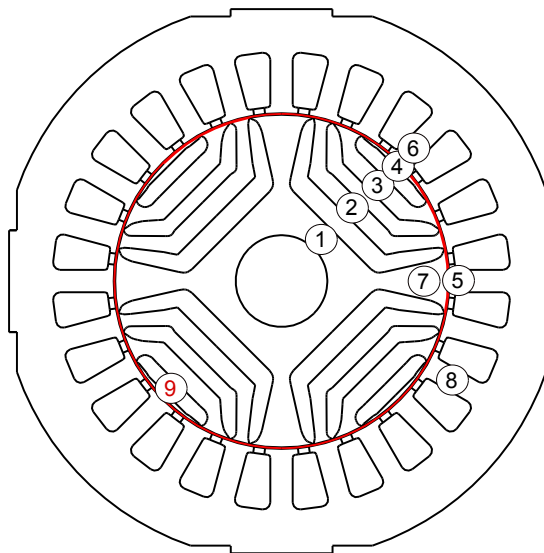


Figura 10.7: Punti in cui sono state calcolate le induzioni nel motore a 3 barriere

I relativi risultati sono:

- Induzioni canali nel tempo (fig. 10.7 punti 1 2 3 4)

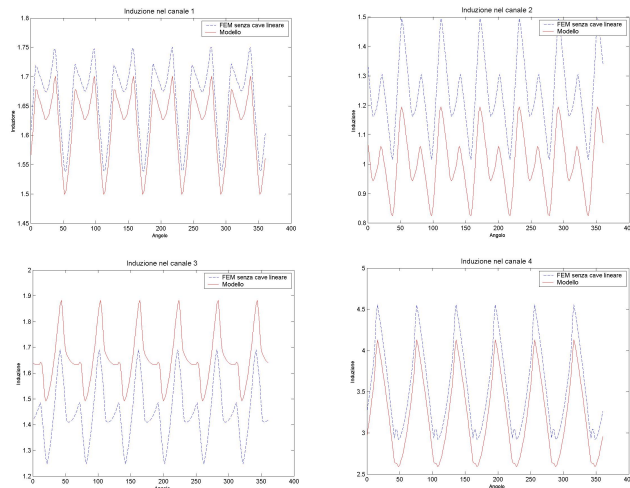


Figura 10.8: Induzione canali nel tempo (senza magneti $p=2$)

- Induzione e fattori (fig. 10.7 punti 7 8 9)

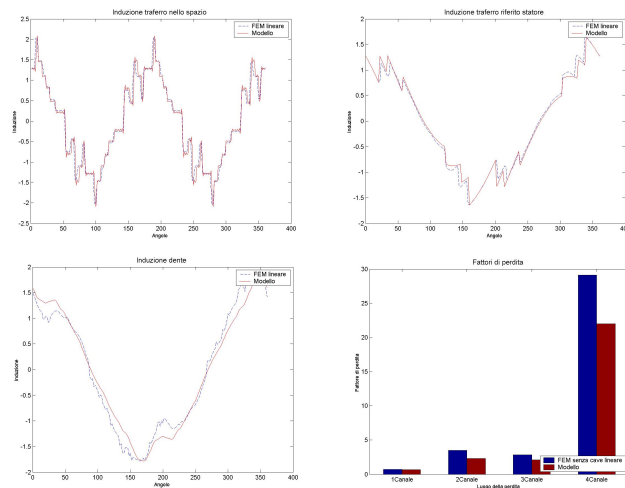


Figura 10.9: Induzione e fattori (senza magneti $p=2$)

10.2 Motori PMAREL a 3 barriera

10.2.1 Utilizzo dei PM nel modello

Ora si analizza il comportamento del motore se si inserisce dei magneti permanenti. Se si inserisce dei PM in un motore a riluttanza si ottengono quelli che vengono definiti motori a riluttanza assistiti da magneti permanente (PMAREL), mentre se la quantità di magneti è tale da riempire interamente la barriera si hanno i motori a magneti permanenti interni (IPM). I riferimenti adottati per la macchina a riluttanza sono gli stessi: L'asse d e l'asse q hanno rispettivamente il minimo e il massimo valore di riluttanza. Il PM è inserito in modo da avere la direzione di magnetizzazione verso l'asse negativo q .

10.2.2 Risultati ottenuti dall'analisi

Come fatto per le perdite del motore senza la presenza dei magneti anche in questo caso vengono analizzati i risultati. Si è constatato che il fattore di perdita varia a seconda della posizione della barriera di flusso, vale a dire secondo i θ_b .

Quindi si ha per $\theta_{b3} = 33$:

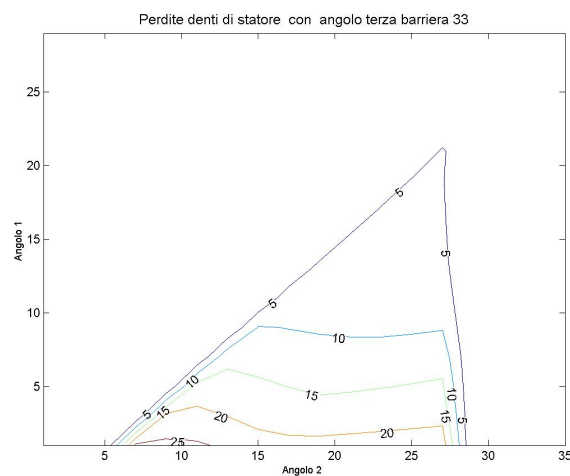


Figura 10.10: Andamento del fattore di perdita dei denti con angolo $\theta_{be} = 33$ (con magneti $p=2$)

Per $\theta_{b3} = 43$:

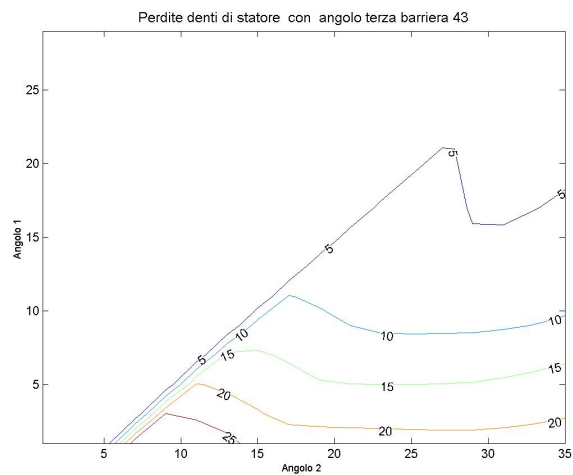


Figura 10.11: Andamento del fattore di perdita dei denti con angolo $\theta_{be} = 43$ (con magneti $p=2$)

Nelle figure seguenti sono presentate l'andamento del fattore di perdita dei canali di rotore in funzione degli angoli di barriera di flusso. Si ha così per l'angolo $\theta_{b3} = 33$:

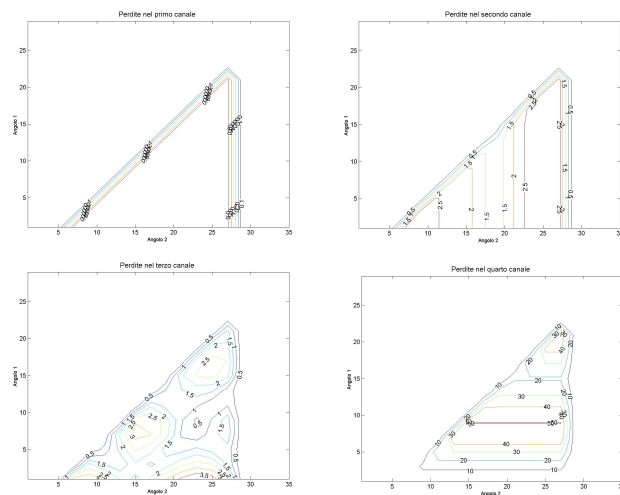


Figura 10.12: Andamento del fattore di perdita dei canali con angolo $\theta_{be} = 33$ (con magneti $p=2$)

Per l'angolo $\theta_{b3} = 43$:

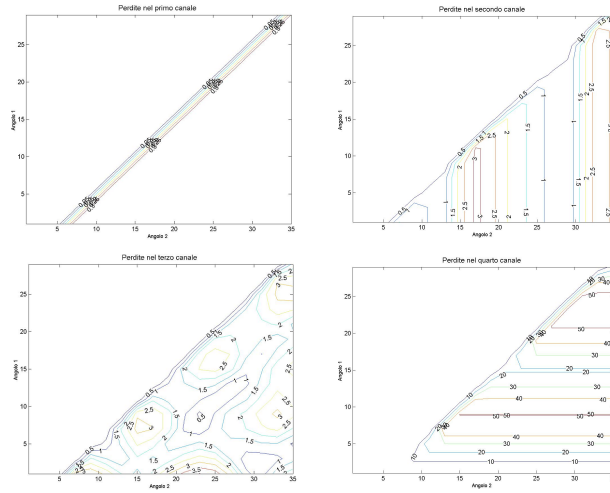


Figura 10.13: Andamento del fattore di perdita dei canali con angolo $\theta_{be} = 43$ (con magneti e $p=2$)

10.2.3 Verifica del modello

Per controllare la veridicità del modello, come è stato fatto per la coppia, si è confrontato le induzione e i risultati del modello con delle simulazioni FEM adottando 2 modelli uno slotless le maggiori grandezze da confrontare e uno con cave per determinare le grandezze relative ai denti ma in questo caso si è confrontato le induzioni e i fattori di perdita. Entrambi i modelli si riferiscono a un motore a 4 poli di $D=0.066m$ e $L=0.06m$ $g=0.0003m$ con angoli di barriera di $\theta_{b1} = 16$, $\theta_{b2} = 28$ e $\theta_{b3} = 34$. L'albero del motore è in acciaio mentre rotore e statore sono in ferro lineare. Gli avvolgimenti sono a passo intero 24 cave e si è supposto 2 vie parallele con matasse da 50 conduttori e un corrente di 20A che comporta un carico elettrico di circa 29000 A/m . I magneti inseriti nel motore sono modellizzati con $H_{c1} = 750000A/m$, $h_{m1} = 0.010m$, $H_{c2} = 750000A/m$, $h_{m2} = 0.010m$ e $H_{c3} = 750000A/m$, $h_{m3} = 0.010m$.

I relativi risultati sono:

- Induzioni canali nel tempo (fig. 10.7 punti 1 2 3 4)

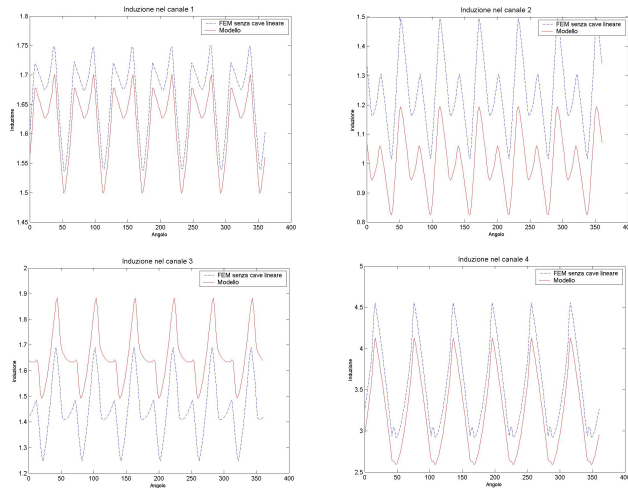


Figura 10.14: Induzione canali nel tempo (senza magneti $p=2$)

- Induzione e fattori (fig. 10.7 punti 7 8 9)

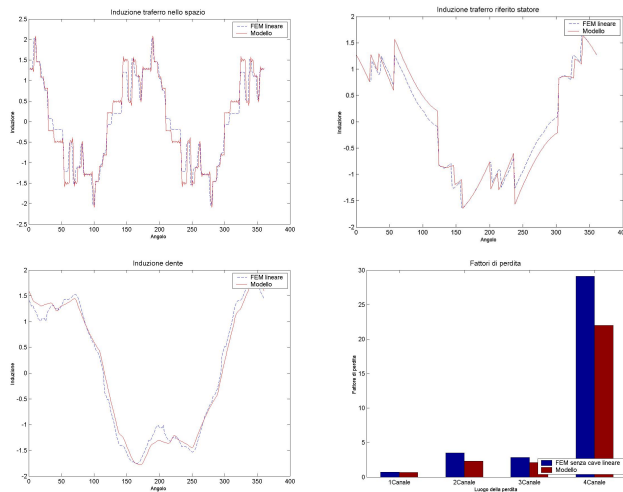


Figura 10.15: Induzione e fattori (senza magneti $p=2$)

10.3 Verifiche

Per essere certi della validità del modello al variare di tutti i valori d'ingresso si è simulato il motore variando il numero di coppie polari e il numero di cave di statore utilizzando lo stesso modello. Inizialmente si è cambiato solamente il numero di coppie trovando le stesse soluzioni ma con diversi angoli negli assi dei grafici poi si è cambiato il numero di cave di statore. La veridicità del modello è stata visualizzata con il confronto con i relativi modelli FEM. I risultati sono stati omessi in questo trattato.

10.4 Conclusioni perdite 3 barriera

Il programma calcola le induzioni al traferro con coordinate di statore e rotore, l'induzione nei denti di statore e l'induzione nei canali di rotore. Note queste induzioni calcola i fattori di perdita relativi ai denti di statore e ai canali di rotore e da questi si nota che:

- I fattori di perdita dei denti di statore con o senza la presenza dei magneti sono diversi
- I fattori di perdita dei canali di rotore con o senza la presenza dei magneti sono uguali
- I fattori corrispondenti all'induzione del canale sono in base ai riferimenti presi:
 - I fattori di perdita del canale 1 sono dipendenti dall'angolo θ_{b3}
 - I fattori di perdita del canale 2 sono dipendenti dall'angolo θ_{b2} e θ_{b3}
 - I fattori di perdita del canale 3 sono dipendenti dall'angolo θ_{b1} e θ_{b2}
 - I fattori di perdita del canale 4 sono dipendenti dall'angolo θ_{b1}

I risultati delle simulazioni sono simili ai tipici *grafici di progetto* ma in questo caso se ne distinguono diversi per ogni angolo θ_{b3} . La simulazione è adatta sia cambiando numero di cave che numero di poli. Si possono simulare motori fino a 3 barriere. Le induzioni di verifica calcolate dal programma e quelle misurate con modello FEM sono molto simili in alcuni punti, mentre in altri si deve tenere conto di varie semplificazioni fatte e dell'effetto del magnete che modifica il flusso magnetico nel canale.

Conclusioni

11.1 Conclusioni coppia

Il programma simula efficacemente il motore a riluttanza REL e PMAREL dal punto di vista della coppia se confrontato con simulazione FEM con ferro lineare. Quindi si possono utilizzare i grafici risultanti per determinare le coppie mirando la riduzione di un'armonica particolare o il calcolo della soluzione *Macaone* per ottenere una riduzione del ripple migliore. La simulazione è adatta sia cambiando numero di cave che numero di poli. Si possono simulare motori fino a 3 barriere. Nelle simulazioni con più barriere i risultati delle simulazioni sono i tipici *grafici di progetto* in cui si possono distinguere 2 zone:

- Una zona in cui non è possibile associare un motore reale per l'infattibilità della geometria.
- Una zona a cui a una combinazione di θ_{b1} , θ_{b2} e θ_{b3} è associata una relativa armonimica di coppia.

11.2 Conclusioni perdite

Il programma calcola le induzioni al traferro con coordinate di statore e rotore, l'induzione nei denti di statore e l'induzione nei canali di rotore. Note queste induzioni calcola i fattori di perdita relativi ai denti di statore e ai canali di rotore e da questi si nota che:

- I fattori di perdita dei denti di statore con o senza la presenza dei magneti sono diversi

- I fattori di perdita dei canali di rotore con o senza la presenza dei magneti sono uguali

La simulazione è adatta sia cambiando numero di cave che numero di poli. Si possono simulare motori fino a 3 barriere. Nelle simulazioni con più barriere i fattori risultanti sono dipendenti dagli angoli delle barriere che li delimitano, quindi per 2 barriere in base ai riferimenti presi:

- I fattori di perdita del canale 1 sono dipendenti dall'angolo θ_{b2}
- I fattori di perdita del canale 2 sono dipendenti dall'angolo θ_{b1} e θ_{b2}
- I fattori di perdita del canale 3 sono dipendenti dall'angolo θ_{b1}

Mentre per 3 barriere in base ai riferimenti presi:

- I fattori di perdita del canale 1 sono dipendenti dall'angolo θ_{b3}
- I fattori di perdita del canale 2 sono dipendenti dall'angolo θ_{b2} e θ_{b3}
- I fattori di perdita del canale 3 sono dipendenti dall'angolo θ_{b1} e θ_{b2}
- I fattori di perdita del canale 4 sono dipendenti dall'angolo θ_{b1}

I risultati delle simulazioni sono simili ai tipici *grafici di progetto* in cui si possono distinguere 2 zone:

- Una zona in cui non è possibile associare un motore reale per l'infaticabilità della geometria
- Una zona a cui a una combinazione di θ_{b1} e θ_{b2} è associata un relativo valore di fattore di perdita.

Le induzioni di verifica calcolate dal programma e quelle misurate con modello FEM sono molto simili in alcuni punti, mentre in altri si deve tenere conto di varie semplificazioni fatte e dell'effetto del magnete che modifica il flusso magnetico nel canale.

Bibliografia

- [1] Nicola Bianchi, Saverio Bolognani, Diego Bon, Michele Dai Prè, Massimo Barcaro, Giorgio Agriman
"Torque ripple of a synchronous reluctance motor: effect of position of the flux-barrier and rotor design for its reduction "
- [2] Nicola Bianchi, Massimo Barcaro
"Rotor flux-barrier geometry design to reduce iron losses in synchronous IPM motors under FW operations "
- [3] G. Pellegrino, P. Guglielmi, A. Vagati, F. Villata
"Core loss and torque ripple in IPM machines: dedicated modeling and design trade off "
- [4] www.trafilatura.com
"MOTORI SINCRONI DI PICCOLA POTENZA "
- [5] A. Vagati
"Video lezioni consorzio NETTUNO UNINETTUNO Prof. A.Vagati
Azionamenti Elettrici II Politecnico di Torino "
- [6] www.bermar.it
"motori riluttanza "

