



**UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA
FACOLTÀ DI INGEGNERIA**

**CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRICA
TESI DI LAUREA**

**Analisi e Progetto di Motori Sincroni a Magneti
Permanenti di Piccola Potenza**

Relatore: Nicola Bianchi

Laureando: Tiberio Vinante

xx Aprile 2010

*A tutti coloro che
vorrebbero essere qui*

Sommario

La tesi vuole dare una indicazione per la scelta di un azionamento elettrico. Vengono presi in considerazione più tipi di motori e sviluppati in parallelo.

Partendo da un dimensionamento di massima si determina una prima bozza del motore. Poi viene compiuta una analisi agli elementi finiti che si suddivide in tre parti.

Funzionamento a vuoto.

Calcolo dei coefficienti induttivi.

Calcolo della coppia e funzionamento a carico.

Vengono determinati i circuiti equivalenti e calcolati i loro parametri.

In fine vengono confrontati per scegliere il motore che meglio soddisfa le specifiche del progetto.

Lo studio tuttavia non è esaustivo in quanto manca la scelta del motore finale ma vengono forniti dati necessari per una possibile scelta.

Introduzione

Il presente lavoro verte sulla realizzazione di uno o più motori e dei modelli che li rappresentino. Lo scopo è di sostituire un motore asincrono a poli schermati per la suo scarso rendimento e la sua rigidità a funzionare efficacemente a velocità e coppie variabili nel tempo.

Il motore asincrono presenta i seguenti vantaggi : semplicità , robustezza , affidabilità , autoavviante , con rotazione con verso determinato. Esistono delle applicazioni per le quali le caratteristiche del motore asincrono, ed in particolare la non perfetta costanza della velocità al variare del carico, rappresentano dei problemi.

In tali casi è necessario l'uso dell'inverter con relativo controllo di velocità al variare del carico. L'uso necessario dell'inverter e dell'elettronica in generale porta a considerare l'utilizzo di un motore diverso.

Nei motori sincroni a magnete permanente che senza l'utilizzo dell'elettronica non essendo autoavvianti non potrebbero essere presi in considerazione con l'utilizzo del inverter perdono tale svantaggio e presentano gli stessi vantaggi del motore asincrono , presentano anche due vantaggi il rendimento più elevato e la perfetta costanza della velocità al variare della coppia di carico.

Il motore sincrono possiede tutte le caratteristiche per risolvere il problema in esame. Ci sono altri punti da prendere in esame oltre quelli già esposti. L'elenco 1 a pagina 4 ne spiega i motivi.

1. Rendimento a regime.

Motivazione: Principale motivo per cui si è pensato di passare dal motore asincrono monofase al motore sincrono monofase

2. Costo del nuovo motore.

Motivazione: Il nuovo motore deve rimanere competitivo commercialmente. Il costo complessivo tra convertitore e motore asincrono deve essere paragonabile con quello del motore sincrono compreso il suo convertitore.

3. I fori di aggancio alle parti ausiliarie.

Motivazione: Il motore viene fissato ad una carcassa esterna che lo protegge e che serve ad ancorarlo alla sua sede di lavoro. Non dover progettare una nuova carcassa e contando sul rendimento migliore e quindi meno perdite in calore il nuovo motore può utilizzare la carcassa del motore asincrono.

4. I fori di aggancio al rotore e pressapacco dello statore.

Motivazione: Mantenere questa specifica significa utilizzare le componenti meccaniche del motore asincrono che pressano il suo pacco statorico e bloccano il rotore sull'asse di rotazione.

5. La lunghezza assiale L_{stk} .

Motivazione: La motivazione è la stessa del punto 3 la differenza sta nella dimensione fisica lungo l'asse.

6. Perno assiale.

Motivazione: Avere lo stesso perno permette di utilizzare gli stessi cuscinetti e poter calettare la stessa ventola.

7. La struttura delle cave.

Motivazione: Una struttura simile delle cave comporta l'utilizzo della stessa bobinatrice. Per un motore di piccola potenza che viene prodotto in serie non cambiare macchina utensile è un vantaggio non trascurabile.

Tabella 1: Specifiche generali progetto parte prima

8 Utilizzo del NdFeB cnb10 come materiale ferromagnetico.

Motivazione: Il NdFeB cnb10 non è il magnete permanente con massimo dell'induzione residua $0.65 \div 0.75$ altri tipi di NdFeB arrivano a $1.1 \div 1.2$.

9 Il motore deve avere una certa flessibilità di erogazione di potenza a velocità e coppia a regime.

Motivazione: Il motore deve essere flessibile per un certo range di coppie e velocità e mantenere un buon rendimento su tutto il range.

10 Temperature di lavoro fino a $100C^{\circ}$.

Motivazione: Il motore aspira aria calda fino a tali temperature. Viene utilizzato come ventilatore e quindi è sottoposto a ventilazione forzata.

11 Apertura di cava ed Altezza di cava .

Motivazione: Limite tecnologico nella tranciatura del materiale ferromagnetico.

Tabella 2: Specifiche generali progetto parte seconda

In particolare i punto 2 della tabella 1 e gli altri che riguardano al criterio più generale *del minino investimento nella produzione del nuovo motore* portano a considerare tre tipi di motore sincrono.

Il motore sincrono a magneti permanenti superficiali trifase bifase monofase.

Nel caso del motore monofase presenta due problemi aggiuntivi rispetto a quello bifase e trifase. Il campo magnetico prodotto dallo statore del motore monofase non è rotante ma pulsante e il verso di rotazione è sconosciuto e dipende sia dalla posizione di partenza del rotore che dalla fase iniziale della tensione.

Tali problemi possono essere risolti con una opportuna progettazione elettromeccanica e con un adeguato sistema di controllo.

Indice

1	Motore asincrono monofase a polo schermato	10
1.1	Spiegazione del principio di funzionamento	10
1.2	Caratteristiche del motore dato di partenza	10
2	Motore sincrono trifase a magneti permanenti	13
2.1	Spiegazione del principio di funzionamento	13
2.1.1	Dimensionamento preliminare	14
2.2	Analisi magnetostatica	18
2.2.1	Caratteristica magnetostatica del motore ricavata dal Femm	21
2.3	Rendimento a carico	33
3	Motore sincrono bifase a magneti permanenti	36
3.1	Spiegazione del principio di funzionamento	36
3.2	Dimensionamento preliminare	36
3.3	Analisi magnetostatica	37
3.3.1	Caratteristica magnetostatica del motore ricavata dal Femm	37
3.3.2	Verifica delle condizioni del magnete	44
3.4	Calcolo rendimento a carico	45
3.5	Considerazioni sul circuito di potenza	45
4	Motore sincrono monofase a magneti permanenti a traferro variabile	46
4.1	Spiegazione del principio di funzionamento	46
4.2	Dimensionamento preliminare	47
4.3	Analisi magnetostatica	48
4.3.1	Caratteristica magnetostatica del motore ricavata dal Femm	48
4.3.2	Determinazione della salienza del dente di statore	55
4.4	Analisi dinamica	76

4.4.1	Simulazione a velocità costante	76
4.4.2	Simulazione del comportamento dinamico	80
4.5	Calcolo della coppia a carico	80
5	elettronica di potenza	82
A	Programmi di simulazione in Lua	87
A.1	Motore trifase	87
A.1.1	Simulazione a vuoto	87
A.1.2	Simulazioni per determinare i coefficienti induttivi . . .	90
A.1.3	Calcolo della coppia a carico	95
A.1.4	Simulazione a carico	95
A.1.5	Smagnetizzazione del magnete	96
A.1.6	Calcolo del rendimento a carico	99
A.2	Motore bifase	102
A.2.1	Simulazione a vuoto	102
A.2.2	Simulazioni per determinare i coefficienti induttivi . . .	103
A.2.3	Calcolo della coppia a carico	103
A.3	Motore monofase	104
A.3.1	Simulazione a vuoto	104
A.3.2	Calcolo del coefficiente induttivo	104
A.3.3	Calcolo della coppia a carico	104
B	Programmi di elaborazione dei dati in Matlab	105
B.1	Motore Trifase	105
B.1.1	Trifase vuoto	105
B.1.2	Calcolo coefficienti induttivi	108
B.1.3	Calcolo della coppia a carico	112
B.1.4	Verifica delle condizioni del magnete	114
B.1.5	Calcolo rendimento a carico	115
B.2	Motore Bifase	119
B.2.1	Bifase a vuoto	119
B.2.2	Calcolo coefficienti induttivi	119
B.2.3	Calcolo della coppia a carico	120
B.2.4	Calcolo rendimento a carico	120
B.3	Motore Monofase	120
B.3.1	Monofase a vuoto	120
B.3.2	Calcolo coefficienti induttivi	120
B.3.3	Calcolo della coppia a carico	120
B.3.4	Programmi di interpolazione	120
B.3.5	Simulazioni dinamiche	123

C	Tabelle con dati dei motori	132
D	Schemi meccanici dei motori	136
D.1	Trifase	136
D.2	Bifase	137
D.3	Monofase	137
E	Formule magnetiche	138
F	Materiali utilizzati	140
F.1	Magnete permanente utilizzato	140
F.2	Materiale ferromagnetico	143
G	Attrito volvente	144
	Bibliografia	148
	Indice analitico	149
	Ringraziamenti	150

Capitolo 1

Motore asincrono monofase a polo schermato

1.1 Spiegazione del principio di funzionamento

Il motore a polo schermato hanno usualmente nei poli salienti di statore una porzione dei quali è circondata da una spira di rame in corto circuito, detta spira di schermatura. In tale spira viene indotta una corrente il cui effetto è di sfasare in ritardo il flusso nella porzione di polo schermata rispetto a quella non schermata: in questo modo si produce un campo rotante in movimento dalla parte non schermata verso quella schermata, con una generazione di una coppia di avviamento. Il rendimento di questo tipo di motore è basso: viene quindi usato per potenze modeste quali quelle di piccoli ventilatori come nel nostro caso. Di solito si tratta di motori da 2 a 4 poli per potenze da $3\div 30$ watt il rendimento è piuttosto basso $\eta=0.1\div 0.3$

1.2 Caratteristiche del motore dato di partenza

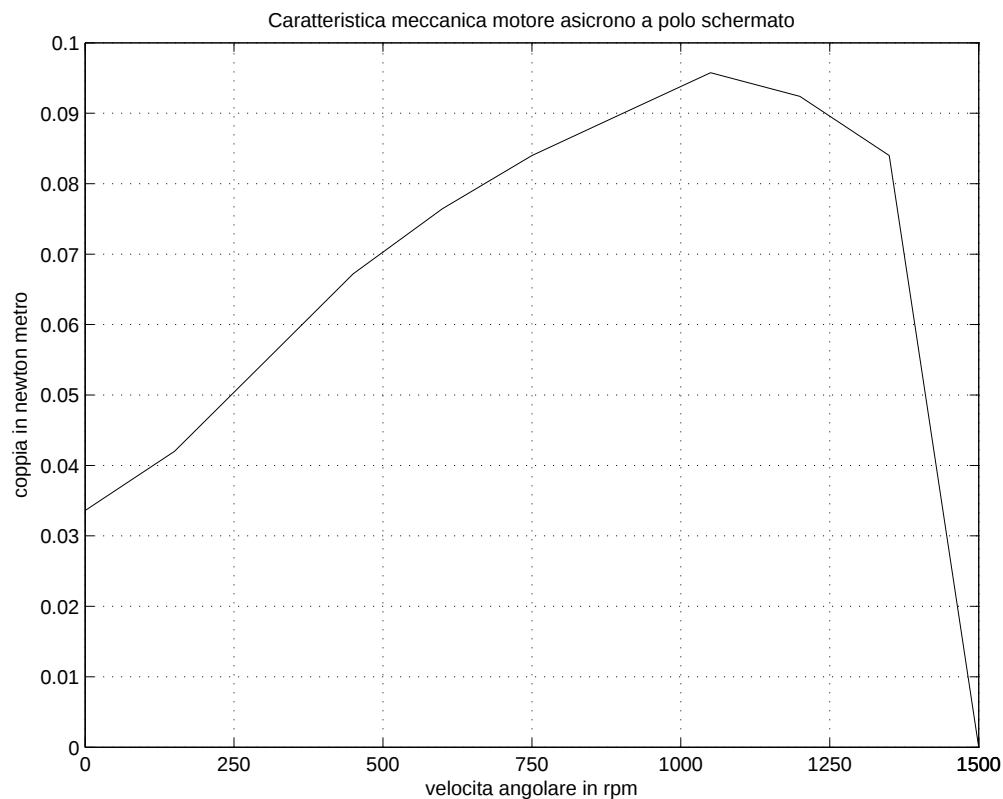
In tabella 1.2 si possono vedere i dati di targa principali del motore e di seguito in figura 1.2 si può vedere la caratteristica meccanica del motore.

La struttura fisica dello statore viene mostrata in figura 1.1.

Dati di targa del motore a polo schermato

Nome	Simbolo	Valore	unità di misura
Potenza resa	P_n	=12.5	w_{att}
Velocità a pieno carico	n_n	=1345	rpm
Velocità a vuoto	n_0	=1466	rpm
Potenza assorbita a pieno carico	P_a	=48	w_{att}
Potenza assorbita a vuoto	P_0	=30	w_{att}
Corrente assorbita a pieno carico	I_n	=0.39	A
Corrente assorbita a vuoto	I_0	=0.31	A
Coppia a pieno carico	C_n	=0.084	$N * m$
Coppia a rotore bloccato	C_{cc}	=0.039	$N * m$

Tabella 1.1: Dati di targa motore asincrono a polo schermato



Capitolo 2

Motore sincrono trifase a magneti permanenti

2.1 Spiegazione del principio di funzionamento

Il motore sincrono trifase è formato da due parti il rotore e lo statore. lo statore presenta un avvolgimento trifase con tre avvolgimenti fissi e sfasati fra di loro meccanicamente di 120° . Se percorsi da un sistema trifase equilibrato di correnti. I tre avvolgimenti sfasati meccanicamente 120° e percorsi da correnti sfasate elettricamente di 120° producono un campo magnetico rotante di intensità costante e direzione rotante con una velocità angolare pari alla pulsazione delle correnti se il campo è bipolare. Nel caso che non lo sia la velocità angolare del campo e delle correnti è legata dalla nota relazione $f = \frac{p*n}{60}$.

Lo statore è uguale a qualsiasi altra macchina sincrona, il rotore invece è diverso da quelli convenzionali a poli lisci o poli salienti dove in entrambi i casi vi è la presenza di un circuito di eccitazione, che deve essere alimentato da una fonte di energia esterna.

Nel motore sincrono a magneti permanenti il rotore è sede del circuito di eccitazione della macchina come negli altri casi ma tale eccitazione viene fornita dai magneti permanenti. I magneti permanenti portano due principali vantaggi l'aumento del rendimento in quanto non c'è bisogno di alimentare il circuito di eccitazione, la scomparsa di contatti striscianti o la diminuzione del volume assiale della macchina per il generatore per il circuito l'eccitazione. Ci sono anche due svantaggi il primo è la perdita della possibilità di regolare il campo di induzione e il secondo la possibilità di smagnetizzare i magneti permanenti se sottoposti a una forza magnetomotrice con verso opposto al senso di magnetizzazione del magnete troppo elevata.

Facendo ruotare con velocità angolare costante la ruota polare i lati attivi delle fasi statoriche tagliano le linee di induzione magnetica e diventano quindi sede f.e.m indotte sfasate tra loro di 120° .

Supponendo che il rotore ruoti nella stessa direzione e verso del campo magnetico rotante formato dalle correnti di statore. I poli del circuito magnetico di rotore e quelli formati dalle dall'avvolgimento di statore hanno posizione relativa fissa al ruotare del rotore. A seconda della posizione relativa, il motore può assorbire o erogare potenza meccanica all'asse e dal lato elettrico erogare o assorbire potenza elettrica, ovviamente non potendo variare l'intensità del campo del campo magnetico induttore, non si può agire sul fattore di potenza elettrica, d'altra parte tutto ciò ha scarsa importanza dati i bassi valori delle potenze in gioco.

Per ulteriori informazioni sui motori sincroni in bib [1]

2.1.1 Dimensionamento preliminare

Il dimensionamento preliminare ha lo scopo di dare una indicazione di massima sulle principali grandezze geometriche del motore.

Tali grandezze sono utili per disegnare nel foglio di calcolo femm il motore.

Tuttavia con i dati ricavati dalle varie simulazioni si procede poi alla modifica che porta al disegno effettivo del motore.

Servono anche come supporto durante le prime simulazioni per stimare grandezze ancora non note secondo il principio che *meglio usare dati inesatti o stimati che operare a caso*.

Dati di partenza			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
L_{stk}	=20	mm	lunghezza assiale del motore
L	=80	mm	lato del quadrato del motore
P_n	=12	watt	potenza nominale
rpm	=1200	giri minuto	velocità nominale
C_n	=0.096	Nm	a coppia nominale
D_s	=45	mm	diametro statore
2p	=4		coppie polari
g	=0.5	mm	traferro
a_c	=2.4	mm	aperture di cava
Q_s	=6		cave statoriche
Dati del magnete permanente NdfeB Cnb 10			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
B_{res}	= 0.65 ÷ 0.7	T	induzione magnetica residua
H_c	=492600	$A \times m$	campo coercitivo
μ_r	=1.05		permeabilità magnetica relativa

Tabella 2.1: Dati di partenza del motore sincrono trifase

Svolgimento :

Assunta l'apertura di cava uguale a quella del motore asincrono si può ricavare il coefficiente di Carter K_{car} che è in funzione dei parametri

$\frac{a_c}{g} \frac{a_c}{P_d}$ dove P_d è il passo di dentatura uguale a $P_d = \frac{\pi D_s}{Q_s}$.

Si stima il fattore di $K_{sat} = 1.1 \div 1.2$.

In fine è possibile stimare il traferro equivalente che è maggiore del traferro geometrico e nella sua maggiorazione incorpora la caduta di tensione magnetica dovuta al circuito magnetico in materiale ferromagnetico.

Per il calcolo dell'induzione al traferro si usa la :

$$B_g = B_r \times \frac{\frac{A_m}{A_g}}{1 + \mu_{rec} * \frac{g'' * A_m}{T_n * A_g}} \quad (2.1)$$

Per aver una certa sicurezza maggiore la coppia di un 25% Dopo aver calcolato il valore dell'induzione al traferro viene calcolato il valore del carico elettrico secondo la :

$$\hat{K}_e = \frac{C_n}{B_g * \sin(\alpha_m) * D_s^2 * L_{stk}} \quad (2.2)$$

Si arriva a determinare i conduttori di fase per la corrente di fase :

$$N * = \frac{\pi * D_s * \hat{K}_e}{m * K_w} \quad (2.3)$$

Assunta una densità di corrente pari a $j = 5 \frac{A}{mm^2}$ e un fattore di stippamento pari a $K_{fill} = 0.4$ si determina l'area della cava $S_{slot} = \frac{nc * I}{j * K_{fill}}$

Prima stima del numero di conduttori dell'avvolgimento.

$$N = \frac{E_a}{2\sqrt{2}fK_wB_g \cos \alpha_m^e \frac{D_s L_{stk}}{p}} \quad (2.4)$$

Nell'ipotesi che tutto il flusso al traferro si concateni con il circuito magnetico di statore.

Vengono dimensionate le parti del circuito magnetico di statore :

Nel dente di statore si assume che l'induzione massima nel dente sia $B_t = 1.8T$ si calcola quindi il valore dello spessore del dente di statore :

$$w_t = \frac{B_g * \pi * D_s}{B_t * Q_s} \quad (2.5)$$

Si procede ora con il calcolo dell'altezza del dente di statore h_{hso} assunto pari a $2.8mm$. La soluzione dell'equazione di secondo grado in h dove h è l'altezza del dente di statore :

$$S_{slot} * Q_s = \frac{\pi}{4} * [(D_s + h_{hso} + 2 * h)^2 - (D_s + 2 * h_{hso})^2] - Q * w_t * h \quad (2.6)$$

La prima verifica consiste se i contributi delle varie parti del motore sono minori del lato L :

$$L - (D_s + 2 * h_{hso} + 2 * h) \geq 0 \quad (2.7)$$

La differenza della disequazione è pari al doppio del valore dell'altezza di back iron di statore h_{bi} .

Nel caso il risultato della verifica sia positivo si sceglie una induzione nel back iron di statore B_{bi} compresa nel range $1.3 \div 1.5$.

$$h_{bi} = \frac{B_g * \pi * D}{2 * B_{bi} * Q_s} \quad (2.8)$$

I valore della eq 2.7 deve essere maggiore o uguale a quello della 2.8 in caso contrario o si modifica il circuito magnetico o si accetta un valore più alto di induzione che comporta un aumento delle perdite nel ferro. Il procedimento per il dimensionamento si puo trovare in [3].

La seconda verifica consiste nel verificare se carico elettrico $nc * I$ in cava sia troppo elevato da smagnetizzare il magnete. Per fare tale verifica si calcola prima il punto di funzionamento a riposo del magnete ovvero a corrente nulla negli avvolgimenti di statore .

$$B_m = B_r * \frac{1 + 5\% \frac{g'' \mu_{rec} A_m}{t_m A_g}}{1 + \frac{g'' \mu_{rec} A_m}{t_m A_g}} \quad (2.9)$$

Da B_m tramite la

$$-H_m = \frac{B_m - B_r}{\mu_0 * \eta_{rec}} \quad (2.10)$$

Vene così determinato il punto di funzionamento a riposo del magnete nella caratteristica di magnetizzazione a pagina F.1 .

Per determinare il campo magnetico smagnetizzante si usa la legge di circuitazione di Ampere che dipende dal percorso scelto.

$$\oint H \cdot d_l = N * I = R * \phi \quad (2.11)$$

Viene scelta la situazione più gravosa per il magnete ovvero massimo campo magnetico con direzione opposta al senso di magnetizzazione del magnete permanente

pari a $\frac{3}{2} * n_c * I$.

Nell'equazione che segue viene calcolata l'induzione magnetica nel magnete permanente B_{sm} in tali condizioni.

$$B_{sm} = \frac{B_r - \frac{NI}{\frac{g''_{Am}}{\mu_0 Ag}}}{5\% + 1 + \frac{5\% t_n A_g}{g''_{Am}}} \quad (2.12)$$

La eq 2.10 con B_{sm} al posto di B_m viene determinato il valore del campo magnetico H_{sm} nel magnete. I valori di B_{sm} e H_{sm} non devono superare i valori si soglia B_s e H_s della figura in appendice F.1. Per una spiegazione teorica delle eq 2.1 2.9 2.12 vedere l'appendice E.

2.2 Analisi magnetostatica

L'analisi magnetostatica con i programmi ad elementi finiti in questo caso il Femm permette di calcolare i parametri del circuito equivalente che caratterizza il modello matematico.

Una soluzione analitica come quella effettuata nel par 2.1.1 può essere raramente ottenuta tenendo conto delle complessità geometriche e delle non linearità dei materiali.

L'analisi agli elementi finiti è una tecnica numerica che permette di ottenere una soluzione di campo, consentendo di operare in condizioni di non omogeneità, anisotropia direzionale. Il metodo permette così di prevedere con buona approssimazione il comportamento dei dispositivi in esame.

I fenomeni di maggior interesse per le macchine elettriche sono di natura magnetica.

Lo studio del solo campo magnetico non è comunque sufficiente ad una analisi completa della macchina lo studio di campi elettrici e corrente sono altrettanto importanti. Ad esempio lo studio dei gradienti di tensione tra le spire

dell'avvolgimento richiede un'analisi di campi elettrostatici.

Il Femm è un programma in due dimensioni il primo passo da compiere è quello di ridurre il problema tridimensionale.

La scelta della soluzione del problema di capo magnetostatico bidimensionale con simmetria piana comporta che vengono trascurati i problemi di bordo del motore. In un problema di tipo planare cioè si suppone che i fenomeni magnetici si ripetano identici su ciascun piano (x, y) perpendicolare ad un asse, indicato come z .

Gli assi x e y sono l'altezza e la larghezza mentre il z è la profondità uguale L_{stk} come si può vedere nella fig 2.1.

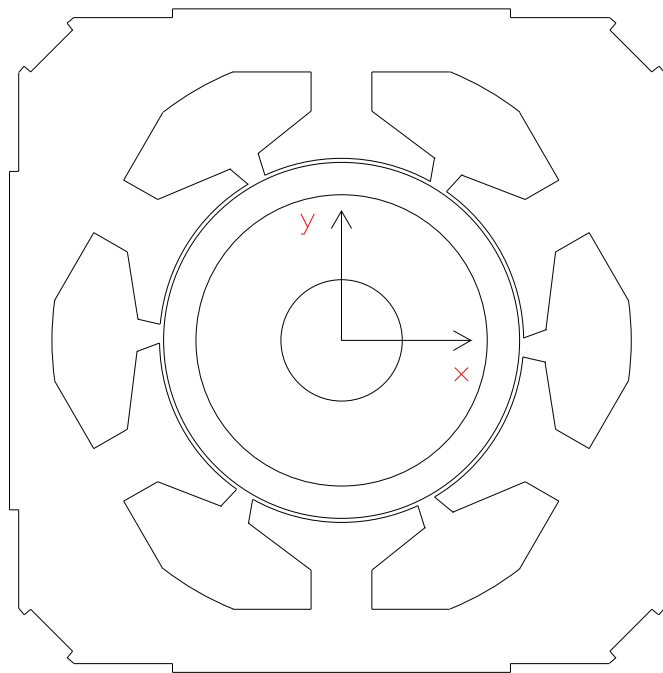


Figura 2.1: Prima bozza del motore trifase

Lo studio del campo magnetostatico si semplifica come segue :

Fissata la densità di corrente J_z è possibile determinare il potenziale A_z in

Vettore densità di corrente J Possiede solo componente l'ungo l'asse Z cioè $J = [0, 0, J_z]$.

Potenziale magnetico vettore A Ha componente solo lungo l'asse Z , e parallelo ad J : Per quanto riguarda la divergenza si adotta generalmente $\text{div}A = 0$.

Il vettore induzione magnetica B Ha componenti solamente sul piano (x, y) , e $B = \left(\frac{\partial A_z}{\partial y}, \frac{\partial A_z}{\partial x}, 0 \right)$

Con permeabilità μ costante Il problema di campo è descritto dalla equazione di Poisson

$$\left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2}, \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) = -\mu J_z \quad (2.13)$$

tutti punti del dominio solamente se è noto l'andamento del potenziale sulla frontiera del dominio. La scelta delle condizioni di frontiera che influenzano la soluzione finale, e possono ridurre il dominio di analisi.

Per ottenere l'esatta soluzione del campo è necessario fissare condizioni di frontiera. Le condizioni di tipo Diriclet esprimono che il valore assunto dal potenziale su un determinato contorno.

Nel caso del campo magnetico il potenziale vettore A che equivale che le linee del campo di induzione B sono tangenti. Per una spiegazione più approfondita in [4].

Nel caso in esame si possono assegnare le condizioni di Diriclet su tutta la superficie esterna della macchina.

Si può procedere al disegno del motore :

Dal dimensionamento preliminare fatto nel par 2.1.1 si hanno le dimensioni di massima del motore e si disegna su un foglio di calcolo Femm il motore disegno del motore asincrono monofase in fig 1.1 ci da altri dati e la tab 1 delle specifiche vengono delle indicazioni da seguire in particolare la struttura

esterna dello statore deve rimanere invariata come la forma della cava . Il rotore deve avere lo stesso asse per poter calettare la stessa ventola.

Si sceglie l'unità di misura in mm , la profondità, la frequenza viene posta a zero ciò comporta che non vengono considerate perdite per correnti parassite e non vi sono correnti ne tensioni indotte.

Il disegno non è solo creare una forma geometrica per elaborare i dati il programma ha bisogno di altre informazioni oltre a quelle geometriche. Bisogna assegnare le caratteristiche elettromagnetiche ad ogni forma geometrica.

Alcuni materiali vengono scelti dalla libreria del Femm ad esempio aria ferro normale rame e acciaio altri come NdFeB cnb10 non è presente nella libreria attraverso i dati trovati via internet vedi app F.1 a pag 141 si è creato un modello del materiale da utilizzare e lo si è inserito nella libreria del Femm. Viene poi introdotto il modello di materiale a magnete dennergizzato con campo $H_c = 0$ utile nel par 2.2.1.2. Si procede poi assegnando le caratteristiche delle sorgenti il carico elettrico in cava.

2.2.1 Caratteristica magnetostatica del motore ricavata dal Femm

I flussi concatenati con gli avvolgimenti sono funzione delle correnti che circolano negli avvolgimenti di statore $\lambda = \lambda(\vartheta, i_a, i_b, i_c)$ e della posizione angolare del rotore.

Si suppone che le induzioni magnetiche in gioco siano tali da non saturare il circuito magnetico i flussi concatenati con l'avvolgimento si possono esprimere come :

$$\begin{aligned}\lambda_a(\vartheta, i_a, i_b, i_c) &= L_a * i_a - M_{ab} * i_b - M_{ac} * i_c + \lambda_{pma}(\vartheta) \\ \lambda_b(\vartheta, i_a, i_b, i_c) &= -M_{ba} * i_a + L_b * i_b - M_{bc} * i_c + \lambda_{pmb}(\vartheta) \\ \lambda_c(\vartheta, i_a, i_b, i_c) &= -M_{ca} * i_a - M_{cb} * i_b + L_c * i_c + \lambda_{pmc}(\vartheta)\end{aligned}\quad (2.14)$$

Dove λ_{pm} è il flusso concatenato con l'avvolgimento prodotto dal magnete che è in funzione della posizione angolare del del rotore ϑ mentre non dipende dal valore dalle correnti statoriche.

L e M sono il coefficienti di auto e mutua induzione degli avvolgimenti di statore e per l'ipotesi ha un valore costante al variare della corrente di alimentazione e verrà calcolato nel par 2.2.1.2. La resistenza R è pari alla resistenza dell'avvolgimento. Si arriva così a definire il circuito equivalente di fig 2.2.

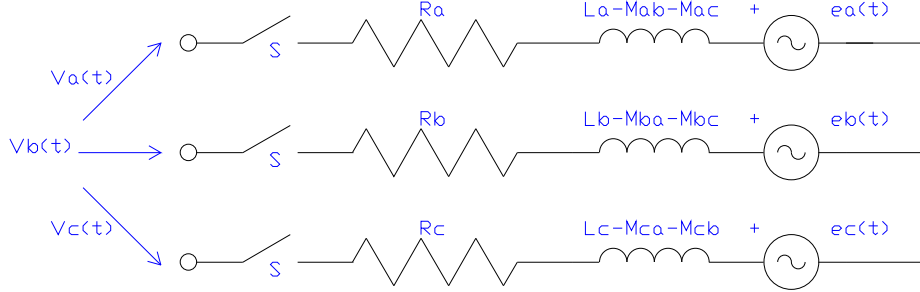


Figura 2.2: Circuito equivalente del motore trifase

2.2.1.1 Calcolo delle caratteristiche a vuoto

Il magnete permanente sul rotore genera un flusso magnetico al traferro che si concatenata con gli avvolgimenti di statore. La variazione di flusso concatenato è pari alla f.e.m. indotta negli avvolgimenti.

Grazie al Femm si possono ottenere altri dati utili nello sviluppo del progetto che sarebbero difficilmente ottenibili con una simulazione reale.

Dalla simulazione a vuoto si posso ricavare tre parametri fondamentali l'andamento dell'induzione al traferro B_g come si vede nella fig 3.3 per verificare se il dimensionamento preliminare del par 2.1.1 è corretto, la coppia di impuntamento C_{cog} e il flusso concatenato prodotto dal magnete permanente che serve per il calcolo f.e.m indotta nel circuito equivalente.

La coppia di impuntamento o dentatura viene calcolata mediante il tensore degli sforzi di Maxwell oppure come derivata dell'energia magnetica con la posizione.

Il metodo degli sforzi del tensore di Maxwell si basa sulla distribuzione del campo magnetico su una linea chiusa all'interno del traferro intorno al rotore.

$$C_{cog} = \frac{L_{stk}}{g\mu_0} * p \int_{S_g} r B_r B_\theta dS \quad (2.15)$$

Dove S_g è la superficie del traferro $B_r B_\theta$ induzione radiale e angolare.

Nell'altro metodo in corrispondenza in un sistema chiuso come quello del motore a vuoto ad una rotazione del rotore $d\vartheta_m$ la somma della variazione dell'energia magnetica ed il lavoro eseguito dalle forze associate ai campi magnetici risulta nulla.

$$dW_m + T_{cog} * d\vartheta_m = 0 \quad (2.16)$$

La coppia impuntamento è uguale a $T_{cog} = -dW_m/d\vartheta_m$.

Il flusso concatenato dagli avvolgimenti statorici è funzione della posizione angolare del rotore, e delle correnti come già detto nel par 2.2.1 essendo nulle le correnti si può calcolare il flusso concatenato prodotto dal magnete permanente $\lambda_{pm}(\vartheta)$.

Il calcolo del flusso concatenato, per una posizione del rotore si esegue mediante il vettore potenziale magnetico A lungo l'avvolgimento.

Poichè il vettore A ha solo campo l'asse z , come conseguenza delle eq 2.2. Avendo semplificato l'intero avvolgimento tramite conduttori massicci equivalente il flusso concatenato diviene :

$$\lambda_j(\vartheta) = N_{jc} * L_{stk} * \left[\frac{1}{S_{j+}} \int_{S_{j+}} A_z dS - \frac{1}{S_{j-}} \int_{S_{j-}} A_z dS \right] \quad (2.17)$$

Dove L_{stk} è lo sviluppo lungo l'asse z il termine j indica l'avvolgimento e S_+ S_- sono le aree dei conduttori massicci equivalenti convenzionate con il verso della corrente nel caso il circuito induttore fosse chiuso. n_c numero di spire dell'avvolgimento in cava.

Dalla 2.14 si calcola il flusso prodotto dal magnete permanente λ_{pmj} mentre correnti di fase $ia = ib = ic = 0$. Per la struttura magnetica statorica e rotorica isotropa si ha che

$$\lambda_{pma} = \lambda_{pmb} = \lambda_{pmc}.$$

Si fa notare che gli andamenti sono uguali ma sfasati tra loro di 120° elettrici. Vengono così determinati i flussi generati dal magnete permanente e di conseguenza le f.e.m indotte a vuoto.

L'analisi del motore trifase con le equazioni come eq 2.14 sebbene corretto concettualmente risulta difficoltoso. Attraverso una nota trasformazione che introduce un cambio di variabili per le grandezze elettriche, quali correnti, tensioni, flussi concatenati che prende il nome di Trasformazione $a, b, c \rightarrow d, q, \gamma$.

La trasformazione compie la sostituzione dei tre avvolgimenti a, b, c fissi sullo

statore e disposti a $\frac{2\pi}{3}$ elettrici tra loro con due avvolgimenti rotanti, solidali al rotore, e disposti a $\pi/2$ radianti elettrici in corrispondenza con gli assi d e q .

In tale modo si è passati da un riferimento stazionario degli avvolgimenti a, b, c ad un riferimento rotante d, q, γ .

$$[c_{12}]^t = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} \cos \vartheta & \cos (\vartheta + 120^\circ) & \cos (\vartheta - 120^\circ) \\ -\sin \vartheta & -\sin (\vartheta + 120^\circ) & -\sin (\vartheta - 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

$$[c_{12}] = \begin{bmatrix} \cos (\vartheta) & -\sin (\vartheta) & 1 \\ \cos (\vartheta + 120^\circ) & -\sin (\vartheta + 120^\circ) & 1 \\ \cos (\vartheta - 120^\circ) & -\sin (\vartheta - 120^\circ) & 1 \end{bmatrix}$$

Le $[d, q, \gamma] = [c_{12}]^t * [a, b, c]$ $[a, b, c] = [c_{12}] * [d, q, \gamma]$ permettono di passare da un riferimento all'altro.

La trasformazione $a, b, c \longrightarrow d, q, \gamma$ permette anche di linearizzare la matrice delle induttanze 2.14 che ha tre coefficienti induttivi L_d L_q L_γ . Il terzo termine è pari all'induttanza di dispersione dato che la i_γ è la corrente omopolare che in regime di correnti equilibrate e simmetriche ha valore nullo. Per approfondimenti [2]. La tensione di fase dipende dalle resistenze e induttanze dirette e in quadratura secondo lo schema in fig 2.3. Dove la V_0 è la tensione di ingresso ed E_a la tensione indotta a vuoto.

Per la simulazione a vuoto si fa riferimento ad solo passo polare. Si prende come asse diretto l'asse magnetico dei poli a magnete permanente.

Scelto come verso positivo di rotazione quello antiorario l'asse in quadratura è a 90° in ritardo da esso.

Preso come riferimento l'asse diretto la posizione angolare del rotore è individuata dall'angolo ϑ che l'asse magnetico della fase a forma con l'asse dei poli del rotore.

Nell'app A.1.1 si possono vedere i programmi in Lua utilizzati. Il programmi di pre processor e post processor della simulazione a vuoto calcolano la coppia di impuntamento con la eq 2.15 e con la variazione di coenergia e il flusso concatenato con eq 2.17 per ogni variazione della posizione angolare del rotore i dati elaborati con il Matlab permettono di stimare la fem indotta e i conduttori dell'avvolgimento.

Il programma di Matlab in app B.1.1 calcola i conduttori necessari per aver un fem indotta pari a quella stimata e utilizzando dei dati del dimensionamento preliminare da una prima stima della coppia utile e del rendimento. I risultati seguono nella tab 2.2.

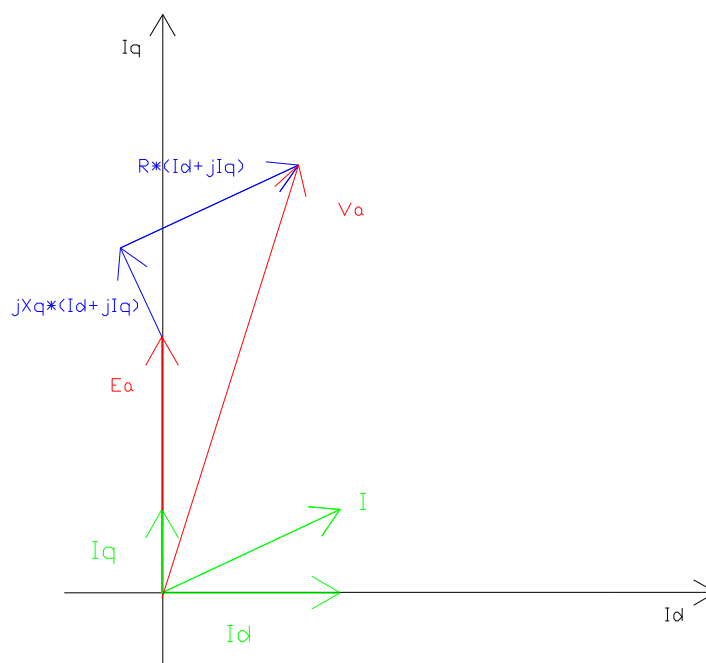


Figura 2.3: Digramma fasoriale del motore sincrono

Dati ricavati dal programma di Matlab			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
$n_c =$	1245		numero conduttori in cava per fase
$I_m =$	0.0964	A	valore massimo della corrente
$d_c =$	0.157	mm	diametro del conduttore
$P_{in} =$	29.0810	watt	potenza in ingresso
$P_{out} =$	22.8824	watt	potenza resa
$P_{cu} =$	3.5096	watt	potenza persa per effetto joule
$P_{fe} =$	2.63	watt	perdite nel ferro
$C_m =$	0.1826	newton*metro	coppia generata
$C_u =$	0.1821	newton*metro	coppia utile all'albero
$\eta =$	0.7869		rendimento

Tabella 2.2: dati ricavati dalla simulazione a vuoto

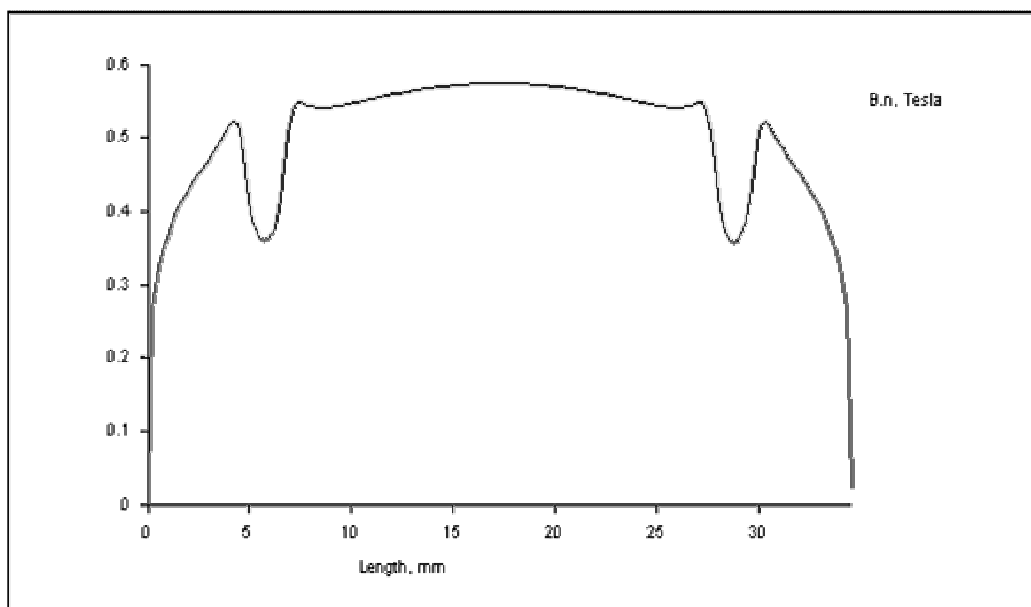


Figura 2.4: Induzione al traferro a vuoto del motore trifase

2.2.1.2 Calcolo dei termini induttivi dell'avvolgimento

Per calcolare i coefficienti induttivi viene dennergizzato il magnete permanente che equivale modificare la eq2.14 considerando i $\lambda_{pmj} = 0$. I valori dei coefficienti induttivi possono risentire della non linearità del materiale magnetico. Per tale motivo viene fatto variare il carico elettrico da valori inferiori a superiori di quello nominale per vedere il range di valori per cui si possono assumere costanti il coefficienti induttivi.

Per il calcolo delle auto e mutue induttanze di fase si alimenta una sola fase statorica ad esempio la a vengono calcolati i coefficienti L_a M_{ab} M_{ac} .

Per la struttura magnetica rotorica isotropa ed avvolgimenti simmetrici ed equilibrati sullo statore si ha che $L_a = L_b = L_c$ ed $M_{ab} = M_{ac} = M_{cb}$ e che L M non dipendono dalla posizione angolare del rotore. Vengono così determinati tutti i coefficienti di auto e mutua induzione.

La simulazione che viene utilizzata per il calcolo dei coefficienti induttivi si trova nell'app A.1.2.1 in cui viene alimentata la fase a e vengono determinati i potenziali magnetici nel app A.1.2.1 mentre i coefficienti di autoinduzione L_a e mutua M_{ab} e M_{ac} utilizzando vengono calcolati con la eq 2.17 utilizzata nel programma di Matlab app B.1.2.

Il calcolo dell'induttanza diretta e in quadratura e dispersione viene effettuato con l'utilizzo della Trasformazione inversa $d, q, \gamma \rightarrow a, b, c$. Viene imposta una corrente $I_d = I_n$ e $I_q = I_\gamma = 0$, poi $I_d = I_\gamma = 0$ e $I_q = I_n$, in fine $I_\gamma = I_n$ e $I_q = I_d = 0$ e tramite la trasformazione inversa vengono calcolate le correnti di fase I_a, I_b, I_c i flussi concatenati $\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$ calcolati con la eq 2.14 tramite la Trasformazione $a, b, c \rightarrow d, q, \gamma$ vengono trasformati nei flussi λ_d e λ_q . In fine si calcolano i valori l'induttanza diretta e in quadratura tramite il rapporto $L_d = \lambda_d/I_d$ e $L_q = \lambda_q/I_q$ $L_\gamma = \lambda_\gamma/I_\gamma$.

La simulazione utilizzata esegue quanto appena detto si trova in appendice app A.1.2.2 che impone o una corrente diretta o in quadratura mentre app A.1.2.2 vengono determinati i potenziali magnetici e nel file di Matlab in fine vengono calcolati l'induttanza diretta e in quadratura. Analogo procedimento per il calcolo della induttanza L_γ in app A.1.2.3.

Ci si aspetta che secondo la *teoria unificata delle macchine elettriche* [2] che l'induttanza diretta e in quadratura e le auto e mutue induttanze di fase essendo la macchina isotropa siano costanti al variare dell'angolo meccanico e del carico elettrico e rispettate le seguenti uguaglianze e rapporti:

$L_d = L_q$, $L_d = \frac{3}{2} * L + L_0$, $L_a = -\frac{1}{2} * M_{ab}$, e $L_a = L_0 + L$ e $L_\gamma = L_0$. Come si può vedere dai grafici in fig 2.5 e fig 2.6.

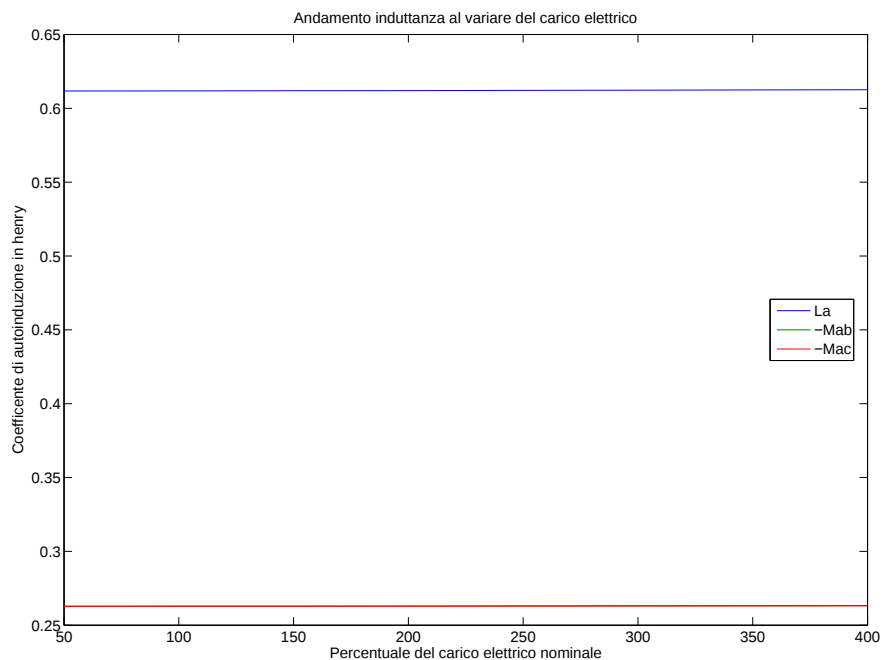


Figura 2.5: Auto e Induttanze del motore trifase

Dati ricavati dal programma di Matlab			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
L_f	0.6121	H	induttanza di fase
$M_f =$	-0.2631	H	mutua induttanza di fase ab
$M_f =$	-0.2629	H	mutua induttanza di fase ac
$L_d =$	0.8727	H	induttanza diretta
$L_q =$	0.8734	H	induttanza quadratura
$L_\gamma =$	0.0861	H	induttanza di dispersione
$n_c * I_m =$	400	A spire	carico elettrico in cava per fase

Tabella 2.3: Dati auto mutue induttanze e diretta e quadratura

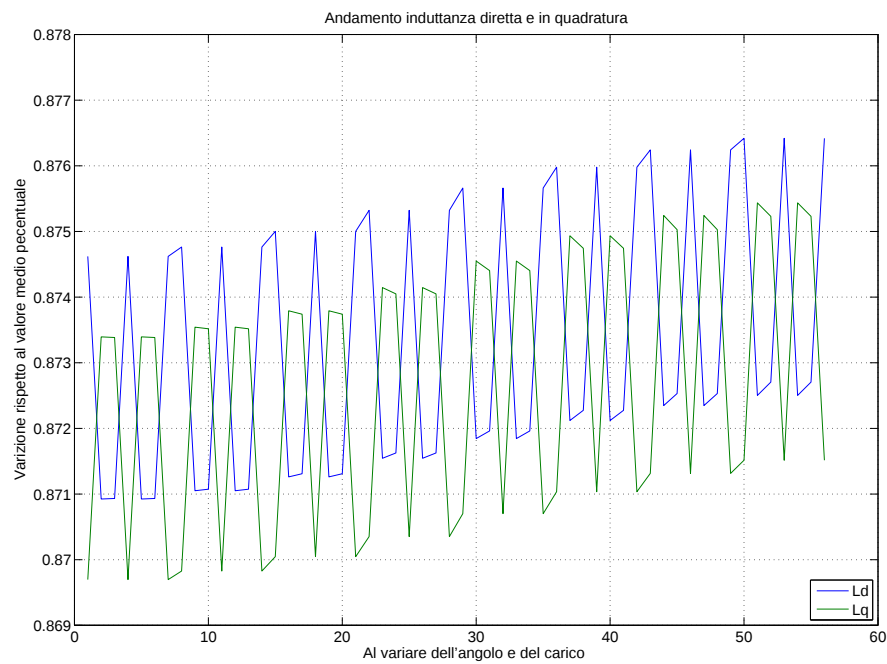


Figura 2.6: Induttanza diretta ed in quadratura del motore trifase

I coefficienti rispettano i valori teorici. Tale indagine è utile per vedere l'influenza dell'anisotropia del back iron di statore.

Per il range di carico elettrico calcolato risulta trascurabile.

2.2.1.3 Calcolo della coppia a carico

Si suppone che il motore funzioni a regime permanente nominale. Si fa riferimento alla fig 2.3 e si segue il procedimento seguente : La simulazione viene effettuata impostando il valore nominale della velocità meccanica e considerandola costante.

Il motore viene alimentato da una terna simmetrica ed equilibrata di correnti di statore.

Con verso e pulsazione tale da creare un campo magnetico rotante con stessa velocità e direzione del rotore.

Si fissa un angolo ϑ tra la posizione del rotore il campo magnetico rotante di statore. Si fissa il valore di massimo della corrente I_m al valore massimo della corrente nominale.

Nella simulazione con riferimento al sistema rotante viene imposta una corrente con valore massimo positivo I_m e posta sull'asse in quadratura $I_n = I_q$ nel riferimento stazionario equivale ad un a corrente in fase con la f.e.m.

Dati ricavati dal programma di Matlab			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
$C_{max} =$	0.1531	$N * m$	Coppia media calcolata con il tensore di maxwell
$C_{coe} =$	0.1537	$N * m$	Coppia media calcolata con la variazione di coenergia
$C_{flus} =$	0.1526	$N * m$	Coppia media calcolata mediante i flussi concatenati e correnti
$n_c * I_m =$	100	A spire	Carico elettrico in cava per fase

Tabella 2.4: Coppie medie a carico

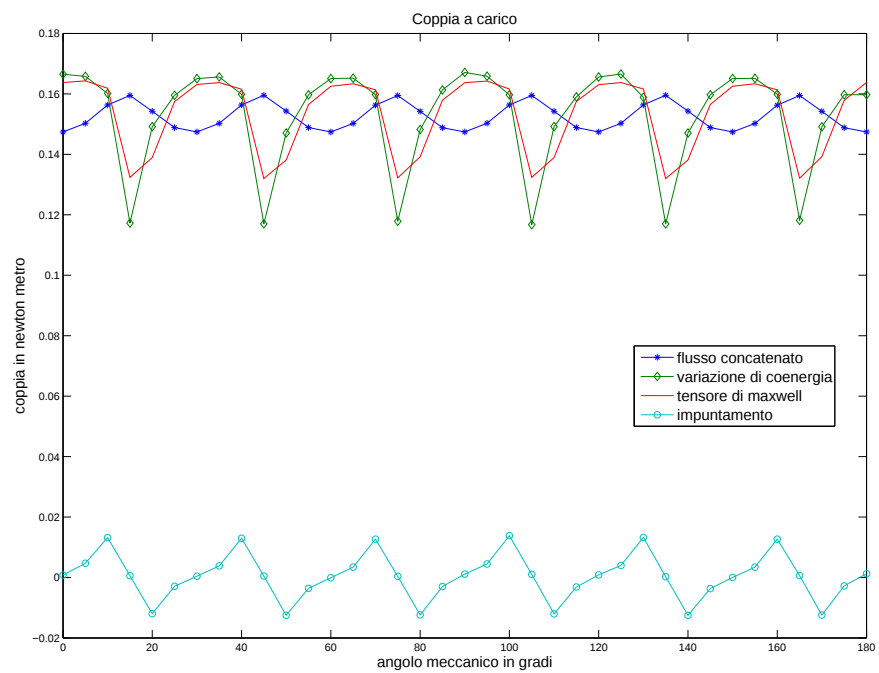


Figura 2.7: Coppie a carico

2.2.1.4 Verifica delle condizioni del magnete

Viene eseguita una prova per verificare lo stato del magnete permanente nel caso venga data una corrente I_d negativa pari alla corrente nominale.

Implica una f.m.m opposta a quella prodotta dalla macchina e si ha un effetto smagnetizzante. In queste condizioni si può verificare la smagnetizzazione del magnete permanente. Lo scopo delle simulazioni è trovare il massimo carico elettrico con I_d negativa che il magnete può sopportare senza alterare le sue caratteristiche.

Per trovare tali limiti viene imposto un carico smagnetizzante crescente con posizione del rotore e correnti fisse. Poi determinato il carico elettrico massimo si simula un funzionamento con tale carico. Lo scopo di tale simulazione è trovare per varie posizioni angolari punti in cui il magnete possa smagnetizzarsi.

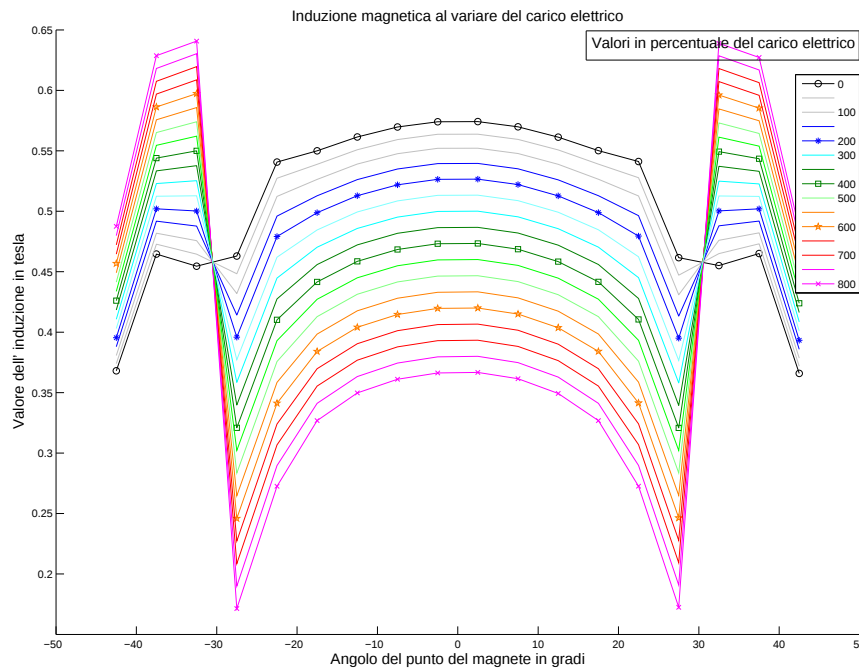


Figura 2.8: Verifica delle condizioni del magnete

Come si può vedere dai grafici in fig 2.8 il motore sopporta un carico smagnetizzante pari alla corrente nominale. Il motore funziona in modo continuo per

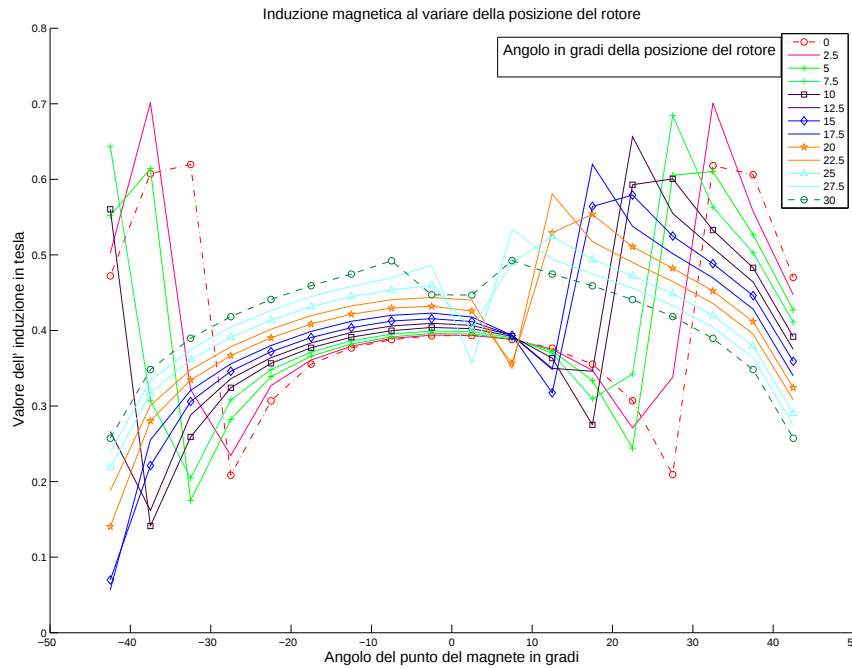


Figura 2.9: Verifica delle condizioni del magnete

tutto il range di corrente. La fig 2.8 e fig 2.9 hanno lo scopo di determinare il massimo carico applicabile al motore e portano alla conclusione evidente che il magnete è sovradimensionato.

Si potrebbe ridurre lo spessore assiale del magnete per ridurre i costi del motore ma il suo valore è già al limite costruttivo. Ridurre la superficie del magnete non porta a nessuna riduzione del massimo carico elettrico applicabile ma ad una riduzione dell'induzione al traferro e quindi della coppia come si può vedere nel par 2.1.1 e nel app E.

In app A.1.5 si possono vedere i file di Lua che forniscono i dati che elaborati il Matlab danno i profili di fig 2.8 fig 2.9.

2.3 Rendimento a carico

Il calcolo del rendimento fatto in par 2.2.1.1 utilizza le perdite nel ferro stimate nel dimensionamento preliminare nel par 2.1.1. La coppia a carico nel par 2.2.1.3 non è pari alla coppia nominale.

Lo scopo della simulazione è adattare alla tensione stimata all'uscita del rad-drizzatore ca cc al motore in modo che il motore sviluppi la coppia nominale a velocità nominale.

Per arrivare al tale scopo viene prima modificato il carico elettrico e area della cava in modo tale che il motore sviluppi la coppia nominale.

La coppia a carico viene calcolata in modo analogo a quanto fatto nel par 2.2.1.3.

Poi viene eseguita una prova con magneti denegizzati come fatto par 2.2.1.2 per calcolare i coefficienti induttivi al variare del numero di spire.

In appendice si possono trovare i file di pre e post processor del Lua che modificano la cava e carico elettrico app A.1.6. I dati raccolti vengono elaborati nel programma di Matlab in app B.1.5.

Il Femm non permette un calcolo delle perdite nel ferro dato che vengono effettuate delle simulazioni di campo magnetostatico.

Il calcolo delle perdite nel ferro parte dalla determinazione della posizione in cui la fase a ha il potenziale magnetico massimo dal quale tramite la eq 2.17 viene ricavata l'induzione massima supponendo che il tutto il flusso si concateni si calcola l'induzione massima nelle parti del circuito magnetico conoscendo le dimensioni geometriche e la cifra di perdita.

La parte più difficile da stimare è il back iron di statore per la sua forma geometrica e per la stima dell'induzione massima.

Il vincolo posto dalla legge di Kirchhoff delle correnti, rende la terza corrente dipendente dalle prime due se si suppone che i tre avvolgimenti siano collegati a stella dato che si ha il vantaggio che una fase è sottoposta ad una tensione minore. Il vincolo ha anche un'altro effetto, di porre uguale a zero tutte le armoniche di corrente multiple di 3 tali correnti sono fonte di perdite sia nel ferro che nell'avvolgimento.

Dati ricavati dal programma di Matlab			
Dati dell'avvolgimento riferiti ad una fase			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
nc =	1063		numero conduttori in cava per fase
Im =	0.0733	A	corrente massima
Lf =	157.94	m	lunghezza
R =	248.89	Ω	resistenza
dc =	0.1567	mm	diametro del conduttore
Sc =	1.4659e-008	mm^2	sezione del conduttore
L =	0.4760	h	induttanza
M =	-0.1883	h	mutua induttanza
Rendimento potenza resa persa Coppia utile			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
η =	0.7557		Rendimento
Pout =	15.0078	$watt$	Potenza resa
Perdite =	4.8528	$watt$	Potenza persa
Coppia =	0.1194	$N * m$	Coppia all'asse

Capitolo 3

Motore sincrono bifase a magneti permanenti

3.1 Spiegazione del principio di funzionamento

Il motore sincrono bifase è uguale sia nel funzionamento che nelle caratteristiche a quello trifase. Il campo magnetico rotante può essere creato anche con due avvolgimenti.

Una differenza interessante è che il motore bifase ha bisogno di un numero minore di cave, il che comporta nel nostro caso a una minore modifica del circuito magnetico di statore.

Mentre ha una sola coppia polare sullo statore se si prende ad esempio la fig 3.3. Gli assi diretto d ed in quadratura q coincidono con gli assi x ed y se il motore ha una coppia polare altrimenti diventa un motore monofase in quanto gli avvolgimenti sono sfasati geometricamente di 90° ma non elettricamente. L'angolo elettrico è legato a quello geometrico dalla relazione $\alpha_e = \alpha_m * p$ gli assi coincidono e il motore risulta essere un monofase senza salienza.

Per ulteriori informazioni a par 4.1 per approfondire ulteriormente bib [3]

3.2 Dimensionamento preliminare

Il procedimento nel dimensionamento preliminare del motore sincrono non differisce da quello trifase. Se non per il numero di cave statoriche Q_s e per il numero di poli $2p$ rispetto al trifase. L'equazione eq 2.3 cambia nella eq 3.1 in quanto ci sono due avvolgimenti sullo statore come cambia l'angolo elettrico ta gli avvolgimenti da 120° nel trifase a 90° nel bifase. Per il motore sincrono

bifase $Q_s = 4$ e $2p = 2$ e $NI = N_c * I$. La circuitazione 2.11 viene presa la situazione più gravosa per il magnete ovvero massimo campo magnetico con direzione opposta al senso di magnetizzazione del magnete permanente pari a $n_c * I$.

3.3 Analisi magnetostatica

L'analisi magnetostatica del motore sincrono bifase non differisce da quello trifase e nel procedimento adottato nel paragrafo par 2.2 e porta al disegno della prima bozza del motore trifase di fig 3.3.

Il motore trifase ha uno statore che per struttura può essere uguale a quello del motore asincrono monofase a polo schermato di fig 1.1 ciò comporta che i punti della tab 1 vengono soddisfatti in modo più facile.

$$2 * N * I = \frac{\pi * D_s * \hat{K}_e}{K_w} \quad (3.1)$$

3.3.1 Caratteristica magnetostatica del motore ricavata dal Femm

Il flusso concatenato con l'avvolgimento è in funzione della posizione angolare del rotore, e della corrente che circola nell'avvolgimento di statore $\lambda = \lambda(\vartheta, i)$. Si suppone che le induzioni magnetiche in gioco siano tali da non saturare il circuito magnetico ed essendo il rotore isotropo, il flusso concatenato con l'avvolgimento si può esprimere come :

$$\begin{aligned} \lambda_a(\vartheta, i_a, i_b) &= L_a * i_a - M_{ab} * i_b + \lambda_{pma}(\vartheta) \\ \lambda_b(\vartheta, i_a, i_b) &= L_b * i_b - M_{ba} * i_a + \lambda_{pmb}(\vartheta) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Dove λ_{pm} è il flusso concatenato con l'avvolgimento prodotto dal magnete che è in funzione della posizione angolare del del rotore ϑ mentre non dipende dal valore dalle correnti statoriche.

L ed M sono i coefficienti di auto e mutua induzione dell'avvolgimento di statore e per l'ipotesi ha un valore costante al variare della corrente di alimentazione e verrà calcolato nel par 3.3.1.2 a pag 41. La resistenza R è pari alla resistenza dell'avvolgimento. Si arriva così a definire il circuito equivalente di fig 3.2. Il rotore è isotropo e gli avvolgimenti sono uguali e sfasati di

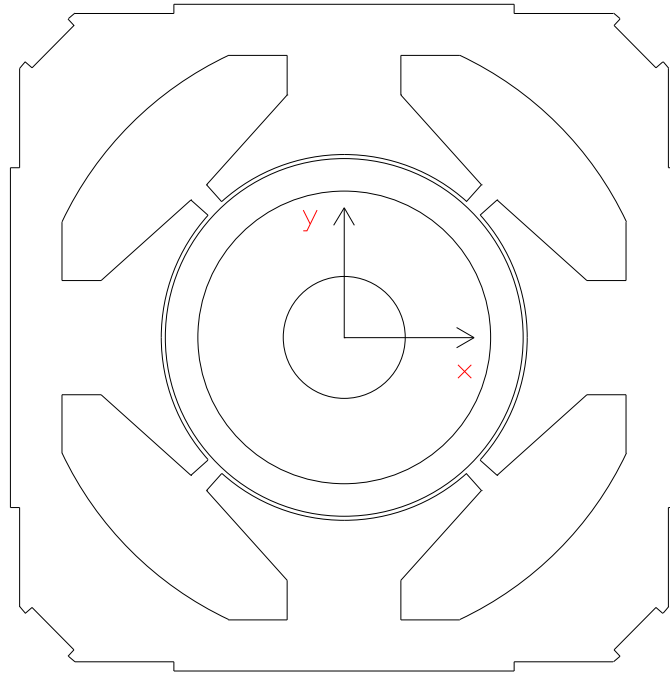


Figura 3.1: Prima bozza del motore bifase

90° meccanicamente e le correnti sono uguali e sfasate di 90° elettricamente portano all'uguaglianza dei coefficienti $M_{ab} = M_{ba}$ e $L_a = L_b$.

3.3.1.1 Calcolo delle caratteristiche a vuoto

Per il calcolo delle caratteristiche a vuoto valgono le stesse considerazioni del motore trifase fatte nel par 2.2.1.1 per il valore dell'induzione al traferro e per il calcolo della coppia di impuntamento mentre il flusso concatenato varia dalla eq 2.14 a eq 3.2.

Dalla eq 3.2 viene calcolato il flusso prodotto dal magnete permanente λ_{pma} mentre correnti di fase $i_a = i_b = 0$. Per la struttura magnetica statorica e rotorica isotropa si ha che $\lambda_{pma} = \lambda_{pmb}$. Viene determinato il flusso generato dal magnete permanente utilizzando la eq 2.17.

Il ricorso a trasformazioni come fatto nel motore trifase nel par 2.2.1.1 risulta utile ma la struttura semplice della macchina permette di farne a meno tuttavia risulta molto utile per il controllo del motore e verrà quindi fatto nel par 3.3.1.3.

Per la simulazione a vuoto si fa riferimento ad solo passo polare. Si prende

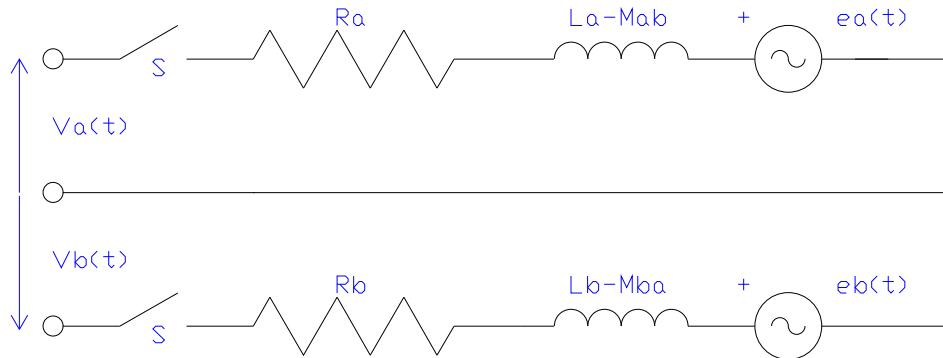


Figura 3.2: Circuito equivalente del motore bifase

come asse diretto l'asse magnetico dei poli a magnete permanente. Scelto come verso positivo di rotazione quello antiorario l'asse in quadratura e a 90° in ritardo da esso. Preso come riferimento l'asse diretto la posizione angolare del rotore è individuata dall'angolo ϑ che l'asse magnetico della fase a forma con l'asse dei poli del rotore. I file di pre processor e post processor del Lua come il file di di Matlab in app B.2.1 sono simili a quelli del motore sincrono trifase. Nell'app A.3.1 e A.2.1 si possono vedere i programmi in Lua utilizzati. I risultati seguono nella tab 3.3.1.1.

Dati ricavati dal programma di Matlab			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
$n_c =$	3245		numero conduttori in cava per fase
$I_m =$	0.0524	A	valore massimo della corrente
$d_c =$	0.363	mm	diametro del conduttore
$P_{in} =$	20.129	watt	potenza in ingresso
$P_{out} =$	14.184	watt	potenza resa
$P_{cu} =$	4.0718	watt	potenza persa per effetto joule
$P_{fe} =$	1.86	watt	perdite nel ferro
$C_m =$	0.113	newton*metro	coppia generata
$C_u =$	0.1129	newton*metro	coppia utile all'albero
$\eta =$	0.7047		rendimento

Tabella 3.1: dati ricavati dalla simulazione a vuoto

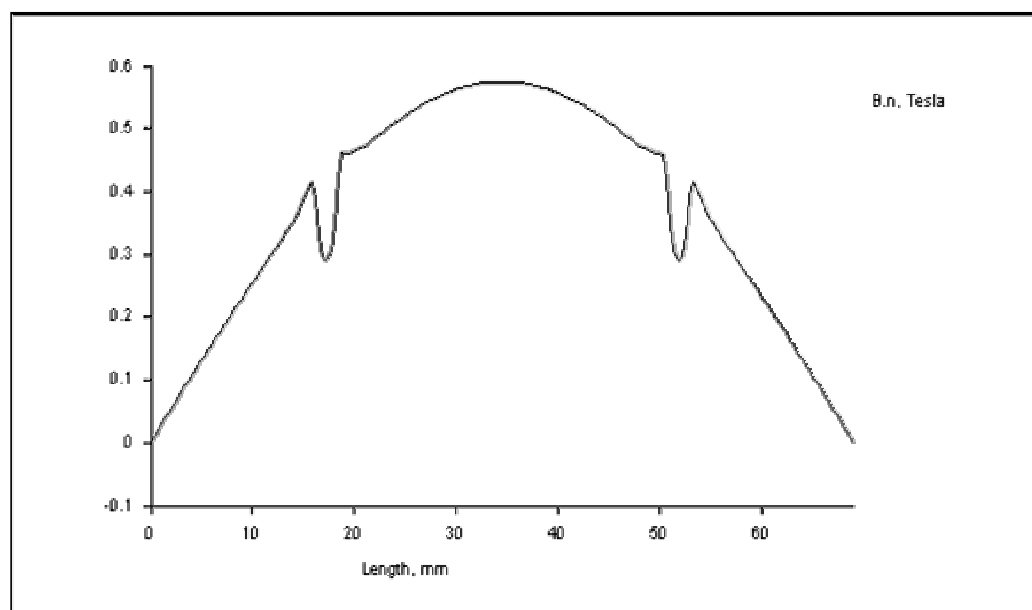


Figura 3.3: Induzione al traferro a vuoto del motore bifase

3.3.1.2 Calcolo dei termini induttivi dell'avvolgimento

Dalla 3.2 dennergizzato il magnete permanente $\lambda_{pmj} = 0$ ed alimentato una sola fase statorica se si alimenta la fase a vengono calcolati i coefficienti L_a M_{ab} . Per la struttura magnetica statorica e rotorica isotropa si ha che $L_a = L_b$ ed $M_{ab} = M_{ba}$.

Il procedimento è simile a quello fatto per il motore trifase nel par 2.2.1.2

La simulazione che viene utilizzata per il calcolo dei coefficienti induttivi in Lua si trova nell'app A.2.2.1 e A.2.2.1 mentre i file di elaborazione dati in Matlab è in B.2.2.

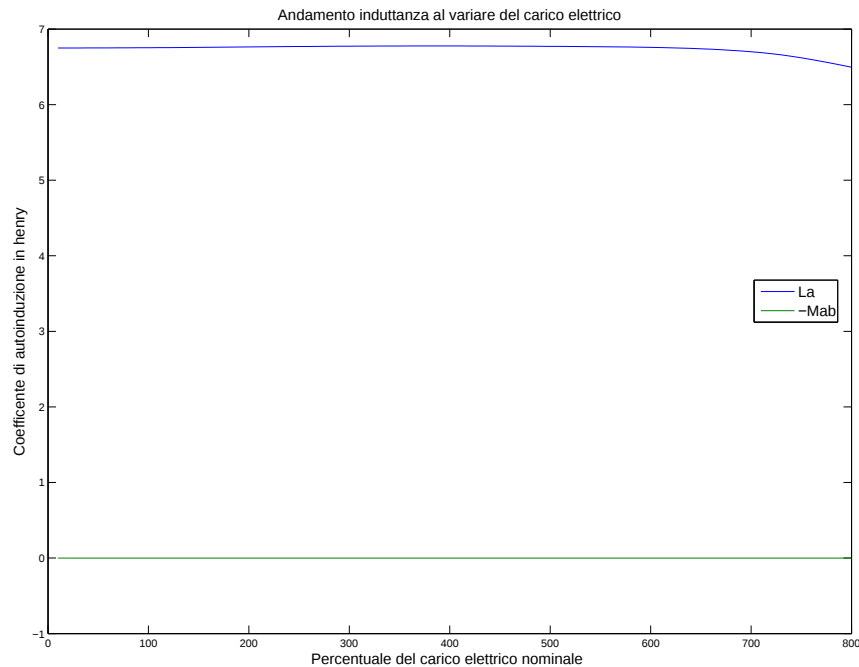


Figura 3.4: Auto e Induttanze del motore bifase

Dati ricavati dal programma di Matlab			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
L_a	6.7411	H	induttanza di fase
$M_{ab} =$	-8.5718e-004	H	mutua induttanza di fase ab
$L_\gamma =$	0.0861	H	induttanza di dispersione
$n_c * I_m =$	160	A spire	carico elettrico in cava per fase

Tabella 3.2: Dati auto mutue induttanze

Il basso valore della M_{ab} è in linea con la teoria unificata delle macchine elettriche per ulteriori informazioni in biblio [2] e si può quindi ritenere la matrice delle induttanze sia diagonale.

3.3.1.3 Calcolo della coppia a carico

Per il calcolo della coppia a carico si utilizza lo stesso procedimento del motore trifase fatto nel paragrafo par 2.2.1.3.

Per avere un confronto tra le coppie sviluppate a carico dal motore è utile introdurre il sistema di riferimento rotante come fatto per il motore trifase nel par 2.2.1.1.

La trasformazione per passare dal sistema fisso a quello rotante cambia. Il motore bifase ha già gli avvolgimenti di spostati su due assi a 90° . Necessita soltanto la trasformazione che effettui il blocco della rotazione.

$$[c_2]^t = \begin{bmatrix} \cos\vartheta & \sin\vartheta \\ -\sin\vartheta & \cos\vartheta \end{bmatrix}$$

$$[c_2] = \begin{bmatrix} \cos\vartheta & -\sin\vartheta \\ \sin\vartheta & \cos\vartheta \end{bmatrix}$$

Per ulteriori informazioni sull'argomento sulla bil [2].

Dati ricavati dal programma di Matlab			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
C_{max}	0.1060	$N * m$	Coppia media calcolata con il tensore di maxwell
C_{coe}	0.1059	$N * m$	Coppia media calcolata con la variazione di coenergia
C_{flus}	0.1060	$N * m$	Coppia media calcolata mediante i flussi concatenati e correnti
$n_c * I_m$	160	A spire	Carico elettrico in cava per fase

Tabella 3.3: Coppie medie a carico

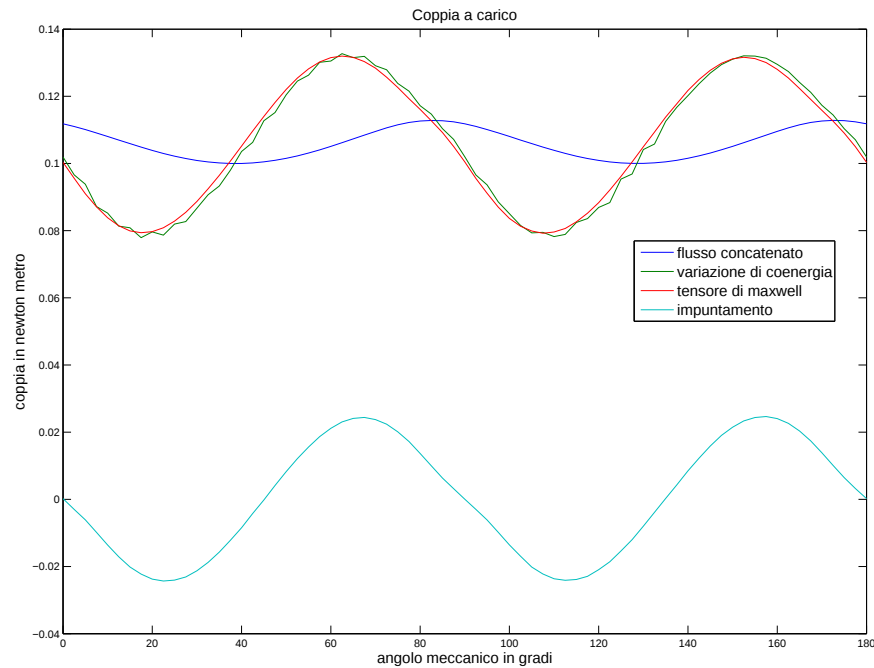


Figura 3.5: Coppie a carico

3.3.2 Verifica delle condizioni del magnete

Viene eseguita una prova per verificare lo stato del magnete permanente nel caso venga data una corrente I_d negativa pari alla corrente nominale. Il procedimento è simile a quello fatto per il motore trifase nel par 2.2.1.4 I

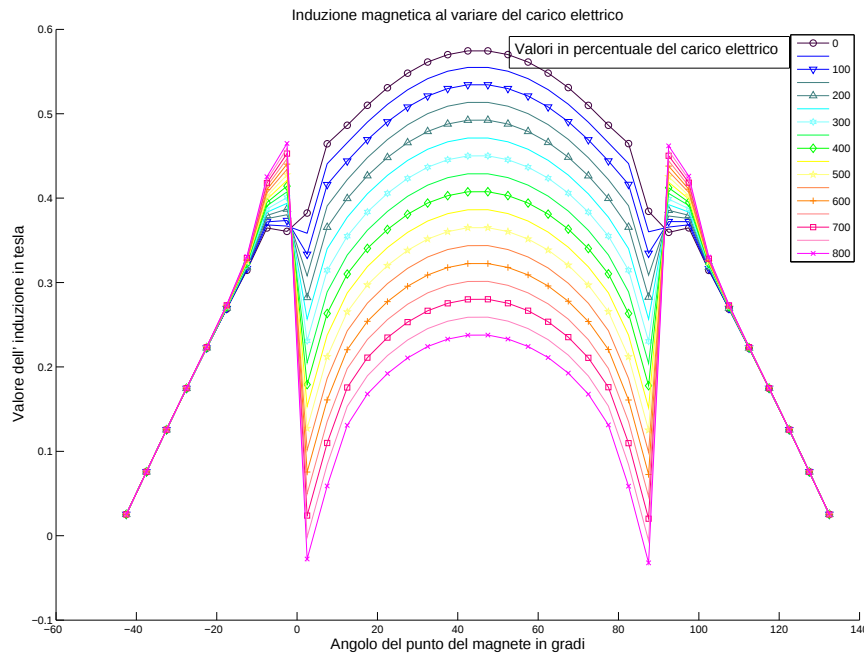


Figura 3.6: Verifica delle condizioni del magnete

grafici ottenuti mostrano che anche il motore bifase in fig 3.6 sopporta un carico smagnetizzante pari alla corrente nominale.

Il motore funziona in modo continuo per tutto il range di corrente come si può vedere dalle fig 3.6 e fig 3.7 e portano alla conclusione evidente che il magnete è sovradimensionato.

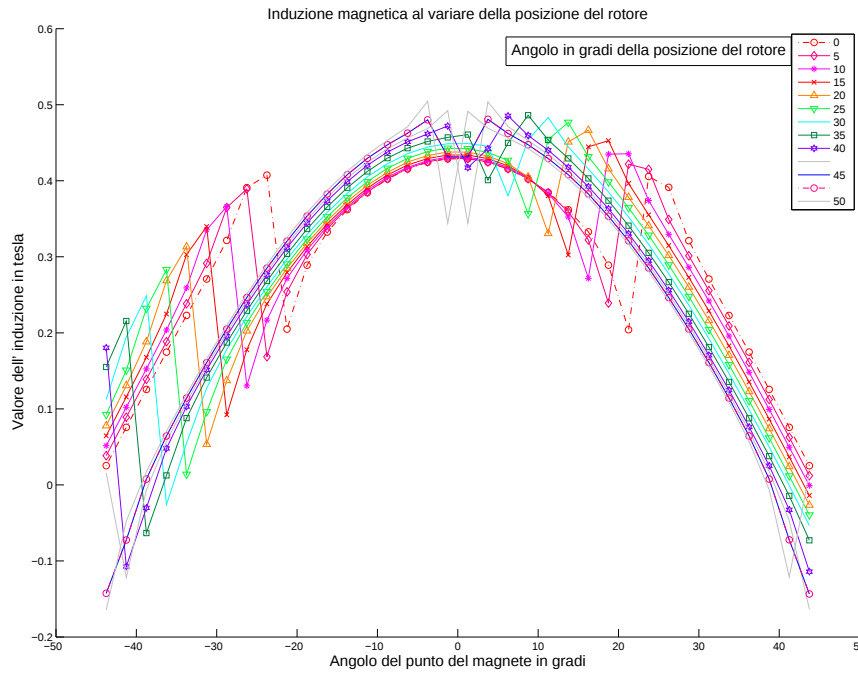


Figura 3.7: Verifica delle condizioni del magnete

3.4 Calcolo rendimento a carico

In modo analogo a quanto fatto per il motore trifase nel par 2.3 viene calcolato il rendimento a carico del motore sincrono bifase.

In appendice si possono trovare i file di pre e post processor del Lua che modificano la cava e carico elettrico app A.1.6. I dati raccolti vengono elaborati nel programma di Matlab in app B.1.5.

Tuttavia si può notare che le perdite nel ferro sono minori di quelle del motore trifase ciò è dovuto al fatto che il motore bifase ha una sola coppia polare ed è alimentato quindi con una frequenza minore.

Mentre le perdite nel rame sono maggiori per l'elevato numero di spire dell'avvolgimento rispetto al motore trifase.

3.5 Considerazioni sul circuito di potenza

Capitolo 4

Motore sincrono monofase a magneti permanenti a traferro variabile

4.1 Spiegazione del principio di funzionamento

Nel motore sincrono monofase, il campo magnetico prodotto dallo statore non è rotante ma è pulsante; questo porta ad una coppia non costante nel tempo ma oscillante attorno ad un certo valore medio diverso da zero.

Se il profilo dei poli di statore è simmetrico ,e gli assi magnetici di statore e rotore sono allineati il motore non ha la coppia di spunto per avviarsi.

Per tale motivo si sagoma il traferro dei poli statorici in modo tale che, a corrente nulla negli avvolgimenti gli assi magnetici di rotore e statore non siano allineati.

Un'altro problema è il senso di rotazione indeterminato. Il verso di rotazione dipende dall'alimentazione e dal verso dei poli magnetici di statore e dalla posizione del rotore e dei suoi poli.

Il motore è composto da una parte fissa statore ed una mobile rotore come in fig 4.1. L'avvolgimento concentrato presente sullo statore è formato da due bobine avvolte ciascuna su un dente e collegate in serie. Statore con espansioni polari sagomate per ottenere una coppia di spunto. La sagomatura delle espansioni polari blocca il rotore in una posizione che lo renda autoavviante quando l'avvolgimento è alimentato. Il rotore ospita i magneti permanenti nel nostro caso il NdFeB Cnb10 per le caratteristiche in app F.1.

Si definiscono due assi la figura : l'asse magnetico dell'avvolgimento statorico

1 l'asse magnetico del rotore 2. Il primo è stato assunto ortogonale alla faccia del polo polo di statore ignorando la salienza del polo, il secondo coincide con l'asse di polarizzazione del magnete. Le linee di flusso prodotte dal magnete permanente tendono a posizionare il rotore nella posizione di minima riluttanza o minima energia magnetica se il rotore è libero di ruotare. Se l'avvolgimento di statore è alimentato il rotore tende ad allinearsi con l'asse magnetico dello statore ad uno stato di energia magnetica maggiore.

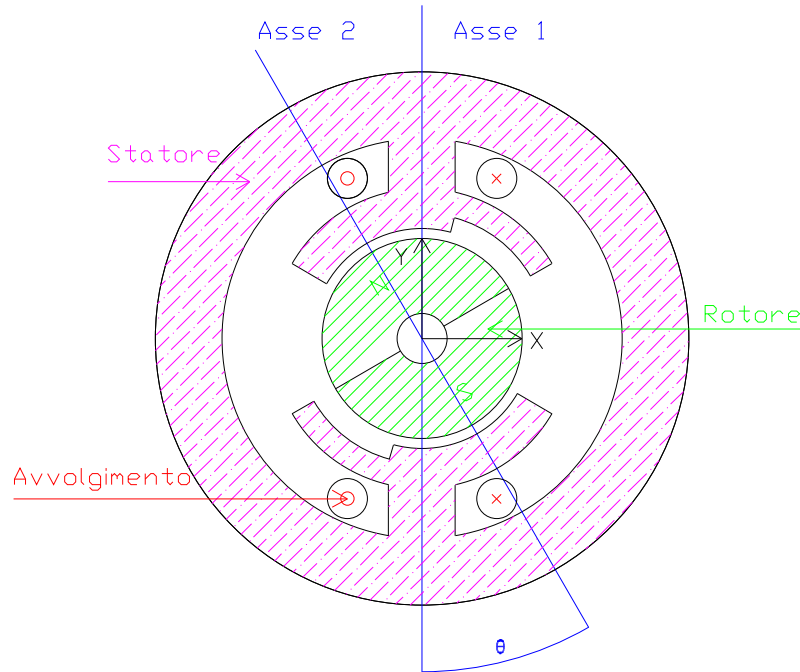


Figura 4.1: Motore sincrono monofase

4.2 Dimensionamento preliminare

Il dimensionamento preliminare del motore sincrono non differisce da quello trifase e bifase. Se non per il numero di cave statoriche Q_s rispetto al trifase e per il numero di poli $2p$ rispetto al bifase. L'equazione 2.11 cambia come accaduto nel bifase in quanto c'è un solo avvolgimento sullo statore. Per il motore sincrono monofase $Q_s = 4$ e $2p = 4$ e $NI = N_c * I$. La circuitazione eq 2.11 viene presa la situazione più gravosa per il magnete ovvero massi-

mo campo magnetico con direzione opposta al senso di magnetizzazione del magnete permanente pari a $n_c * I$.

4.3 Analisi magnetostatica

L'analisi magnetostatica del motore sincrono monofase differisce da quello trifase. Nella scelta della salienza delle espansioni polari che viene dimensionata nel par 4.3.2. Nel caso del motore monofase in esame la scelta del il profilo ed il suo design è risultato molto difficile a causa dell'alto valore della coppia di impuntamento.

4.3.1 Caratteristica magnetostatica del motore ricavata dal Femm

La prima parte dell'analisi magnetostatica che segue viene fatta con un motore privo di salienza. La salienza nel funzionamento a regime risulta un disturbo, ma è necessaria per avere una coppia di spunto alla partenza. Si può pensare al motore privo di salienza e poi introdurla in seguito. Lo schema equivalente del motore si può vedere nella fig 4.2.

Il flusso concatenato con l'avvolgimento è funzione di stato della posizione angolare del rotore, e della corrente che circola nell'avvolgimento di statore $\lambda = \lambda(\vartheta, i)$. Si suppone che le induzioni magnetiche in gioco siano tali da non saturare il circuito magnetico ed essendo il rotore isotropo, il flusso concatenato con l'avvolgimento si può esprimere come :

$$\lambda(\vartheta, i) = L_a * i + \lambda_{pm}(\vartheta) \quad (4.1)$$

Dove λ_{pm} è il flusso concatenato con l'avvolgimento prodotto dal magnete che è in funzione della posizione angolare del del rotore ϑ mentre non dipende dal valore dalla corrente statorica. L_a è il coefficiente di autoinduttanza dell'avvolgimento di statore e per l'ipotesi ha un valore costante al variare della corrente di alimentazione e verrà calcolato nel par 4.3.1.2 a pagina 51. Si arriva così a definire il circuito equivalente di fig 4.2 dove R è la resistenza dell'avvolgimento.

4.3.1.1 Calcolo delle caratteristiche a vuoto

Per il calcolo delle caratteristiche a vuoto valgono le stesse considerazioni del motore trifase fatte nel par 2.2.1.1 per il valore dell'induzione al traferro e per

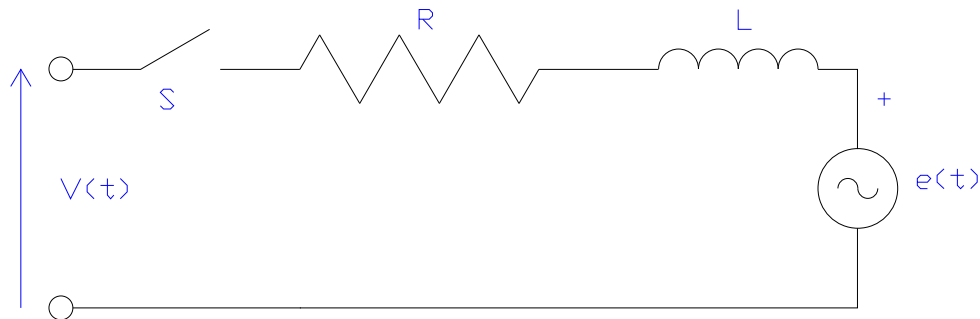


Figura 4.2: Circuito equivalente del motore monofase

il calcolo della coppia di impuntamento mentre il flusso concatenato varia da eq 2.14 a eq 4.1. Dalla eq4.1 viene calcolato il flusso prodotto dal magnete permanente λ_{pma} mentre correnti di fase $ia = ib = 0$.

Nell'app A.3.1 A.2.1 vengono omessi sia programmi di Lua che di Matlab in quanto banali derivazioni di quelli in app A.1.1 app A.3.1. I risultati seguono nella tabella 4.1.

Dati ricavati dal programma di Matlab			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
$n_c =$	909		numero conduttori in cava per fase
$I_m =$	0.1925	A	valore massimo della corrente
$d_c =$	0.221	mm	diametro del conduttore
$P_{in} =$	32.07watt	potenza in ingresso	
$P_{out} =$	12.620	watt	potenza resa
$P_{cu} =$	4.078	watt	potenza persa per effetto joule
$P_{fe} =$	2.729	watt	perdite nel ferro
$C_m =$	0.102	newton*metro	coppia generata
$C_u =$	0.101	newton*metro	coppia utile all'albero
$\eta =$	0.394		rendimento

Tabella 4.1:

4.3.1.2 Calcolo dell'induttanza dell'avvolgimento

Nel par 4.1 il flusso è somma di due addendi a vuoto si è calcolato il secondo addendo. Per il calcolo del primo si possono scegliere due metodi o con una modifica del foglio di calcolo Femm si elimina il secondo addendo sostituendo al magnete NdFeB Cnb10 il NeFeB Cnb10 de oppure calcolare il valore del flusso concatenato e poi si sottrae il flusso prodotto dal magnete. La eq 4.1 diventa nel primo caso :

$$L_a = \frac{\lambda(\vartheta, i)}{i} \Big|_{\lambda_{pm}=0} \quad (4.2)$$

nel secondo :

$$L_a = \frac{\lambda(\vartheta, i) - \lambda_{pm}(\vartheta)}{i} \quad (4.3)$$

Il flusso concatenato viene sempre colcolato con la eq 2.17. Per ulteriori informazioni sul magnete guardare app F.1. Nell'app A.3.2 B.3.2 vengono omessi sia programmi di Lua che che di Matlab in quanto banali derivazioni di quelli in app A.1.1 app A.3.1. I risultati seguono nella tab 4.2 e nella fig 4.3 .

Dati ricavati dal programma di Matlab			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
L_a	6.7411	H	induttanza di fase

Tabella 4.2: Coefficiente autoinduzione

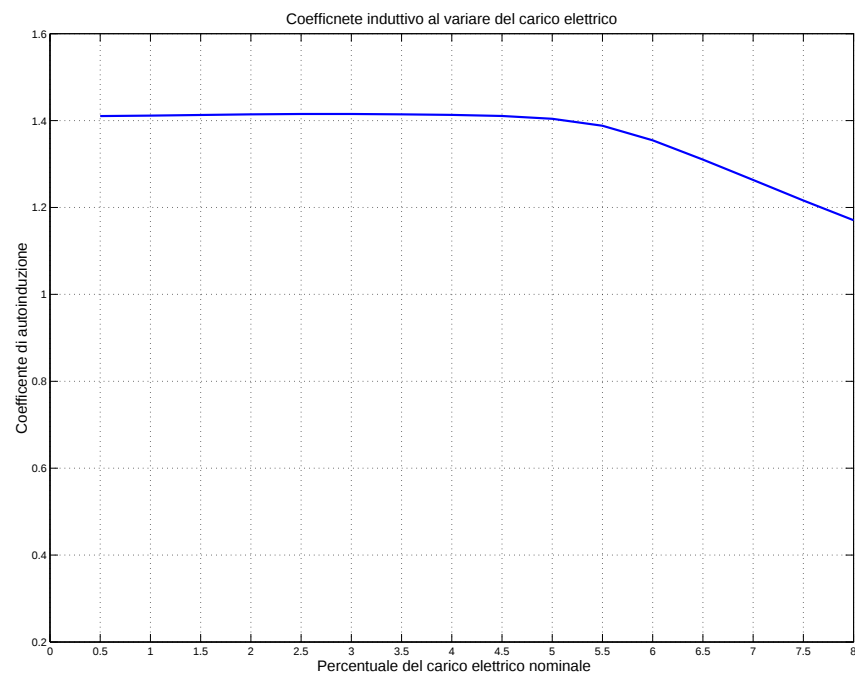


Figura 4.3: Coefficiente di autoinduzione motore monofase

4.3.1.3 Calcolo della coppia a carico

Il calcolo della coppia a carico viene effettuato considerando l'interazione tra il magnete permanente e la corrente statorica. Il calcolo della coppia è pensato in modo che la corrente nell'avvolgimento di statore sia esattamente pari al valore ideale fissato e che il rotore ruoti nella stessa direzione e velocità di una delle componenti del campo magnetico pulsante. Per il calcolo della coppia si usa la eq 2.15.

Nell'app A.3.3 A.3.3 vengono omessi sia programmi di Lua che di Matlab in quanto banali derivazioni di quelli in app A.1.6 app A.1.6. I risultati seguono nella tab 4.3 e nella fig 4.4.

Dati ricavati dal programma di Matlab			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
$C_{max} =$	0.182	$N * m$	Coppia media calcolata con il tensore di maxwell
$n_c * I_m =$	160	A spire	Carico elettrico in cava per fase

Tabella 4.3: Coppia media a carico

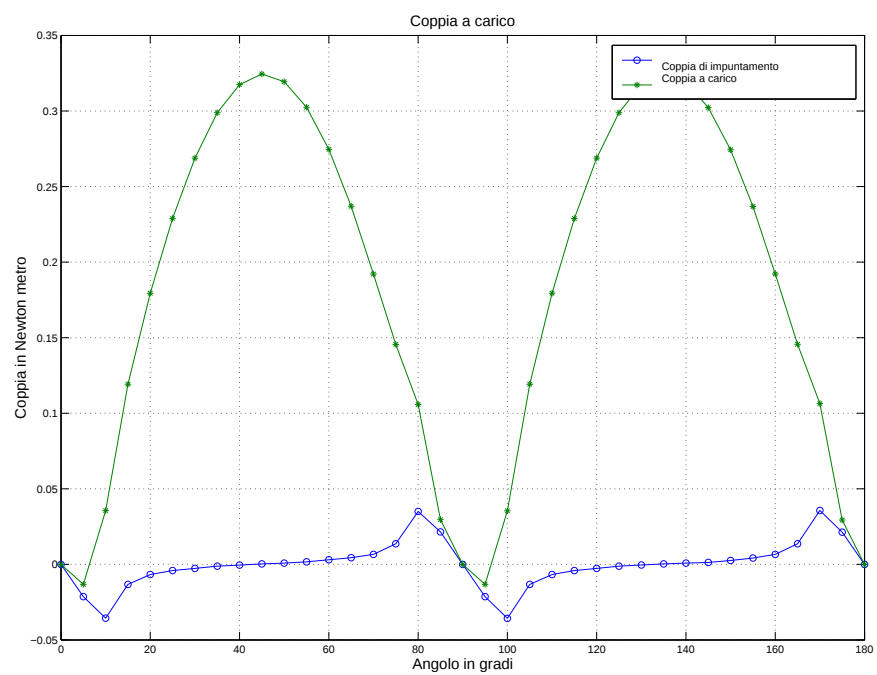


Figura 4.4: Coppie a carico

4.3.2 Determinazione della salienza del dente di statore

La salienza modifica la coppia di impuntamento della macchina in modo tale che il rotore del motore si fermi a vuoto in un punto in cui la sia diversa da zero.

Nel par 4.4 di analisi dinamica per maggiori informazioni. La coppia di impuntamento dovuta alla somma della coppia dovuta alle aperture di cava dello statore e e dalla salienza o anisotropia del dente di statore e deve avere avere le seguenti caratteristiche:

4.3.2.1 Dati già raccolti

Dalle simulazioni già effettuate si estrae la coppia di impuntamento senza salienze, la coppia a carico meno la coppia di impuntamento senza salienze. Si determinano così i punti in cui la coppia creata dall'avvolgimento è nulla. Dato che il motore è isotropo ci si aspetta che coincidano alcuni i punti in cui sono nulle. Dal par 4.3.1.1 si ricavano i dati della coppia di impuntamento senza salienze, dal par 4.3.1.3 la coppia a carico. La fig 4.5 ci mostra l'andamento la coppia a carico che è stata ridotta per poter essere confrontata. I punti in cui si blocca il rotore sono a 45° e 0° 90° dove la coppia di impuntamento passa per lo zero.

Se il rotore si ferma nel primo punto la coppia dell'avvolgimento è diversa da zero ma se si ferma nel secondo la coppia dell'avvolgimento è uguale a zero. Nel primo punto il motore si avvia nel secondo no. La coppia di impuntamento ha una periodicità pari a 90° quindi punti a 0° 90° sono lo stesso punto dal punto di vista magnetico.

Prima di cominciare ad analizzare i possibili profili della salienza viene modificato il rotore. Vengono definiti :

il punto a 45° **punto instabile** dato che permette al motore di partire il punto a 0° e 90° viene detto **punto stabile** nel senso che se il rotore si ferma in quel punto li rimane.

Il rotore utilizzato fino ad ora ha il magnete su tutta la superficie ed ha un campo magnetico fisso e costante per ogni polo, nella realtà ciò non è possibile si è quindi modificato il rotore con delle sezioni con magnete dennergizzato per definizione guardare app F.1.

La pozione del magnete dennergizzato è pari a $\frac{1}{9}$ della superfice del magnete per plo pari a 10° .

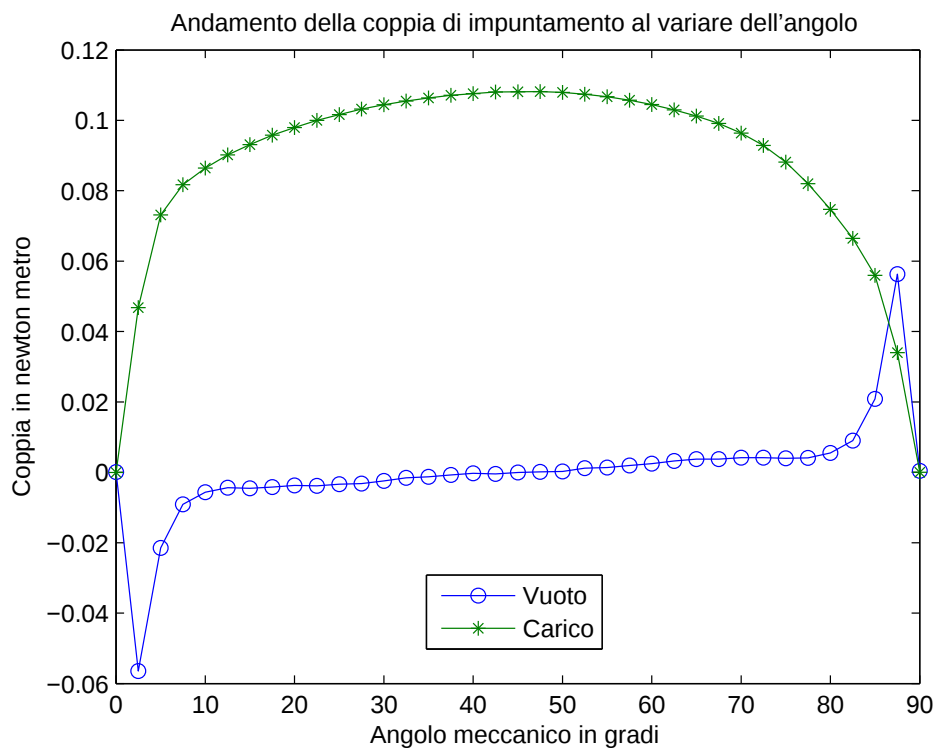


Figura 4.5: Motore senza salienza

Il grafico che segue mostra gli andamenti si nota l'aumento dei punti in cui le coppie a carico e di impuntamento sono uguali a zero nell'intorno dei 0° . Con un rotore più simile a quello reale il motore si blocca più facilmente in punto stabile.

4.3.2.2 Primo tentativo

La logica che spinge a tale tentativo si deve ai punti 2 della tab 1. Il motore sincrono avrebbe in costo di investimento minimo avendo la stessa struttura del motore asincrono. L'idea è quella di sfruttare la cava dell'avvolgimento cortocircuitato come salienza per il motore sincrono monofase. Il motore non deve presentare punti stabili della coppia di impuntamento.

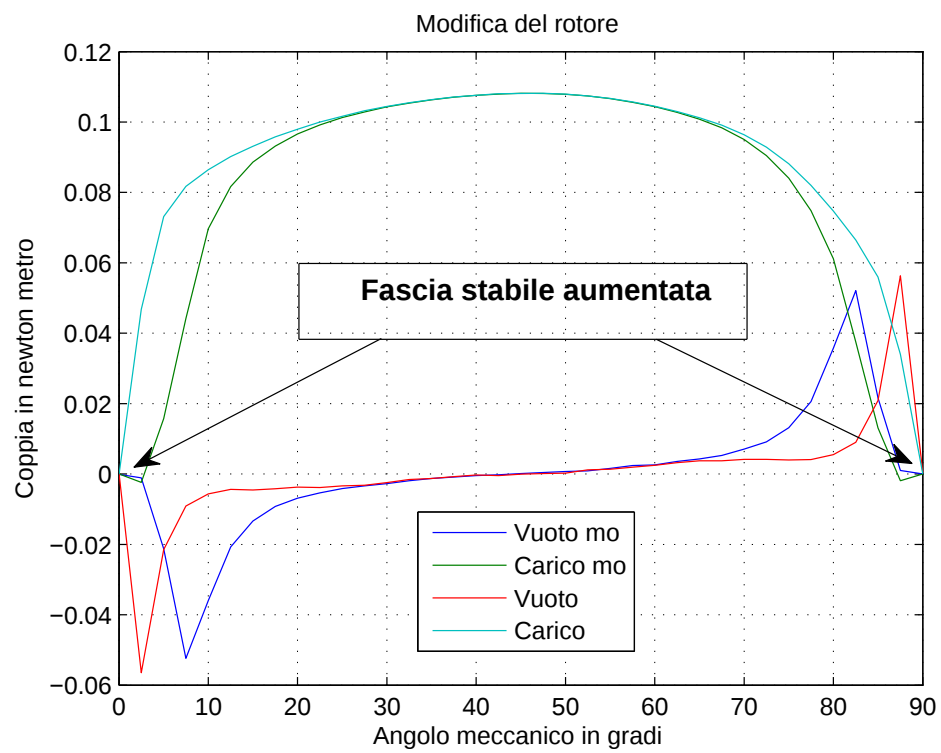


Figura 4.6: Motore senza salienza

1. Coppia impuntamento nulla stesso punto coppia indotta statore.

Spiegazione Non è tollerato alcun punto di tale tipo c'è il rischio che il motore si blocchi.

2. Coppia imputamento negli intorni del punto nullo.

Spiegazione La coppia deve essere diversa da zero ed essere o crescente o decrescente. Tale condizione porta il rotore a fermarsi nel punto nullo. Se avviene un evento esterno il rotore tende a ritornare nel punto nullo.

3. Distanza angolare dai punti in cui la coppia indotta dallo statore è nulla.

Spiegazione Punti lontani garantiscono una coppia motrice maggiore all'avviamento.

4. Valori della coppia negli intorni dei punti nulli.

Spiegazione La Coppia risultante è influenzata l'attrito volvente. L'attrito volvente agisce creando una fascia centrata sullo zero di coppia entro tale fascia il rotore non si muove ciò comporta che tale fascia non deve essere tale da portare il rotore in punti tali che la coppia indotta dallo statore è nulla.

5. Confronto con la nominale.

Spiegazione La coppia di impuntamento massima deve essere piccola rispetto alla nominale. Dato che al funzionamento a regime del motore risulta essere un disturbo e causa di rumore.

6. Flusso a vuoto.

Spiegazione Per aver una coppia di impuntamento si modifica la forma polare e il traferro tale modifica comporta una variazione del flusso concatenato dato che il traferro è aumentato e ne distorce il profilo aumentando il contenuto armonico.

Tabella 4.4: Specifiche della salienza

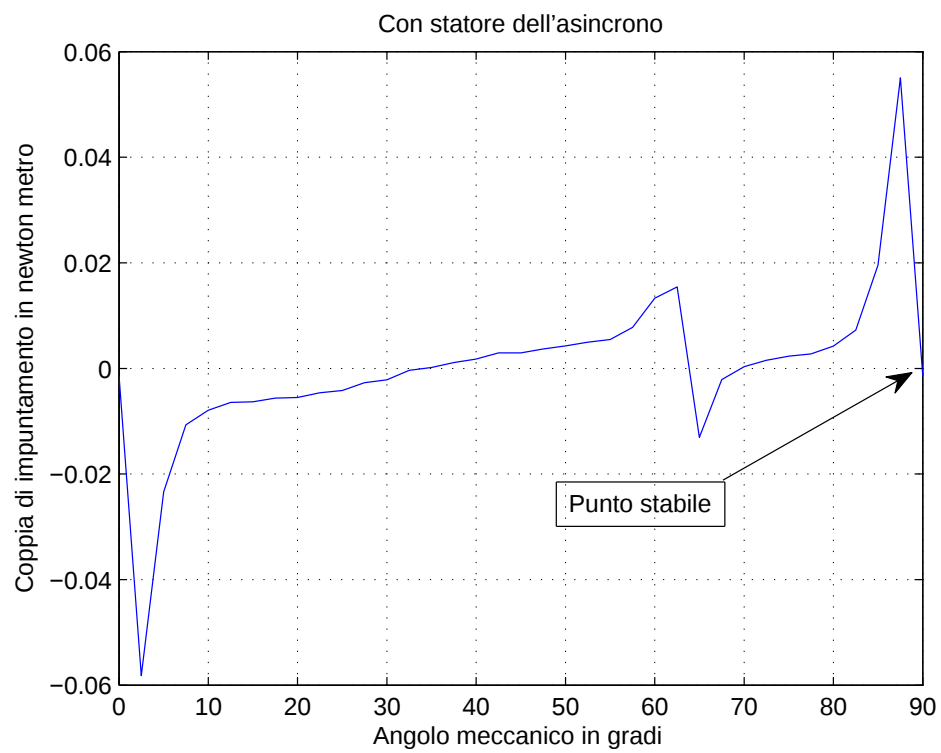


Figura 4.7: Primo Tentativo

Il motore come si vede nel grafico in fig 4.7 ha un punto stabile 90° . La salienza dovuta alla cava dell'avvolgimento a polo schermato non è abbastanza grande da eliminare il punto di stabilità a 90° . Il motore con la forma del motore asincrono a polo schermato non può essere utilizzato come motore sincrono monofase.

4.3.2.3 Forme più comuni di salienze

Le forme più comuni trovate in altri progetti sono quelle riportate in questo paragrafo nella fig 4.8 a pagina 60. Le caratteristiche principali e il riferimento nei grafici che seguono viene descritto nella tab 4.5 a pagina 61.

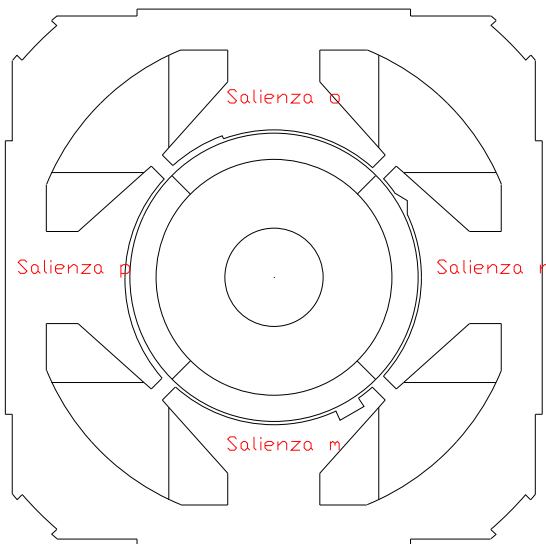


Figura 4.8: Forma geometrica delle salienze

Tabella descrittiva delle salienze e del riferimento nei grafici

Simbolo nei grafici	Nome figura	Profilo salienza
*	m	Forma di gradino poi con andamento costante e variazione a gradino fino alla fine del dente
<i>linea</i>	n	Forma di triangolo con variazione lineare del traferro
o	o	Forma con grandino con andamento costante fino alla fine del dente
+	p	Forma continua da inizio alla fine del dente
Andamenti riportati per il confronto con le salienze		
nome nei grafici	profilo salienza	note
◇	ei	coppia indotta dall'avvolgimento e serve per individuare i punti in cui la coppia di impuntamento deve essere diversa da zero
	ss	serve per evidenziare l'effetto delle aperture di cava

Tabella 4.5: Indice dei simboli grafici e testo delle salienze

4.3.2.4 Coppia di impuntamento al variare della posizione del rotore

La prima cosa da notare è la mancanza di punti stabili in tutti profili di coppia. Il punto 1 e 2 della tab 6 a pagina 58 è soddisfatto per tutti profili. Il punto 4 la coppia di attrito ha un valore irrilevante dato il scarso peso del rotore e pala vedi appendice G . Il punto 6 verrà trattato in seguito.

Rimangono i punti 3 e 5. Che sono la distanza dai punti stabili e il valori massimi e medi della coppia di impuntamento. I profili di salienza m n o danno valori medi e massimi alti rispetto al profilo p ed hanno un punto instabile a sinistra molto lontano dallo 0° mentre il profilo p lo ha molto più vicino. Tutti i profili invece hanno un punto instabile vicino allo 90° .

Ridurre il valore delle salienze m n o mentre per la p spostare verso i 45° il punto instabile vicino ai 0° . Per tutti profili è necessario spostare verso i 45° il punto instabile vicino ai 90° .

Prima di procedere nella scelta di un profilo è necessario sapere come varia la coppia di impuntamento al variare dei parametri geometrici della salienza. La salienza tipo o non viene scelta perchè ricade come caso particolare della m. Vengono scelte le forme p m . La n viene scartata in quanto ha un profilo geometrico e coppia di impuntamento simile alla m. Viene scelta la m risulta più facile da parametrizzare.

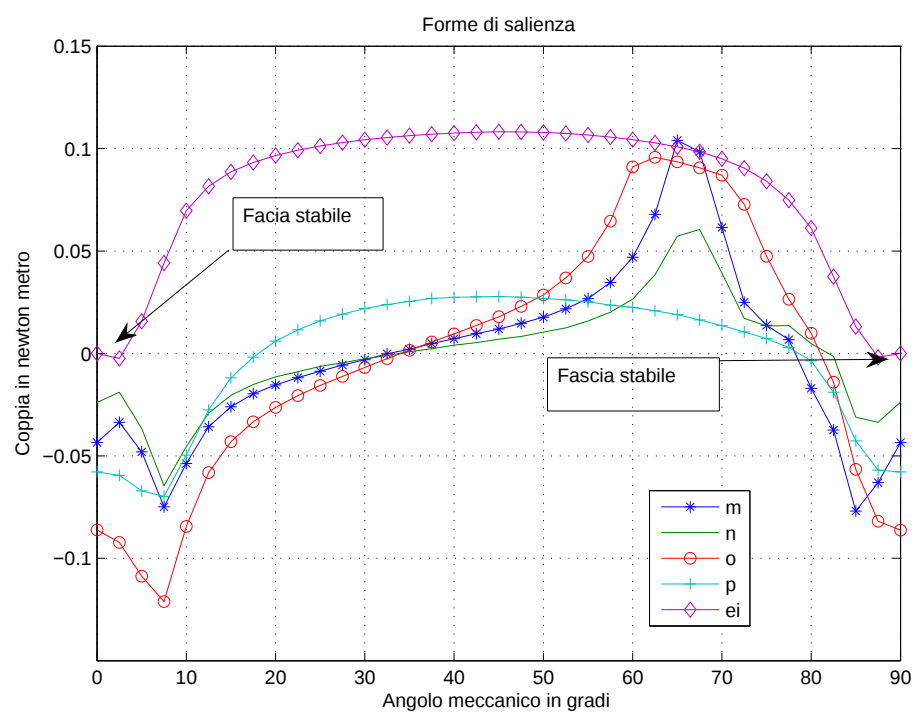


Figura 4.9: Andamento della coppia di impuntamento con rotore modificato

4.3.2.5 Analisi parametrica delle salienze

La salienza di tipo m ha tre caratteristiche altezza h del gradino larghezza l del gradino angolo del gradino rispetto al polo α . Le figure 4.10 4.11 4.12 a pag 64 mostrano i profili di coppia di impuntamento al variare di un parametro mantenendo gli altri parametri costanti a tutti i profili viene sottratta la coppia senza salienza e dovuta alle aperture di cava.

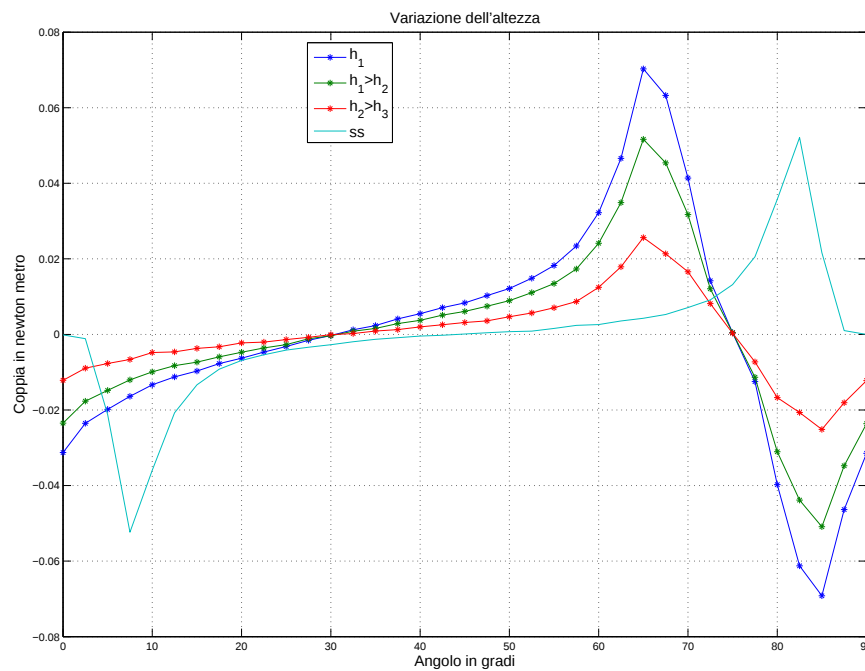


Figura 4.10: Analisi parametrica della salienza tipo m dell'altezza h

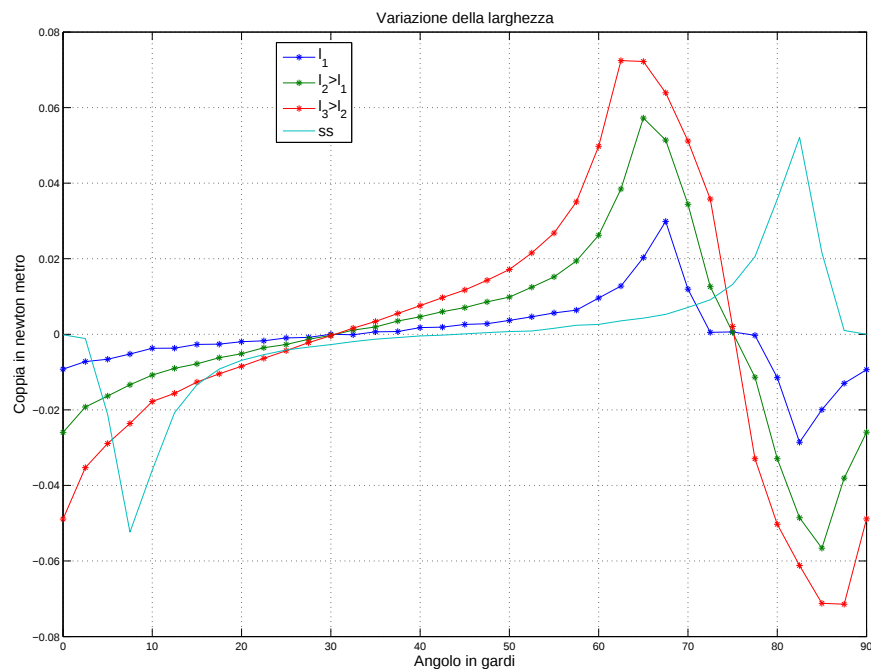


Figura 4.11: Analisi parametrica della salienza tipo m della larghezza

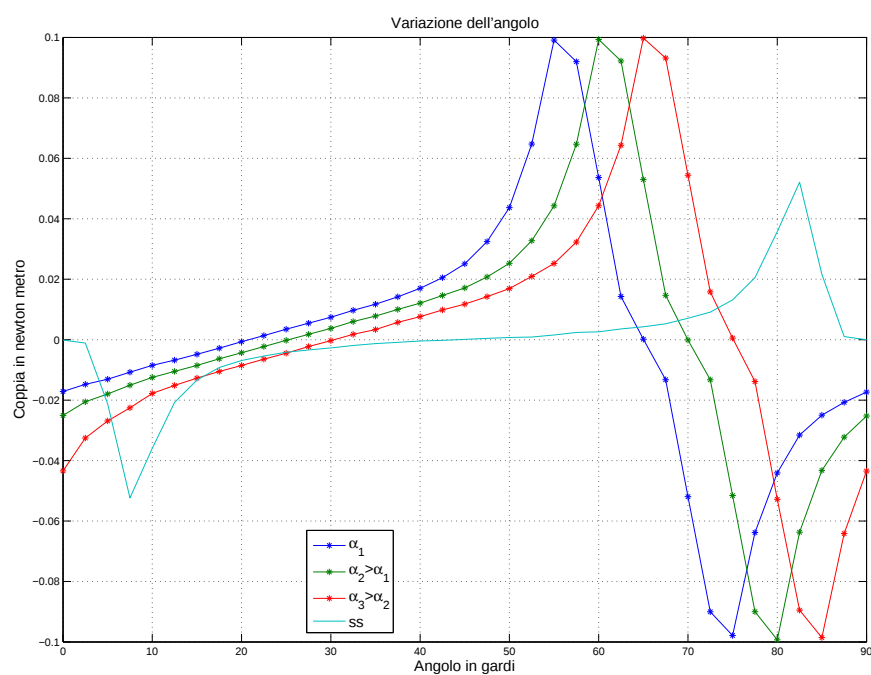


Figura 4.12: Analisi parametrica della salienza tipo m dell'angolo

Come si vede dalla figura un'aumento di h coincide con un aumento del punto di massimo della coppia di impuntamento mentre ad un aumento di l coincide un aumento della distanza tra i picchi un aumento invece di α sposta il profilo della coppia di impuntamento.

L'aumento di h ed l comportano anche un aumento dei valori medi della coppia di impuntamento di tale effetto secondario deve essere considerato quando si disegna il profilo della salienza.

La semplice forma della salienza permette un suo facile dimensionamento. Per primo si decide l'angolo α in modo da far coincidere il massimo negativo di coppia della m con il massimo positivo di coppia della ss . Si sceglie una altezza h che dia una coppia di impuntamento pari al valore massimo della coppia senza salienza. Poi si sceglie la larghezza l per decidere il punto di passaggio per lo zero di coppia.

Anche la salienza di tipo p ha tre specifiche; geometricamente un arco può essere definito da un punto iniziale punto finale angolo.

Il punto iniziale i viene dato con l'angolo rispetto all'inizio dell'espansione polare a raggio costante e pari al valore del raggio di statore senza salienza il punto finale f come variazione di raggio rispetto al raggio del profilo senza salienza con angolo fisso ed uguale a quello del profilo senza salienza, l'angolo α è l'angolo dell'arco.

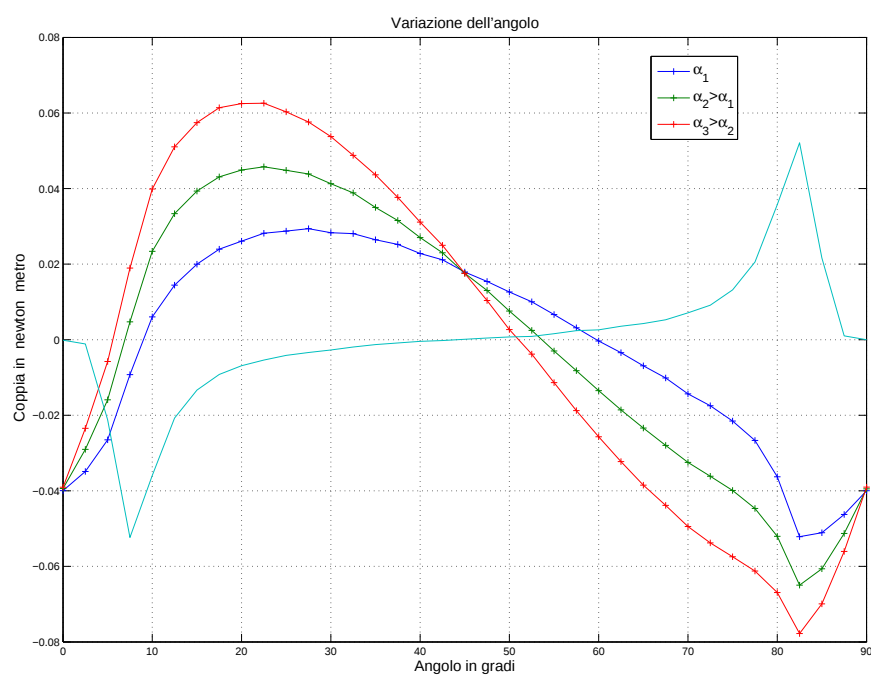


Figura 4.13: Analisi parametrica della salienza tipo m dell'angolo

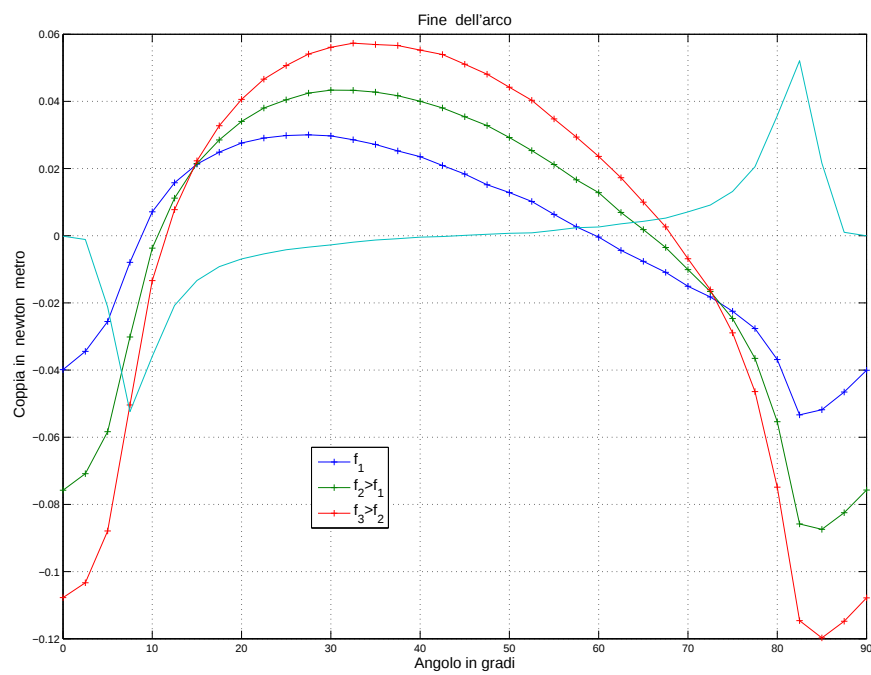


Figura 4.14: Analisi parametrica della salienza tipo m del punto finale

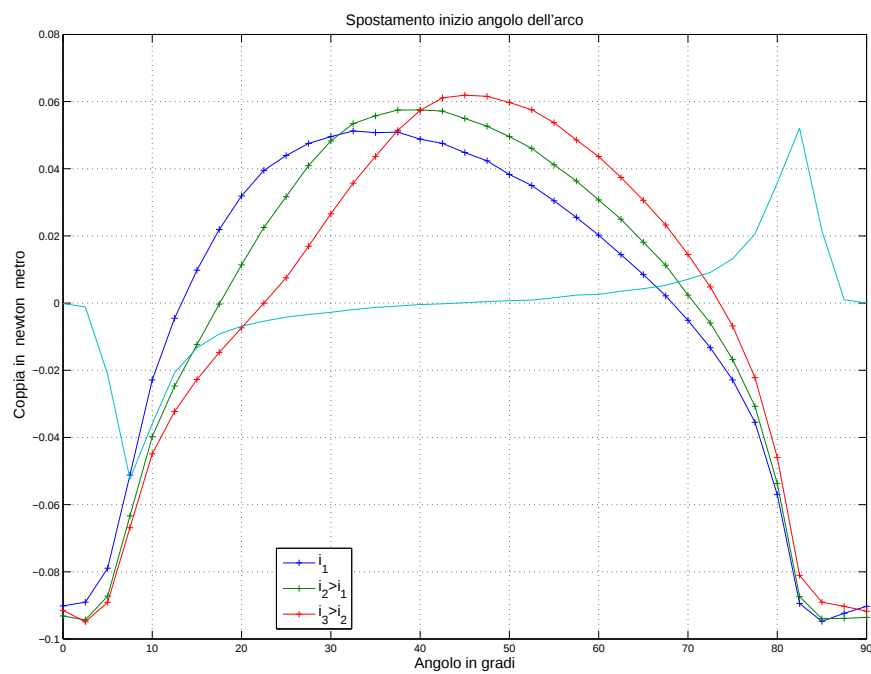


Figura 4.15: Analisi parametrica della salienza tipo m del punto iniziale

Come si vede dalle figure 4.13 4.13 4.13 a pag 68 mostra i profili di coppia di impuntamento al variare di un parametro mantenendo gli altri parametri costanti a tutti i profili viene sottratta la coppia senza salienza e dovuta alle aperture di caval'aumento dell angolo.

A'aumento α dell'arco comporta un aumento del picco di coppia di impuntamento massima. Come effetto collaterale c'è l'aumento dei valori medi della coppia di impuntamento. L'aumento del raggio di f comporta un aumento della coppia di impuntamento nel passaggio da 90° e 0° . L'aumento dell'angolo iniziale i sposta il picco di coppia di impuntamento. Nella variazione di f e i l'aumento dei valori medi della coppia sono minimi ma la modifica del profilo della salienza.

Il profilo è più difficile da disegnare e dimensionare per gli effetti collaterali di ogni variazione parametrica. Per primo viene scelto l'angolo iniziale i per decidere la posizione del massimo della coppia di impuntamento, poi vengono variati il raggio f e l'angolo α per determinare il miglior compromesso tra il massimo di coppia di impuntamento e il valore della stessa nel passaggio da 0° e 90° .

4.3.2.6 Scelta della salienza

Dopo aver effettuato una serie di simulazioni variando i parametri dei due tipi di salienze. Si sono determinati i profili effettivi finali delle coppie di impuntamento.

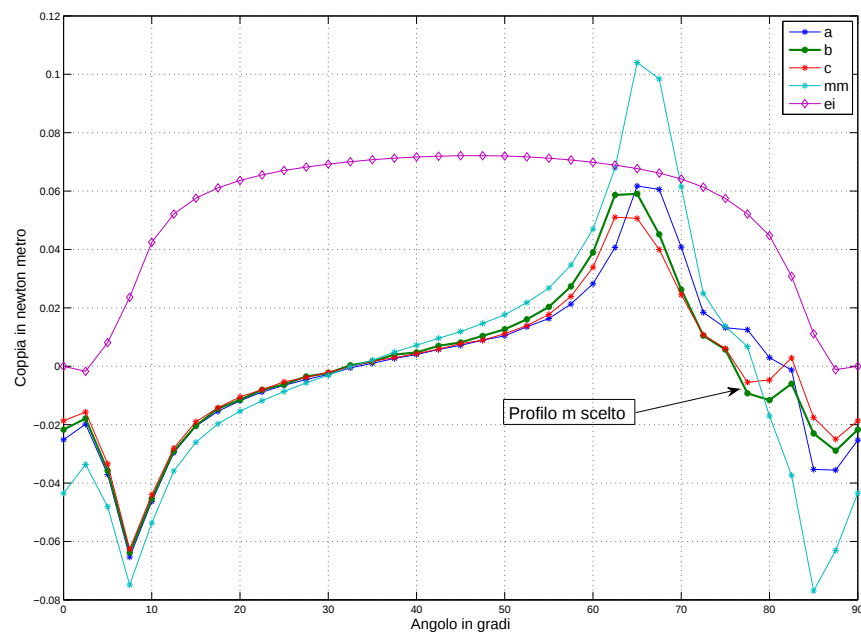


Figura 4.16: Risultato Analisi parametrica della salienza tipo m

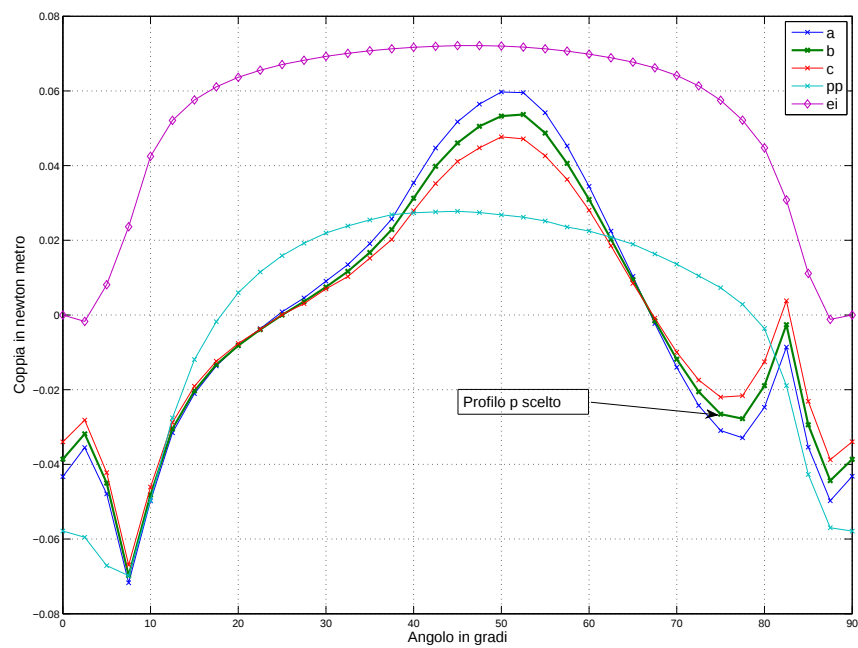


Figura 4.17: Risultato Analisi parametrica della salienza tipo p

La coppia di impuntamento del profilo senza salienza è molto elevato e rende difficile determinare il profilo della salienza. Per ridurre il valore si può diminuire le aperture di cava ma la specifica 11 della tab 1 lo impedisce.

Per confrontare i due profili viene fatta una ulteriore analisi dove si è modificato il magnete permanente per determinare la sua influenza sui due profili.

I profili sono stati valutati su tre parametri margine di angolo dai punti stabili massima coppia di riluttanza indipendenza dalle caratteristiche del magnete.

Si è scelto il profilo p perchè a parità degli altri fattori rispetto al m ha una maggiore indipendenza dalle caratteristiche del magnete. Il profilo m è troppo influenzato dalla caratteristica del magnete

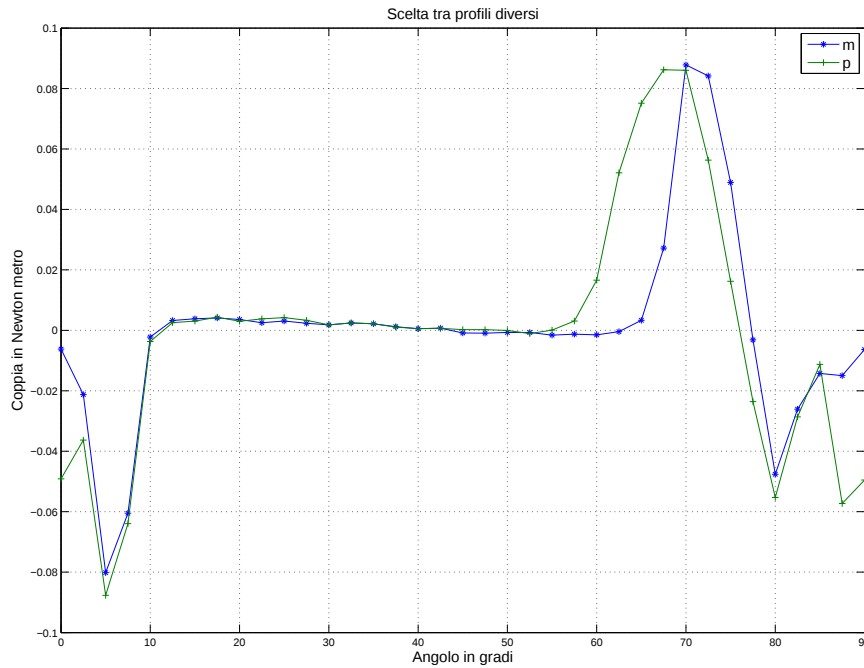


Figura 4.18: Risultato Analisi parametrica della salienza

4.3.2.7 Calcolo della matrice di coppia

La coppia del motore è funzione di stato della posizione angolare del rotore θ , sia della corrente i che circola negli avvolgimento to di rotore $c_m = c_m(\theta, i)$.

Per una valutazione completa dell'andamento della coppia deve essere eseguita al variare di θ ed i .

Il calcolo della matrice di coppia richiede molto tempo per dimezzarlo è sufficiente considerare la corrente solo di un verso si può assumere che la coppia prodotta ad una determinata corrente e posizione sia uguale alla coppia con la stessa corrente ma di segno opposto e con il rotore ruotato di π/p .

Il calcolo della matrice risulta indispensabile per simulare il comportamento dinamico del motore e per determinare il rendimento a carico del motore nel par ???. In nel regime dinamico la posizione del rotore non è legata rigidamente al campo pulsante di statore. In fig 4.19 si può vedere la matrice di coppia generata dal motore :

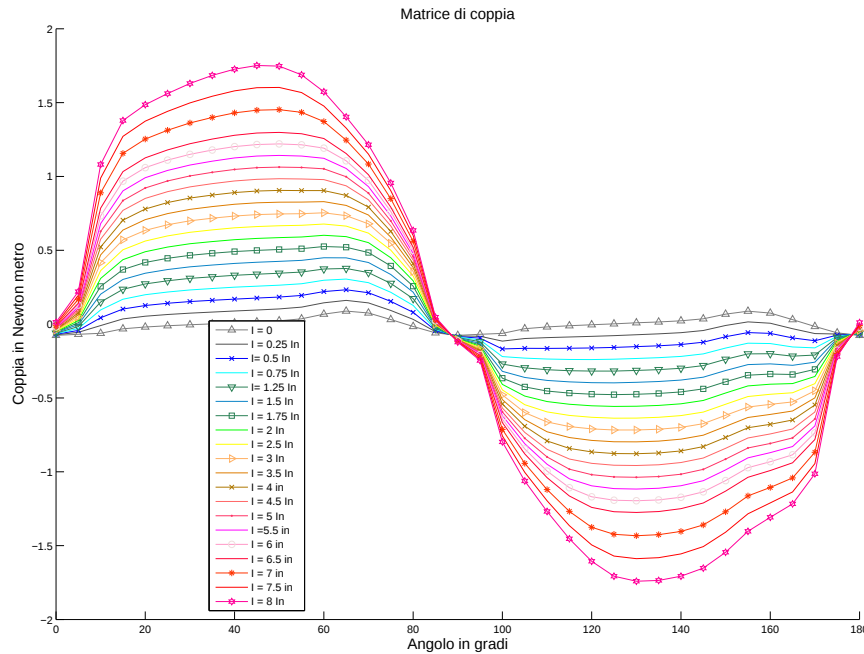


Figura 4.19: Matrice di coppia con profilo p scelto

4.4 Analisi dinamica

Mediante le soluzioni di campo, è stato valutato il comportamento in condizioni statiche del motore sincrono monofase.

Si sono calcolate la coppia sviluppata in funzione della corrente e posizione angolare il flusso concatenato il coefficiente di autoinduzione. Rispettivamente nei paragrafi 4.3.2.7 4.3.1.2

I risultati ottenuti vengono ora utilizzati per lo studio dinamico del motore. Per fare ciò vengono utilizzate le equazioni che descrivono il comportamento dinamico delle grandezze elettriche e dinamiche.

$$v(t) = R * i(t) + L_a * \frac{di(t)}{dt} + \frac{d\lambda_{pm}(t)}{dt} \quad (4.4)$$

$$c_m(t) = c_l + k_b * \omega_m(t) + j * \frac{d\omega_m(t)}{dt} \quad (4.5)$$

Dove $v(t)$ indica la tensione di alimentazione R la resistenza dell'avvolgimento c_m coppia motrice c_l coppia di carico k_b coefficiente di attrito viscoso ed $\omega_m(t)$ la velocità angolare.

per realizzare una simulazione dinamica del motore, è necessario conoscere il comportamento per qualsiasi valore della corrente e della posizione angolare della coppia e del flusso.

La matrice di coppia serve a tale scopo ma i dati contenuti sono solamente per alcuni valori come il flusso occorre interpolare entrambi.

In appendice B.3.4 si possono vedere i programmi per l'interpolazione lineare del coefficiente induttivo del flusso e della coppia.

4.4.1 Simulazione a velocità costante

Una prima analisi dinamica può essere effettuata fissando la velocità di rotazione ω_m costante considerando il momento d'inerzia così elevato da poter trascurare le variazioni di velocità.

Tali ipotesi portano a semplificare l'equazione meccanica eq 4.5. Il problema si riduce allora alla sola equazione elettrica eq 4.4.

Si suppone inoltre di applicare una tensione sinusoidale con valore massimo V_m e frequenza f . Mentre il motore ruota a velocità angolare nominale pari a:

$$w_m = \frac{w_e}{p} = \frac{2 * \pi *}{p} \quad (4.6)$$

Viene descritta una semplice procedura di integrazione dell'equazione differenziale elettrica con il metodo di Eulero.

Il tempo di integrazione deve essere piccolo per avere un buon risultato. Si suppone noto il valore della tensione v e della derivata temporale del flusso prodotto dal magnete nell'istante n -esimo. Che si ottiene da :

$$\frac{d\lambda_{pm}}{dt} = \frac{d\lambda_{pm}}{d\theta} * \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\lambda_{pm}}{d\theta} \quad (4.7)$$

La variazione temporale della corrente all'istante n -esimo si ricava dalla eq 4.4. Quindi si ricava la corrente all'istante n -esimo.

$$i(n) = i(n-1) + \left(\frac{di}{dt} \right) dt \quad (4.8)$$

La macchina ruota a velocità costante e quindi la posizione angolare varia linearmente:

$$\theta(n) = \theta(n-1) + \omega_m dt \quad (4.9)$$

Il grafico in fig 4.20 mostra l'andamento coppia sviluppata a velocità nominale. Mentre il grafico 4.21 mostra l'andamento delle principali caratteristiche elettriche. Dalla simulazione a velocità costante si ricavano i dati necessari per calcolare i rendimenti del motore. La coppia generata e il valore massimo della corrente.

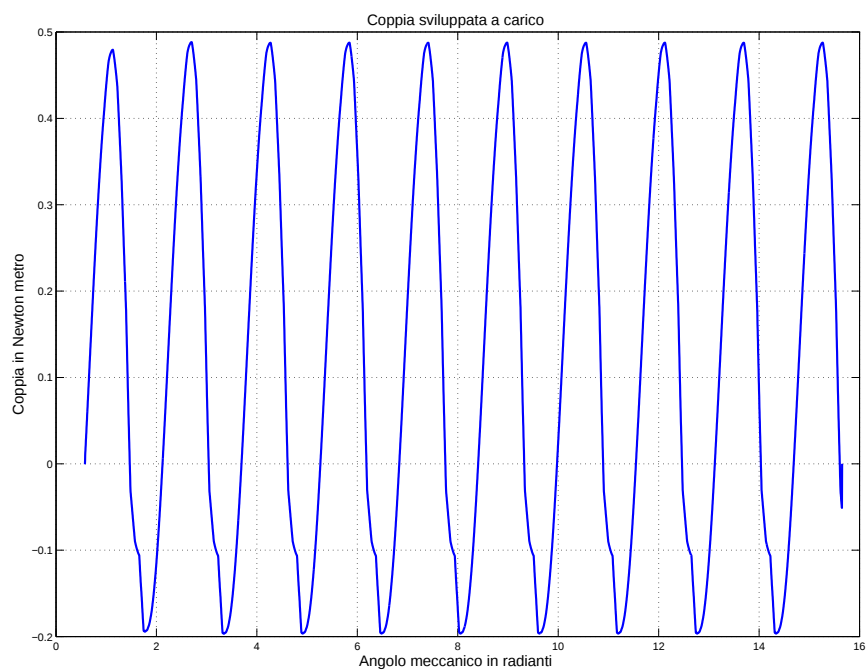


Figura 4.20: Matrice di coppia con profilo p scelto

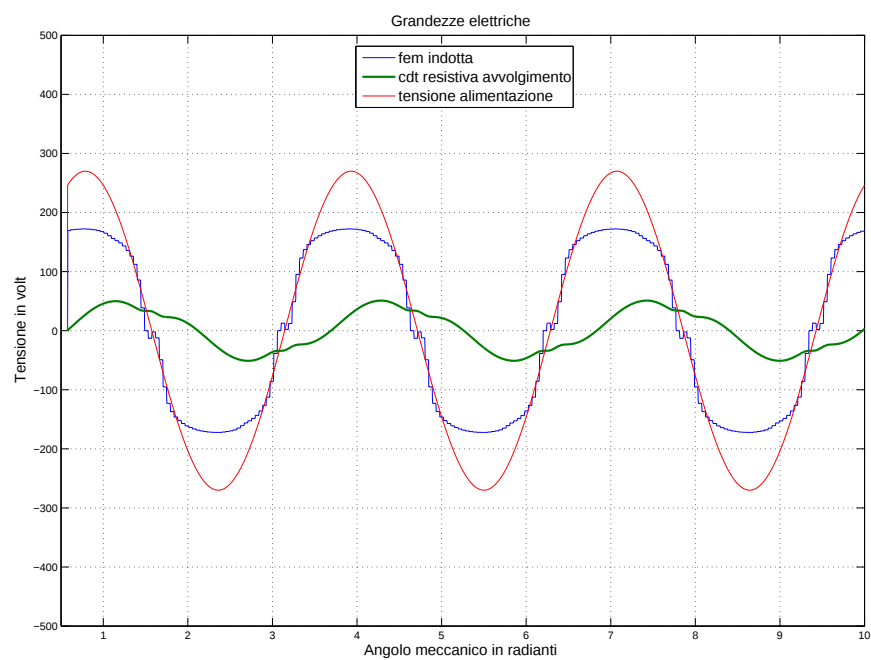


Figura 4.21: Grandezze elettriche

4.4.2 Simulazione del comportamento dinamico

Per simulare l'avviamento del motore devono essere integrate entrambe le equazioni 4.4 4.5 viene utilizzato ancora il metodo di Eulero.

L'accelerazione angolare viene calcolata dalla coppia all'istante n -esimo e dalla velocità nell'istante $(n - 1)$ -esimo.

Si calcola per integrazione finita la velocità al passo n -esimo :

$$\omega_m(n) = \omega_m(n - 1) + \left(\frac{d\omega_m}{dt} \right) dt \quad (4.10)$$

Per poter determinare la coppia per il passo successivo è necessario calcolare anche la posizione angolare.

$$\theta(n) = \theta(n - 1) + \omega_m(n - 1)dt + \frac{d\omega_m}{dt} \frac{dt^2}{2} \quad (4.11)$$

4.5 Calcolo della coppia a carico

Con i dati raccolti con la simulazione a velocità costante nel par 4.4.1 si può calcolare il rendimento del motore. In modo analogo a quanto fatto per il motore trifase nel par 2.2.1.3 e bifase. Vengono calcolati i dati della seguente tabella.

Dati ricavati dal programma di Matlab			
Dati dell'avvolgimento riferiti ad una fase			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
nc =	679		numero conduttori in cava per fase
Im =	0.3260	<i>A</i>	corrente massima
Lf =	281.6	<i>m</i>	lunghezza
R =	99.77	Ω	resistenza
dc =	0.288	<i>mm</i>	diametro del conduttore
Sc =	0.0652	<i>mm²</i>	sezione del conduttore
L =	0.7631	<i>h</i>	induttanza
Rendimento potenza resa persa Coppia utile			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
η =	0.6746		Rendimento
Pout =	16.965	<i>watt</i>	Potenza resa
Perdite =	8.18	<i>watt</i>	Potenza persa
Coppia =	0.1350	<i>N * m</i>	Coppia all'asse

Capitolo 5

elettronica di potenza

I ponti utilizzati per la conversione dall'alimentazione di rete al motore. Per

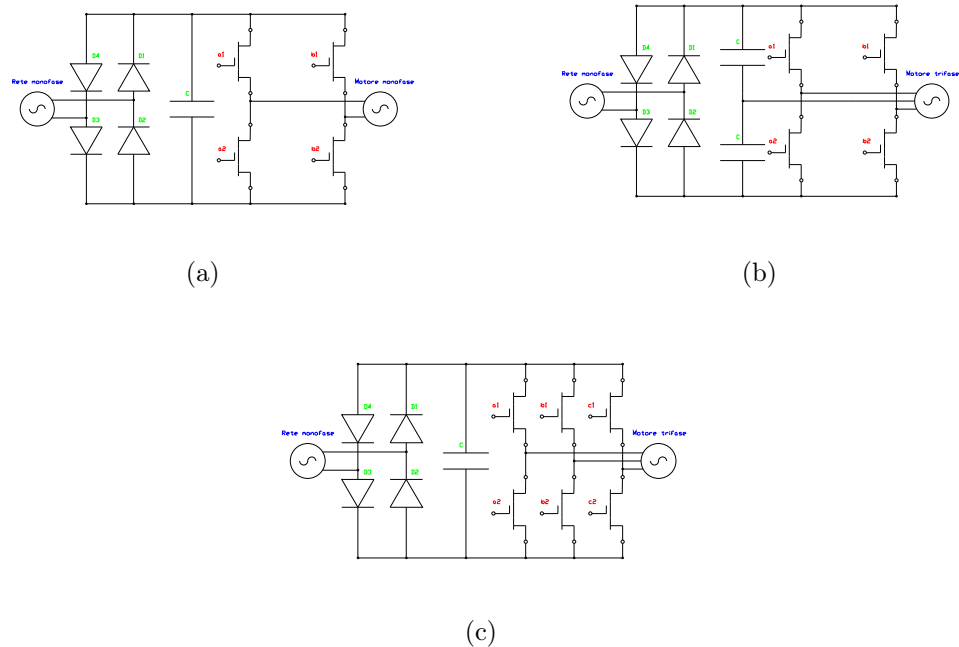


Figura 5.1: Principali ponti utilizzati

una analisi dei costo del azionamento senza prendere in considerazione il ponte che alimenta il motore. Senza addentrarsi troppo nella materia si possono fare le seguenti considerazioni generali:

- Il costo del convertitore è proporzionale ai componenti utilizzati.

- Per le potenza e tensione nominale dei motori i Mosfet utilizzati hanno un corrente drain source maggiore di quella richiesta dai motori.
- I condensatori elettrolitici a parità di tensione , hanno una durata e costo proporzionale al fattore di ripple della corrente.

Da tali considerazioni si deduce che il ponte trifase ha un costo maggiore del bifase che è più costoso del monofase.

Conclusioni

Con i dati raccolti si può finalmente trarre un bilancio sui tre tipi di motori i esame. Il conofronto è stato impostato a parità delle seguenti condizioni :

Dati comuni ai tre motori			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
$g =$	0.5		traferro
NdFeB			tipo materiale magnetico
NdFeB			volume materiale magnetico
$K_{fill} =$	0.4		fattore di stippamento
$j =$	5	A/mm^2	densità di corrente
$L_{stk} =$	20watt	lunghezza assiale	
$l =$	80	mm	lato quadrato
$V =$	270	v	tensione di alimentazione
$C : n =$	0.12	Nm	coppia sviluppata
$rpm =$	1200	$giri/minuto$	velocità nominale

Tabella 5.1:

Le cartteristiche della tab 5.1 dal punto di vista fisico determinano l'eguaglianza tra ingresso uscita nel senso che tutti i motori riescono a sviluppare le specifiche lato uscita e sono tutti alimentati alla stessa tensione in ingresso. Le uniche differenze elettromeccaniche stanno nel rendimento del motore e nella corrente assorbita dai ponti.

Altri motivi che hanno portato alla scelta di mantenere costanti tali caratteristiche che non appartengono al punto di vista fisico. Sono :

- Minimo costo del motore.
- Minimo investimento nella produzione del nuovo motore.
- Rispetto delle specifiche date in tab 1.

Unite dall'esigenza di confrontare i motori. Si ha la seguente tabella dove vengono omesse tutte quelle grandezze fisiche o specifiche uguali ai tre motori:

Confronto i motori			
monofase	bifase	trifase	specifica
0.6746	0.747	0.7557	η 1 punto 4
Si	Si	No	struttura delle cave
Si	Si	No	fori pressapacco statore
Costo elettronica di potenza			
monofase	bifase	trifase	grandezza fisica
0.681	0.705	0.756	Peso del ferro motore in <i>kg</i>
0.163	0.134	0.061	Peso del rame motore in <i>kg</i>
99.77	819	248.9	Resistenza di fase in Ω
0.763	1.962	0.476	Induttanza di fase in <i>H</i>
2.88	1.776	2.845	Perdite nel ferro
5.30	4.35	2.006	Perdite nel rame

Tabella 5.2:

Dalla tab 5.2 si risulta evidente che il motore trifase ha un costo maggiore di investimento ma una resa maggiore rispetto agli altri in quanto comporta la modifica delle specifiche.

Il motore bifase in apparenza sembrava un buon compromesso tra le varie esigenze del progetto ma presenta costi aggiuntivi per la costruzione del rotore a due poli che lo rende costoso. Inoltre l'avvolgimento ha perdite nel rame paragonabili con il motore monofase.

Se si vuole privilegiare invece l'aspetto economico il motore monofase è quello

che presenta più vantaggi con costo dell'investimento contenuto rispetto ai motori trifase e monofase.

Lo scopo della tesi era fornire dati per poter scegliere il motore più opportuno per l'azionamento.

Sebbene lo scopo sia raggiunto non si può non notare i valori anomali dei parametri del circuito equivalente nei tre motori.

L'eccessivo valore dell'induttanza è dovuto alle grandi dimensioni delle aperture di cava e delle eccessive dimensioni del motore per rispettare il punto tre e indici della tab 1 che comportano un incremento della densità di energia magnetica localizzata in aria.

Per poter progettare un motore con prestazioni migliori si consiglia la rimozione di tali vincoli.

Appendice A

Programmi di simulazione in Lua

A.1 Motore trifase

A.1.1 Simulazione a vuoto

Pre Processor

```
-- Programma per il calcolo e delle caratteristiche
-- a vuoto : coppia di impuntamento flussi concatenati

-- angolo iniziale wt=90 per avere la fmm sull asse in
-- quadratura
K=90
-- coppie polari
p=2

for t=0,180,5 do
    dz=t
    open_femm_file('Spm_trifase_nuovo.fem')

    set_edit_mode('group')
    select_group(100)
    move_rotate(0,0,dz)

-- modifica delle correnti circuito di statore

    modify_circ_prop('A+',0)
    modify_circ_prop('A-',0)
```

```

    modify_circ_prop('B+',0)
    modify_circ_prop('B-',0)
    modify_circ_prop('C+',0)
    modify_circ_prop('C-',0)

    save_femm_file("Temp_motore_trifase.fem")
    analyse(1)
    handle=openfile('tempfile','w');
    write(handle,dz," ",NI,'\n');
    closefile(handle);
    runpost('post_motore_trifase.lua')
end

```

Post Processor

```

handle=openfile("tempfile","r")
dz=read(handle,"*n")
NI=read(handle,"*n")
closefile(handle)

-- Coppia col tensore di Maxell
seteditmode("area")
groupselectblock(100)
coppia=blockintegral(22)
clearblock()

--Coenergia magnetica
seteditmode("area")
groupselectblock()
wem=blockintegral(2)
wcem=blockintegral(17)
clearblock()

--Flusso concatenato definizione matrice di cava
--Fa Fb Fc cave in cui calcolare il flusso
--aa bb cc segno della superficie dell'avvolgimento
Fa={1,6,7,12}
aa={1,-1,1,-1}
Fb={2,3,8,9}
bb={-1,1,-1,1}
Fc={4,5,10,11}
cc={-1,1,-1,1}

```

```
A=0
B=0
C=0

-- Calcolo potenziale vettore magnetico fase A
for k=1,4,1 do

seteditmode("area")
groupselectblock(Fa[k])
a=blockintegral(1)
A=a*aa[k]+A

clearblock()
end

-- Calcolo potenziale vettore magnetico fase B
for k=1,4,1 do

seteditmode("area")
groupselectblock(Fb[k])
b=blockintegral(1)
B=b*bb[k]+B

clearblock()
end

-- Calcolo potenziale vettore magnetico fase C
for k=1,4,1 do

seteditmode("area")
groupselectblock(Fc[k])
c=blockintegral(1)
C=c*cc[k]+C

clearblock()
end

handle=openfile("motore_trifase_vuoto.txt","a");

write(handle,dz,"",NI,"",coppia,"",wem,"",wcem,"",A,"",B,"",C,"\n")
```

```
closefile(handle)
```

```
exitpost()
```

A.1.2 Simulazioni per determinare i coefficienti induttivi

A.1.2.1 Calcolo delle auto e mutue induttanze di fase

Pre Processor

```
-- Programma per il calcolo e delle auto e
-- mutue induttanze dell'avvolgimento

-- coppie polari
p=2

-- ncava*i per fase =120
NI=100

-- per inerire il giusto valore di corrente in cava
tt=2

for t=20,1000,20 do
    per=t
    open_femm_file('Spm_trifase_nuovo.fem')

-- modifica delle correnti circuito di statore

a=tt*NI*per*0.01
b=0
c=0

    modify_circ_prop('A+',1,a)
    modify_circ_prop('A-',1,-a)
    modify_circ_prop('B+',1,c)
    modify_circ_prop('B-',1,-c)
    modify_circ_prop('C+',1,b)
    modify_circ_prop('C-',1,-b)
```

```
save_femm_file("Temp_trifase_nuovo.fem")
analyse(1)
handle=openfile('tempfile','w');
write(handle,per," ",NI,'\n');
closefile(handle);
runpost('post_induttanze_trifase.lua','-windowhide')
end
```

Post Processor

```
handle=openfile("tempfile","r")
per=read(handle,"*n")
NI=read(handle,"*n")
closefile(handle)

--Calcolo coenergia magnetica
seteditmode("area")
groupselectblock()
wcem=blockintegral(17)
clearblock()

--Flusso concatenato definizione matrice di cava
--Fa Fb Fc cave in cui calcolare il flusso
--aa bb cc matrice di cava
Fa={1,6,7,12}
aa={1,-1,1,-1}
Fb={2,3,8,9}
bb={-1,1,-1,1}
Fc={4,5,10,11}
cc={-1,1,-1,1}

A=0
B=0
C=0

-- Calcolo fase A
for k=1,4,1 do

seteditmode("area")
groupselectblock(Fa[k])
a=blockintegral(1)
A=a*aa[k]+A
```

```

clearblock()
end

-- Calcolo fase B
for k=1,4,1 do

seteditmode("area")
groupselectblock(Fb[k])
b=blockintegral(1)
B=b*bb[k]+B

clearblock()
end

-- Calcolo fase C
for k=1,4,1 do

seteditmode("area")
groupselectblock(Fc[k])
c=blockintegral(1)
C=c*cc[k]+C

clearblock()
end

handle=openfile("magnete_denergizzato.txt","a");

write(handle,per," ",NI," ",wcem," ",A," ",B," ",C,"\n")

closefile(handle)
exitpost()

```

A.1.2.2 Calcolo delle induttanze secondo l'asse diretto ed in quadratura

Pre Processor

```

-- Programma per il calcolo e delle induttanze
-- dirette ed in quadratura

```

```
-- Serve per mettere il giusto carico elettrico in cava
K=2

-- coppie polari
p=2
-- ncava*i  NI=120 carico elettrico nominale
NI=120

-- Ciclo per inserire una corrente Id=In
-- e una Iq uguale a zero poi una corrente Id uguale a zero
-- e una Iq=In

for t=0,1,1 do

-- Ciclo per variare il carico elettrico
-- fino a otto volte il nominale
for perce=0.5,8,0.5 do

-- Variazione dell'angolo elettrico i coefficienti induttivi
-- devono rimanere uguali

for t=0,180,30 do
    dz=t
    open_femm_file('SPM_trifase_nuovo.fem')

-- modifica delle correnti circuito di statore

Id=NI*K*perce*(-t+1)
Iq=NI*K*perce*t
Iy=NI*K*perce*0

-- trasformazione da dqy a abc

ia=(cos(dz*p)*Id -sin(dz*p)*Iq+Iy)
ib=(cos(dz*p-120)*Id -sin(dz*p-120)*Iq+Iy)
ic=(cos(dz*p+120)*Id -sin(dz*p+120)*Iq+Iy)

-- modifica delle correnti nel avvolgimento

    modify_circ_prop('A+',1,ia)
    modify_circ_prop('A-',1,-ia)
```

```

    modify_circ_prop('B+',1,ib)
    modify_circ_prop('B-',1,-ib)
    modify_circ_prop('C+',1,ic)
    modify_circ_prop('C-',1,-ic)

    save_femm_file("Temp_trifase.fem")
    analyse(1)
    handle=openfile('tempfile','w');
    write(handle,t," ",dz," ",perce*NI,'\n');
    closefile(handle);
    runpost('induttanze_trifase_dqy.lua','-windowhide')
end
end
end

```

Post Processor Differisce dal A.1.2.1 per la trascrizione le file di post processor dei dati.

```

-- i dati vengono scritti su due file diversi

if t==0 then

handle=openfile("induttanza_trifase_diretta.txt","a");

write(handle,dz," ",NI," ",wcem," ",A," ",B," ",C,"\n")
else

handle=openfile("induttanza_trifase_quadratura.txt","a");

write(handle,dz," ",NI," ",wcem," ",A," ",B," ",C,"\n")
end
closefile(handle)
exitpost()

```

A.1.2.3 Calcolo dell'induttanza di dispersione

Pre Processor quasi identico al file A.1.2.2 l'unica differenza è nella matrice delle correnti.

```

Id=NI*K*perce*0
Iq=NI*K*perce*0
Iy=NI*K*perce

```

Post Processor Il programma è identico al A.1.2.1.

A.1.3 Calcolo della coppia a carico

Pre Processor Unica differenza rispetto al nella modifica delle correnti di cava A.1.1

```
-- modifica delle correnti circuito di statore
```

```
a=tt*NI*cos(K+dz*p)
c=tt*NI*cos(K+dz*p-120)
b=tt*NI*cos(K+dz*p-240)
```

Post Processor

Il file è identico a A.1.1.

A.1.4 Simulazione a carico

Pre Processor

```
-- Programma per il calcolo e della
-- a carico coppia flussi concatenati e della coenergia magnetica

-- per mettere il giusto valore della carico elettrico in cava
K=2
-- coppie polari
p=2
-- carico elettrico in cava per fase nc*i
NI=100

t=0
for t=0,180,5 do
  dz=t
  open_femm_file('Spm_trifase_nuovo.fem')

  set_edit_mode('group')
  select_group(100)
  move_rotate(0,0,dz)
```

```

-- modifica delle correnti circuito di statore
Id=NI*K*0
Iq=NI*K
Iy=NI*K*0

-- Trasformazione da dqy a abc

ia=(cos(dz*p)*Id -sin(dz*p)*Iq+Iy)
ib=(cos(dz*p-120)*Id -sin(dz*p-120)*Iq+Iy)
ic=(cos(dz*p+120)*Id -sin(dz*p+120)*Iq+Iy)

    modify_circ_prop('A+',1,ia)
    modify_circ_prop('A-',1,-ia)
    modify_circ_prop('B+',1,ib)
    modify_circ_prop('B-',1,-ib)
    modify_circ_prop('C+',1,ic)
    modify_circ_prop('C-',1,-ic)

    save_femm_file("Temp_trifase_nuovo.fem")
    analyse(1)
    handle=openfile('tempfile','w');
    write(handle,dz," ",NI,'\n');
    closefile(handle);
    runpost('post_motore_trifase_carico.lua','-windowhide')
end

```

Post Processor Il file è identico a A.1.1.

A.1.5 Smagnetizzazione del magnete

Pre Processor Il file è simile al A.1.6 viene imposta una corrente $Id = -In$ crescente e si ruota il rotore.

```

-- Programma per il calcolo e della smagnetizzazione
-- del magnete permanente

-- Serve per mettere il giusto carico elettrico in cava

```

```

K=2
-- coppie polari
p=2
-- ncava*i  NI=294
NI=100

for t=0,180,5 do
    dz=t
    open_femm_file('SPM_trifase_nuovo.fem')

    set_edit_mode('group')
    select_group(100)
    move_rotate(0,0,dz)

    -- modifica delle correnti circuito di statore

    Id=-(3/2)* NI*K
    Iq=(3/2)*NI*K*0
    Iy=(3/2)*NI*K*0

    ia=2/3*(cos(dz*p)*Id -sin(dz*p)*Iq+(1/sqrt(2))*Iy)
    ib=2/3*(cos(dz*p+120)*Id -sin(dz*p+120)*Iq+(1/sqrt(2))*Iy)
    ic=2/3*(cos(dz*p-120)*Id -sin(dz*p-120)*Iq+(1/sqrt(2))*Iy)

    modify_circ_prop('A+',1,ia)
    modify_circ_prop('A-',1,-ia)
    modify_circ_prop('B+',1,ib)
    modify_circ_prop('B-',1,-ib)
    modify_circ_prop('C+',1,ic)
    modify_circ_prop('C-',1,-ic)

    save_femm_file("Temp_spm_80_13.fem")
    analyse(1)
    handle=openfile('tempfile','w');
    write(handle,dz," ",NI,'\n');
    closefile(handle);
    runpost('post_modulo_B.lua','windowhide')
end

```

Pos Processor Nel post processor viene calcolata l'induzione normale alla circonferenza del del rotore.

```

handle=openfile("tempfile","r")
dz=read(handle,"*n")
NI=read(handle,"*n")
closefile(handle)

handle=openfile("smagnetizzazione.txt","a");
write(handle," ", "\n")
closefile(handle)

-- Scrittura dei dati del pre processor

handle=openfile("smagnetizzazione.txt","a");
write(handle,dz," ",NI," ")
closefile(handle)

for k=0,85,5 do

-- selezione dei punti sulla superficie magnete permanente

x=21.95*cos(-72.5+dz+k)
y=21.95*sin(-72.5+dz+k)

xx=cos(-72.5+dz+k)
yy=sin(-72.5+dz+k)

seteditmode(point)
Are, Aim, B1re, B1im, B2re, B2im, Sig, E, H1re, H1im, H2re, H2im, Jere, Jeim,
Jsre, Jsim, Mu1re, Mu1im, Mu2re, Mu2im, Pe, Ph = getpointvalues(x,y)

---prodotto scalare per calcolare il valore dell'induzione
-- normale alla circonferenza

B=(B1re*xx)+(B2re*yy)

handle=openfile("smagnetizzazione.txt","a");
write(handle,B," ")
closefile(handle)

```

end

exitpost()

A.1.6 Calcolo del rendimento a carico

Pre Processor

```
-- Programma per il calcolo e delle caratteristiche
-- a carico coppia flussi concatenati

-- Modifica cava di statore
for x=0,3,0.5 do

  open_femm_file('trifase_nuovo.fem')
  addnode(-9.75+x,-22.6)
  addnode(-9.75+x,-33.2)
  addsegment(-9.75+x,-22.6,-9.75+x,-33.2)
  addnode(9.75-x,-22.6)
  addnode(9.75-x,-33.2)
  addsegment(9.75-x,-22.6,9.75-x,-33.2)
  selectsegment(-9.75+x,-32)
  selectsegment(9.75-x,-32)
  copyrotate(0, 0, 60, 5,1)

  -- Salvataggio del file modificato

  save_femm_file("Spm_trifase_nuovo.fem")

  -- Coefficiente per mettere il giusto valore della carico elettrico in cava
  K=2
  -- coppie polari
  p=2
  -- carico elettrico in cava per fase mc*i

  -- Carico elettrico proporzionale alla superficie di della cava

  NI=85*(7.083/42.5)*(6-x)

  for t=0,60,5 do
    dz=t
```

```

open_femm_file('Spm_trifase_nuovo.fem')

set_edit_mode('group')
select_group(100)
move_rotate(0,0,dz)

-- modifica delle correnti circuito di statore
-- in modo da aver solo una corrente in quadratura

Id=NI*K*0
Iq=NI*K
Iy=NI*K*0

ia=(cos(dz*p)*Id -sin(dz*p)*Iq+Iy)
ib=(cos(dz*p-120)*Id -sin(dz*p-120)*Iq+Iy)
ic=(cos(dz*p+120)*Id -sin(dz*p+120)*Iq+Iy)

modify_circ_prop('A+',1,ia)
modify_circ_prop('A-',1,-ia)
modify_circ_prop('B+',1,ib)
modify_circ_prop('B-',1,-ib)
modify_circ_prop('C+',1,ic)
modify_circ_prop('C-',1,-ic)

save_femm_file("Temp_trifase_nuovo.fem")
analyse(1)
handle=openfile('tempfile','w');
write(handle,x," ",dz," ",NI,'\n');
closefile(handle);
runpost('post_trifase_carico.lua','-windowhide')
end
end

```

Post Processor

```

handle=openfile("tempfile","r")
x=read(handle,"*n")
dz=read(handle,"*n")
NI=read(handle,"*n")
closefile(handle)

```

```
-- Coppia Max
seteditmode("area")
groupselectblock(100)
coppia=blockintegral(22)
clearblock()

--Coppia con Wm energia ed coenergia
seteditmode("area")
groupselectblock()
wem=blockintegral(2)
wcem=blockintegral(17)
clearblock()

--Flusso concatenato definizione matrice di cava
--Fa Fb Fc cave in cui calcolare il flusso
--aa bb cc matrice di cava
Fa={1,6,7,12}
aa={1,-1,1,-1}
Fb={2,3,8,9}
bb={-1,1,-1,1}
Fc={4,5,10,11}
cc={-1,1,-1,1}

A=0
B=0
C=0

-- Calcolo fase A
for k=1,4,1 do

seteditmode("area")
groupselectblock(Fa[k])
a=blockintegral(1)
slot=blockintegral(5)
A=a*aa[k]+A

clearblock()
end

-- Calcolo fase B
for k=1,4,1 do
```

```

seteditmode("area")
groupselectblock(Fb[k])
b=blockintegral(1)
B=b*bb[k]+B

clearblock()
end

-- Calcolo fase C
for k=1,4,1 do

seteditmode("area")
groupselectblock(Fc[k])
c=blockintegral(1)
C=c*cc[k]+C

clearblock()
end

handle=openfile("coppia_carico_trifase.txt","a");

write(handle,dz,"",NI,"",coppia,"",wem,"",wcem,"",A,"",...
B,"",C,"",x,"",slot,"\n")

closefile(handle)
exitpost()

```

A.2 Motore bifase

A.2.1 Simulazione a vuoto

Pre Processor

Differisce dal A.1.1 solo per la mancanza di una fase e per una rotazione del rotore di 360° invece di 180°

Post Processor

Differisce dal A.1.1 solo per la mancanza di una fase e per la matrice di cava.

```
--Flusso concatenato definizione matrice di cava
-- Fa Fb  cave in cui calcolare il flusso
--aa bb  matrice di cava
Fa={1,4,5,8}
aa={1,1,-1,-1}
Fb={2,3,6,7}
bb={-1,1,1,-1}
```

A.2.2 Simulazioni per determinare i coefficienti induttivi

A.2.2.1 Calcolo delle auto e mutue induttanze di fase

Pre Processor

Differisce dal A.1.2.1 solo per la mancanza di una fase.

Post Processor

Differisce dal A.1.2.1 solo per la mancanza di una fase.

A.2.3 Calcolo della coppia a carico

Post Processor

Differisce dal A.1.3 per la mancanza di una fase e per l'alimentazione delle due fasi che comportano una modifica dell'angolo iniziale.

Post Processor

Il file è identico a A.2.1.

A.3 Motore monofase

A.3.1 Simulazione a vuoto

Pre Processor

Differisce dal A.1.1 solo per la mancanza di una fase e per una rotazione del rotore di 360° invece di 180°

Post Processor

Differisce dal A.1.1 solo per la mancanza di una fase e per la matrice di cava.

```
--Flusso concatenato definizione matrice di cava
-- Fa Fb cave in cui calcolare il flusso
--aa bb matrice di cava
Fa={1,4,5,8}
aa={1,1,-1,-1}
```

A.3.2 Calcolo del coefficiente induttivo

Pre Processor

Differisce dal A.1.2.1 solo per la mancanza di die fasi.

Post Processor

Differisce dal A.1.2.1 solo per la mancanza di una fase.

A.3.3 Calcolo della coppia a carico

Post Processor

Differisce dal A.1.3 per la mancanza di due fasi e per l'alimentazione delle due fasi che comportano una modifica dell'angolo iniziale. Nel motore monofase su può utilizzare solo il metodo del tensore di maxwell

Post Processor

Il file è identico a A.3.1.

Appendice B

Programmi di elaborazione dei dati in Matlab

B.1 Motore Trifase

B.1.1 Trifase vuoto

```
% programma per il calcolo del Perdite e rendimento SPM trifase
% Con Fem derivata dal flusso concatenato trovato
% caricamento dati elaborati dal FEMM
close all
clear all
% Carico dati dal femm
load trifase_vuoto_nuovo.txt
dati = trifase_vuoto_nuovo;
Ni = 120; % Carico elettrico stimato per cava per fase
v = size(dati,1); % Numero di dati
rpm = 1200; % velocita a carico
ro = 2.31e-8; % resitività del rame a 100C^0
p = 2; % coppie polari
Qs = 6; % cave avvolgimento statore
Pfe = 2.63; % perdite nel ferro
Lrc = 10e-3 % distanza centro cava
Lstk = 20e-3; % lunghezza assiale
Sslot = 70.0051e-005; % Superficie della cava
j = 5e6 % ampere m^2
wt = 7.5e-3; % larghezza dente statore
N = 5072; % numero conduttori per fase
nc = N/4; % numero conduttori per fase per cava
```

```

alfa    = 0;                % angolo iniziale corrente
omega   =2*pi*(rpm/60)*p;    % pulsazione elettrica
V0= 270/sqrt(3);            % tensione di fase
angolo  = dati(:,1);        % angolo meccanico

disp('Calcolo della fem indotta a vuoto pari a quella di fase');
ff=0;
e=0;
nc=0.8*nc;
while e<=V0,
ff=ff+1;
f =(Lstk*nc*(1/Sslot))*dati(:,6);
y = fft(f,v);
for k=1:v,
x= p*(pi/180)*angolo(k);
ee(k)=omega*(sin(x)*(-2/v)*imag(y(2))+cos(x)*(2/v)*real(y(2)));
end
e=max(ee);
nc=nc+ff;
end

disp('Dati avvolgimento conduttori avvolgimento');
nc=nc-1
IM      = Ni/nc                % valore massimo della corrente
Lsm     = 2*wt+2*pi*Lrc+2*Lstk; % Lunghezza della spira media
R       = (Qs/3)*ro*nc*(Lsm/(IM/j)); % Resistenza di una fase

% Estrazione dei dati dalla file di post processor del lua

coggin  = dati(:,3);
fa      = (Lstk*nc*(1/Sslot))*dati(:,6); %flusso concatenato fase a
fb      = (Lstk*nc*(1/Sslot))*dati(:,7); %flusso concatenato fase b
fc      = (Lstk*nc*(1/Sslot))*dati(:,8); %flusso concatenato fase c

% Serie di fourier dell flusso concatenato
ya = fft(fa,v);
yb = fft(fb,v);
yc = fft(fc,v);

```

```

for k=1:v,
x      = p*(pi/180)*angolo(k); % Angolo elettrico in radianti
% Valore delle fem indotta con il flusso fermato dalla prima armonica
ea(k)  = omega*(sin(x)*(-2/v)*imag(ya(2))+cos(x)*(2/v)*real(ya(2)));
eb(k)  = omega*(sin(x)*(-2/v)*imag(yb(2))+cos(x)*(2/v)*real(yb(2)));
ec(k)  = omega*(sin(x)*(-2/v)*imag(yc(2))+cos(x)*(2/v)*real(yc(2)));
% Correnti scelte in fase con le tensioni
ia(k)   = IM*cos(x+alfa);
ib(k)   = IM*cos(x-(2/3)*pi+alfa);
ic(k)   = IM*cos(x+(2/3)*pi+alfa);
Pin(k)  = R*ia(k)^2+R*ib(k)^2+R*ic(k)^2+ea(k)*ia(k)+eb(k)*ib(k)+ec(k)*ic(k);
ei(k)   = ea(k)*ia(k)+eb(k)*ib(k)+ec(k)*ic(k);
Pcu(k)  = R*ia(k)^2+R*ib(k)^2+R*ic(k)^2;
T(k)    = (ia(k)*ea(k)+ib(k)*eb(k)+ec(k)*ic(k))/(2*pi*(rpm/60));
Tu(k)   = T(k)-coggin(k);
end;

disp('Potenza assorbita , erogata , perdite rame ferro ');
Pinmedia = mean(Pin)+Pfe
Pout      = mean(Tu)*2*pi*(rpm/60)
Pcumedia = mean(Pcu)
Pfe       = Pfe
disp('Coppia assorbita , resa');
Tmedia    = mean(T)
Tumedia   = mean(Tu)
disp('Rendimento');
N          = Pout/(Pinmedia+Pfe)

subplot(3,1,1); plot(angolo,ea,angolo,eb,angolo,ec);
xlabel('Angolo in gradi');
ylabel('F.e.m. indotta in volt');
legend('Fase a','Fase b','Fase c');
title('Tensioni');
subplot(3,1,2); plot(angolo,Pin,angolo,Pcu,angolo,ei);
xlabel('Angolo in gradi');
ylabel('Potenze in watt');
legend('Potenza ingresso','Perdite nel rame','Potenza elettromagnetica ');
title('Potenze');
subplot(3,1,3); plot(angolo,Tu,angolo,T,angolo,coggin);
xlabel('Angolo in gradi');

```

```
ylabel('Coppie in newton metro');
legend('Coppia utile','Coppia indotta','Coppia impuntamento');
title('Coppie');
```

B.1.2 Calcolo coefficienti induttivi

Calcolo di coefficienti di auto e mutua induzione

```
% programma per il calcolo della induttanze a,b,c al variare del carico
% elettrico

close all
clear all

% Caricamento dati

load magnete_dennergizzato.txt
dati=magnete_dennergizzato;

% caricamento dati per essere utilizzati nel file

v= size(dati,1);
for k=1:v
    potmA(k)=dati(k,4); % potenziale vettore magnetico fase a
    potmB(k)=dati(k,5); % potenziale vettore magnetico fase b
    potmC(k)=dati(k,6); % potenziale vettore magnetico fase c
    NI(k)=dati(k,2);    % carico elettrico per cava
    perce(k)=dati(k,1); % percentuale rispetto alla nominale
end

% costanti
Lstk  = 20e-3;          % Lunghezza assiale
Sslot = 7.0051e-005 ; % Superficie della cava
nc     = 1.2444e+003; % numero conduttori per fase per cava

for k=1:v,
    a(k) = (Lstk*nc*(1/Sslot))*potmA(k); % flusso concatenato fase a
    b(k) = (Lstk*nc*(1/Sslot))*potmB(k); % flusso concatenato fase b
    c(k) = (Lstk*nc*(1/Sslot))*potmC(k); % flusso concatenato fase c
    La(k) = (a(k)*nc)/(NI(k)*perce(k)*0.01); % coefficiente di autoinduzione
    Mab(k) = -(b(k)*nc)/(NI(k)*perce(k)*0.01); % coefficiente di mutua induzione
```

```

Mac(k) = -(c(k)*nc)/(NI(k)*perce(k)*0.01); % coefficiente di mutua induzione
end

```

```

plot(perce,La,perce,Mab,perce,Mac);
xlabel(' percentuale del carico elettrico nominale');
ylabel('coefficiente di autoinduzione');
title('andamento induttanza al variare del carico elettrico');
disp('valore medio dell''induttanza')
legend('La','Mab','Mac');
Laa=mean(La)
Maab=mean(Mab)
Maac=mean(Mac)
disp('carico elettrico massimo utilizzato')
Ke=perce(v)

```

calcolo dei coefficienti induttivi secondo lasse diretto e quadratura

```

% programma per il calcolo della induttanza diretta ed in quadratura al
% variare del carico elettrico

```

```

close all
clear all
% Caricamento dati
load induttanza_trifase_quadratura.txt
load induttanza_trifase_diretta.txt
datid=induttanza_trifase_diretta;
datiq=induttanza_trifase_quadratura;
% caricamento dati
v      = size(datid,1);
j      =size(datiq,1);
% Estrazione dati per calcolo induttanza diretta
for k=1:v
    potmAd(k)=datid(k,4);      % potenziale vettore magnetico fase a
    potmBd(k)=datid(k,5);      % potenziale vettore magnetico fase b
    potmCd(k)=datid(k,6);      % potenziale vettore magnetico fase c
    NIid(k)=datid(k,2);        % carico elettrico per cava
    tid(k)=(pi/180)*datid(k,1); % angolo elettrico
    numerod(k)=k;              % vettore dati
end

% Estrazione dati per calcolo induttanza quadratura
for k=1:j

```

```

potmAq(k)=datiq(k,4);      % potenziale vettore magnetico fase a
potmBq(k)=datiq(k,5);      % potenziale vettore magnetico fase b
potmCq(k)=datiq(k,6);      % potenziale vettore magnetico fase c
NIq(k)=datiq(k,2);         % carico elettrico per cava
tq(k)=(pi/180)*datiq(k,1); % angolo elettrico
numeroq(k)=k;
end

% Costanti dell'avvolgimento
Lstk  = 20e-3;              % Lunghezza assiale
Sslot = 7.0051e-005 ;      % Superficie della cava
nc     = 1.2444e+003;      % numero conduttori per fase per cava
teta   = (2/3)*pi;

% Calcolo dell'induttanza diretta
for k=1:v,
ad(k)    = (Lstk*nc*(1/Sslot))*potmAd(k); % flusso concatenato fase a
bd(k)    = (Lstk*nc*(1/Sslot))*potmBd(k); % flusso concatenato fase b
cd(k)    = (Lstk*nc*(1/Sslot))*potmCd(k); % flusso concatenato fase c

% flusso concatenato diretto
fd(k)=(2/3)*(cos(td(k)*ad(k)+cos(td(k)-teta)*bd(k)+cos(td(k)+teta))*cd(k));
Ld(k)    = fd(k)/(NIq(k)/nc);
end

% Calcolo dell'induttanza quadratura
for k=1:j,
aq(k)    = (Lstk*nc*(1/Sslot))*potmAq(k); % flusso concatenato fase a
bq(k)    = (Lstk*nc*(1/Sslot))*potmBq(k); % flusso concatenato fase b
cq(k)    = (Lstk*nc*(1/Sslot))*potmCq(k); % flusso concatenato fase c

% flusso concatenato quadratura

fq(k)=(2/3)*(-sin(tq(k))*aq(k)-sin(tq(k)-teta)*bq(k)-sin(tq(k)+teta)*cq(k));
Lq(k)    = fq(k)/(NIq(k)/nc);
end

plot(numeroq,Ld,numeroq,Lq);
xlabel('al variare dell''angolo e del carico ');
ylabel('coefficiente di autoinduzione');
title('Induttanza diretta e in quadratura al variare del carico elettrico');
disp('valore medio dell''induttanza')

```

```

legend('Ld','Lq');
disp('induttanza diretta e in quadratura');
Ld=mean(Ld)
Lq=mean(Lq)

disp('carico elettrico massimo utilizzato')
Ke=Niq(v)

calcolo dell'induttanza di dispersione

% programma per il calcolo della induttanza di dispersione al
% variare del carico elettrico

close all
clear all
% Caricamento dati
load induttanza_dispersione_trifase.txt

dati=induttanza_dispersione_trifase;
% caricamento dati
v      = size(dati,1);

% Estrazione dati per calcolo induttanza diretta

potmAy=dati(:,6); % potenziale vettore magnetico fase a
potmBy=dati(:,7); % potenziale vettore magnetico fase b
potmCy=dati(:,8); % potenziale vettore magnetico fase c
NIy=dati(:,2);    % carico elettrico per cava
td=(pi/180)*dati(:,1)*2; % angolo elettrico
for k=1:v
    numero(k)=k;      % vettore dati
end

% Costanti dell'avvolgimento
Lstk  = 20e-3;          % Lunghezza assiale
Sslot = 7.0051e-005 ; % Superficie della cava
nc     = 1.2444e+003; % numero conduttori per fase per cava

% Calcolo dell'induttanza diretta
for k=1:v,
    ay(k)      = (Lstk*nc*(1/Sslot))*potmAy(k); % flusso concatenato fase a

```

```

by(k)      = (Lstk*nc*(1/Sslot))*potmBy(k); % flusso concatenato fase b
cy(k)      = (Lstk*nc*(1/Sslot))*potmCy(k); % flusso concatenato fase c

do=(2/3)*pi;
% Flusso di dispersione
% fy(k)=sqrt(2/3)*(1/sqrt(2))*(ay(k)+by(k)+cy(k));
fy(k)=(2/3)*(1/2)*(ay(k)+by(k)+cy(k));
Ly(k)      = fy(k)/(NIy(k)/nc);
end

plot(numero,Ly);
xlabel('Al variare dell''angolo e del carico ');
ylabel('Variazione rispetto al valore medio percentuale');
title('Andamento induttanza diretta e in quadratura');
disp('valore medio dell''induttanza')
legend('L_\gamma',4);
disp('induttanza diretta e in quadratura');
Ld=mean(Ly)
disp('carico elettrico massimo utilizzato')
Ke=NIy(v)

```

B.1.3 Calcolo della coppia a carico

```

% Programma per il calcolo della coppia a carico
close all
clear all
Lstk    = 20e-3;           % lunghezza assiale
Sslot   = 7.0051e-005;    % Superficie della cava
N       = 5072;           % numero conduttori per fase
nc=     N/4;              % numero conduttori in cava per fase
p=      2;                % numero di coppie polari
load coppia_carico_dqy_trifase.txt
load trifase_vuoto_nuovo.txt
dati=trifase_vuoto_nuovo;
dati=coppia_carico_dqy_trifase;
v=size(dati,1);
ke=dati(1,2);
Iq=ke/nc; % valore massimo della corrente in quadratura
% Flussi concatenati dalle tre fasi
a=dati(:,6)*(Lstk/Sslot)*nc;
b=dati(:,7)*(Lstk/Sslot)*nc;

```

```

c=dati(:,8)*(Lstk/Sslot)*nc;

% Trasformazione abc --> dq\gamma dei flussi

for k=1:v,
ane(k)=(pi/180)*p*dati(k,1);
ad(k)=(2/3)*(a(k)*cos(ane(k))+b(k)*cos(ane(k)-(2/3)*pi)+c(k)*cos(ane(k)+(2/3)*pi));
aq(k)=-(2/3)*(a(k)*sin(ane(k))+b(k)*sin(ane(k)-(2/3)*pi)+c(k)*sin(ane(k)+(2/3)*pi));
ay(k)=(2/3)*((1/2)*a(k)+(1/2)*b(k)+(1/2)*c(k));
% Calcolo della coppia tramite i flussi concatenati
Cflusso(k)=(3/2)*p*(ad(k)*Iq);
end;

% Calcolo coppia con variazione di coenergia

ame=(dati(2,1)-dati(1,1))*(pi/180);

for k=2:v,
vcoe(k)=(dati(k,5)-dati(k-1,5))/ame;
end;
vcoe(1)=(dati(1,5)-dati(v,5))/ame;
for k=1:v,
Ccoe(k)=Cflusso(k)+vcoe(k);
end
for k=2:v,
Ccoe(k-1)=Cflusso(k)+vcoe(k);
end
Coce(v)=Cflusso(1)+vcoe(1);

% Calcolo della coppia media con i tre metodi
Cc=fft(Ccoe);
Ccoem=Cc(1)/v
Cf=fft(Cflusso);
Ccflusso=Cf(1)/v
Cmax=fft(dati(:,3));
Cmmax=Cmax(1)/v
for k=1:v,
coa(k)=Cflusso(k)-datti(k,3);
cob(k)=Ccoe(k)+datti(k,3);
coc(k)=dati(k,3)-datti(k,3);
end

```

```

%subplot(2,1,1);
plot(dati(:,1),Cflusso,dati(:,1),Ccoe,dati(:,1),dati(:,3),dati(:,1),datti(:,3));
legend('flusso concatenato','vari di coe','tens di maxwell','impuntam');
xlabel('angolo meccanico in gradi');
ylabel('coppia in newton metro');
title('Coppia a carico');
% subplot(2,1,2); plot(dati(:,1),coa,dati(:,1),cob,dati(:,1),coc);
% legend('flusso concatenato -cogging',
% 'variazione di coenergia -cogging','tensore di maxwell -cogging');
% xlabel('angolo meccanico in gradi');
% ylabel('coppia in newton metro');
% title('Coppia a carico');

```

B.1.4 Verifica delle condizioni del magnete

```

% Progmma per induviduazione del massimo carico elettrico smagnetizzante
close all
clear all

% Carico elettrico smagnetizzante variabile con
% posizione del rotore e delle correnti fissa

load smagnetizzazione_trifase_nuovo.txt
v=size(smagnetizzazione_trifase_nuovo,2);
m=size(smagnetizzazione_trifase_nuovo,1);

for k=1:m
for i=1:v-2
    c(k,i)=smagnetizzazione_trifase_nuovo(k,i+2);
    r(i)=i*5-47.5;
end
hold on;
subplot(2,1,1);
plot(r,c(k,:));
legend('0','','100','','200','','300','','400','','500',
'', '600','','700','','800')
end

xlabel('Angolo del punto del magnete in gradi');
ylabel('Valore dell'' induzione in tesla');
title('Induzione magnetica al variare del carico elettrico');

```

```

hold off
load smagnetizzazione_trifase_nuovo_b.txt
v=size(smagnetizzazione_trifase_nuovo_b,2);
m=size(smagnetizzazione_trifase_nuovo_b,1);

% Carico elettrico smagnetizzante costante al variare della
% posizione del rotore e delle correnti
for k=1:13

for i=1:v-2
    % induzione nel magnete
    c(k,i)=smagnetizzazione_trifase_nuovo_b(k,i+2);
    % agolo del punto nel magnete
    r(k,i)=-47.5+i*5;
    % angolo del rotore
    e(k,i)=smagnetizzazione_trifase_nuovo_b(k,1);
end
hold on;
if k==1,
subplot(2,1,2); plot(r(k,:),c(k,:),'-or');
legend('a zero gradi')
else
plot(r(k,:),c(k,:));
end
end
legend('0','2.5','5','7.5','10','12.5','15','17.5','20',
'22.5','25','27.5','30');
xlabel('Angolo del punto del magnete in gradi');
ylabel('Valore dell'' induzione in tesla');
title('Induzione magnetica al variare della posizione del rotore');

```

B.1.5 Calcolo rendimento a carico

```

% Calcolo perdite e redimendo e peso motore
clear all;
close all;
load coppia_carico_trifase.txt
datic = coppia_carico_trifase;
% Dichiarazione delle costanti

```

```

v      = size(datic,1);           % Numero di dati
Ni     = datic(1,2);             % Carico elettrico stimato per cava per fase
rpm    = 1200;                   % velocità a carico
ro     = 2.31e-8;                % resistività del rame a 100C°0
p      = 2;                      % coppie polari
Qs     = 6;                      % cave avvolgimento statore
Lrc    = 3.07e-3;                % distanza centro cava
Lstk   = 20e-3;                  % lunghezza assiale
Sslot  = datic(1,10);           % Superficie della cava
j      = 5e6;                    % ampere m^2
wt     = 7.5e-3;                 % larghezza dente statore
N      = 5072;                   % numero conduttori per fase
nc     = N/4;                    % numero conduttori per fase per cava
alfa   = 0;                      % angolo iniziale corrente
omega  = 2*pi*(rpm/60)*p;        % pulsazione elettrica
V0     = 270/sqrt(3);            % tensione di fase
angolo = datic(:,1);            % angolo meccanico

% Calcolo dell' induttanza che dipende al quadrato dal numero di conduttori
% in cava per fase
% caricamento dati
load magnete_denergizzato_carico.txt
dati=magnete_denergizzato_carico;

k=3;
NI=dati(k,1);    % carico elettrico per cava
Lka  = ((Lstk/Sslot)*dati(k,3))/(NI); % coefficiente di autoinduzione nc^2)
Mkab = ((Lstk/Sslot)*dati(k,4))/(NI); % coefficiente di mutuainduzione(nc^2)
Mkac = ((Lstk/Sslot)*dati(k,4))/(NI); % coefficiente di mutuainduzione nc^2)
Va=0;
nc=nc*0.5;
% I dati si riferiscono ad una simulazione con corrente sull'asse in
% quadratura
while Va<=V0,
    % Stima della resistenza
    nc  = nc+1;                    % numero di conduttori in cava per fase
    IM  = Ni/nc;                  % Valore massimo della corrente
    Lsm = 2*wt+2*pi*Lrc+2*Lstk;    % Lunghezza della spira media
    R    = (Qs/3)*ro*nc*(Lsm/(IM/j)); % Resistenza di una fase
    dc   = sqrt((4*pi)*(IM/j));    % Diametro del conduttore

```

```

f =(Lstk*nc*(1/Sslot))*datic(:,6);
y = fft(f,v);
for k=1:v,
x= p*(pi/180)*angolo(k);
ee(k)=omega*(sin(x)*(-2/v)*imag(y(2))+cos(x)*(2/v)*real(y(2)));
end
eo=max(ee);
RI=R*IM;
ia=IM;
ib=IM*cos((2/3)*pi);
ic=IM*cos(-(2/3)*pi);
XLI=omega*nc^2*(Lka*ia+Mkab*ib+Mkac*ib);
Va=sqrt((eo+RI)^2+XLI^2);
end

disp('Dati dell''avvolgimento riferiti ad una fase');
nc      = nc-1                      % numero di conduttori in cava per fase
IM      = Ni/nc                     % Valore massimo della corrente
Lsm     = 2*wt+2*pi*Lrc+2*Lstk;      % Lunghezza della spira media
Lf      = Lsm*nc*2                  % Lunghezza di una fase
R       = (Qs/3)*ro*nc*(Lsm/(IM/j)) % Resistenza di una fase
dc      = sqrt((4*pi)*(IM/j))       % Diametro del conduttore
Sc      = IM/j                      % Superficie del conduttore
L       = Lka*nc^2                  % induttanza di fase
M       = Mkab*nc^2                 % mutuainduttanza di fase

% dati con misure nel sistema internazionale dove no specificato
Lq      = 80e-3;                    %Diametro esterno
Di      = 45e-3;                    %Diametro interno di statore
wso     = 2.4e-3;                    %Apertura cava statore
hs      = 4.82e-3;                  %Altezza cava statore
hso     = 2.8e-3;                    %Altezza apertura cava statore

% induzione nella corona in zona lineare

hbi     = (5.2e-3+7.8e-3)*0.5; %Altezza corona di statore media fase a b
hbic    = 5.2e-3                 %Altezza corona di statore media fase c
g       = 0.5e-3;                 %Traferro
Dr      = 22*2e-3;                 %Diametro rotore (ferro)
Df      = 15e-3;                   %Diametro foro rotore
tm      = 4e-3;                    %Altezza assiale magnete permanente

```

```

f      = p*(rpm/60);           %Frequenza di alimentazione
q      = Qs/(3*2*p);          %Conduttori per polo per fase

co=fft(datic(:,3));
Coppia = co(1)/v;              % Coppia a carico
[Am,Indice] = max(datic(:,6)); % Potenziale vettore magnetico
Sup_s  = 6*6.30706e-005        % Superficie totale scarpe dente statore
Sup_bi = 2.68751e-003          % Superficie totale back iron
Sup_t  = 6*(3.6182e-5+4.6162e-5) % Superficie totale dente statore

% Costanti dei materiali

yfe = 7800;    % densita del ferro
ynd = 7100;    % densita del BdfB
ycu = 8900;    % densita del rame

% Calcolo perdite nel rame

Pcu      = 3*R*(IM/sqrt(2))^2      % Perdite totali avvolgimento
Pesofase = ycu*Lf*Sc              % Peso dell avvolgimento di una fase

%calcolo perdite nel ferro

Pscarpa = yfe*Sup_s*Lstk; % peso totale scarpe dente statore
Pdente  = yfe*Sup_t*Lstk; % peso totale dente statore
Pbi     = yfe*Sup_bi*Lstk; % peso totale back iron

disp('Perdite nel ferro del motore')

Flussoc  = nc*Lstk*(1/Sslot)*Am;      % Flusso concatenato
Bt       = Flussoc/(2*nc*(wt)*Lstk)   % Induzione dente statore
Bs       = (Bt*wt*Qs)/(pi*Di-wso*Qs)  % Induzione scarpa dente statore
Bbiab    = (Bt*wt)/(2*hbi);           % Induzione back iorn a b
Bbic     = (Bt*wt)/(2*hbic);           % Induzione back iorn c
Bbi=Bbiab*(2/3)+Bbic*(1/3)
Pfscarpa = 3.6*1.5*((f/50)^1.1)*Bs^2*Pscarpa
Pfedente = 3.6*1.5*Bt^2*((f/50)^1.1)*Pdente
Pfebi    = 3.6*1.5*((f/50)^1.1)*Bbi^2*Pbi
Pfe      = Pfscarpa+Pfedente+Pfebi

```

```

% calcolo peso del motore

Protore=Lstk*(pi/4)*[(Dr^2-(Dr-2*tm)^2)*ynd+yfe*(Dr-2*tm)^2];

disp('PESO dei materiali e del motore');
Prame= 3*ycu*Lf*Sc
Pmagnete=Lstk*(pi/4)*(Dr^2-(Dr-2*tm)^2)*ynd
Pferro=Pscarpa+Pdente+Pbi+yfe*(Dr-2*tm)^2*Lstk*(pi/4)
Pesomotore=Protore+Prame+Pscarpa+Pdente+Pbi

% Rendimento

disp('Rendimento potenza resa persa Coppia utile ');
w      = (2*pi*rpm)/60;           % Velocita angolare
n      = (Coppia*w)/(Pfe+Coppia*w+Pcu) % Rendimento
Pout   = w*Coppia                 % Potenza utile
Perdite = Pfe+Pcu                 % Perdite totali
Coppia = Coppia                   % Coppia

```

B.2 Motore Bifase

B.2.1 Bifase a vuoto

Differisce dal B.1.1 per la mancanza di una fase e per la modifica di dei dati nella prima parte del programma.

B.2.2 Calcolo coefficienti induttivi

Calcolo di coefficienti di auto e mutua induzione

Differisce dal B.1.2 per la mancanza di una fase e per la modifica di dei dati nella prima parte del programma.

B.2.3 Calcolo della coppia a carico

B.2.4 Calcolo rendimento a carico

B.3 Motore Monofase

B.3.1 Monofase a vuoto

Differisce dal B.1.1 per la mancanza di una fase e per la modifica di dei dati nella prima parte del programma. Per tale motivo viene omissso.

B.3.2 Calcolo coefficienti induttivi

Calcolo di coefficienti di auto e mutua induzione

Differisce dal B.1.2 per la mancanza di una fase e per la modifica dei dati nella prima parte del programma. Per tale motivo viene omissso.

B.3.3 Calcolo della coppia a carico

Differisce dal B.1.5 per la mancanza di una fase e per la modifica di dei dati nella prima parte del programma. Per tale motivo viene omissso.

B.3.4 Programmi di interpolazione

Programma per l'interpolazione in due dimensioni della matrice di coppia.

% Caricamento dei dati

```
function [ valore ] = coppia( imed,tetamec,nc)
load m_coppia.txt    % matrice di coppia
load angolo.txt      % vettore angolo
load NI.txt          % carico elettrico in cava
copp=m_coppia;
vetti=(NI)/nc;
vetta=(pi/180)*angolo;
```

```
if imed<0,           % serve per ridurre le simulazioni
```

```

    c=imed;
    imed=-c;
    tetamec=tetamec-pi*0.5;
end;
if abs(tetamec)<=pi %
    if tetamec<0,
        tetamec=tetamec+pi;
    end;
end;

if abs(tetamec)>pi, % l'angolo viene messo nel range
    resto=rem(tetamec,pi); % di angoli calcolati

    if resto<0, % serve per diminuire il numero di
        resto=resto+pi; % iterazioni rispetto ad un ciclo for
        tetamec=resto;
    end;

    if resto==0
        tetamec=resto;
    end;

    if resto>0,
        tetamec=resto;
    end;

end;
%interpolazione lineare
valore=interp2(vetti,vetta,copp,imed,tetamec,'linear');

```

Programma per l'interpolazione in due dimensioni della matrice di coppia.

```

function [ flus ] = flusso(tet)
% Calcolo del flusso concatenato a vuoto con interpolazione lineare
% estrazione dati matrice a vuoto 360 gradi
load monofase_a_vuoto.txt

flusV=monofase_a_vuoto(:,6);
angolo=(pi/180)*monofase_a_vuoto(:,1);

```

```

%*
%s=1;
% potenziale magnetico
% angolo in radianti
%while tetamec<0,
%   tetamec=tetamec+2*pi;
%end;
%while tetamec>2*pi,
%   tetamec=tetamec-2*pi;
% end;if abs(tetamec)<=pi
%   if abs(tet)<=pi
%       if tet<0,
%           tet=tet+pi;
%       end;
%   end;

if abs(tet)>pi,
    resto=rem(tet,pi);

    if resto<0,
        resto=resto+pi;
        tet=resto;
    end;
    if resto==0,
        tet=resto;
    end;
    if resto>0,
        tet=resto;
    end;

end;

flus=interp1(angolo,flusV,tet,'linear');

```

Programma per l'interpolazione del coefficiente induttivo matrice di coppia.

```

function [la] = indutt(im,nc)
% Calcolo del coefficnete di induzione in funzione delle spire e
% delle corrente

```

```

load monofase_induzione.txt

Lstk=20e-3;
Sslot=8.785461e-005;
potma=monofase_induzione(:,4);
NI=monofase_induzione(:,1);

corrente=NI(:)/nc;
flusso=(nc*potma(:)*Lstk)/Sslot;

if abs(im)<corrente(1),
    la=flusso(1)/corrente(1);
else
    flusso=(nc*potma(:)*Lstk)/Sslot;
    la=interp1(corrente,flusso,abs(im),'linear','extrap');
end

```

B.3.5 Simulazioni dinamiche

Programma per il comportamento dinamico del motore.

```

clear all;
close all;
load NI.txt
% Dichiarazione delle costanti
fine=20000; % numero di punti calcolati
nc=651; % numero conduttori in cava per avvolgimento 769
dt=2e-4; % intervallo di tempo
%j=2.7e-3 ; % coefficiente di inerzia con 240 grammi di ventola raggio 15cm
j=7.42e-4 % coefficiente di inerzia con 66 grammi di ventola 15cm
vm=270; % tensione massima ok
vq=240; % tensione onda quadra
p=2; % coppie polari ok
we=2*pi*p*(1200/60); % pulsazione elettrica ok
% wm=we/p; % velocita angolare meccanica ok
res=135*(nc/671); % resistenza elettrica ok
la=0.7463*(nc/671)^2; % coefficiente di autoinduzione media ok
Sslot=8.785461e-005; % superficie singolo lato matassa ok
Lstk=20e-3; % lunghezza assiale della macchina ok
imax=(max(NI))/nc; % valore massimo per cui
% e calcolata la matrice di coppia

```

```

% scelta valori iniziali
dwmdt=0;
wm(1)=0;

t=0;
ei(1)=0;
tetaele(1)=0;
tempo(1)=0;
eii(1)=0;
v(1)=vq;
dfdt=0;
tmedia=0;
tmot(1)=0;
ip(1)=0;
im(1)=0;
er=0; % media errori
a=(10/180)*pi; % angolo di swich della sonda
tmed=0;
kk=0;
mm=0;
numeri(1)=0;
smorz=0;
figo=0;
tetam(1)=77.5*(pi/180); % angolo iniziale del rotore supposto nell punto
tetam(1)=33*(pi/180);
tetamec(1)=tetam(1);
sa=tetam(1); % spazio percorso in radianti
% in cui la coppia di cogging e uguale a zero
fi=p*tetam(1); % angolo iniziale tensione alimentazione tetam(1)

% flusso prodotto magnete pos iniziale
flus(1)=nc*(Lstk/Sslot)*flusso_k(tetam(1));
%flus(1)=nc*(Lstk/Sslot)*(-5.227609092912323e-006)*cos(tetam(1));
% valore messo per avere array dello stessa dimensione
v(1)=vq;
tmot(fine)=0;
im(fine)=0;
err(fine)=0;

```

```
% Ciclo per il calcolo di coppia velocita posizione corrente
for n=2:fine
numeri(n)=n; % dato che alcuni cicli cominciano a determinati valori di n
% in questo modo vedo gli effetti

% Serve per dare all'avvio una onda quadra
if n>700;
    wmedia=0;

% Integrazione della velocità

    for k=1:15,
        wmedia=wmedia+abs(wm(n-15-1+k));
    end
    wmedia=wmedia/15;

% Limite di tensione e inferiore velocita per cui si
% si aumenta la tensione

        if (wmedia<125)&&(abs(v(n-1))<270), %(wmedia>30)&

            if (v(n-1))>0,
                v(n-1)=v(n-1)+(wmedia/1000);
            else
                v(n-1)=v(n-1)-(wmedia/1000);
            end

        else

            if (abs(wmedia)>125),
                if (v(n-1))>0,
                    v(n-1)=v(n-1)-(wmedia/1000);
                else
                    v(n-1)=v(n-1)+(wmedia/1000);
                end
            end

        end

    end

end
```

```

% Parte programma che fa la sonda hall
% che commuta ongni 90 gradi
    tetamec(n)=tetam(n-1);
    v(n)=v(n-1);

% divisione dell'angno meccanico in archi da 90
    if (abs(tetamec(n)))>pi,
        tetamec(n)=abs(rem(tetamec(n),pi));
    else
        tetamec(n)=abs(tetamec(n));
    end;

% commutazione della sonda
if (((pi/4)-a)<=tetamec(n))&&(tetamec(n)<=(pi/4)),
% angolo di commutazione
    if (tempo(n-1)-kk)>6e-3,
% tempo di commutazione per evitare che continua a commuatare
        v(n)=-v(n-1);
        figo=0;
        kk=tempo(n-1);
    end
else
        figo=1;
end
% angolo di commutazione
if ((pi*(3/4)-a)<=tetamec(n))&&(tetamec(n)<=(3/4)*pi),
% tempo di commutazione per evitare che continua a commuatare
    if (tempo(n-1)-kk)>6e-3,
        v(n)=-v(n-1);
        kk=tempo(n-1);
        figo=0;
    end
else
        figo=1;
end

tetaele(n)=we*t;

% intrpolazione del valore dell'induttanza
% if n>4000,

```

```

%      imedia=0;
% for k=1:15,
%      imedia=imedia+abs(im(n-16+k));
%      end
%      imedia=imedia/15;
%      didt(n)=(v(n)*figo-res*ip(n-1)-dfdt)/ind_la(imedia,nc);
%else
didt(n)=(v(n)*figo-res*ip(n-1)-dfdt)/ind_la(im(n-1),nc); % dfdz*wm(n-1)
%end
%ei(n)=dfdz*wm(n-1);
ei(n)=dfdt; % forza elettromotrice indotta
ip(n)=ip(n-1)+didt(n)*dt; % corrente puntuale
im(n-1)=(ip(n)+ip(n-1))*0.5; % corrente media
eii(n)=(ei(n-1)*im(n-1)); % potenza elettrica indotta
angolo=tetam(n-1);

if abs(im(n-1))<=imax, %ciclo conta errori di coppia
tmot(n-1)=coppia_n(im(n-1),angolo,nc);
err(n-1)=0;
if isnan(tmot(n-1)),
    tmot(n-1)=tmot(n-2);
    err(n-1)=1;
end
else
    tmot(n-1)=tmot(n-2); %In caso di errore si mette la coppia precedente
    err(n-1)=1;
end

er=er+err(n-1);
% Coppia di carico di 0.12N*m a 1200 giri
dwmdt=(tmot(n-1)-2.4e-2-6.144e-6*wm(n-1)^2)/j;
wm(n)=wm(n-1)+dwmdt*dt; % velocità angolare
potmec(n)=tmot(n-1)*wm(n-1); %potenza neccanica
tetam(n)=tetam(n-1)+wm(n-1)*dt+dwmdt*(dt^2)*0.5;% angolo meccanico
flus(n)=nc*(Lstk/Sslot)*flusso_k(tetam(n)); % interpolazione del flusso
%flus(n)=nc*(Lstk/Sslot)*(-5.227609092912323e-006)*cos(tetam(n));
if isnan(flus(n)), %ciclo conta errori di flusso
    flus(n)=flus(n-1);
    err(n-1)=1;
end

```

```

sa=sa+tetam(n)-tetam(n-1);      % spazio totale in gradi percorso

dfdt=(flus(n)-flus(n-1))/dt;    % derivata del flusso concatenato
t=t+dt;
tempo(n)=t;
n
ev(n)=v(n)*figo;
end;

%subplot(3,1,1); plot(tetaele,ei,tetaele,im*res,
... tetaele,didt*la,tetaele,v);
subplot(3,1,1); plot(numeri,ei,numeri,im*res,
... numeri,didt*la,numeri,ev);
%xlabel('angolo elettrico in radianti ');
xlabel('numeri ');
ylabel('tensione in volt');
title('grandezze elettriche ');
%axis([200 ,240 ,-500,500])
legend('fem indotta','cdt resistiva avvolgimento',
'...cdt induttiva avvolgimento','tensione alimentazione');

subplot(3,1,2); plot(numeri,tmot,numeri,err);
%xlabel('tempo ');
ylabel('coppia in newotn metro');
xlabel('numeri ');
title('grandezze meccaniche ');
%axis([0.8 ,0.95 ,-2,2])
legend('coppia','errore');
subplot(3,1,3); plot(numeri,wm);
%xlabel('tempo ');
xlabel('numeri ');
ylabel('velocita angolare');
title('grandezze meccaniche ');

disp('coppia media in regime dinamico');
tmedia=0;
for n=(fine-2000):fine,
    tmedia=tmedia+tmot(n);
end;
tmedia=tmedia/(2000)

```

```
disp('errori nel calcolo della matrice di coppia in percentuale
... del numero di punti ')
er=(er/fine)*100
```

Programma per il comportamento dinamico del motore.

```
% Simulazione del motore a velocita costante
clear all;
close all;
% Dichiarazione delle costanti
load NI.txt

fine=6000;           % numero di punti calcolati
dt=2e-5;             % intervallo di tempo e precisione dell'intervallo
nc=769;      %679    % numero conduttori in cava
                        % per avvolgimento 769 da carico

% dopo varie simulazioni si e arrivati a definire 679 numero di conduttori
% j=2.7e-3 pala da 15 peso 240 g
% j=7.42e-4 pala da 15 peso 66 g

j=2.397e-5;          % coefficiente di inerzia
vm=270;              % tensione massima ok
p=2;                 % coppie polari ok
we=2*pi*p*20;        % pulsazione elettrica ok
wm=we/p;             % velocita angolare meccanica ok
res=176.82*(nc/769);  % resistenza elettrica ok
la=0.9775*(nc/769)^2; % coefficiente di autoinduzione media ok
Sslot=8.785461e-005; % superficie singolo lato matassa ok
Lstk=20e-3;          % lunghezza assiale della macchina ok
imax=(max(NI))/nc;    % valore massimo per cui è
                        % calcolata la matrice di coppia

% scelta valori iniziali

t=0;
dfdz=0;
%tetam(1)=77.5*(pi/180); % angolo iniziale del rotore supposto nell punto
tetam(1)=33*(pi/180);
fi=tetam(1)*p;         % angolo iniziale tensione alimentazione
```

```

flus(1)=nc*(Lstk/Sslot)*flusso_k(tetam(1)); % flusso
                                     % prodotto magnete pos iniziale
% in cui la coppia di cogging e uguale a zero

tmedia=0;
tmot(1)=0;
ip(1)=0;
im(1)=0;
er=0;                                     % media errori

%flus(1)=nc*(Lstk/Sslot)*(-5.227609092912323e-006)*cos(tetam(1));
v(1)=0;                                   % per avere array dello stessa dimensione
tmot(fine)=0;                             % per avere array dello stessa dimensione
im(fine)=0;                               % per avere array dello stessa dimensione
ilmed(1)=0;
% Ciclo per il calcolo di coppia velocita posizione corrente
titti=10;
coppia=0;
while (coppia>0.12)||(titti<100),
    titti=10+titti;
    la=titti+res;
for n=2:fine
v(n)=vm*sin(we*t+fi);
didt(n)=(v(n)-res*ip(n-1)-dfdzt)/la;
ilmed(n)=didt(n);
ei(n)=dfdzt;                               % forza elettomotrice indotta
ip(n)=ip(n-1)+didt(n)*dt;                 % corrente puntuale
im(n)=(ip(n)+ip(n-1))*0.5;               % corrente media
angolo=tetam(n-1);
if abs(im(n-1))<=imax,
tmot(n-1)=coppia_n(im(n-1),angolo,nc);
err(n-1)=0;
else
    tmot(n-1)=tmot(n-2);
    err(n-1)=1;
end

er=er+err(n-1);
tetam(n)=tetam(n-1)+wm*dt;
flus(n)=nc*(Lstk/Sslot)*flusso_k(tetam(n)); % posizione iniziale
... diversa del flusso

```

```

%flus(n)=nc*(Lstk/Sslot)*(-5.227609092912323e-006)*cos(tetam(n));
dfdz=(flus(n)-flus(n-1))/dt;
t=t+dt;
n
end;
disp('coppia media a velocita costante ');
% for n=(5050):5675,
% tmedia=tmedia+tmot(n);
% end;
% tmedia=tmedia/(5675-5050)
copp=fft(tmot);
coppia=copp(1)/fine
end
disp('errori nel calcolo della matrice di coppia in percentuale del
... numero di punti ')
er=(er/n)*100

subplot(2,1,1); plot(tetam,ei,tetam,im*res,tetam,ilmed*la,tetam,v);
xlabel('angolo meccanico in radianti ');
ylabel('tensione in volt');
title('grandezze elettriche ');
axis([0 ,10 ,-500,500])
legend('fem indotta','cdt resistiva avvolgimento','cdt induttiva avvolgimento',
'...tensione alimentazione');

subplot(2,1,2); plot(tetam,tmot);
xlabel('angolo meccanico in radianti ');
ylabel('coppia in newotn metro');
title('grandezze meccaniche ');
legend('coppia');

```

Appendice C

Tabelle con dati dei motori

Le tabelle che seguono riportano tutti i dati dei motori necessarie per il confronto e la scelta del motore.

Motore trifase			
Dati dell'avvolgimento riferiti ad una fase			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
nc	1063		numero conduttori in cava per fase
Im	= 0.0733	<i>A</i>	corrente massima
Lf	= 157.94	<i>m</i>	lunghezza
R	= 248.89	Ω	resistenza
dc	= 0.1567	<i>mm</i>	diametro del conduttore
Sc	= 0.014659	<i>mm</i> ²	sezione del conduttore
L	= 0.4760	<i>h</i>	induttanza
M	= -0.1883	<i>h</i>	mutua induttanza
Pesofase =	0.0206	<i>kg</i>	peso
Perdite nel ferro e rame del motore			
Bt	= 1.6476	<i>T</i>	induzione dente statore
Bs	= 0.5839	<i>T</i>	induzione scarpa statore
Bbi	= 1.0298	<i>T</i>	induzione back iron
Pfescarpa	= 0.0850	<i>watt</i>	persa nel ferro scarpa statore
Pfedente	= 0.8839	<i>watt</i>	persa nel ferro dente statore
Pfebi	= 1.8783	<i>watt</i>	persa nel ferro di back iron
Pfe	= 2.8472	<i>watt</i>	potenza totale persa nel ferro
Pcu	= 2.0056	<i>watt</i>	potenza persa nell'avvolgimento
Peso dei materiali e del motore			
Prame	= 0.0618	<i>kg</i>	Peso rame
Pmagnete	= 0.0714	<i>kg</i>	Peso magnete
Pferro	= 0.7141	<i>kg</i>	Peso ferro
Pesomotore	= 0.8473	<i>kg</i>	Peso motore
Rendimento potenza resa persa Coppia utile			
η	= 0.7557		Rendimento
Pout	= 15.0078	<i>watt</i>	Potenza resa
Perdite	= 4.8528	<i>watt</i>	Potenza persa
Coppia	= 0.1194	<i>N * m</i>	Coppia all'asse

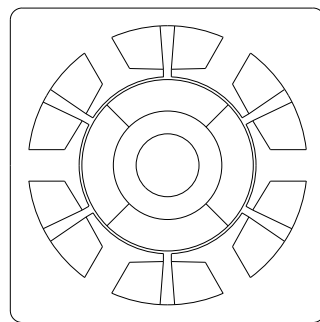
Motore bifase			
Dati dell'avvolgimento riferiti ad una fase			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
nc	=2470		numero conduttori in cava per fase
Im	= 0.0729	<i>A</i>	corrente massima
Lf	= 516.9896	<i>m</i>	lunghezza
R	= 819.2196	Ω	resistenza
dc	= 0.116	<i>mm</i>	diametro del conduttore
Sc	= 1.458e-2	<i>mm</i> ²	sezione del conduttore
L	=1.9619	<i>h</i>	induttanza
M	= 6.2679e-005	<i>h</i>	mutua induttanza
Pesofase	=0.0671	<i>kg</i>	peso
Perdite nel ferro e rame del motore			
Bt	= 1.2749	<i>T</i>	induzione dente statore
Bs	= 0.5418	<i>T</i>	induzione scarpa statore
Bbi	= 1.416	<i>T</i>	induzione back iron
Pfescarpa	= 0.0347	<i>watt</i>	persa nel ferro scarpa statore
Pfedente	= 0.3679	<i>watt</i>	persa nel ferro dente statore
Pfebi	= 1.3735	<i>watt</i>	persa nel ferro di back iron
Pfe	= 1.7761	<i>watt</i>	potenza totale persa nel ferro
Pcu	= 4.3524	<i>watt</i>	potenza persa nell'avvolgimento
Peso dei materiali e del motore			
Prame	= 0.1342	<i>kg</i>	Peso rame
Pmagnete	= 0.0714	<i>kg</i>	Peso magnete
Pferro	= 0.6809	<i>kg</i>	Peso ferro
Pesomotore	= 0.8864	<i>kg</i>	Peso motore
Rendimento potenza resa persa Coppia utile			
η	=0.7047		Rendimento
Pout	= 14.9699	<i>watt</i>	Potenza resa
Perdite	= 6.1285	<i>watt</i>	Potenza persa
Coppia	= 0.1191	<i>N * m</i>	Coppia all'asse

Motore monofase			
Dati dell'avvolgimento riferiti ad una fase			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
nc	=679		numero conduttori in cava per fase
Im	= 0.3260	<i>A</i>	corrente massima
Lf	= 281.6	<i>m</i>	lunghezza
R	= 99.77	Ω	resistenza
dc	= 0.288	<i>mm</i>	diametro del conduttore
Sc	= 0.0652	<i>mm</i> ²	sezione del conduttore
L	= 0.7631	<i>h</i>	induttanza
Perdite nel ferro e rame del motore			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
Bt	= 1.1090	<i>T</i>	induzione dente statore
Bs	= 0.5967	<i>T</i>	induzione scarpa statore
Bbi	= 1.0298	<i>T</i>	induzione back iron
Pfescarpa	= 0.0850	<i>watt</i>	persa nel ferro scarpa statore
Pfedente	= 0.8839	<i>watt</i>	persa nel ferro dente statore
Pfebi	= 2.2277	<i>watt</i>	persa nel ferro di back iron
Pfe	= 2.8806	<i>watt</i>	potenza totale persa nel ferro
Pcu	= 5.3019	<i>watt</i>	potenza persa nell'avvolgimento
Peso dei materiali e del motore			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
Prame	= 0.1634	<i>kg</i>	Peso rame
Pmagnete	= 0.0714	<i>kg</i>	Peso magnete
Pferro	=0.681	<i>kg</i>	Peso ferro
Pesomotore	= 1.0791	<i>kg</i>	Peso motore
Rendimento potenza resa persa Coppia utile			
simbolo	valore	unità di misura	descrizione
η	= 0.6746		Rendimento
Pout	= 16.965	<i>watt</i>	Potenza resa
Perdite	= 8.18	<i>watt</i>	Potenza persa
Coppia	= 0.1350	<i>N * m</i>	Coppia all'asse

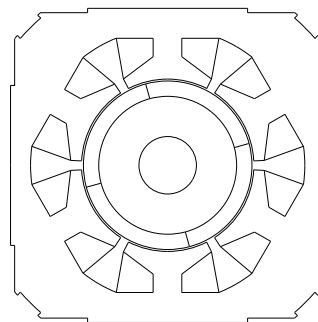
Appendice D

Schemi meccanici dei motori

D.1 Trifase



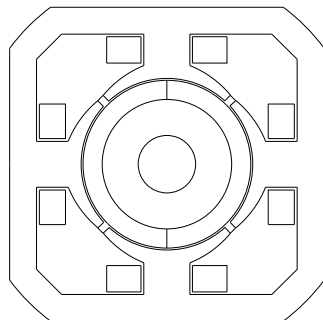
(a)



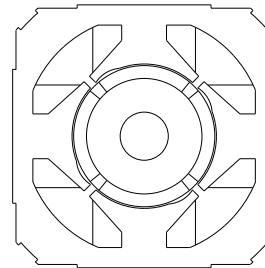
(b)

Figura D.1: Sviluppo del motore trifase

D.2 Bifase



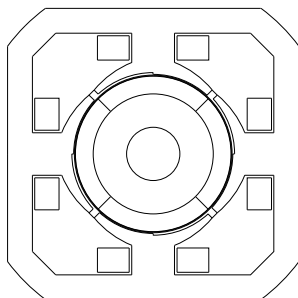
(a)



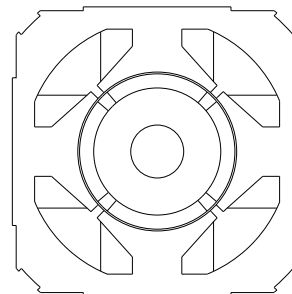
(b)

Figura D.2: Sviluppo del motore bifase

D.3 Monofase



(a)



(b)

Figura D.3: Sviluppo motore monofase

Appendice E

Formule magnetiche

Vengono utilizzate le leggi di Kirchhoff delle tensioni e delle correnti per risolvere il circuito magnetico. In particolare le 2.1-2.9 vengono calcolate non considerando la E_i .

Tabella descrittiva delle equivalenze elettriche magnetiche

Modello elettrico		Modello magnetico	
Simbolo	Descrizione	Simbolo	Descrizione
R_{m0}	Resistenza magnete	R_{m0}	Riluttanza interna magnete
R_{r1}	Resistenza perdite	R_{r1}	Riluttanza di dispersione
R_g	Resistenza traferro	R_g	Riluttanza del traferro
I_r	Generatore corrente	ϕ_m	Flusso generato dal magnete
E_i	Generatore tensione	NI	Ampere spire generate dal circuito elettrico

Dove i vari termini hanno le seguenti espressioni :

$$R_{m0} = \frac{t_m}{\mu_0 \mu_{rec} A_m}$$

$$R_{r1} \cong 5 \div 20\% R_{m0}$$

$$R_g = \frac{g''}{\mu_0 A_g}$$

$$\phi_m = A_m * B_r$$

La 2.12 deriva dalla soluzione del circuito equivalente magnetico del motore. Utilizzando la sovrapposizione degli effetti prima con il solo flusso generato dal magnete poi con la tensione magnetica generata dall'avvolgimento di statore si calcola il punto di funzionamento a vuoto ed a carico del magnete

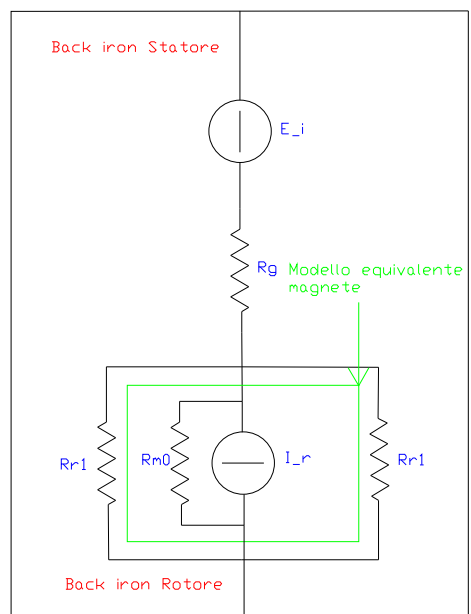


Figura E.1: Modello magnetico equivalente del motore

permanente con una tensione magnetica tale da produrre un flusso di senso opposto.

Appendice F

Materiali utilizzati

F.1 Magnete permanente utilizzato

Nel Femm viene introdotta una caratteristica lineare con i dati forniti dalla F.1. Si prende il valore minimo dell'induzione residua per tenere conto delle specifiche della tab 1 particolare il punto 11. Tramite l'equazione del materiale magnetico eq 2.10 conoscendo la $B_r e \mu_{rec}$ si determina l' H_c .

La fig F.1 mostra la caratteristica linearizzata in verde e quella reale in rosso del magnete a temperatura di $100C^\circ$. Per non smagnetizzare il magnete il campo elettrico e magnetico non devono arrivare ai valori di B_s e H_s .

Il magnete dennergizzato ha le stesse caratteristiche del magnete ma il campo magnetico è $H_c = 0$. Limiti tecnologici della forma del magnete ... Nei file Femm il magnete permanente viene nominato con Nd Fe B CNB10 quello dennergizzato con Nd Fe B CNB10 de.

NdFeB COMPRESSATO				
Materiale	Induzione Residua Br (Gauss)	Forza Coercitiva (Oersted)		Max. Prodotto di Energia BHmax (MGOe)
		bHc	jHc	
CNB-06	5.200 – 6.000	3.800 – 4.500	8.000 – 10.000	5,0 – 7,0
CNB-08	6.000 – 6.500	4.500 – 5.500	8.000 – 12.000	7,0 – 9,0
CNB-10	6.500 – 7.000	4.500 – 5.800	8.000 – 12.000	9,0 – 10,0
CNB-12	7.000 – 7.600	5.300 – 6.000	8.000 – 11.000	10,0 – 12,0
CNB-8H	5.200 – 6.200	5.000 – 6.000	12.000 – 16.000	6,0 – 9,0

$$1 \text{ G} = 0,0001 \text{ T}$$

<http://www.algamagneti.it/04.htm>

Tabella F.1: Dati dichiarati materiale utilizzato

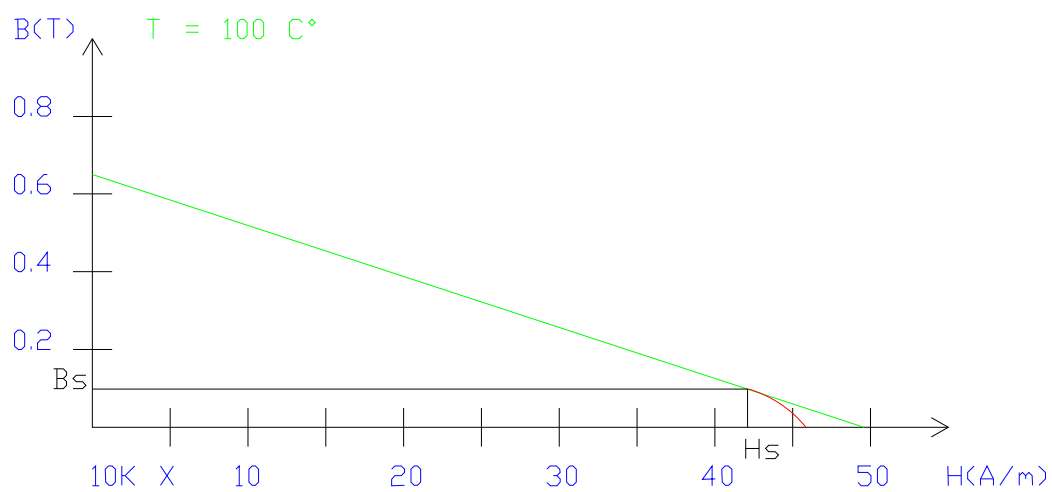


Figura F.1: Caratteristica B-H utilizzata

F.2 Materiale ferromagnetico

Il materiale ferromagnetico utilizzato è il $K_{19}Steel$. Della libreria del femm. Ha la seguente caratteristica magnetica.

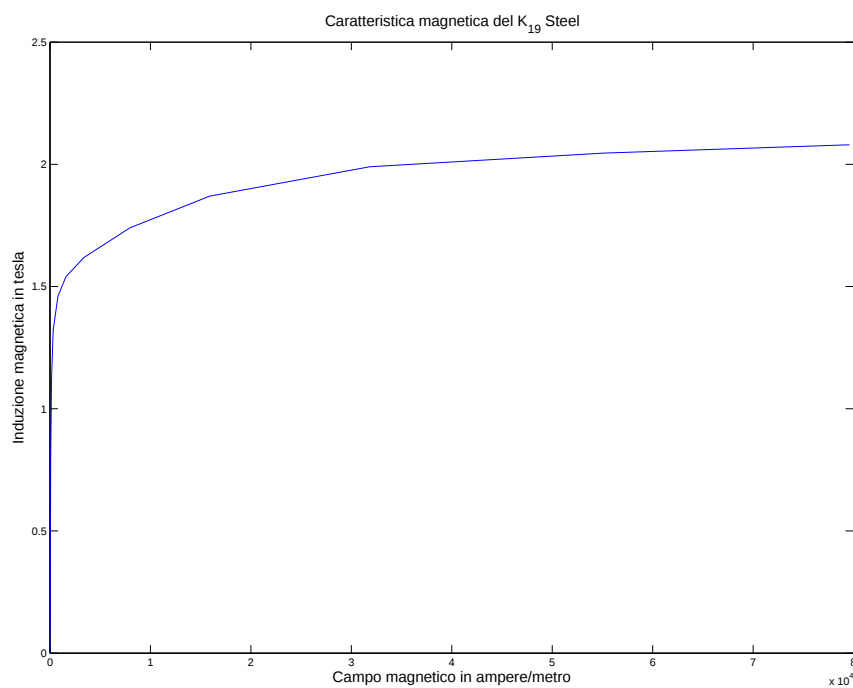


Tabella F.2: Dati dichiarati materiale ferromagnetico utilizzato

Altri dati noti sono la cifra di perdita $P_f = KB^x \left(\frac{f}{50}\right)^y$ con $K = P_f$ per $f = 50 \text{ Hz}$ $B = 1 \text{ T}$ $K = 3.6 \text{ watt/Kg}$.

Appendice G

Attrito volvente

In ogni sistema meccanico sottoposto a vicioli esiste sempre una resistenza al moto dovuta all'interazione del sistema con i corpi che realizzano i vicioli. Tale resistenza è schematizzabile con forze e coppie di forze d'attrito. Quando un corpo rotola senza strisciare sopra un'altro, si manifesta, nella regione di contatto, una coppia di attrito volvente, di momento tale da opporsi al rotolamento. Gli effetti dissipativi prodotti dall'attrito volvente sono in generale molto minori rispetto a quelli dovuti all'attrito radente. Durante il moto il modulo del momento della forza di attrito è proporzionale alla forza normale alla superficie $F_{\perp}$ secondo un coefficiente u detto coefficiente di attrito volvente, che ha dimensioni di lunghezza secondo la

$$C_{att} = F_{\perp} * u$$

Nel ipotesi di usare cuscinetti in acciaio con $u = 0.01 \div 0.0025mm$. La coppia di attrito volvente nel caso in esame viene calcolata secondo la

$$C_{att} = u \cdot (m_{rotore} + m_{ventola}) \cdot g$$

dove g è l'accelerazione gravitazionale.

Risulta che : $C_{att} \simeq 0.04\%$ di C_n l'attrito volvente da una coppia trascurabile.

Elenco delle tabelle

1	Specifiche generali progetto parte prima	4
2	Specifiche generali progetto parte seconda	5
1.1	Dati di targa motore asincrono a polo schermato	11
2.1	Dati di partenza del motore sincrono trifase	15
2.2	dati ricavati dalla simulazione a vuoto	25
2.3	Dati auto mutue induttanze e diretta e quadratura	28
2.4	Coppie medie a carico	30
3.1	dati ricavati dalla simulazione a vuoto	40
3.2	Dati auto mutue induttanze	42
3.3	Coppie medie a carico	43
4.1		50
4.2	Coefficiente autoinduzione	51
4.3	Coppia media a carico	53
4.4	Specifiche della salienza	58
4.5	Indice dei simboli grafici e testo delle salienze	61
5.1		84
5.2		85
F.1	Dati dichiarati materiale utilizzato	141
F.2	Dati dichiarati materiale ferromagnetico utilizzato	143

Elenco delle figure

1.1	Statore motore asincrono a polo schermato	12
2.1	Prima bozza del motore trifase	19
2.2	Circuito equivalente del motore trifase	22
2.3	Digramma fasoriale del motore sincrono	25
2.4	Induzione al traferro a vuoto del motore trifase	26
2.5	Auto e Induttanze del motore trifase	28
2.6	Induttanza diretta ed in quadratura del motore trifase	29
2.7	Coppie a carico	31
2.8	Verifica delle condizioni del magnete	32
2.9	Verifica delle condizioni del magnete	33
3.1	Prima bozza del motore bifase	38
3.2	Circuito equivalente del motore bifase	39
3.3	Induzione al traferro a vuoto del motore bifase	40
3.4	Auto e Induttanze del motore bifase	41
3.5	Coppie a carico	43
3.6	Verifica delle condizioni del magnete	44
3.7	Verifica delle condizioni del magnete	45
4.1	Motore sincrono monofase	47
4.2	Circuito equivalente del motore monofase	49
4.3	Coefficiente di autoinduzione motore monofase	52
4.4	Coppie a carico	54
4.5	Motore senza salienza	56
4.6	Motore senza salienza	57
4.7	Primo Tentativo	59
4.8	Forma geometrica delle salienze	60
4.9	Andamento della coppia di impuntamento con rotore modificato	63
4.10	Analisi parametrica della salienza tipo m dell'altezza h	64
4.11	Analisi parametrica della salienza tipo m della larghezza	65

4.12	Analisi parametrica della salienza tipo m dell'angolo	66
4.13	Analisi parametrica della salienza tipo m dell'angolo	68
4.14	Analisi parametrica della salienza tipo m del punto finale . . .	69
4.15	Analisi parametrica della salienza tipo m del punto iniziale . .	70
4.16	Risultato Analisi parametrica della salienza tipo m	72
4.17	Risultato Analisi parametrica della salienza tipo p	73
4.18	Risultato Analisi parametrica della salienza	74
4.19	Matrice di coppia con profilo p scelto	75
4.20	Matrice di coppia con profilo p scelto	78
4.21	Grandezze elettriche	79
5.1	Principali ponti utilizzati	82
D.1	Sviluppo del motore trifase	136
D.2	Sviluppo del motore bifase	137
D.3	Sviluppo motore monofase	137
E.1	Modello magnetico equivalente del motore	139
F.1	Caratteristica B-H utilizzata	142

Bibliografia

Bibliografia

- [1] M. Andriollo G.Martineli, A.Morini *Macchine elettriche rotanti* Libreria Cortina,Padova,2003.
- [2] G.Martineli, A.Morini *Lezioni di Teoria Unificata delle Macchine Elettriche* SGEEditoriali,Padova,1999.
- [3] Nicola Bianchi, Silverio Bolognani *Metodologie di Progettazione delle Macchine Elettriche* Cleup,Padova,2001.
- [4] Nicola Bianchi *Calcolo delle Macchine Elettriche col Metodo degli Elementi Finiti* Cleup,Padova,2001.
- [5] Jacek F.Gieras, Mitchell Wing *Permanent Magnet Motor Technology* Marcel Dekker,New York,2002.

Ringraziamenti

Desidero ringraziare tutti color che hanno contribuito al conseguimento della mia laurea.

In particolare ai tesisti dottorandi docenti e personale tecnico del laboratorio di azionamenti elettrici che hanno contribuito con consigli competenti e preziosi suggerimenti per l'esecuzione e stesura della presente tesi di laurea.

Vorrei inoltre ringraziare i docenti e collaboratori di ciascun insegnamento per la loro competenza e serietà in questi anni di formazione universitaria.

Un sentito ringraziamento al prof. Nicola Bianchi per la sua disponibilità e piena competenza nelle metodologie di progettazione di macchine elettriche e degli azionamenti elettrici da cui ho attinto.

Tiberio Vinante