

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA



Dipartimento di Ingegneria Industriale DII
Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica

Tesi di Laurea Magistrale

Progettazione di Motori Elettrici a Magnet Permanenti per Ventilatori

Relatore: Prof Ing. Nicola Bianchi

Laureando: Roberto Adami
Matricola: 1013242

Anno Accademico 2012/2013

Indice

Sommario	9
Introduzione	11
I Applicazioni per alte velocità	13
1 Analisi motore campione	15
1.1 Premessa	15
1.2 Dati e specifiche	15
1.2.1 Specifiche	15
1.2.2 Dati geometrici statore e rotore	16
1.2.3 Dati magneti permanente	16
1.2.4 Dati avvolgimento	16
1.2.5 Dati lamierino	17
1.3 Prove in laboratorio	17
1.3.1 Misura delle tensioni	17
1.3.2 Misura della coppia	17
1.3.3 Misura di resistenza dell'avvolgimento di statore	18
1.4 Analisi	18
1.4.1 Avvolgimento	18
1.4.2 Funzionamento a vuoto	19
1.4.3 Funzionamento a carico	20
1.5 Analisi con il programma FEMM	22
1.5.1 Premessa	22
1.5.2 Simulazione a vuoto	22
1.5.3 Simulazione a carico	28
1.6 Perdite e rendimento	34
1.6.1 Perdite Joule di statore	34
1.6.2 Perdite nel ferro di statore	34
1.6.3 Perdite meccaniche	35
1.6.4 Perdite totali e rendimento	35
2 Progetto SPM 12/4 concentrato	37
2.1 Premessa	37
2.2 Dati e specifiche	37
2.2.1 Specifiche	37
2.2.2 Dati geometrici statore e rotore	37
2.2.3 Dati magneti permanente	38
2.2.4 Dati lamierino	38
2.3 Progetto	38
2.3.1 Avvolgimento	38
2.3.2 Progetto a vuoto	40
2.3.3 Progetto a carico	41
2.4 Analisi con il programma FEMM	42

2.4.1	Premessa	42
2.4.2	Simulazione a vuoto	42
2.4.3	Simulazione a carico	48
2.5	Perdite e rendimento	54
2.5.1	Perdite Joule di statore	54
2.5.2	Perdite nel ferro di statore	54
2.5.3	Perdite meccaniche	55
2.5.4	Perdite totali e rendimento	55
3	Progetto SPM 12/4 distribuito	57
3.1	Premessa	57
3.2	Dati e specifiche	57
3.2.1	Specifiche	57
3.2.2	Dati geometrici statore e rotore	57
3.2.3	Dati magneti permanente	58
3.2.4	Dati lamierino	58
3.3	Progetto	58
3.3.1	Avvolgimento	58
3.3.2	Progetto a vuoto	59
3.3.3	Progetto a carico	61
3.4	Analisi con il programma FEMM	62
3.4.1	Premessa	62
3.4.2	Simulazione a vuoto	62
3.4.3	Simulazione a carico	68
3.5	Perdite e rendimento	74
3.5.1	Perdite Joule di statore	74
3.5.2	Perdite nel ferro di statore	74
3.5.3	Perdite meccaniche	75
3.5.4	Perdite totali e rendimento	75
4	Progetto motore SPM 12/8	77
4.1	Premessa	77
4.2	Dati e specifiche	77
4.2.1	Specifiche	77
4.2.2	Dati geometrici statore e rotore	77
4.2.3	Dati magneti permanente	78
4.2.4	Dati lamierino	78
4.3	Progetto	78
4.3.1	Avvolgimento	78
4.3.2	Progetto a vuoto	80
4.3.3	Progetto a carico	81
4.4	Analisi con il programma FEMM	83
4.4.1	Premessa	83
4.4.2	Simulazione a vuoto	83
4.4.3	Simulazione a carico	89
4.5	Perdite e rendimento	95
4.5.1	Perdite Joule di statore	95
4.5.2	Perdite nel ferro di statore	95
4.5.3	Perdite meccaniche	96
4.5.4	Perdite totali e rendimento	96
5	Considerazioni sui risultati ottenuti	97
5.1	Premessa	97
5.2	Riepilogo risultati	97
5.3	Considerazioni	97

6	Punti di lavoro dei ventilatori	99
6.1	Premessa	99
6.2	Caratteristica ventilatori	99
6.3	Caratteristiche in diversi punti di lavoro	99
6.3.1	Caratteristiche motore 4 poli concentrato	99
6.3.2	Caratteristiche motore 4 poli distribuito	100
6.3.3	Caratteristiche motore 8 poli	100
6.3.4	Considerazioni	101

II Applicazioni per basse velocità 103

7	Progetto SPM 12/4 concentrato	105
7.1	Premessa	105
7.2	Dati e specifiche	105
7.2.1	Specifiche	105
7.2.2	Dati geometrici statore e rotore	105
7.2.3	Dati magneti permanente	106
7.2.4	Dati lamierino	106
7.3	Progetto	106
7.3.1	Avvolgimento	106
7.3.2	Progetto a vuoto	108
7.3.3	Progetto a carico	109
7.4	Analisi con il programma FEMM	110
7.4.1	Premessa	110
7.4.2	Simulazione a vuoto	110
7.4.3	Simulazione a carico	115
7.5	Perdite e rendimento	121
7.5.1	Perdite Joule di statore	121
7.5.2	Perdite nel ferro di statore	121
7.5.3	Perdite meccaniche	122
7.5.4	Perdite totali e rendimento	122
7.6	Soluzione per migliorare il rendimento	122
8	Progetto SPM 12/4 distribuito	123
8.1	Premessa	123
8.2	Dati e specifiche	123
8.2.1	Specifiche	123
8.2.2	Dati geometrici statore e rotore	123
8.2.3	Dati magneti permanente	124
8.2.4	Dati lamierino	124
8.3	Progetto	124
8.3.1	Avvolgimento	124
8.3.2	Progetto a vuoto	125
8.3.3	Progetto a carico	127
8.4	Analisi con il programma FEMM	128
8.4.1	Premessa	128
8.4.2	Simulazione a vuoto	128
8.4.3	Simulazione a carico	133
8.5	Perdite e rendimento	139
8.5.1	Perdite Joule di statore	139
8.5.2	Perdite nel ferro di statore	139
8.5.3	Perdite meccaniche	140
8.5.4	Perdite totali e rendimento	140

9 Progetto motore SPM 12/8	141
9.1 Premessa	141
9.2 Dati e specifiche	141
9.2.1 Specifiche	141
9.2.2 Dati geometrici statore e rotore	141
9.2.3 Dati magneti permanente	142
9.2.4 Dati lamierino	142
9.3 Progetto	142
9.3.1 Avvolgimento	142
9.3.2 Progetto a vuoto	144
9.3.3 Progetto a carico	145
9.4 Analisi con il programma FEMM	147
9.4.1 Premessa	147
9.4.2 Simulazione a vuoto	147
9.4.3 Simulazione a carico	152
9.5 Perdite e rendimento	158
9.5.1 Perdite Joule di statore	158
9.5.2 Perdite nel ferro di statore	158
9.5.3 Perdite meccaniche	159
9.5.4 Perdite totali e rendimento	159
10 Considerazioni sui risultati ottenuti	161
10.1 Premessa	161
10.2 Riepilogo risultati	161
10.3 Considerazioni	161
11 Punti di lavoro dei ventilatori	163
11.1 Premessa	163
11.2 Caratteristica ventilatori	163
11.3 Caratteristiche in diversi punti di lavoro	163
11.3.1 Caratteristiche motore 4 poli concentrato	163
11.3.2 Caratteristiche motore 4 poli distribuito	164
11.3.3 Caratteristiche motore 8 poli	164
11.3.4 Considerazioni	165
Conclusioni	167
A Dati magneti permanente	169
B Dati lamierino	171
Bibliografia	173

Sommario

In questa tesi vengono affrontati dei progetti di motori elettrici a magneti permanenti superficiali (SPM) per ventilatori per caldaie su commissione di un'azienda di Vicenza. Questi motori devono lavorare in condizioni di alte e basse velocità. Inizialmente i progetti vengono sviluppati tramite modelli analitici e in seguito i risultati ottenuti vengono verificati attraverso il programma agli elementi finiti FEMM. L'obiettivo è quello di eseguire dei progetti ottimali al fine di avere il maggior rendimento possibile.

Le soluzioni adottate per i motori sia per le alte che per le basse velocità sono tre:

1. Motore SPM 12 cave/4 poli con avvolgimento concentrato.
2. Motore SPM 12 cave/4 poli con avvolgimento distribuito.
3. Motore SPM 12 cave/8 poli con avvolgimento frazionario.

I rendimenti ottenuti sono dell'ordine dell'80% e quindi sono abbastanza elevati grazie al fatto che i motori lavorano nel ginocchio della caratteristica di magnetizzazione.

Introduzione

In questa tesi sono stati progettati diversi motori elettrici di piccola potenza da adottare per ventilatori per caldaie modulari a condensazione e per bruciatori a gasolio-gas, funzionanti in servizio continuativo sia per le alte che per le basse velocità. Ogni progetto si svolge in 2 fasi: la prima fase è costituita da un progetto analitico del motore grazie a modelli matematici mentre la seconda da un'analisi tramite il programma agli elementi finiti FEMM allo scopo di verificare i risultati ottenuti. L'obiettivo è quello di ottenere dei motori con il maggior rendimento possibile.

In particolare i motori progettati sono dei motori sincroni a magneti permanenti superficiali (SPM) costituiti dallo stesso statore mentre i rotori si differenziano solo per il numero dei magneti permanenti. Altri aspetti comuni sono i lamierini ferromagnetici adottati e il tipo di magnete permanente che è il Neodimio-Ferro-Boro. Invece la grande differenza riguarda gli avvolgimenti in quanto vanno da quello distribuito a passo intero a quello concentrato in cui si rendono minime la lunghezza delle testate e a quello a cave frazionarie.

La tesi si suddivide in 2 parti: la prima parte riguarda le applicazioni per alte velocità mentre la seconda per le basse velocità. La prima parte è costituita da 6 capitoli: il primo capitolo riguarda l'analisi di un motore campione fornito dall'azienda in cui si determinano alcuni dati utili per i progetti, il secondo il progetto del motore 12 cave/4 poli con avvolgimento concentrato, il terzo il progetto del motore 12 cave/4 poli con avvolgimento distribuito, il quarto il progetto del motore 12 cave/8 poli, il quinto le considerazioni finali sui risultati ottenuti e infine il sesto un'analisi dei punti di lavoro del sistema motore-ventilatore.

In maniera analoga la seconda parte si suddivide in 5 capitoli: il primo riguarda il progetto del motore 12 cave/4 poli con avvolgimento concentrato, il secondo il progetto del motore 12 cave/4 poli con avvolgimento distribuito, il terzo il progetto del motore 12 cave/8 poli, il quarto le considerazioni finali sui risultati ottenuti e infine il quinto un'analisi dei punti di lavoro del sistema motore-ventilatore.

Parte I

Applicazioni per alte velocità

Capitolo 1

Analisi motore campione

1.1 Premessa

L'analisi del motore campione fornito dall'azienda si sviluppa in più fasi:

1. Misure in laboratorio di grandezze d'interesse quali tensioni e coppia;
2. Determinazione della geometria e dell'avvolgimento del motore;
3. Analisi tramite modelli analitici;
4. Analisi con FEMM.

1.2 Dati e specifiche

Il motore elettrico è un motore a magneti permanenti superficiali trifase a 4 poli costituito da uno statore con lamierini magnetici standard e da un rotore, sempre con gli stessi lamierini, in cui sono posizionati superficialmente i magneti.

1.2.1 Specifiche

Le specifiche del motore sono elencate nella tabella 1.1.

Grandezza	Unità di misura	Valore	Simbolo
Tensione nominale	V	230	V _n
Numero fasi		3	m
Numero poli		4	2p
Frequenza	Hz	333.33	f _n
Potenza nominale	W	90	P _n
Velocità sincrona	rpm	10000	Ω ₀

Tabella 1.1: Specifiche motore

Altre specifiche:

Servizio: continuo (S1)

Classe d'isolamento: F

Dimensione: compatta

Temperatura d'esercizio: -15/65°C

Lamiera magnetica M270-35A con spessore 0.35 mm

1.2.2 Dati geometrici statore e rotore

I dati geometrici del motore sono indicati nella tabella 1.2.

Grandezza	Unità di misura	Valore	Simbolo
Diametro esterno statore	mm	92	De
Diametro interno statore	mm	55	D
Numero cave		12	Q
Sezione cava	mm ²	160	Sslot
Altezza cava	mm	12.62	hs
Apertura cava	mm	2.36	wso
Altezza corona	mm	5.835	hbi
Larghezza dente	mm	4.57	wt
Traferro	mm	0.5	g
Diametro rotore al traferro	mm	54	
Diametro rotore	mm	48	Dr
Diametro albero	mm	6	Dshaft
Lunghezza pacco motore	mm	7	Lstk

Tabella 1.2: Dati geometrici

1.2.3 Dati magneti permanente

I dati del magnete permanente in Neodimio-Ferro-Boro (NdFeB) sono esposti nella tabella 1.3.

Grandezza	Unità di misura	Valore	Simbolo
Forza coercitiva	A/m	350000	Hc
Permeabilità relativa differenziale		1.2	μ_r
Induzione residua	T	0.68	Brem
Spessore magnete	mm	3	tm
Lunghezza magnete	mm	7	
Angolo coperto dal magnete	°	90	
Angolo effettivo coperto dal magnete	°	80	α_m

Tabella 1.3: Dati magneti permanente

1.2.4 Dati avvolgimento

L'avvolgimento statorico è di tipo concentrato in modo da avere la minima lunghezza delle testate e quindi le singole matasse di rame vengono avvolte attorno al dente.

Si presuppone che il motore sia collegato a stella.

I relativi dati sono indicati nella tabella 1.4.

Grandezza	Unità di misura	Valore	Simbolo
Numero matasse/polo		1	
Numero totale conduttori nel motore		12000	
Numero conduttori serie per fase		4000	Ns
Numero conduttori serie in cava		1000	ncs
Percorsi in parallelo		1	np
Diametro conduttore commerciale	mm	0.19	dc
Sezione conduttore commerciale	mm ²	0.0284	Sc

Tabella 1.4: Dati avvolgimento

1.2.5 Dati lamierino

Il lamierino ferromagnetico utilizzato sia per lo statore e che per il rotore è il lamierino M270-35A di spessore 0.35 mm. Le sue caratteristiche sono esposte in AppendiceB.

1.3 Prove in laboratorio

In laboratorio sono state eseguite tre prove:

1. La misura degli andamenti temporali delle tensioni indotte(concenate);
2. La misura della coppia sviluppata al variare della corrente;
3. La misura della resistenza dell'avvolgimento di statore a diverse temperature.

1.3.1 Misura delle tensioni

In questa prova il motore viene fatto girare a vuoto grazie a un trapano collegato all'albero e viene portato a una velocità di 1000 rpm (frequenza corrispondente: 33Hz). Le tensioni indotte sono misurate utilizzando una sonda di tensione 1/20 (scala: 500 mV/div) collegata ad uno oscilloscopio e sono mostrate nella figura 1.1.

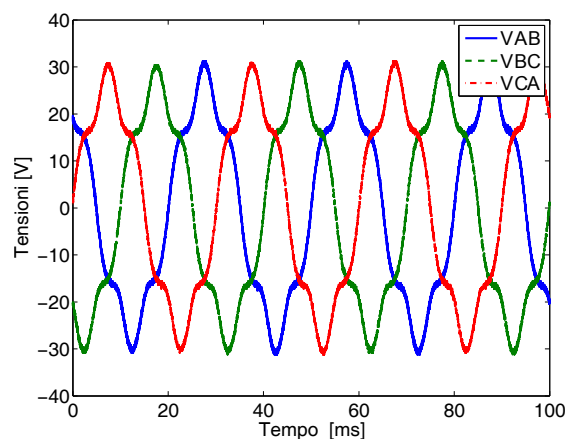


Figura 1.1: Tensioni concatenate

1.3.2 Misura della coppia

In questa prova il motore viene collegato a un torsionmetro da 1 Nm (valore fondo scala 5 V + sonda 1/20 100mV/div) e un oscilloscopio viene utilizzato per visualizzare l'andamento temporale della coppia su cui calcolare il valore massimo. La prova è suddivisa in 2 parti: nella prima parte il motore è alimentato in maniera monofase in continua variando la corrente

d'alimentazione; nella seconda è alimentato in maniera trifase entrando da 1 fase e uscendo dalle altre 2 poste in parallelo. I relativi risultati sono rappresentati nelle tabelle 1.5 e 1.6.

Corrente [A]	Coppia [Nm]
0.2	0.07
0.3	0.1
0.4	0.13
0.49	0.16

Tabella 1.5: Alimentazione monofase

Corrente [A]	Coppia [Nm]
0.2	0.06
0.3	0.08
0.4	0.11
0.49	0.13

Tabella 1.6: Alimentazione trifase

1.3.3 Misura di resistenza dell'avvolgimento di statore

La prova viene eseguita utilizzando un multimetro i cui morsetti vengono posizionati a contatto con l'avvolgimento di statore sia a temperatura ambiente sia durante la misura di coppia. I risultati sono mostrati nella tabella 1.7.

Temperatura [°C]	Resistenza [Ω]
20	52
40	59
60	60.5

Tabella 1.7:

1.4 Analisi

1.4.1 Avvolgimento

Premessa

In questo paragrafo si determina la stella di cava che permette di definire la relativa matrice di cava. Questa matrice individua la disposizione dell'avvolgimento nelle cave statoriche e deve essere utilizzata nell'analisi con FEMM.

Stella di cava

Abbiamo un avvolgimento 12 cave/4 poli.

Il massimo comune divisore tra Q e p è:

$$t = M.C.D.\{Q, p\} = M.C.D.\{12, 2\} = 2 \quad (1.1)$$

L'angolo meccanico è:

$$\alpha_s = \frac{360}{Q} = \frac{360}{12} = 30^\circ \quad (1.2)$$

L'angolo elettrico è:

$$\alpha_s^e = p \alpha_s = 2 \cdot 30 = 60^\circ \quad (1.3)$$

Periodicità stella di cava:

$$\frac{Q}{t} = \frac{12}{2} = 6 \quad (1.4)$$

Abbiamo quindi una stella di cava composta da 6 raggi ciascuno di 2 vettori ed è mostrata nella figura 1.2.

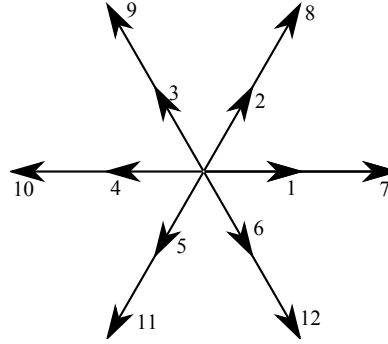


Figura 1.2: Stella di cava

La lunghezza delle matasse è :

$$Yq = \frac{Q}{2p} = \frac{12}{4} = 3 \quad (1.5)$$

Calcolo coefficiente d'avvolgimento

Il coefficiente d'avvolgimento è dato dal prodotto tra il coefficiente di distribuzione e tra quello di raccorciamento.

Numero di cave per polo e per fase:

$$q = \frac{Q}{2pm} = \frac{12}{4 \cdot 3} = 1 \quad (1.6)$$

Sapendo che l'angolo elettrico è 60° il coefficiente di distribuzione è:

$$kd = \frac{\sin(q \frac{\alpha_e}{2})}{q \sin(\frac{\alpha_e}{2})} = \frac{\sin(30)}{\sin(30)} = 1 \quad (1.7)$$

Nel nostro caso l'avvolgimento è raccorciato di 2 cave (Yq diventa 1) quindi l'angolo di raccorciamento è di 120° elettrici.

Il coefficiente di raccorciamento è:

$$kr = \cos\left(\frac{120}{2}\right) = 0.5 \quad (1.8)$$

In definitiva il coefficiente d'avvolgimento è:

$$kw = kd kr = 0.5 \quad (1.9)$$

Pertanto la matrice di cava è:

$$\begin{aligned} K_a &= 0.5, -0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, 0.5, -0.5, 0, -0.5, 0.5, 0 \\ K_b &= 0.5, 0, 0.5, -0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, 0.5, -0.5, 0, -0.5 \\ K_c &= 0, -0.5, 0.5, 0, 0.5, -0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, 0.5, -0.5 \end{aligned}$$

1.4.2 Funzionamento a vuoto

In questo paragrafo la macchina viene analizzata nel caso di funzionamento a vuoto ossia considerando solo il contributo dei magneti permanenti al flusso al traferro e ipotizzando corrente nulla nell'avvolgimento statorico.

Per questo motore il procedimento risulta semplificato perché l'azienda ci ha già fornito il numero dei conduttori (con la relativa sezione commerciale) necessari a raggiungere la tensione nominale della macchina.

Inizialmente si calcola il valore dell'induzione al traferro prodotta dai magneti permanenti al fine di determinare il flusso della macchina.

L'induzione al traferro è data dall'espressione:

$$\hat{B}g = \frac{Brem k_\sigma}{1 + \frac{g \cdot k_{cart} \cdot \mu_r \cdot k_\sigma}{tm}} \quad (1.10)$$

dove k_σ e k_{cart} sono due coefficienti che tengono conto dello spanciamento del flusso al traferro e dell'effetto delle cave. Il coefficiente k_σ è dato dall'espressione:

$$k_\sigma = \frac{\tau_p}{\tau_p + 2g} \quad (1.11)$$

dove τ_p è il semipasso polare pari a:

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 0.055}{2 \cdot 2} = 0.0432 \text{ m} \quad (1.12)$$

Quindi:

$$k_\sigma = \frac{0.0432}{0.0432 + 2 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3}} = 0.977$$

Il coefficiente di Carter è dato dall'espressione:

$$k_{cart} = \frac{ps}{ps + g - \frac{3}{4}wso} \quad (1.13)$$

dove ps è il passo di dentatura pari a:

$$ps = \frac{\pi D}{Q} = \frac{\pi \cdot 0.055}{12} = 0.0144 \text{ m} \quad (1.14)$$

Quindi:

$$k_{cart} = \frac{14.4}{14.4 + 0.5 - 0.75 \cdot 2.36} = 1.1$$

$$\hat{B}g = \frac{0.68 \cdot 0.977}{1 + \frac{0.5 \cdot 1.1 \cdot 1.2 \cdot 0.977}{3}} = 0.65 \text{ T}$$

Pertanto il flusso della macchina (concatenato con 1 spira) è pari a:

$$\hat{\Phi} = \frac{\hat{B}gDLstk}{p} = \frac{0.62 \cdot 0.055 \cdot 0.007}{2} = 1.32 \cdot 10^{-4} \text{ Wb} \quad (1.15)$$

Infine sapendo che $kw = 0.5$, $Ns = 4000$ e $ncs = 1000$ (vedi tabella 1.4) il flusso concatenato con una fase è pari a:

$$\hat{\Lambda} = \frac{kwNs\hat{\Phi}}{2} = \frac{0.5 \cdot 4000 \cdot 1.32 \cdot 10^{-4}}{2} = 0.1 \text{ Vs} \quad (1.16)$$

1.4.3 Funzionamento a carico

In questo paragrafo si analizza il funzionamento a carico della macchina in maniera da calcolare il valore della corrente nominale circolante nell'avvolgimento. In seguito il valore di corrente trovato deve essere inserito nel programma di simulazione FEMM al fine di determinare il rendimento.

Preliminarmente esprimo la velocità a vuoto della macchina in rad/s e calcolo la coppia T che la macchina sviluppa:

$$\Omega_m = \frac{2\pi n_0}{60} = \frac{2\pi 10000}{60} = 1047.2 \text{ rad/s} \quad (1.17)$$

$$T = \frac{Pn}{\Omega_m} = \frac{90}{1047.2} = 0.086 \text{ Nm} \quad (1.18)$$

Grazie al valore di coppia trovato calcolo il carico elettrico Ks della macchina che permette di determinare la corrente nominale I_n (in valore efficace) dell'avvolgimento:

$$K_s = \frac{4T}{\pi D^2 L s t k \hat{B} g} = \frac{4 \cdot 0.086}{\pi \cdot 0.055^2 \cdot 7 \cdot 10^{-3} \cdot 0.65} = 9433 \text{ A/m} \quad (1.19)$$

$$I_n = \frac{\pi D K_s}{3\sqrt{2} k w N_s} = \frac{\pi \cdot 0.055 \cdot 9433}{3 \cdot \sqrt{2} \cdot 0.5 \cdot 4000} = 0.15 \text{ A} \quad (1.20)$$

La corrente da mettere in cava è:

$$I_{slot} = ncs I_n = 1000 \cdot 0.15 = 150 \text{ A} \quad (1.21)$$

Inoltre sapendo che $Sc = 0.0284 \text{ mm}^2$ (vedi tabella 1.4) e $S_{slot} = 160 \text{ mm}^2$ (vedi tabella 1.2) posso determinare il valore del coefficiente di riempimento delle cave:

$$k_{fill} = \frac{ncs Sc}{S_{slot}} = \frac{1000 \cdot 0.0284}{160} = 0.2 \quad (1.22)$$

Questo coefficiente esprime quanto rame ho per cava e viene utilizzato come dato indicativo di progetto per i motori successivi.

Infine posso trovare la densità di corrente negli avvolgimenti:

$$J = \frac{I_{slot}}{k_{fill} S_{slot}} = \frac{150}{0.2 \cdot 160} = 5.4 \text{ A/mm}^2 \quad (1.23)$$

1.5 Analisi con il programma FEMM

1.5.1 Premessa

Il programma agli elementi finiti FEMM permette di simulare il motore in esame per verificare i risultati ottenuti nei paragrafi precedenti e soprattutto determinare i valori di induzione massimi nei denti e nella corona necessari per il calcolo del rendimento. In particolare il programma discretizza la geometria del motore e va a calcolare il potenziale vettore magnetico A in ogni punto del dominio ed è il parametro base per determinare tutte le grandezze di nostro interesse. Inoltre una maggiore attenzione va posta al traferro in quanto necessita di una mesh più fitta.

La geometria del motore con la relativa mesh è mostrata nella figura 1.3

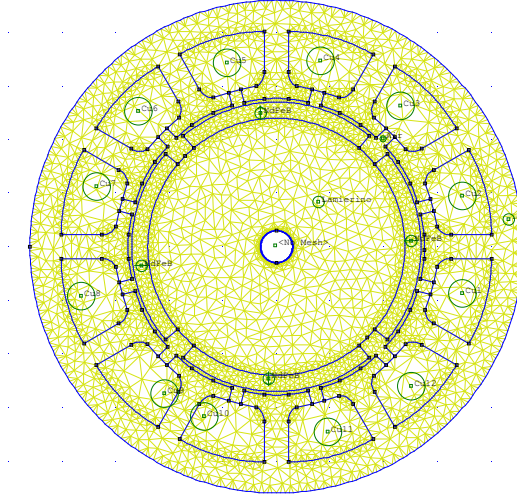


Figura 1.3: Geometria del motore

1.5.2 Simulazione a vuoto

In questa simulazione il motore viene fatto girare a vuoto e per ogni posizione del rotore si vanno a calcolare le grandezze di interesse mostrate nelle figure seguenti.

Si presuppone come posizione iniziale del rotore quella in cui si ha massimo flusso concatenato con la fase A ossia in corrispondenza dell'asse diretto. Inoltre si suppone che il motore giri a 1000 rpm in maniera da avere dei riscontri con le prove di laboratorio.

Le prime grandezze di interesse sono i flussi concatenati con le 3 fasi che vengono calcolati con le seguenti espressioni:

$$\hat{\Lambda}_A = ncs \, Lstk \sum ka(i) \frac{1}{S_{slot}} \int Az \cdot ds \quad (1.24)$$

$$\hat{\Lambda}_B = ncs \, Lstk \sum kb(i) \frac{1}{S_{slot}} \int Az \cdot ds \quad (1.25)$$

$$\hat{\Lambda}_C = ncs \, Lstk \sum kc(i) \frac{1}{S_{slot}} \int Az \cdot ds \quad (1.26)$$

dove Az è il potenziale vettore magnetico che presenta solo componente lungo z essendo l'induzione solenoidale e avente componenti lungo x e y .

Nella figura 1.4 viene mostrata la soluzione di campo prodotta dal FEMM con le relative linee di flusso.

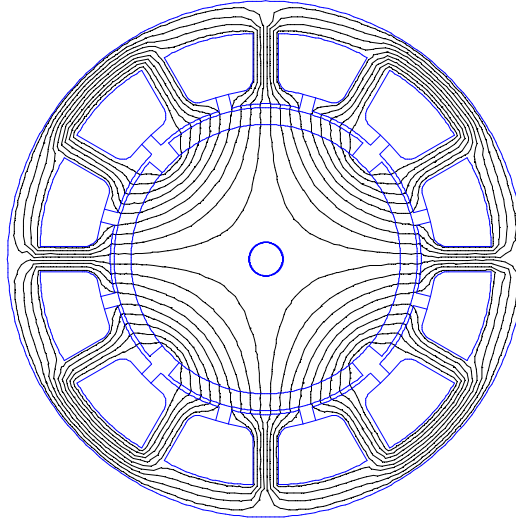


Figura 1.4: Linee di flusso

Nelle figure 1.5, 1.6, 1.7 e 1.8 vengono mostrati gli andamenti dei flussi concatenati con le 3 fasi al variare dell'angolo elettrico e le relative fondamentali.

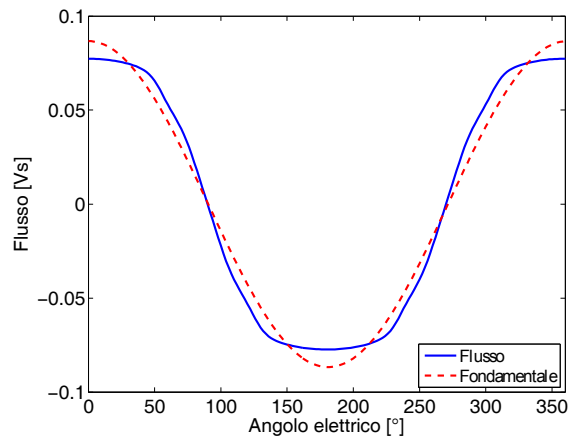


Figura 1.5: Flusso concatenato con la fase A

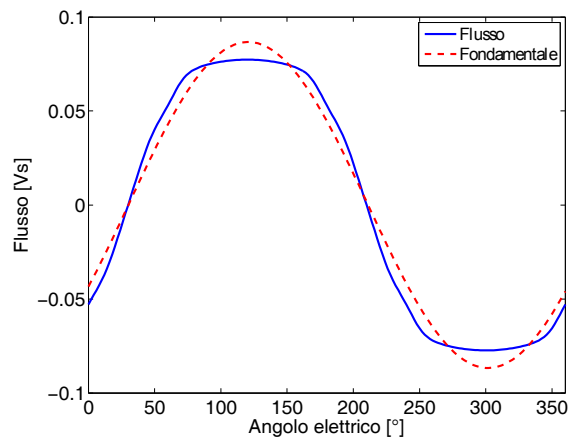


Figura 1.6: Flusso concatenato con la fase B

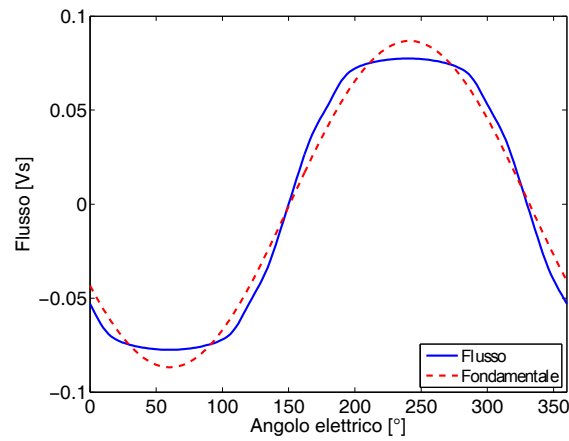


Figura 1.7: Flusso concatenato con la fase C

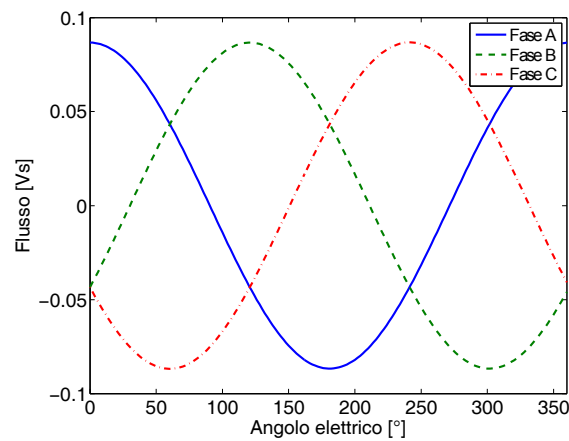


Figura 1.8: Flussi concatenati con le 3 fasi(fondamentali)

Inoltre nella figura 1.9 viene rappresentato lo spettro armonico del flusso concatenato con la fase A che risulta uguale anche per le altre fasi.

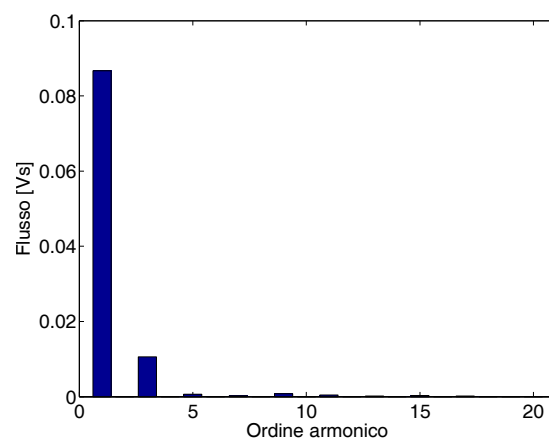


Figura 1.9: Spettro armonico del flusso concatenato con la fase A

Dalle figure precedenti vediamo come vi sia una certa distorsione armonica nelle forme d'onda, dovuta principalmente alla presenza della terza armonica. Inoltre si nota come il valore

massimo della fondamentale dei flussi concatenati si avvicinano di molto al valore di 0.1 Vs stimati in fase di analisi.

In seguito si è andati a calcolare l'andamento delle tensioni indotte sulle 3 fasi con le seguenti espressioni:

$$\hat{E}_A = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_A}{d\theta} \quad (1.27)$$

$$\hat{E}_B = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_B}{d\theta} \quad (1.28)$$

$$\hat{E}_C = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_C}{d\theta} \quad (1.29)$$

Nelle figure 1.10, 1.11 e 1.12 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni di fase con le relative fondamentali e lo spettro della fase A (analogo per tutte le fasi).

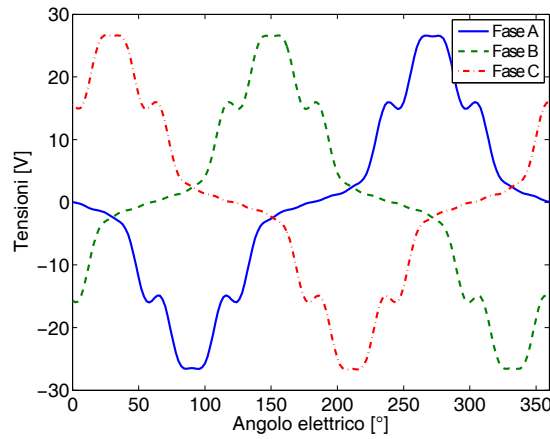


Figura 1.10: Tensioni di fase

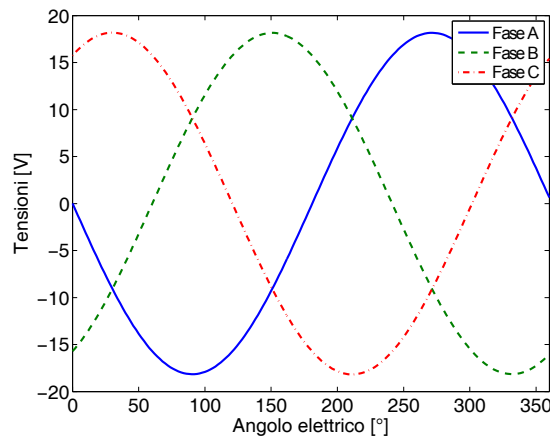


Figura 1.11: Tensioni di fase (fondamentali)

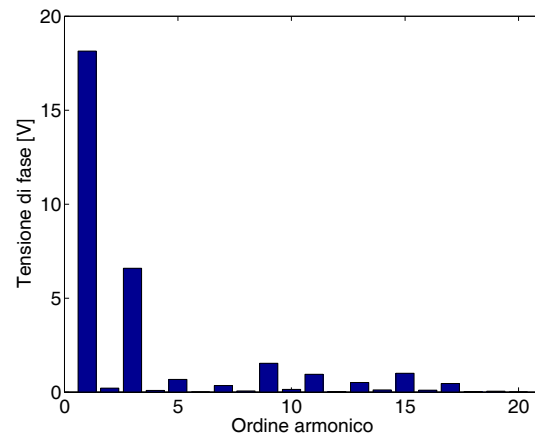


Figura 1.12: Spettro armonico della fase A

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una notevole distorsione armonica nelle forme d'onda dovuta alla presenza delle armoniche dispari soprattutto la terza.

Invece nelle figure 1.13, 1.14 e 1.15 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni concatenate con le relative fondamentali e lo spettro della tensione AB(analogo per tutte le tensioni).

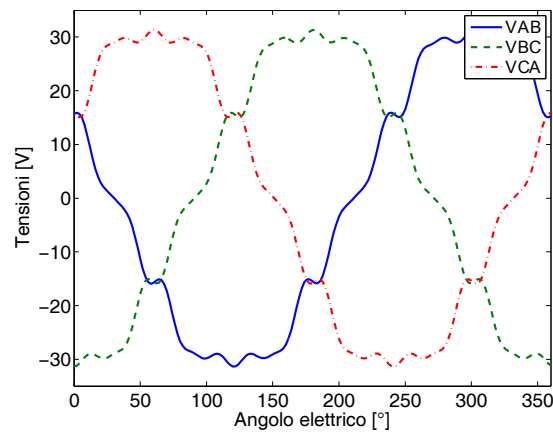


Figura 1.13: Tensioni concatenate

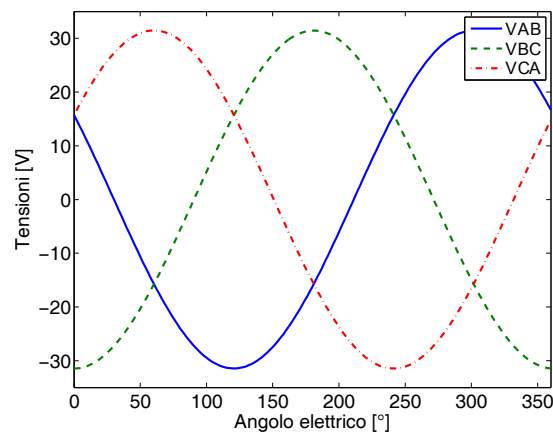


Figura 1.14: Tensioni concatenate (fondamentali)

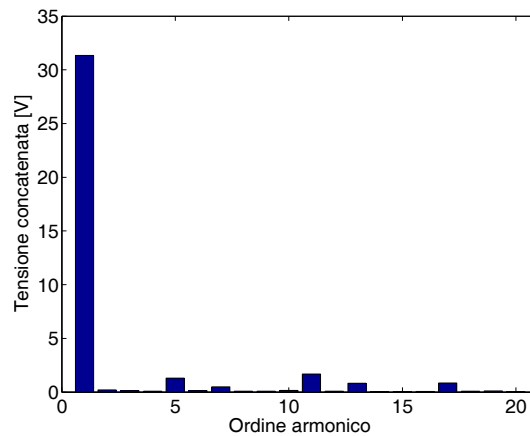


Figura 1.15: Spettro armonico della tensione AB

Dalle figure precedenti notiamo come l'andamento delle tensioni concatenate sia simile a quello misurato in laboratorio (vedi figura 1.1) e vi è la presenza di una certa distorsione armonica dovuta alle armoniche di ordine 5, 7 e 11.

Altra grandezza di interesse è la coppia di impuntamento la quale è mostrata nella figura 1.16 al variare dell'angolo elettrico. Essa è stata calcolata attraverso il tensore degli sforzi di Maxwell.

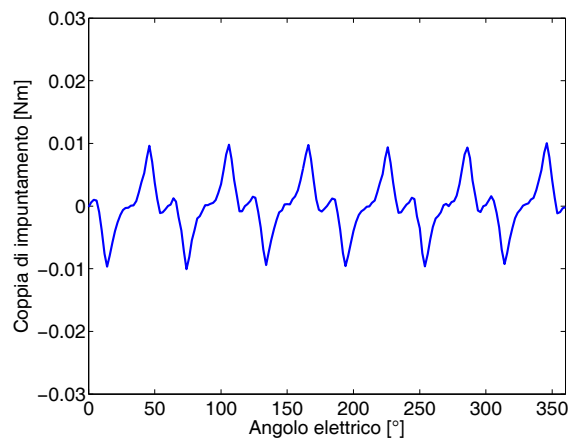


Figura 1.16: Coppia di impuntamento

Tale coppia a vuoto è sempre presente ed è dovuta all'attrazione magnetica tra i denti di statore e i magneti permanenti al variare della posizione angolare del rotore. In particolare il rotore tende ad allinearsi con il massimo numero di denti statorici in modo tale che sia minima la riluttanza delle linee di flusso e massima l'energia magnetica immagazzinata. Questa coppia aggiunge una componente di ripple alla coppia sviluppata a carico dalla macchina e può causare vibrazioni e rumore.

Infine nelle figure 1.17 e 1.18 sono mostrati rispettivamente l'andamento dell'induzione al trafero con la relativa fondamentale e il relativo spettro armonico.

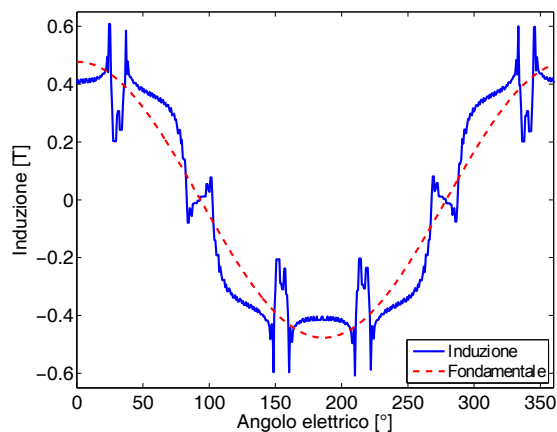


Figura 1.17: Induzione al traferro

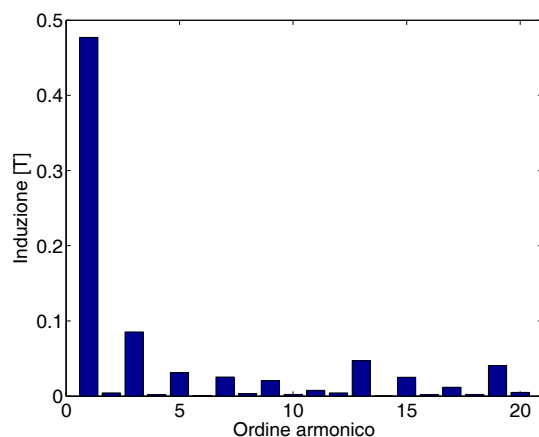


Figura 1.18: Spettro armonico dell'induzione al traferro

Dalle figure precedenti notiamo come il valore massimo del traferro (0.62 T) rispecchi il valore calcolato analiticamente e vi sia la presenza di una notevole distorsione armonica dovuta all'influenza delle aperture di cava al traferro.

1.5.3 Simulazione a carico

In questa simulazione il motore viene fatto girare a carico inviando nell'avvolgimento statorico la corrente nominale in maniera da avere il massimo rapporto coppia/corrente (corrente di asse q). Anche in questo caso la posizione iniziale del rotore è stata fissata in maniera da avere massimo flusso concatenato con la fase A e sono stati calcolati gli andamenti dei flussi concatenati, delle tensioni e della coppia in maniera analoga al paragrafo precedente.

Nelle figure 1.19, 1.20, 1.21 e 1.22 vengono mostrati gli andamenti dei flussi concatenati con le 3 fasi al variare dell'angolo elettrico e le relative fondamentali.

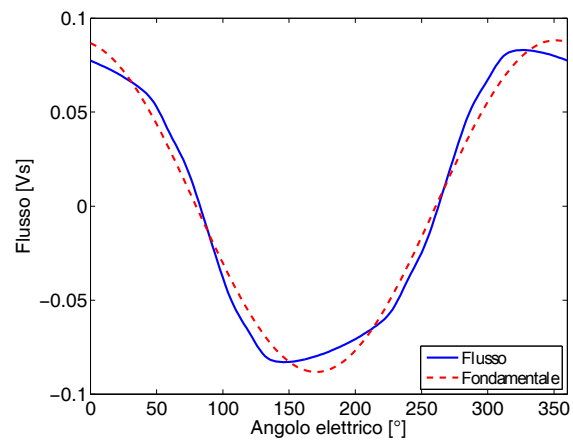


Figura 1.19: Flusso concatenato con la fase A

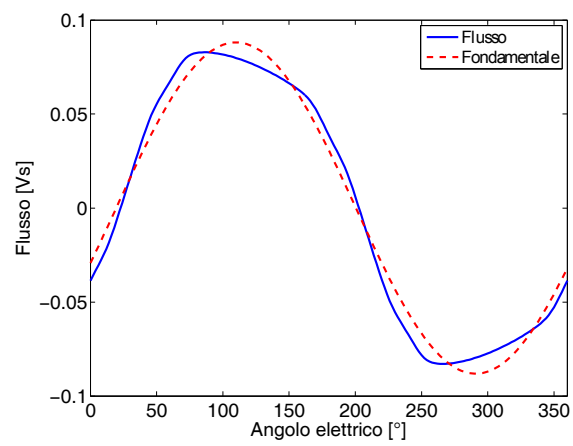


Figura 1.20: Flusso concatenato con la fase B

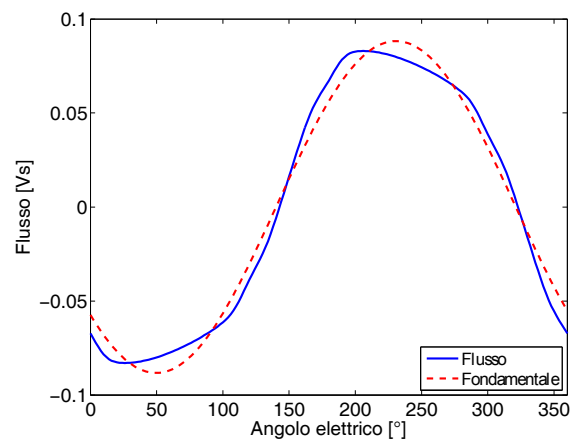


Figura 1.21: Flusso concatenato con la fase C

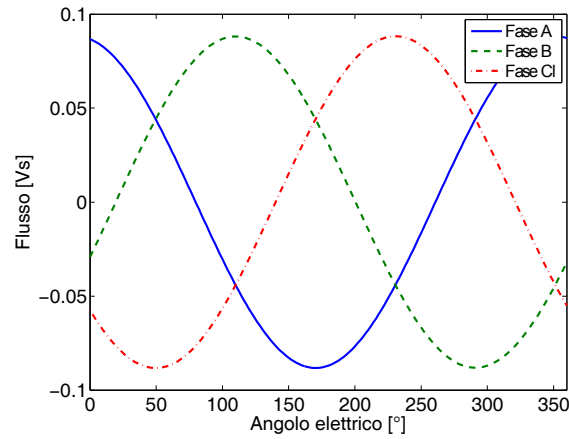


Figura 1.22: Flussi concatenati con le 3 fasi(fondamentali)

Inoltre nella figura 1.23 viene rappresentato lo spettro armonico del flusso concatenato con la fase A che risulta uguale anche per le altre fasi.

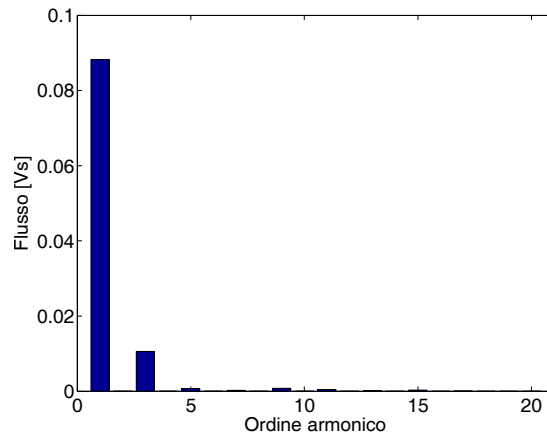


Figura 1.23: Spettro armonico del flusso concatenato con la fase A

Dalle figure precedenti vediamo come vi sia una certa distorsione armonica nelle forme d'onda, dovuta principalmente alla presenza della terza armonica. Inoltre si nota come il valore massimo della fondamentale dei flussi concatenati si avvicini di molto al valore di 0.1 Vs stimati in fase di analisi.

Nelle figure 1.24, 1.25 e 1.26 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni di fase con le relative fondamentali e lo spettro della fase A(analogo per tutte le fasi).

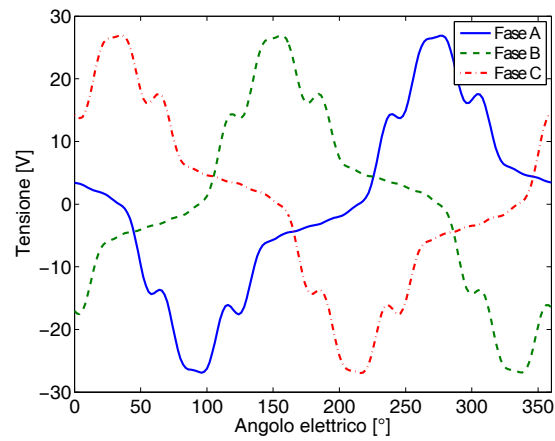


Figura 1.24: Tensioni di fase

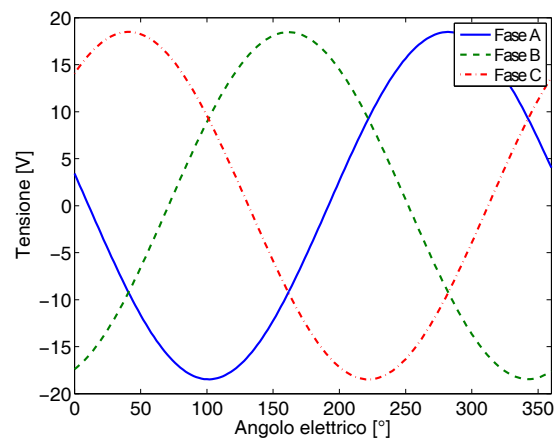


Figura 1.25: Tensioni di fase (fondamentali)

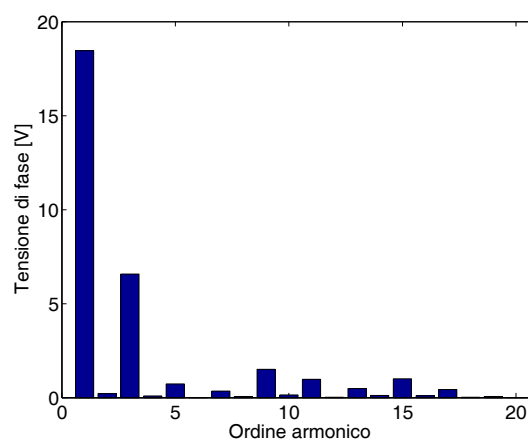


Figura 1.26: Spettro armonico della fase A

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una notevole distorsione armonica nelle forme d'onda dovuta alla presenza delle armoniche dispari soprattutto la terza.

Invece nelle figure 1.27, 1.28 e 1.29 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni concatenate con le relative fondamentali e lo spettro della tensione AB (analogo per tutte le tensioni).

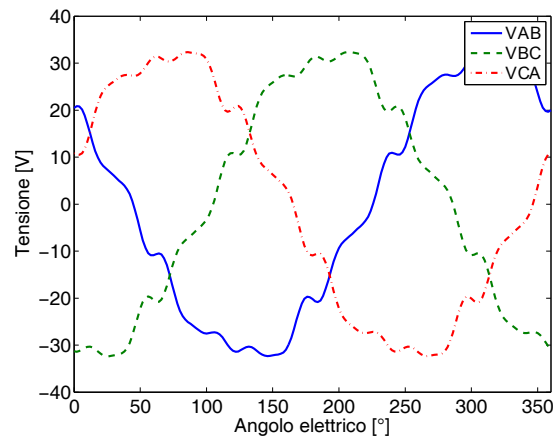


Figura 1.27: Tensioni concatenate

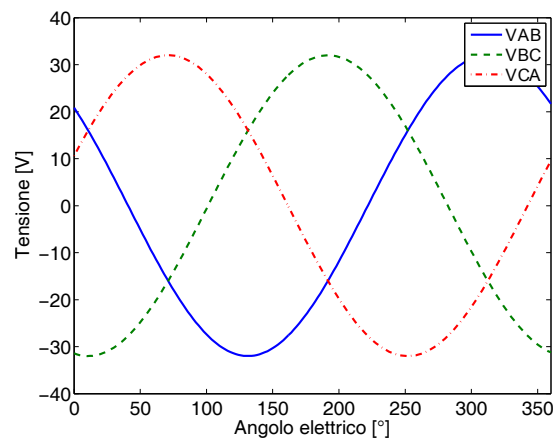


Figura 1.28: Tensioni concatenate (fondamentali)

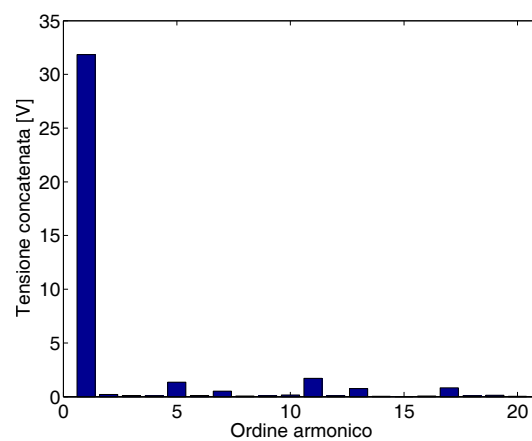


Figura 1.29: Spettro armonico della tensione AB

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una certa distorsione armonica dovuta soprattutto alla quinta e undicesima armonica.

Nella figura 1.30 è mostrato l'andamento della coppia sviluppata dalla macchina al variare dell'angolo elettrico calcolata attraverso 2 modi diversi:

1. Attraverso il tensore degli sforzi di Maxwell

2. Considerando il sistema di riferimento d-q con la seguente formula:

$$T = \frac{3}{2}p(\lambda_d I_q - \lambda_q I_d) \quad (1.30)$$

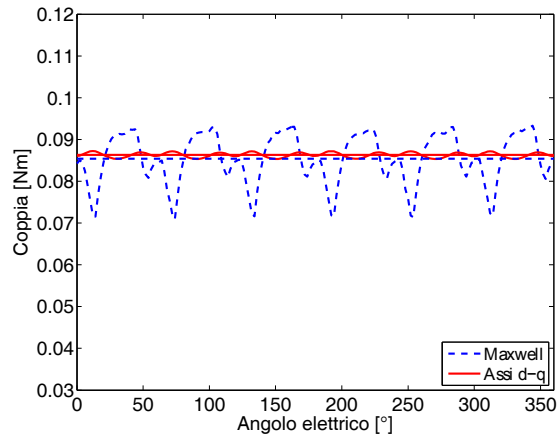


Figura 1.30: Coppia

Dalla figura 1.30 notiamo come la coppia sia data dalla sovrapposizione del suo valore medio (pari a quello determinato analiticamente) con la coppia di impuntamento.

Infine nelle figure 1.31 e 1.32 sono mostrati rispettivamente l'andamento dell'induzione al traferro con la relativa fondamentale e il relativo spettro armonico. In questo caso all'induzione prodotta dai magneti va a sommarsi quella prodotta dalla reazione d'indotto che causa in alcuni tratti un innalzamento dell'induzione a vuoto mentre in altri un'abbassamento.

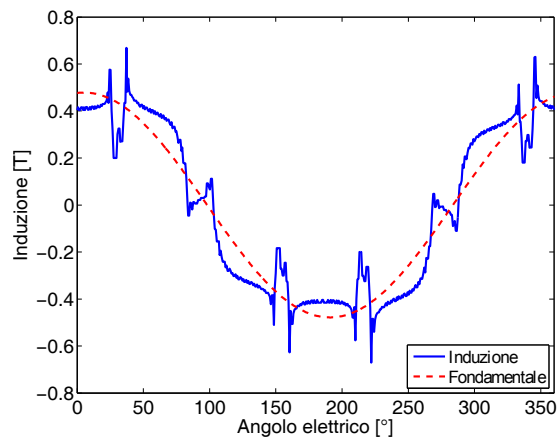


Figura 1.31: Induzione al traferro

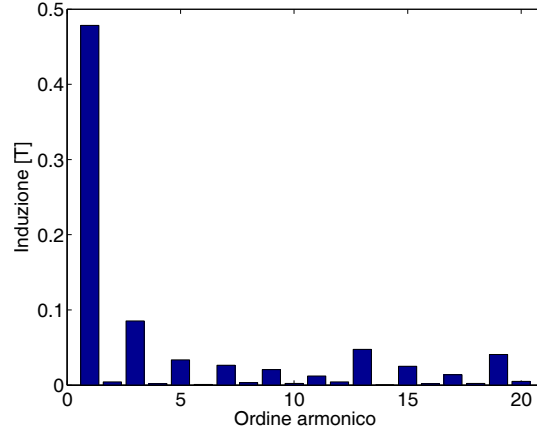


Figura 1.32: Spettro armonico dell'induzione al traferro

Dalle figure precedenti notiamo come via sia una notevole distorsione armonica dovuta all'effetto delle cave al traferro. In particolare sono presenti le armoniche di ordine dispari.

1.6 Perdite e rendimento

1.6.1 Perdite Joule di statore

Le perdite Joule di statore vengono calcolate attraverso la determinazione della lunghezza delle testate e quindi della resistenza statorica.

La lunghezza delle testate è:

$$l_{ew} = \pi \frac{ps}{2} = \pi \frac{0.0144}{2} = 0.0226 \text{ m} \quad (1.31)$$

La resistenza di fase statorica è:

$$R = \rho_{75} \frac{Ns (Lstk + l_{ew})}{Sc} = 0.022 \cdot 10^{-6} \frac{4000 (0.007 + 0.0226)}{0.0284 \cdot 10^{-6}} = 92 \Omega \quad (1.32)$$

Quindi le perdite Joule sono:

$$P_j = 3 R I_n^2 = 3 \cdot 92 \cdot 0.15^2 = 6.5 \text{ W} \quad (1.33)$$

1.6.2 Perdite nel ferro di statore

La perdite nel ferro di statore sono calcolate attraverso la determinazione delle perdite specifiche alla frequenza e all'induzione di lavoro partendo dalle perdite specifiche di targa del lamierino (2.7 W/kg a 50 Hz e 1.5 T). Inoltre grazie al programma FEMM sono state calcolate le induzioni massime nei denti e nella corona:

Induzione massima nel dente = 1.35 T

Induzione massima nella corona = 1.3 T

Perdite nei denti

Le perdite specifiche del lamierino a 1.35 T e a 333.33 Hz sono:

$$\begin{aligned} p_{spec} &= 2.7 k_{hys} \left(\frac{fn}{50} \right) \left(\frac{B_t}{1.5} \right)^2 + 2.7 k_{cp} \left(\frac{fn}{50} \right)^2 \left(\frac{B_t}{1.5} \right)^2 = \\ &= 2.7 \cdot 0.85 \left(\frac{333.33}{50} \right) \left(\frac{1.35}{1.5} \right)^2 + 2.7 \cdot 0.15 \left(\frac{333.33}{50} \right)^2 \left(\frac{1.35}{1.5} \right)^2 = 27 \text{ W/kg} \end{aligned} \quad (1.34)$$

Peso dei denti:

$$\begin{aligned} G_t &= \gamma_{Fe} Q_{hs} wt L_{Fe} = \\ &= 7800 \cdot 12 \cdot 0.01262 \cdot 0.00457 \cdot 0.96 \cdot 0.007 = 0.0363 \text{ kg} \end{aligned} \quad (1.35)$$

Infine le perdite nei denti sono:

$$P_t = k_{magg} p_{spec} G_t = 2 \cdot 27 \cdot 0.0363 = 2 \text{ W} \quad (1.36)$$

Perdite nella corona

Le perdite specifiche del lamierino a 1.3 T e a 333.33 Hz sono:

$$\begin{aligned} p_{spec} &= 2.7 k_{hys} \left(\frac{fn}{50} \right) \left(\frac{B_{bi}}{1.5} \right)^2 + 2.7 k_{cp} \left(\frac{fn}{50} \right)^2 \left(\frac{B_{bi}}{1.5} \right)^2 = \\ &= 2.7 \cdot 0.85 \left(\frac{333.33}{50} \right) \left(\frac{1.3}{1.5} \right)^2 + 2.7 \cdot 0.15 \left(\frac{333.33}{50} \right)^2 \left(\frac{1.3}{1.5} \right)^2 = 25 \text{ W/kg} \end{aligned} \quad (1.37)$$

Peso della corona:

$$\begin{aligned} G_{bi} &= \gamma_{Fe} \pi (De - hbi) L_{Fe} = \\ &= 7800 \pi (0.092 - 5.835 \cdot 10^{-3}) \cdot 5.835 \cdot 10^{-3} \cdot 0.96 \cdot 0.007 = 0.083 \text{ kg} \end{aligned} \quad (1.38)$$

Infine le perdite nella corona sono:

$$P_{bi} = k_{magg} p_{spec} G_{bi} = 1.5 \cdot 25 \cdot 0.083 = 3 \text{ W} \quad (1.39)$$

1.6.3 Perdite meccaniche

Per calcolare le perdite meccaniche si utilizza una formula empirica:

$$P_{me} = 0.8 P_n \sqrt{\Omega 0} 10^{-3} = 0.8 \cdot 90 \cdot \sqrt{10000} \cdot 10^{-3} = 7 \text{ W} \quad (1.40)$$

1.6.4 Perdite totali e rendimento

$$P'_{tot} = P_j + P_{Fe} + P_{me} = 6.5 + 2 + 3 + 7 = 18.5 \text{ W} \quad (1.41)$$

Queste perdite bisogna aumentarle del 10% per tenere conto delle perdite addizionali. Allora le perdite totali della macchina sono:

$$P_{tot} = 1.1 P'_{tot} = 1.1 \cdot 18.5 = 20.35 \text{ W} \quad (1.42)$$

Potenza elettrica assorbita dalla macchina:

$$P_e = P_n + P_{tot} = 90 + 20.35 = 111.35 \text{ W} \quad (1.43)$$

Infine il rendimento è:

$$\eta = \frac{P_n}{P_e} \% = \frac{90}{111.35} \% = 81 \% \quad (1.44)$$

Capitolo 2

Progetto SPM 12/4 concentrato

2.1 Premessa

In questo capitolo viene progettato un motore a magneti permanenti superficiali trifase a 12 cave/4 poli analogo al motore campione con l'unica differenza di avere una lunghezza del pacco motore doppia perchè deve sviluppare una potenza di 200 W.

Il progetto avviene inizialmente tramite modelli analitici che in seguito sono verificati tramite il programma FEMM.

2.2 Dati e specifiche

2.2.1 Specifiche

Le specifiche del motore da rispettare sono state fornite dall'azienda e sono elencate nella tabella 2.1.

Grandezza	Unità di misura	Valore	Simbolo
Tensione nominale	V	230	V_n
Numero fasi		3	m
Frequenza	Hz	333.33	f_n
Potenza nominale	W	200	P_n
Velocità sincrona	rpm	10000	Ω_0

Tabella 2.1: Specifiche motore

Altre specifiche:

Servizio: continuo (S1)

Classe d'isolamento: F

Dimensione: compatta

Temperatura d'esercizio: -15/65°C

Lamiera magnetica M270-35A con spessore 0.35 mm

2.2.2 Dati geometrici statore e rotore

I dati geometrici di statore e rotore sono indicati nella tabella 2.2.

Grandezza	Unità di misura	Valore	Simbolo
Diametro esterno statore	mm	92	De
Diametro interno statore	mm	55	D
Numero cave		12	Q
Sezione cava	mm ²	160	Sslot
Altezza cava	mm	12.62	hs
Apertura cava	mm	2.36	wso
Altezza corona	mm	5.835	hbi
Larghezza dente	mm	4.57	wt
Traferro	mm	0.5	g
Diametro rotore al traferro	mm	54	
Diametro rotore	mm	48	Dr
Diametro albero	mm	6	Dshaft
Lunghezza pacco motore	mm	15	Lstk

Tabella 2.2: Dati geometrici

2.2.3 Dati magneti permanente

Il magnete permanente utilizzato è un magnete in Neodimio-Ferro-Boro (NdFeB). I relativi dati sono esposti in AppendiceA.

2.2.4 Dati lamierino

Il lamierino ferromagnetico utilizzato sia per lo statore che per il rotore è il lamierino M270-35A di spessore 0.35 mm. Le sue caratteristiche sono esposte in AppendiceB.

2.3 Progetto

2.3.1 Avvolgimento

L'avvolgimento adottato per questo motore è un avvolgimento di tipo concentrato a passo raccorciato in maniera da avere la minima lunghezza delle testate. La costruzione dell'avvolgimento avviene attraverso la determinazione della stella di cava che permette di definire la relativa matrice di cava. Questa matrice individua la disposizione dell'avvolgimento nelle cave statoriche e deve essere utilizzata nell'analisi con FEMM.

Stella di cava

Abbiamo un avvolgimento 12 cave/4 poli.

Il massimo comune divisore tra Q e p è:

$$t = M.C.D.\{Q, p\} = M.C.D.\{12, 2\} = 2 \quad (2.1)$$

L'angolo meccanico è:

$$\alpha_s = \frac{360}{Q} = \frac{360}{12} = 30^\circ \quad (2.2)$$

L'angolo elettrico è:

$$\alpha_s^e = p \alpha_s = 2 \cdot 30 = 60^\circ \quad (2.3)$$

Periodicità stella di cava:

$$\frac{Q}{t} = \frac{12}{2} = 6 \quad (2.4)$$

Abbiamo quindi una stella di cava composta da 6 raggi ciascuno di 2 vettori ed è mostrata nella figura 2.1.

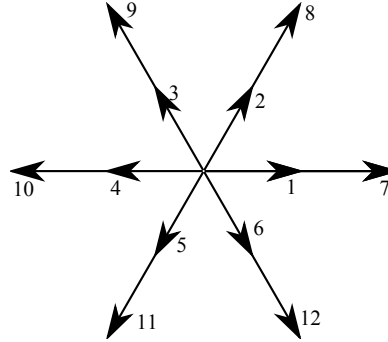


Figura 2.1: Stella di cava

La lunghezza delle matasse è :

$$Yq = \frac{Q}{2p} = \frac{12}{4} = 3 \quad (2.5)$$

Per avere il raccorciamento desiderato la lunghezza Yq delle matasse deve essere portata a 1 in maniera da ottenere una bobina di dente.

Calcolo coefficiente d'avvolgimento

Il coefficiente d'avvolgimento è dato dal prodotto tra il coefficiente di distribuzione e tra quello di raccorciamento.

Numero di cave per polo e per fase:

$$q = \frac{Q}{2pm} = \frac{12}{4 \cdot 3} = 1 \quad (2.6)$$

Sapendo che l'angolo elettrico è 60° il coefficiente di distribuzione è:

$$kd = \frac{\sin(q \frac{\alpha_e}{2})}{q \sin(\frac{\alpha_e}{2})} = \frac{\sin(30)}{\sin(30)} = 1 \quad (2.7)$$

Nel nostro caso l'avvolgimento viene raccorciato di 2 cave quindi l'angolo di raccorciamento è di 120° elettrici.

Il coefficiente di raccorciamento è:

$$kr = \cos\left(\frac{120}{2}\right) = 0.5 \quad (2.8)$$

In definitiva il coefficiente d'avvolgimento è:

$$kw = kd kr = 0.5 \quad (2.9)$$

Pertanto la matrice di cava da inserire dal programma FEMM è:

$$\begin{aligned} Ka &= 0.5, -0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, 0.5, -0.5, 0, -0.5, 0.5, 0 \\ Kb &= 0.5, 0, 0.5, -0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, 0.5, -0.5, 0, -0.5 \\ Kc &= 0, -0.5, 0.5, 0, 0.5, -0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, 0.5, -0.5 \end{aligned}$$

2.3.2 Progetto a vuoto

In questo paragrafo la macchina viene progettata nel caso di funzionamento a vuoto ossia considerando solo il contributo dei magneti permanenti al flusso al traferro e ipotizzando corrente nulla nell'avvolgimento statorico.

L'obiettivo di questo progetto è quello di determinare il numero di conduttori necessari ad avere in uscita la tensione nominale desiderata.

Inizialmente si calcola il valore dell'induzione al traferro prodotta dai magneti permanenti al fine di determinare il flusso della macchina.

L'induzione al traferro è data dall'espressione:

$$\hat{B}g = \frac{Brem k_\sigma}{1 + \frac{g \cdot kcart \cdot \mu_r \cdot k_\sigma}{tm}} \quad (2.10)$$

dove k_σ e $kcart$ sono due coefficienti che tengono conto dello spanciamento del flusso al traferro e dell'effetto delle cave. Il coefficiente k_σ è dato dall'espressione:

$$k_\sigma = \frac{\tau_p}{\tau_p + 2g} \quad (2.11)$$

dove τ_p è il semipasso polare pari a:

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 0.055}{2 \cdot 2} = 0.0432 \text{ m} \quad (2.12)$$

Quindi:

$$k_\sigma = \frac{0.0432}{0.0432 + 2 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3}} = 0.977$$

Il coefficiente di Carter è dato dall'espressione:

$$kcart = \frac{ps}{ps + g - \frac{3}{4}wso} \quad (2.13)$$

dove ps è il passo di dentatura pari a:

$$ps = \frac{\pi D}{Q} = \frac{\pi \cdot 0.055}{12} = 0.0144 \text{ m} \quad (2.14)$$

Quindi:

$$kcart = \frac{14.4}{14.4 + 0.5 - 0.75 \cdot 2.36} = 1.1$$

$$\hat{B}g = \frac{0.68 \cdot 0.977}{1 + \frac{0.5 \cdot 1.1 \cdot 1.2 \cdot 0.977}{3}} = 0.65 \text{ T}$$

Il flusso della macchina (concatenato con 1 spira) è pari a:

$$\hat{\Phi} = \frac{\hat{B}gDLstk}{p} = \frac{0.62 \cdot 0.055 \cdot 0.015}{2} = 2.74 \cdot 10^{-4} \text{ Wb} \quad (2.15)$$

Inoltre considerando una caduta di tensione del 5% nell'avvolgimento di statore, dobbiamo avere una tensione indotta pari a:

$$E_{avv} = 0.95 \frac{Vn}{\sqrt{3}} = 0.95 \frac{230}{\sqrt{3}} = 126.5 \text{ V} \quad (2.16)$$

Quindi il numero di conduttori serie per fase necessari a raggiungere questa tensione sono pari a:

$$Ns = \frac{\sqrt{2} E_{avv}}{\pi kw \hat{\Phi} f} = \frac{\sqrt{2} \cdot 126.5}{\pi \cdot 0.5 \cdot 2.74 \cdot 10^{-4} \cdot 333.33} = 1248 \quad (2.17)$$

Numero di conduttori serie per fase da mettere in ogni cava:

$$ncs = \frac{m \ Ns}{Q} = \frac{3 \cdot 1248}{12} = 312 \quad (2.18)$$

Infine il flusso concatenato con una fase è pari a:

$$\hat{\Lambda} = \frac{kwNs\hat{\Phi}}{2} = \frac{0.5 \cdot 1248 \cdot 2.74 \cdot 10^{-4}}{2} = 0.08 \ V_s \quad (2.19)$$

2.3.3 Progetto a carico

In questo paragrafo si progetta il funzionamento a carico della macchina in maniera da calcolare il valore della corrente nominale circolante nell'avvolgimento. In seguito il valore di corrente trovato viene inserito nel programma di simulazione FEMM al fine di determinare il rendimento.

Preliminarmente esprimo la velocità a vuoto della macchina in rad/s e calcolo la coppia nominale T che la macchina sviluppa:

$$\Omega_m = \frac{2\pi n_0}{60} = \frac{2\pi 10000}{60} = 1047.2 \ rad/s \quad (2.20)$$

$$T = \frac{P_n}{\Omega_m} = \frac{200}{1047.2} = 0.19 \ Nm \quad (2.21)$$

Grazie al valore di coppia trovato determino il carico elettrico K_s della macchina:

$$\hat{K}_s = \frac{4 \ T}{\pi \ D^2 \ L_{stk} \ \hat{B}_g} = \frac{4 \cdot 0.19}{\pi \cdot 0.055^2 \cdot 0.015 \cdot 0.65} = 8065 \ A/m \quad (2.22)$$

Questo valore di carico elettrico viene utilizzato per determinare la corrente nominale I_n (in valore efficace) circolante negli avvolgimenti:

$$I_n = \frac{\pi \ D \ \hat{K}_s}{3 \ kw \ Ns} = \frac{\pi \cdot 0.055 \cdot 8065}{3 \cdot 0.5 \cdot 1248} = 0.74 \ A \quad (2.23)$$

La corrente da mettere in cava è pari a:

$$I_{slot} = ncs \ I_n = 312 \cdot 0.73 = 231 A \quad (2.24)$$

Inoltre sapendo che il valore del coefficiente di riempimento k_{fill} deve essere 0.2 (vedi paragrafo 1.4.3) si può determinare quale diametro adottare per i conduttori.

$$k_{fill} = 0.2$$

Sezione del conduttore:

$$Sc' = \frac{S_{slot} \ k_{fill}}{ncs} = \frac{160 \cdot 0.2}{312} = 0.103 \ mm^2 \quad (2.25)$$

Diametro del conduttore:

$$dc' = \sqrt{\frac{4 \ Sc'}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0.103}{\pi}} = 0.36 \ mm \quad (2.26)$$

Quindi il diametro commerciale dei conduttori da adottare è $dc = 0.4 \ mm$ (Sezione commerciale: $Sc = 0.126 \ mm^2$).

Infine determino la densità di corrente negli avvolgimenti:

$$J = \frac{I_{slot}}{k_{fill} \ S_{slot}} = \frac{231}{0.2 \cdot 160} = 7 \ A/mm^2 \quad (2.27)$$

2.4 Analisi con il programma FEMM

2.4.1 Premessa

Il programma agli elementi finiti FEMM permette di simulare il motore in esame per verificare i risultati ottenuti nei paragrafi precedenti e soprattutto determinare i valori di induzione massimi nei denti e nella corona necessari per il calcolo del rendimento. In particolare il programma discretizza la geometria del motore e va a calcolare il potenziale vettore magnetico A in ogni punto del dominio. Inoltre una maggiore attenzione va posta al traferro in quanto necessita di una mesh più fitta.

La geometria del motore con la relativa mesh è mostrata nella figura 2.2

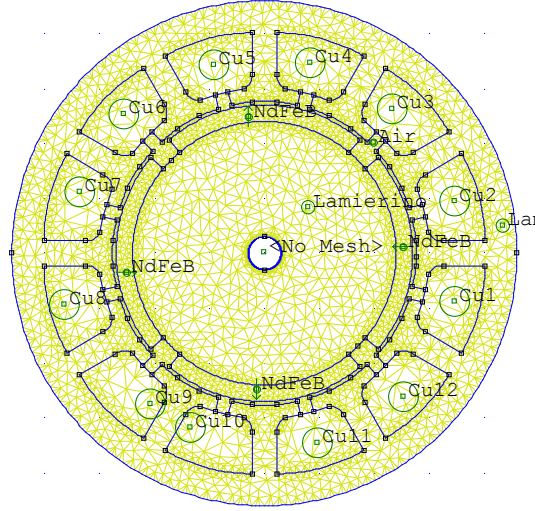


Figura 2.2: Geometria del motore

2.4.2 Simulazione a vuoto

In questa simulazione il motore viene fatto girare a vuoto e per ogni posizione del rotore si vanno a calcolare le grandezze di interesse mostrate nelle figure seguenti.

Si presuppone come posizione iniziale del rotore quella in cui si ha massimo flusso concatenato con la fase A ossia in corrispondenza dell'asse diretto.

Le prime grandezze determinate sono i flussi concatenati con le 3 fasi che vengono calcolati con le seguenti espressioni:

$$\hat{\Lambda}_A = ncs Lstk \sum ka(i) \frac{1}{Sslot} \int Az \cdot ds \quad (2.28)$$

$$\hat{\Lambda}_B = ncs Lstk \sum kb(i) \frac{1}{Sslot} \int Az \cdot ds \quad (2.29)$$

$$\hat{\Lambda}_C = ncs Lstk \sum kc(i) \frac{1}{Sslot} \int Az \cdot ds \quad (2.30)$$

dove Az è il potenziale vettore magnetico che presenta solo componente lungo z essendo l'induzione solenoidale e avente componenti lungo x e y .

Nella figura 2.3 viene mostrata la soluzione di campo prodotta dal FEMM con le relative linee di flusso.

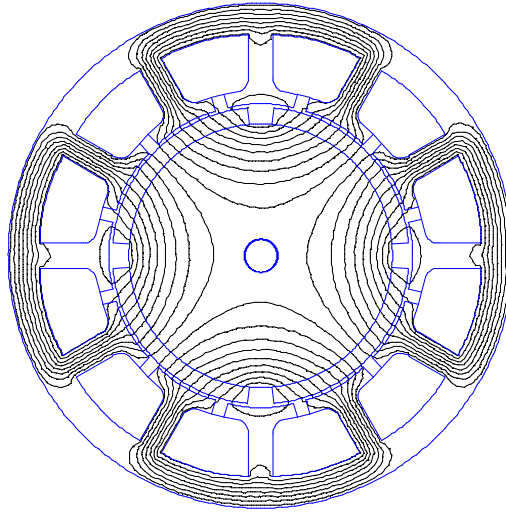


Figura 2.3: Linee di flusso

Nelle figure 2.4, 2.5, 2.6 e 2.7 vengono mostrati gli andamenti dei flussi concatenati con le 3 fasi al variare dell'angolo elettrico e le relative fondamentali.

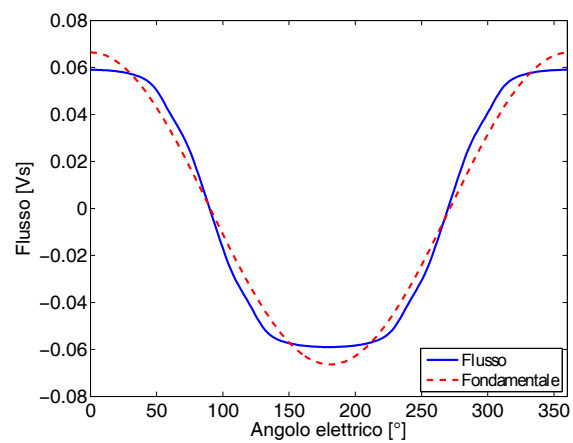


Figura 2.4: Flusso concatenato con la fase A

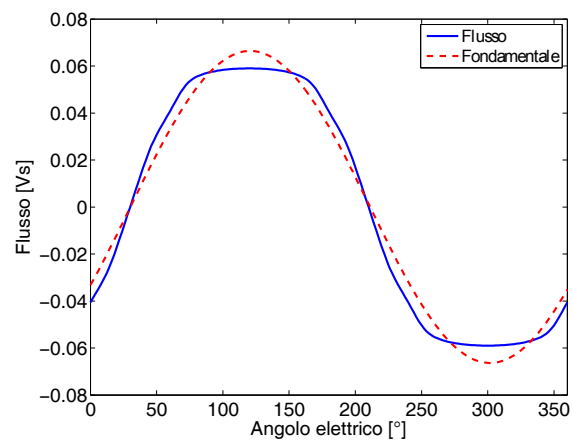


Figura 2.5: Flusso concatenato con la fase B

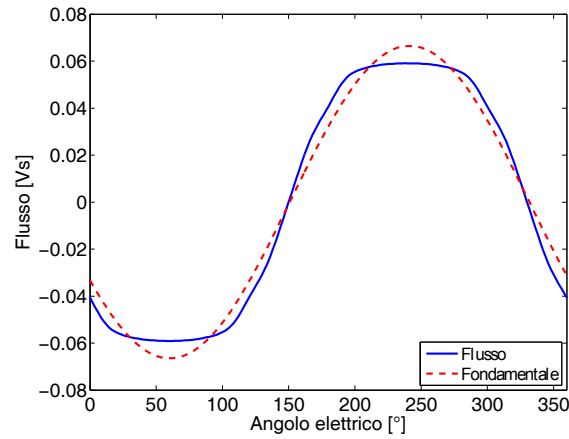


Figura 2.6: Flusso concatenato con la fase C

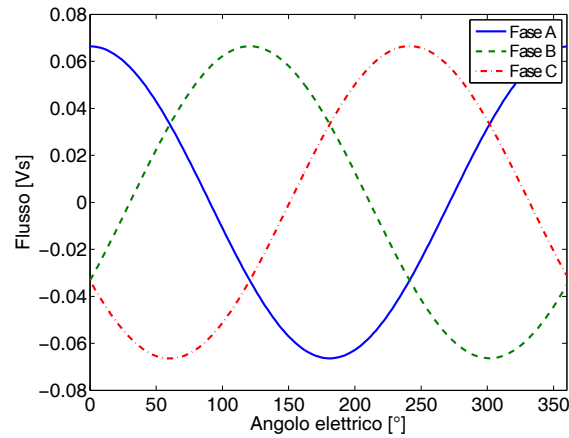


Figura 2.7: Flussi concatenati con le 3 fasi(fondamentali)

Inoltre nella figura 2.8 viene rappresentato lo spettro armonico del flusso concatenato con la fase A che risulta uguale anche per le altre fasi.

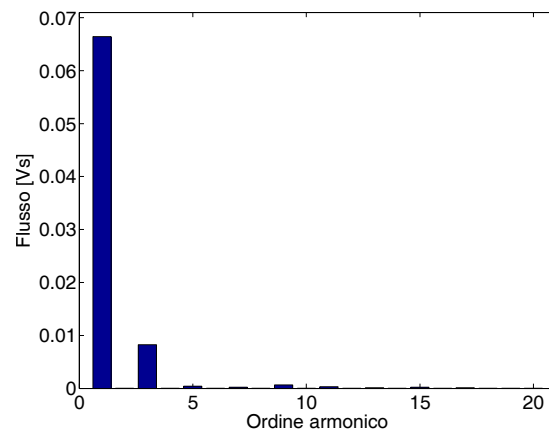


Figura 2.8: Spettro armonico del flusso concatenato con la fase A

Dalle figure precedenti vediamo come vi sia una certa distorsione nelle forme d'onda, dovuta principalmente alla presenza della terza armonica. Inoltre si nota come il valore massimo della

fondamentale dei flussi concatenati si avvicinano di molto al valore di 0.08 Vs stimati in fase di progetto.

In seguito si è andati a calcolare l'andamento delle tensioni indotte sulle 3 fasi con le seguenti espressioni:

$$\hat{E}_A = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_A}{d\theta} \quad (2.31)$$

$$\hat{E}_B = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_B}{d\theta} \quad (2.32)$$

$$\hat{E}_C = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_C}{d\theta} \quad (2.33)$$

Nelle figure 2.9, 2.10 e 2.11 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni di fase con le relative fondamentali e lo spettro della fase A (analogo per tutte le fasi).

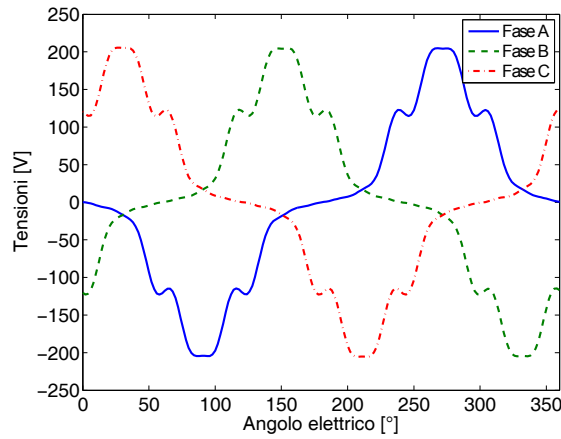


Figura 2.9: Tensioni di fase

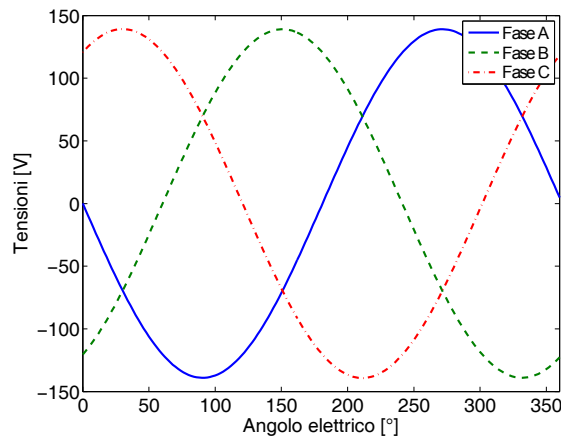


Figura 2.10: Tensioni di fase (fondamentali)

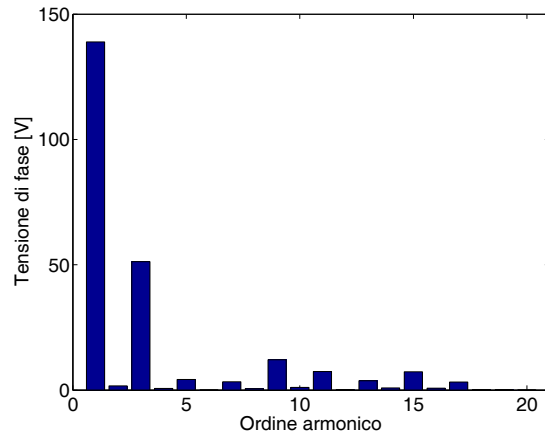


Figura 2.11: Spettro armonico della fase A

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una notevole distorsione armonica nelle forme d'onda dovuta alla presenza delle armoniche dispari soprattutto la terza.

Invece nelle figure 2.12, 2.13 e 2.14 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni concatenate con le relative fondamentali e lo spettro della tensione AB(analogo per tutte le tensioni).

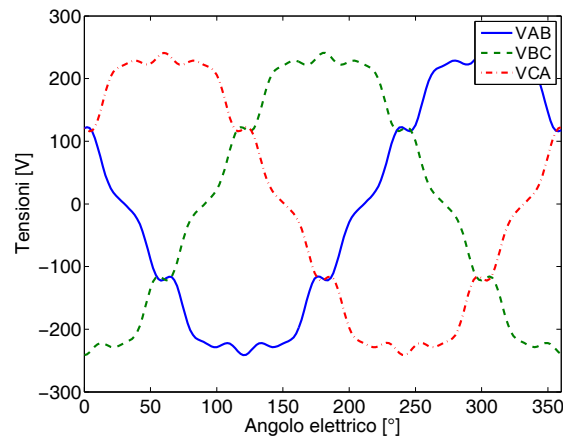


Figura 2.12: Tensioni concatenate

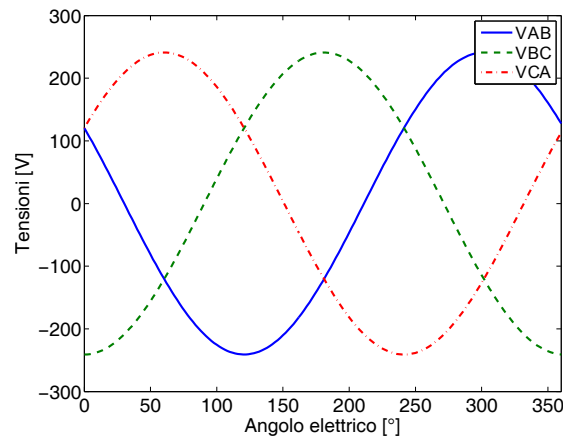


Figura 2.13: Tensioni concatenate (fondamentali)

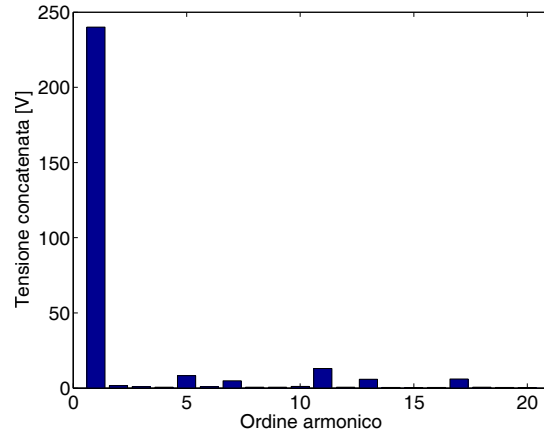


Figura 2.14: Spettro armonico della tensione AB

Dalle figure precedenti notiamo come è presente una certa distorsione armonica per la presenza delle armoniche di ordine 5, 7 e 11.

Altra grandezza di interesse è la coppia di impuntamento la quale è mostrata nella figura 2.15 al variare dell'angolo elettrico. Essa è stata calcolata attraverso il tensori degli sforzi di Maxwell.

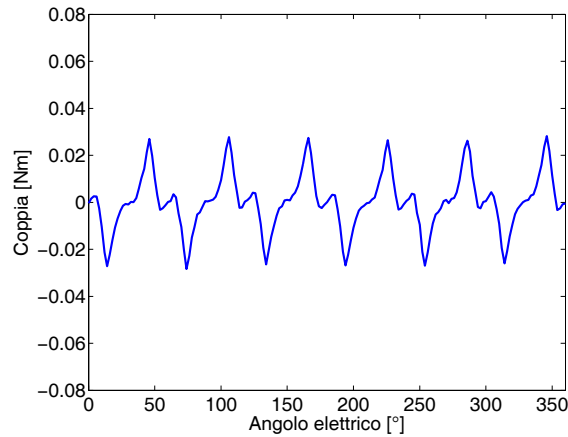


Figura 2.15: Coppia di impuntamento

Tale coppia a vuoto è sempre presente ed è dovuta all'attrazione magnetica tra i denti di statore e i magneti permanenti al variare della posizione angolare del rotore. In particolare il rotore tende ad allinearsi con il massimo numero di denti statorici in modo tale che sia minima la riluttanza delle linee di flusso e massima l'energia magnetica immagazzinata. Questa coppia aggiunge una componente di ripple alla coppia sviluppata a carico dalla macchina e può causare vibrazioni e rumore.

Infine nelle figure 2.16 e 2.17 sono mostrati rispettivamente l'andamento dell'induzione al trafero con la relativa fondamentale e il relativo spettro armonico.

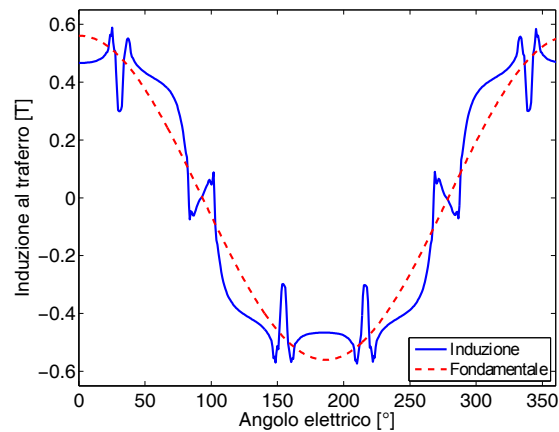


Figura 2.16: Induzione al traferro

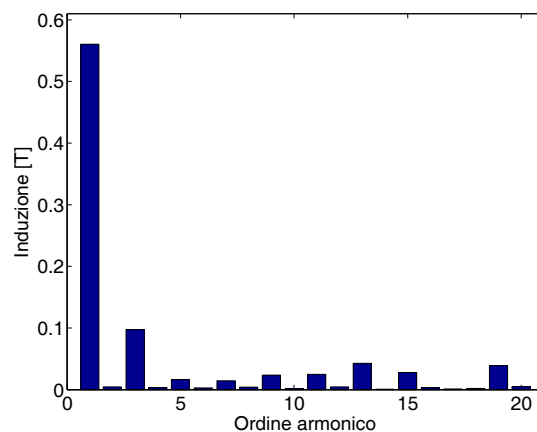


Figura 2.17: Spettro armonico dell'induzione al traferro

Dalle figure precedenti notiamo come il valore massimo del traferro (0.6 T) rispecchi il valore calcolato analiticamente e vi sia la presenza di una notevole distorsione armonica dovuta all'influenza delle aperture di cava al traferro.

2.4.3 Simulazione a carico

In questa simulazione il motore viene fatto girare a carico inviando nell'avvolgimento statorico la corrente nominale in maniera da avere il massimo rapporto coppia/corrente (corrente di asse q). Anche in questo caso la posizione iniziale del rotore è stata fissata in maniera da avere massimo flusso concatenato con la fase A e sono stati calcolati gli andamenti dei flussi concatenati, delle tensioni e della coppia in maniera analoga al paragrafo precedente.

Nelle figure 2.18, 2.19, 2.20 e 2.21 vengono mostrati gli andamenti dei flussi concatenati con le 3 fasi al variare dell'angolo elettrico e le relative fondamentali.

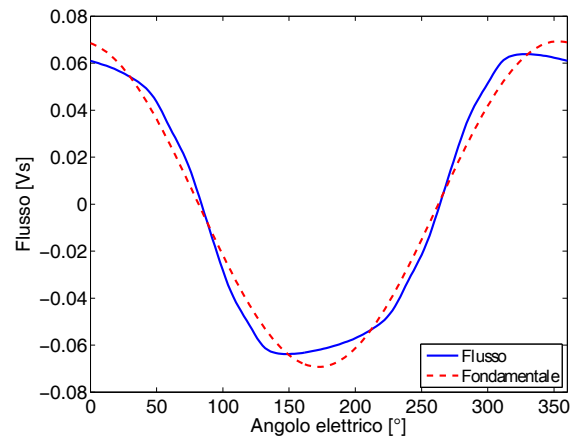


Figura 2.18: Flusso concatenato con la fase A

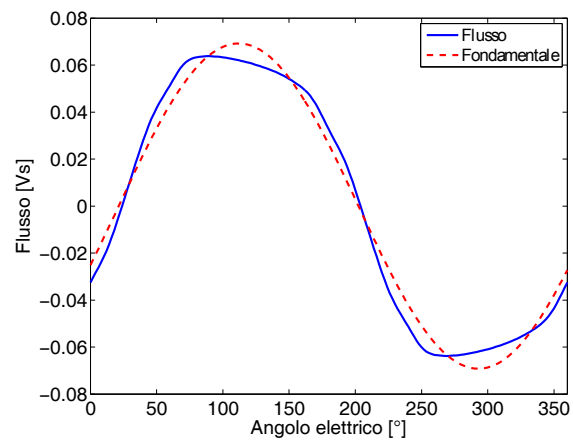


Figura 2.19: Flusso concatenato con la fase B

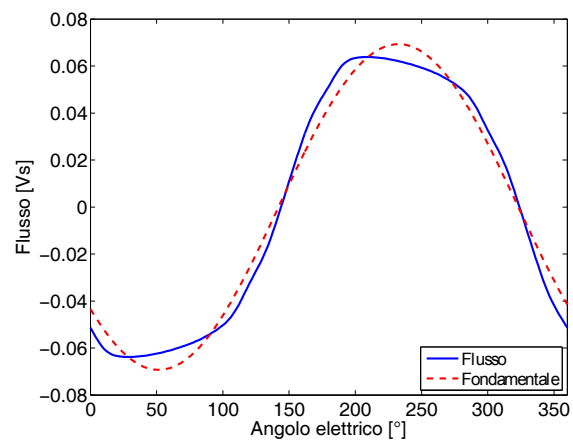


Figura 2.20: Flusso concatenato con la fase C

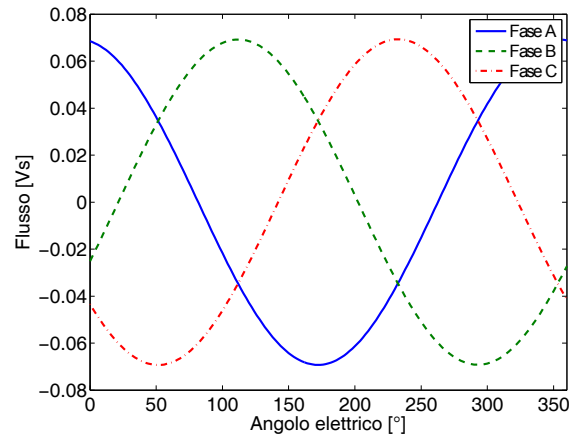


Figura 2.21: Flussi concatenati con le 3 fasi(fondamentali)

Inoltre nella figura 2.22 viene rappresentato lo spettro armonico del flusso concatenato con la fase A che risulta uguale anche per le altre fasi.

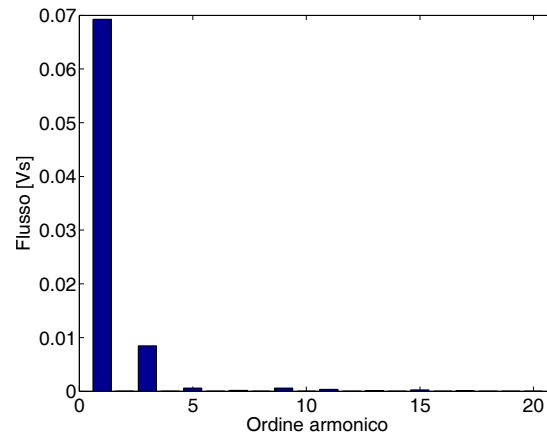


Figura 2.22: Spettro armonico del flusso concatenato con la fase A

Dalle figure precedenti vediamo come vi sia una certa distorsione armonica nelle forme d'onda, dovuta principalmente alla presenza della terza armonica. Inoltre si nota come il valore massimo della fondamentale dei flussi concatenati si avvicini di molto al valore di 0.08 Vs stimati in fase di progetto.

Nelle figure 2.23, 2.24 e 2.25 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni di fase con le relative fondamentali e lo spettro della fase A(analogo per tutte le fasi).

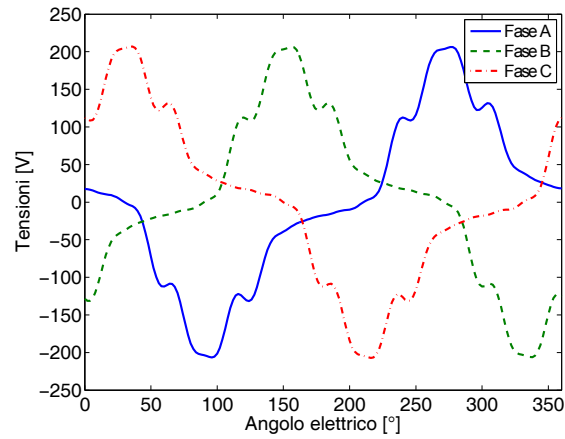


Figura 2.23: Tensioni di fase

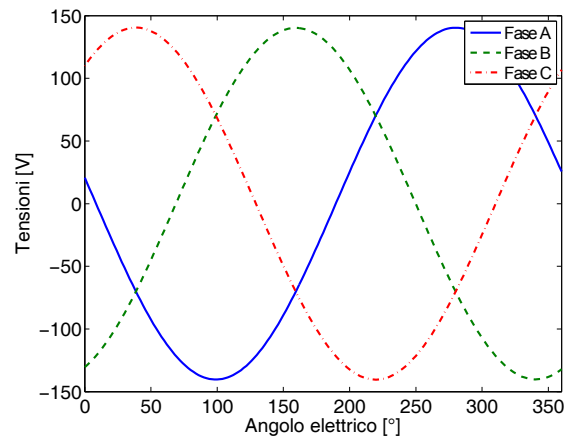


Figura 2.24: Tensioni di fase (fondamentali)

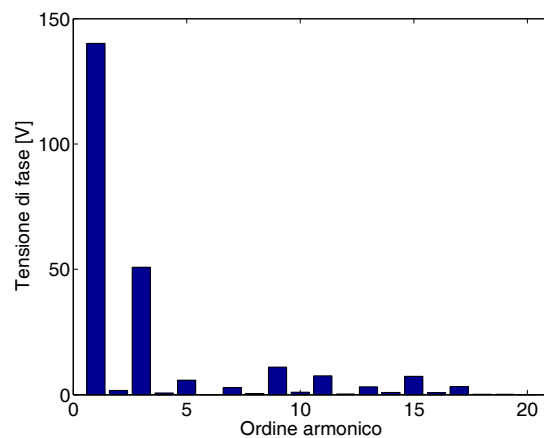


Figura 2.25: Spettro armonico della fase A

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una notevole distorsione armonica nelle forme d'onda dovuta alla presenza delle armoniche dispari soprattutto la terza.

Invece nelle figure 2.26, 2.27 e 2.28 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni concatenate con le relative fondamentali e lo spettro della tensione AB (analogo per tutte le tensioni).

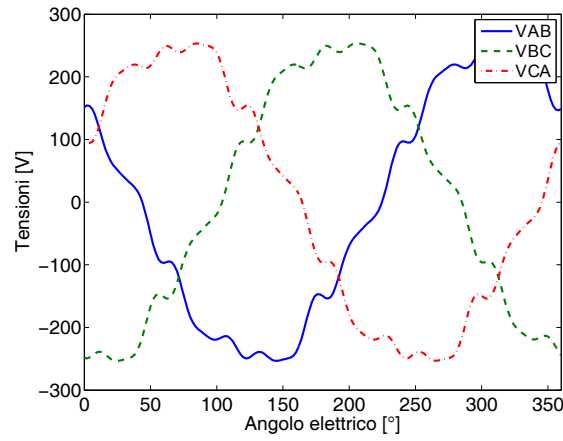


Figura 2.26: Tensioni concatenate

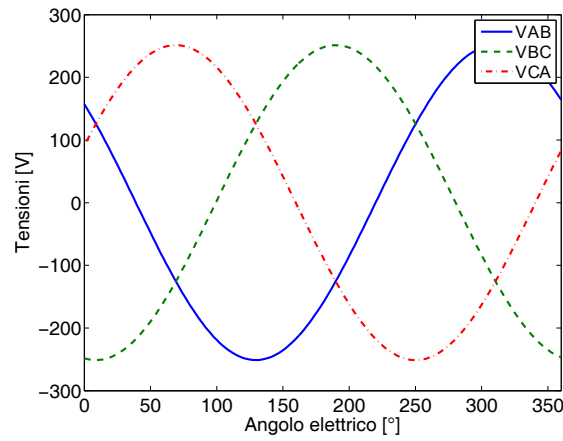


Figura 2.27: Tensioni concatenate (fondamentali)

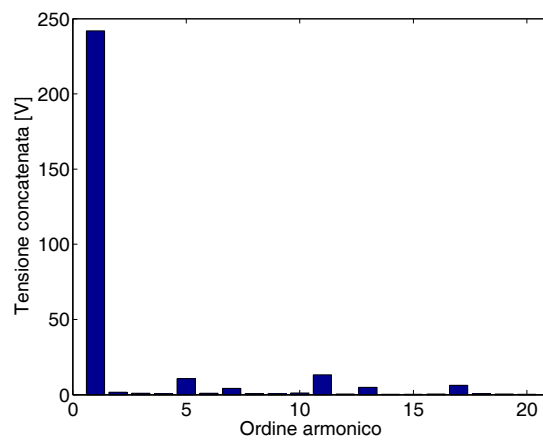


Figura 2.28: Spettro armonico della tensione AB

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una certa distorsione armonica nelle forme d'onda dovuta soprattutto alla quinta e undicesima armonica.

Nella figura 2.29 è mostrato l'andamento della coppia sviluppata dalla macchina calcolata in 2 modi:

1. Attraverso il tensore degli sforzi di Maxwell

2. Considerando il sistema di riferimento d-q con la seguente formula:

$$T = \frac{3}{2}p(\lambda_d I_q - \lambda_q I_d) \quad (2.34)$$

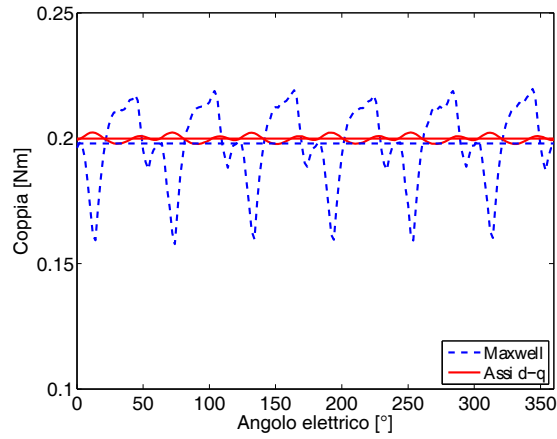


Figura 2.29: Coppia

Dalla figura precedente notiamo come la coppia a carico sia data dalla sovrapposizione del suo valore medio (pari a quello determinato analiticamente) con la coppia di impuntamento. Inoltre si vede che i valori medi delle coppie calcolate nei 2 modi coincidono.

Infine nelle figure 2.30 e 2.31 sono mostrati rispettivamente l'andamento dell'induzione al traferro con la relativa fondamentale e il relativo spettro armonico. In questo caso all'induzione prodotta dai magneti va a sommarsi quella prodotta dalla reazione d'indotto che causa in alcuni tratti un innalzamento dell'induzione a vuoto mentre in altri un'abbassamento.

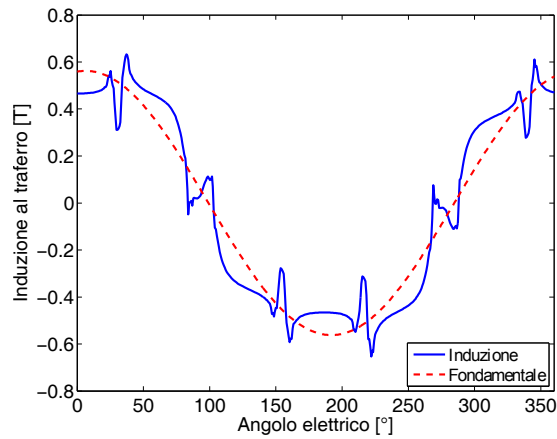


Figura 2.30: Induzione al traferro

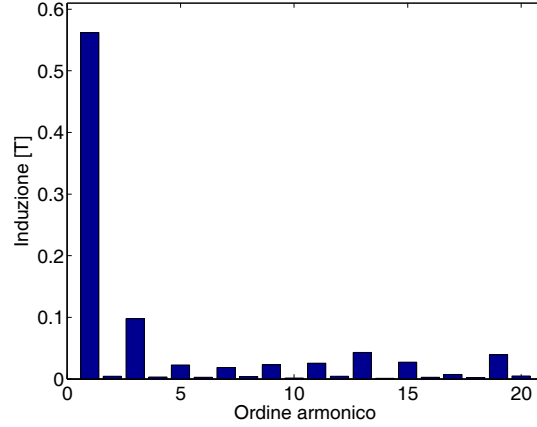


Figura 2.31: Spettro armonico dell'induzione al traferro

Dalle figure precedenti notiamo come via sia una notevole distorsione armonica dovuta all'effetto delle cave al traferro. In particolare sono presenti le armoniche di ordine dispari.

2.5 Perdite e rendimento

2.5.1 Perdite Joule di statore

Le perdite Joule di statore vengono calcolate attraverso la determinazione della lunghezza delle testate e quindi della resistenza statorica.

La lunghezza delle testate è:

$$l_{ew} = \pi \frac{ps}{2} = \pi \frac{0.0144}{2} = 0.0226 \text{ m} \quad (2.35)$$

La resistenza di fase statorica è:

$$R = \rho_{75} \frac{Ns (Lstk + l_{ew})}{Sc} = 0.022 \cdot 10^{-6} \frac{1248 (0.015 + 0.0226)}{0.0126 \cdot 10^{-6}} = 8 \Omega \quad (2.36)$$

Quindi le perdite Joule sono:

$$P_j = 3 R I_n^2 = 3 \cdot 8 \cdot 0.74^2 = 12 \text{ W} \quad (2.37)$$

2.5.2 Perdite nel ferro di statore

La perdite nel ferro di statore sono calcolate attraverso la determinazione delle perdite specifiche alla frequenza e all'induzione di lavoro partendo dalle perdite specifiche di targa del lamierino (2.7 W/Kg a 50 Hz e 1.5 T). Inoltre grazie al programma FEMM sono state calcolate le induzioni massime nei denti e nella corona:

Induzione massima nel dente = 1.5 T

Induzione massima nella corona = 1.43 T

Perdite nei denti

Le perdite specifiche del lamierino a 1.5 T e a 333.33 Hz sono:

$$\begin{aligned} p_{spec} &= 2.7 k_{hys} \left(\frac{fn}{50} \right) \left(\frac{B_t}{1.5} \right)^2 + 2.7 k_{cp} \left(\frac{fn}{50} \right)^2 \left(\frac{B_t}{1.5} \right)^2 = \\ &= 2.7 \cdot 0.85 \left(\frac{333.33}{50} \right) \left(\frac{1.5}{1.5} \right)^2 + 2.7 \cdot 0.15 \left(\frac{333.33}{50} \right)^2 \left(\frac{1.5}{1.5} \right)^2 = 33 \text{ W/kg} \end{aligned} \quad (2.38)$$

Peso dei denti:

$$\begin{aligned} G_t &= \gamma_{Fe} Q_{hs} wt L_{Fe} = \\ &= 7800 \cdot 12 \cdot 0.01262 \cdot 0.00457 \cdot 0.96 \cdot 0.015 = 0.078 \text{ kg} \end{aligned} \quad (2.39)$$

Infine le perdite nei denti sono:

$$P_t = k_{magg} p_{spec} G_t = 2 \cdot 33 \cdot 0.078 = 5 \text{ W} \quad (2.40)$$

Perdite nella corona

Le perdite specifiche del lamierino a 1.43 T e a 333.33 Hz sono:

$$\begin{aligned} p_{spec} &= 2.7 k_{hys} \left(\frac{fn}{50} \right) \left(\frac{B_{bi}}{1.5} \right)^2 + 2.7 k_{cp} \left(\frac{fn}{50} \right)^2 \left(\frac{B_{bi}}{1.5} \right)^2 = \\ &= 2.7 \cdot 0.85 \left(\frac{333.33}{50} \right) \left(\frac{1.43}{1.5} \right)^2 + 2.7 \cdot 0.15 \left(\frac{333.33}{50} \right)^2 \left(\frac{1.43}{1.5} \right)^2 = 30 \text{ W/kg} \end{aligned} \quad (2.41)$$

Peso della corona:

$$\begin{aligned} G_{bi} &= \gamma_{Fe} \pi (De - hbi) L_{Fe} = \\ &= 7800 \pi (0.092 - 5.835 \cdot 10^{-3}) \cdot 5.835 \cdot 10^{-3} \cdot 0.96 \cdot 0.015 = 0.18 \text{ kg} \end{aligned} \quad (2.42)$$

Infine le perdite nella corona sono:

$$P_{bi} = k_{magg} p_{spec} G_{bi} = 1.5 \cdot 30 \cdot 0.18 = 8 \text{ W} \quad (2.43)$$

2.5.3 Perdite meccaniche

Per calcolare le perdite meccaniche si utilizza una formula empirica:

$$P_{me} = 0.8 P_n \sqrt{\Omega 0} 10^{-3} = 0.8 \cdot 200 \cdot \sqrt{10000} \cdot 10^{-3} = 16 \text{ W} \quad (2.44)$$

2.5.4 Perdite totali e rendimento

$$P'_{tot} = P_j + P_{Fe} + P_{me} = 12 + 5 + 8 + 16 = 41 \text{ W} \quad (2.45)$$

Queste perdite bisogna aumentarle del 10% per tenere conto delle perdite addizionali. Allora le perdite totali della macchina sono:

$$P_{tot} = 1.1 P'_{tot} = 1.1 \cdot 41 = 45 \text{ W} \quad (2.46)$$

Potenza elettrica assorbita dalla macchina:

$$P_e = P_n + P_{tot} = 200 + 45 = 245 \text{ W} \quad (2.47)$$

Infine il rendimento è:

$$\eta = \frac{P_n}{P_e} \% = \frac{200}{242.5} \% = 81.5 \% \quad (2.48)$$

Capitolo 3

Progetto SPM 12/4 distribuito

3.1 Premessa

In questo capitolo viene progettato un motore a magneti permanenti superficiali trifase a 12 cave/4 poli con avvolgimento distribuito a passo intero.

Il progetto avviene inizialmente tramite modelli analitici che in seguito vengono verificati tramite il programma FEMM.

3.2 Dati e specifiche

3.2.1 Specifiche

Le specifiche del motore da rispettare sono state fornite dall'azienda e sono elencate nella tabella 3.1.

Grandezza	Unità di misura	Valore	Simbolo
Tensione nominale	V	230	V _n
Numero fasi		3	m
Frequenza	Hz	333.33	f _n
Potenza nominale	W	200	P _n
Velocità sincrona	rpm	10000	Ω ₀

Tabella 3.1: Specifiche motore

Altre specifiche:

Servizio: continuo (S1)

Classe d'isolamento: F

Dimensione: compatta

Temperatura d'esercizio: -15/65°C

Lamiera magnetica M270-35A con spessore 0.35 mm

3.2.2 Dati geometrici statore e rotore

I dati geometrici di statore e rotore sono indicati nella tabella 3.2.

Grandezza	Unità di misura	Valore	Simbolo
Diametro esterno statore	mm	92	De
Diametro interno statore	mm	55	D
Numero cave		12	Q
Sezione cava	mm ²	160	Sslot
Altezza cava	mm	12.62	hs
Apertura cava	mm	2.36	wso
Altezza corona	mm	5.835	hbi
Larghezza dente	mm	4.57	wt
Traferro	mm	0.5	g
Diametro rotore al traferro	mm	54	
Diametro rotore	mm	48	Dr
Diametro albero	mm	6	Dshaft
Lunghezza pacco motore	mm	15	Lstk

Tabella 3.2: Dati geometrici

3.2.3 Dati magneti permanente

Il magnete permanente adottato è un magnete in Neodimio-Ferro-Boro (NdFeB) e i relativi dati sono esposti in AppendiceA.

3.2.4 Dati lamierino

Il lamierino ferromagnetico utilizzato sia per lo statore che per il rotore è il lamierino M270-35A di spessore 0.35 mm. Le sue caratteristiche sono esposte in AppendiceB.

3.3 Progetto

3.3.1 Avvolgimento

L'avvolgimento adottato per questo motore è un avvolgimento di tipo distribuito a passo intero. Il progetto dell'avvolgimento avviene attraverso la determinazione della stella di cava che permette di definire la relativa matrice di cava. Questa matrice individua la disposizione dell'avvolgimento nelle cave statoriche e deve essere utilizzata nell'analisi con FEMM.

Stella di cava

Abbiamo un avvolgimento 12 cave/4 poli.

Il massimo comune divisore tra Q e p è:

$$t = M.C.D.\{Q, p\} = M.C.D.\{12, 2\} = 2 \quad (3.1)$$

L'angolo meccanico è:

$$\alpha_s = \frac{360}{Q} = \frac{360}{12} = 30^\circ \quad (3.2)$$

L'angolo elettrico è:

$$\alpha_s^e = p \alpha_s = 2 \cdot 30 = 60^\circ \quad (3.3)$$

Periodicità stella di cava:

$$\frac{Q}{t} = \frac{12}{2} = 6 \quad (3.4)$$

Abbiamo quindi una stella di cava composta da 6 raggi ciascuno di 2 vettori ed è mostrata nella figura 3.1.

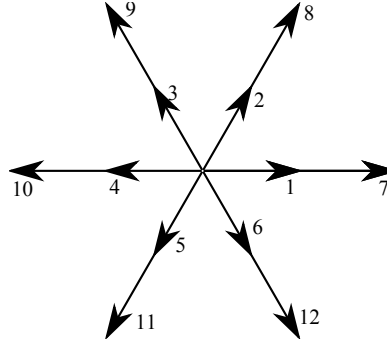


Figura 3.1: Stella di cava

La lunghezza delle matasse è :

$$Yq = \frac{Q}{2p} = \frac{12}{4} = 3 \quad (3.5)$$

Calcolo coefficiente d'avvolgimento

Il coefficiente d'avvolgimento è dato dal prodotto tra il coefficiente di distribuzione e tra quello di raccorciamento.

Numero di cave per polo e per fase:

$$q = \frac{Q}{2pm} = \frac{12}{4 \cdot 3} = 1 \quad (3.6)$$

Sapendo che l'angolo elettrico è 60° il coefficiente di distribuzione è:

$$kd = \frac{\sin(q \frac{\alpha_e}{2})}{q \sin(\frac{\alpha_e}{2})} = \frac{\sin(30)}{\sin(30)} = 1 \quad (3.7)$$

Nel nostro caso l'avvolgimento è a passo intero per cui non abbiamo il coefficiente di raccorciamento.

In definitiva il coefficiente d'avvolgimento coincide con quello di distribuzione e la matrice di cava da inserire dal programma FEMM è:

```
ka= 0, 1, 0, 0, -1, 0, 0, 1, 0, 0, -1, 0;
kb= -1, 0, 0, 1, 0, 0, -1, 0, 0, 1, 0, 0;
kc= 0, 0, -1, 0, 0, 1, 0, 0, -1, 0, 0, 1;
```

3.3.2 Progetto a vuoto

In questo paragrafo la macchina viene progettata nel caso di funzionamento a vuoto ossia considerando solo il contributo dei magneti permanenti al flusso al traferro e ipotizzando corrente nulla nell'avvolgimento statorico.

L'obiettivo di questo progetto è quello di determinare il numero di conduttori necessari ad avere in uscita la tensione nominale desiderata.

Inizialmente si calcola il valore dell'induzione al traferro prodotta dai magneti permanenti al fine di determinare il flusso della macchina.

L'induzione al traferro è data dall'espressione:

$$\hat{B}g = \frac{B_{rem} k_\sigma}{1 + \frac{g \cdot k_{cart} \cdot \mu_r \cdot k_\sigma}{tm}} \quad (3.8)$$

dove k_σ e k_{cart} sono due coefficienti che tengono conto dello spanciamiento del flusso al traferro e dell'effetto delle cave. Il coefficiente k_σ è dato dall'espressione:

$$k_\sigma = \frac{\tau_p}{\tau_p + 2g} \quad (3.9)$$

dove τ_p è il semipasso polare pari a:

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 0.055}{2 \cdot 2} = 0.0432 \text{ m} \quad (3.10)$$

Quindi:

$$k_\sigma = \frac{0.0432}{0.0432 + 2 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3}} = 0.977$$

Il coefficiente di Carter è dato dall'espressione:

$$k_{cart} = \frac{ps}{ps + g - \frac{3}{4}wso} \quad (3.11)$$

dove ps è il passo di dentatura pari a:

$$ps = \frac{\pi D}{Q} = \frac{\pi \cdot 0.055}{12} = 0.0144 \text{ m} \quad (3.12)$$

Quindi:

$$k_{cart} = \frac{14.4}{14.4 + 0.5 - 0.75 \cdot 2.36} = 1.1$$

$$\hat{B}g = \frac{0.68 \cdot 0.977}{1 + \frac{0.5 \cdot 1.1 \cdot 1.2 \cdot 0.977}{3}} = 0.65 \text{ T}$$

Il flusso della macchina (concatenato con 1 spira) è pari a:

$$\hat{\Phi} = \frac{\hat{B}gDLstk}{p} = \frac{0.62 \cdot 0.055 \cdot 0.015}{2} = 2.74 \cdot 10^{-4} \text{ Wb} \quad (3.13)$$

Inoltre considerando una caduta di tensione del 5% nell'avvolgimento di statore, dobbiamo avere una tensione indotta pari a:

$$E_{avv} = 0.95 \frac{Vn}{\sqrt{3}} = 0.95 \frac{230}{\sqrt{3}} = 126.5 \text{ V} \quad (3.14)$$

Quindi il numero di conduttori serie necessari a raggiungere questa tensione sono pari a:

$$Ns = \frac{\sqrt{2} E_{avv}}{\pi kw \hat{\Phi} f} = \frac{\sqrt{2} \cdot 126.5}{\pi \cdot 1 \cdot 2.74 \cdot 10^{-4} \cdot 333.33} = 596 \quad (3.15)$$

Numero di conduttori serie per fase da mettere in ogni cava:

$$ncs = \frac{m Ns}{Q} = \frac{3 \cdot 596}{12} = 149 \quad (3.16)$$

Infine il flusso concatenato con una fase è pari a:

$$\hat{\Lambda} = \frac{kwNs\hat{\Phi}}{2} = \frac{1 \cdot 596 \cdot 2.74 \cdot 10^{-4}}{2} = 0.08 \text{ Vs} \quad (3.17)$$

3.3.3 Progetto a carico

In questo paragrafo si progetta il funzionamento a carico della macchina in maniera da calcolare il valore della corrente nominale circolante nell'avvolgimento. In seguito il valore di corrente trovato viene inserito nel programma di simulazione FEMM al fine di determinare il rendimento.

Preliminarmente esprimo la velocità a vuoto della macchina in rad/s e calcolo la coppia nominale T che la macchina sviluppa:

$$\Omega_m = \frac{2\pi n_0}{60} = \frac{2\pi 10000}{60} = 1047.2 \text{ rad/s} \quad (3.18)$$

$$T = \frac{P_n}{\Omega_m} = \frac{200}{1047.2} = 0.19 \text{ Nm} \quad (3.19)$$

Grazie al valore di coppia trovato determino il carico elettrico K_s della macchina:

$$\hat{K}_s = \frac{4 T}{\pi D^2 L_{stk} \hat{B}_g} = \frac{4 \cdot 0.19}{\pi \cdot 0.055^2 \cdot 0.015 \cdot 0.65} = 8065 \text{ A/m} \quad (3.20)$$

Questo valore di carico elettrico viene utilizzato per determinare la corrente nominale I_n (in valore efficace) circolante negli avvolgimenti:

$$I_n = \frac{\pi D \hat{K}_s}{3 k_w N_s} = \frac{\pi \cdot 0.055 \cdot 8065}{3 \cdot 1 \cdot 596} = 0.74 \text{ A} \quad (3.21)$$

La corrente da mettere in cava è pari a:

$$I_{slot} = n_{cs} I_n = 149 \cdot 0.74 = 105 \text{ A} \quad (3.22)$$

Per questo progetto imposto il k_{fill} pari a 0.2 e quindi è possibile determinare quale diametro adottare per i conduttori.

$$k_{fill} = 0.2$$

Sezione del conduttore:

$$S_{c'} = \frac{S_{slot} k_{fill}}{n_{cs}} = \frac{160 \cdot 0.2}{149} = 0.215 \text{ mm}^2 \quad (3.23)$$

Diametro del conduttore:

$$dc' = \sqrt{\frac{4 S_{c'}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0.215}{\pi}} = 0.53 \text{ mm} \quad (3.24)$$

Quindi il diametro commerciale dei conduttori da adottare è $dc = 0.56 \text{ mm}$ (Sezione commerciale: $S_c = 0.246 \text{ mm}^2$).

Infine determino la densità di corrente negli avvolgimenti:

$$J = \frac{I_{slot}}{k_{fill} S_{slot}} = \frac{105}{0.2 \cdot 160} = 3.3 \text{ A/mm}^2 \quad (3.25)$$

3.4 Analisi con il programma FEMM

3.4.1 Premessa

Il programma agli elementi finiti FEMM permette di simulare il motore in esame per verificare i risultati ottenuti nei paragrafi precedenti e soprattutto determinare i valori di induzione massimi nei denti e nella corona necessari per il calcolo del rendimento. In particolare il programma discretizza la geometria del motore e va a calcolare il potenziale vettore magnetico A in ogni punto del dominio. Inoltre una maggiore attenzione va posta al traferro in quanto necessita di una mesh più fitta.

La geometria del motore con la relativa mesh è mostrata nella figura 3.2

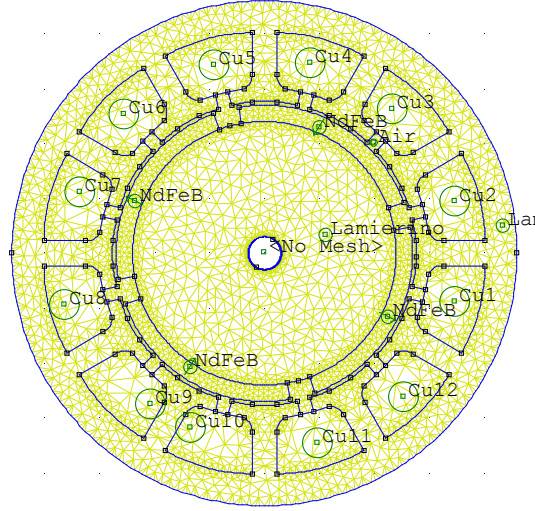


Figura 3.2: Geometria del motore

3.4.2 Simulazione a vuoto

In questa simulazione il motore viene fatto girare a vuoto e per ogni posizione del rotore si vanno a calcolare le grandezze di interesse mostrate nelle figure seguenti.

Si presuppone come posizione iniziale del rotore quella in cui si ha massimo flusso concatenato con la fase A ossia in corrispondenza dell'asse diretto.

Le prime grandezze determinate sono i flussi concatenati con le 3 fasi che vengono calcolati con le seguenti espressioni:

$$\hat{\Lambda}_A = ncs Lstk \sum ka(i) \frac{1}{S_{slot}} \int Az \cdot ds \quad (3.26)$$

$$\hat{\Lambda}_B = ncs Lstk \sum kb(i) \frac{1}{S_{slot}} \int Az \cdot ds \quad (3.27)$$

$$\hat{\Lambda}_C = ncs Lstk \sum kc(i) \frac{1}{S_{slot}} \int Az \cdot ds \quad (3.28)$$

dove Az è il potenziale vettore magnetico che presenta solo componente lungo z essendo l'induzione solenoidale e avente componenti lungo x e y .

Nella figura 3.3 viene mostrata la soluzione di campo prodotta dal FEMM con le relative linee di flusso.

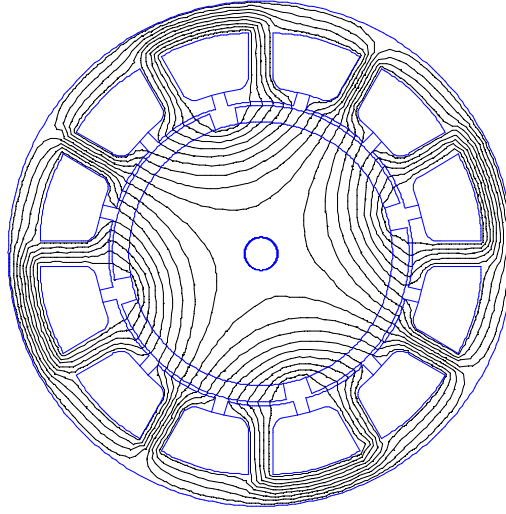


Figura 3.3: Linee di flusso

Nelle figure 3.4, 3.5, 3.6 e 3.7 vengono mostrati gli andamenti dei flussi concatenati con le 3 fasi al variare dell'angolo elettrico e le relative fondamentali.

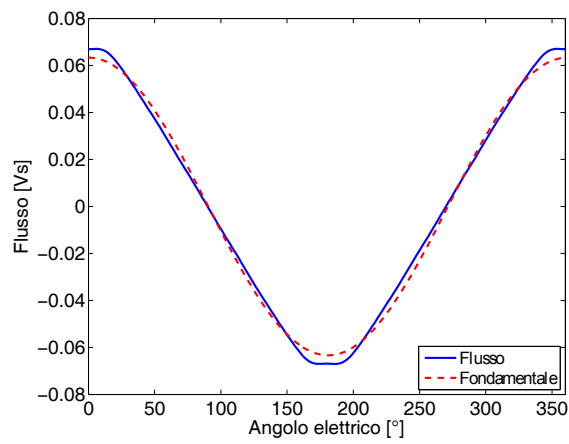


Figura 3.4: Flusso concatenato con la fase A

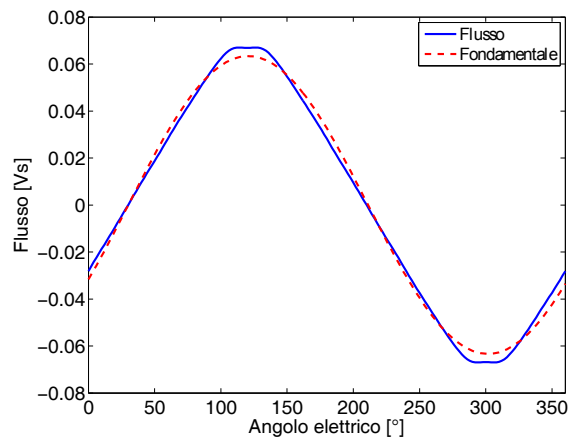


Figura 3.5: Flusso concatenato con la fase B

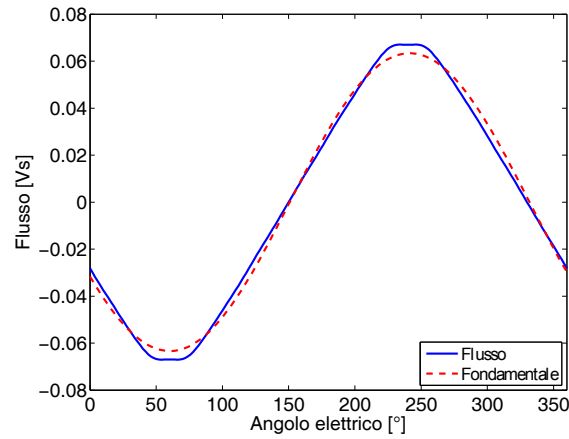


Figura 3.6: Flusso concatenato con la fase C

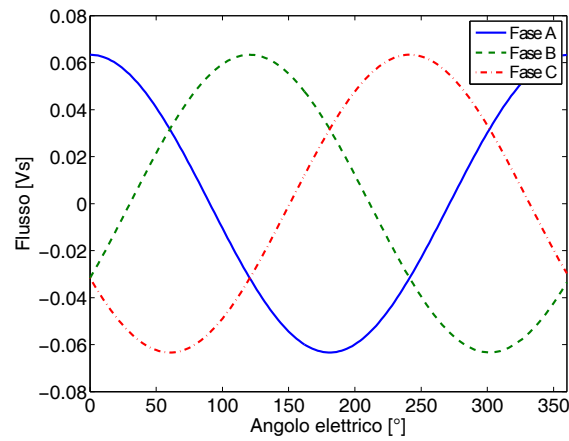


Figura 3.7: Flussi concatenati con le 3 fasi(fondamentali)

Inoltre nella figura 3.8 viene rappresentato lo spettro armonico del flusso concatenato con la fase A che risulta uguale anche per le altre fasi.

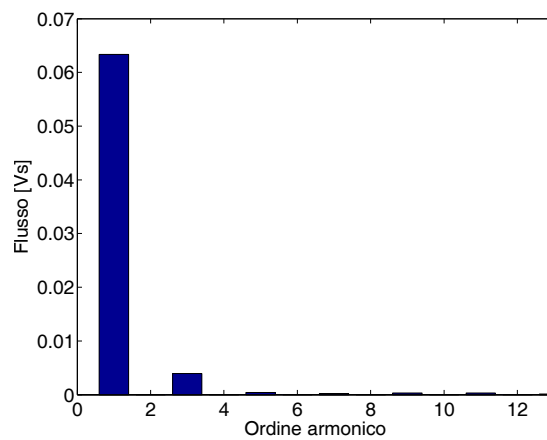


Figura 3.8: Spettro armonico del flusso concatenato con la fase A

Dalle figure precedenti vediamo come vi sia una piccola distorsione armonica nelle forme d'onda, dovuta principalmente alla presenza della terza armonica. Inoltre si nota come il valore

massimo della fondamentale dei flussi concatenati si avvicinano di molto al valore di 0.08 Vs stimati in fase di progetto.

In seguito si è andati a calcolare l'andamento delle tensioni indotte sulle 3 fasi con le seguenti espressioni:

$$\hat{E}_A = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_A}{d\theta} \quad (3.29)$$

$$\hat{E}_B = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_B}{d\theta} \quad (3.30)$$

$$\hat{E}_C = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_C}{d\theta} \quad (3.31)$$

Nelle figure 3.9, 3.10 e 3.11 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni di fase con le relative fondamentali e lo spettro della fase A (analogo per tutte le fasi).

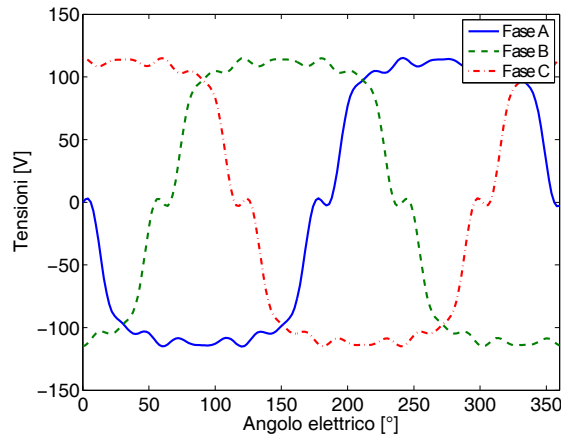


Figura 3.9: Tensioni di fase

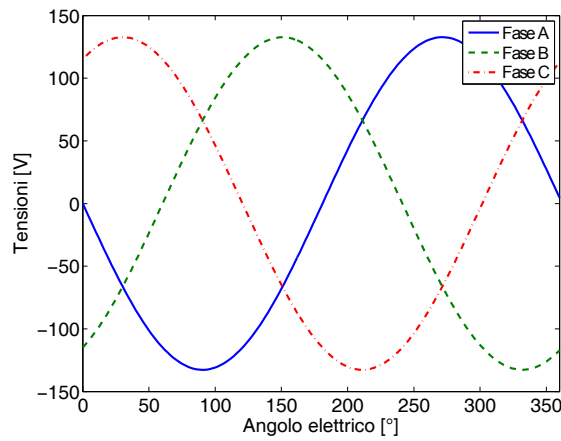


Figura 3.10: Tensioni di fase (fondamentali)

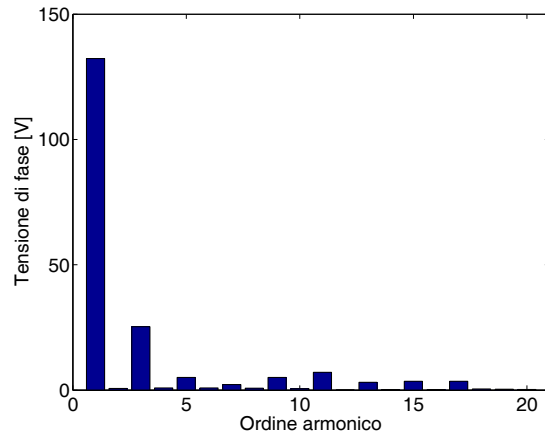


Figura 3.11: Spettro armonico della fase A

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una notevole distorsione armonica nelle forme d'onda dovuta alla presenza delle armoniche dispari soprattutto la terza.

Invece nelle figure 3.12, 3.13 e 3.14 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni concatenate con le relative fondamentali e lo spettro della tensione AB(analogo per tutte le tensioni).

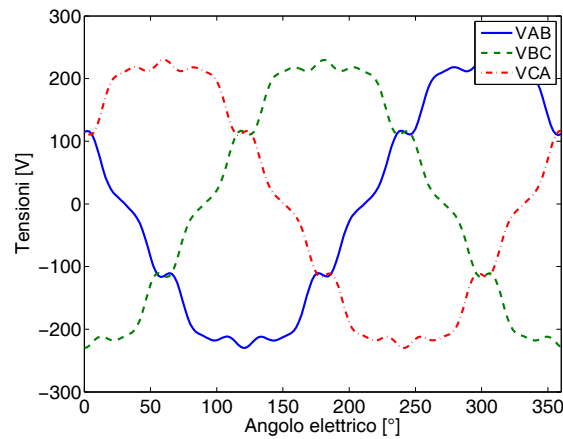


Figura 3.12: Tensioni concatenate

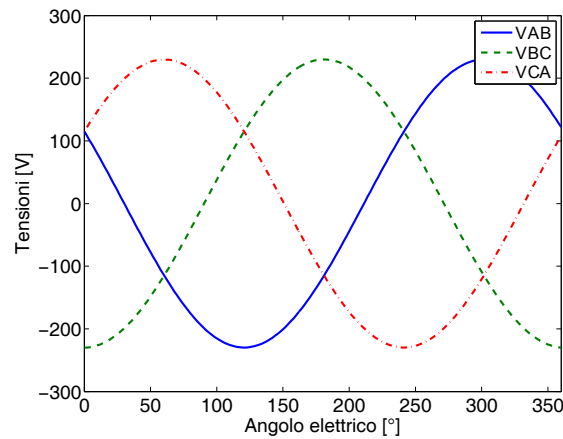


Figura 3.13: Tensioni concatenate (fondamentali)

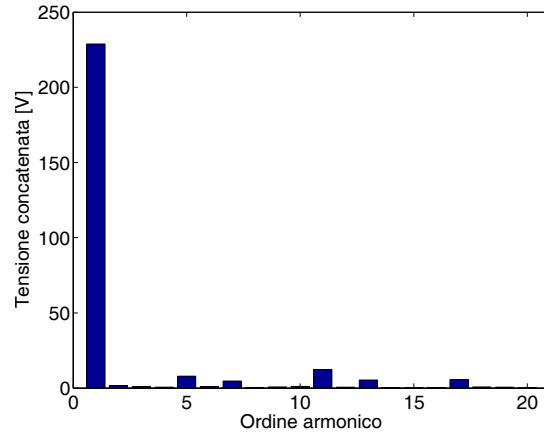


Figura 3.14: Spettro armonico della tensione AB

Dalle figure precedenti notiamo come sia presente una modesta distorsione armonica dovuta alle armoniche di ordine 5, 7 e 11.

Altra grandezza di interesse è la coppia di impuntamento la quale è mostrata nella figura 3.15 al variare dell'angolo elettrico. Essa è stata calcolata attraverso il tensore degli sforzi di Maxwell.

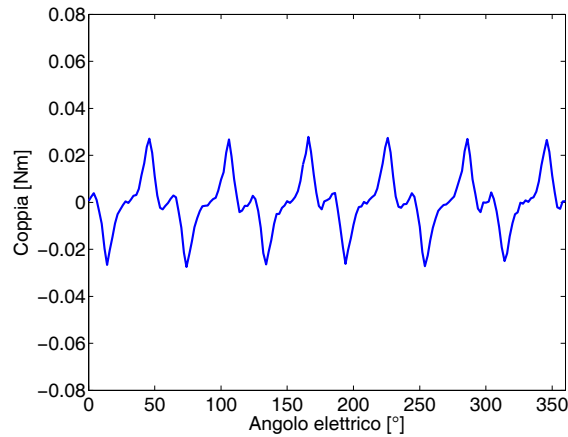


Figura 3.15: Coppia di impuntamento

Tale coppia a vuoto è sempre presente ed è dovuta all'attrazione magnetica tra i denti di statore e i magneti permanenti al variare della posizione angolare del rotore. In particolare il rotore tende ad allinearsi con il massimo numero di denti statorici in modo tale che sia minima la riluttanza delle linee di flusso e massima l'energia magnetica immagazzinata. Questa coppia aggiunge una componente di ripple alla coppia sviluppata a carico dalla macchina e può causare vibrazioni e rumore.

Infine nelle figure 3.16 e 3.17 sono mostrati rispettivamente l'andamento dell'induzione al traferro con la relativa fondamentale e il relativo spettro armonico.

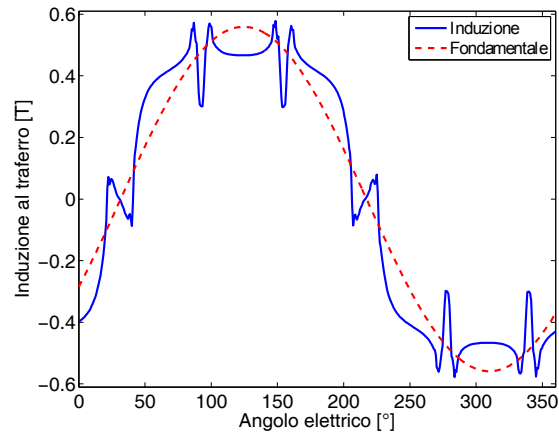


Figura 3.16: Induzione al traferro

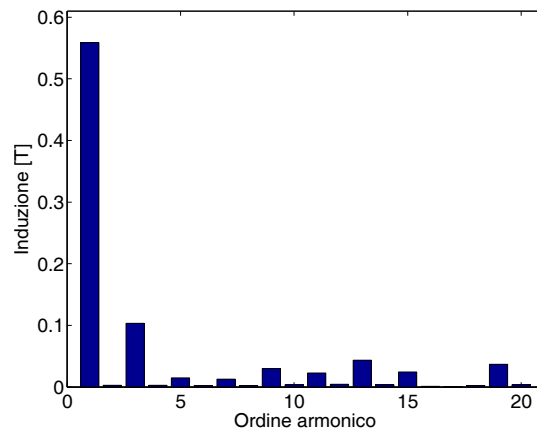


Figura 3.17: Spettro armonico dell'induzione al traferro

Dalle figure precedenti notiamo come il valore massimo del traferro (0.6 T) rispecchi il valore calcolato in fase di progetto e vi sia la presenza di una notevole distorsione armonica dovuta all'influenza delle aperture di cava al traferro.

3.4.3 Simulazione a carico

In questa simulazione il motore viene fatto girare a carico inviando nell'avvolgimento statorico la corrente nominale in maniera da avere il massimo rapporto coppia/corrente (corrente di asse q). Anche in questo caso la posizione iniziale del rotore è stata fissata in maniera da avere massimo flusso concatenato con la fase A e sono stati calcolati gli andamenti dei flussi concatenati, delle tensioni e della coppia in maniera analoga al paragrafo precedente.

Nelle figure 3.18, 3.19, 3.20 e 3.21 vengono mostrati gli andamenti dei flussi concatenati con le 3 fasi al variare dell'angolo elettrico e le relative fondamentali.

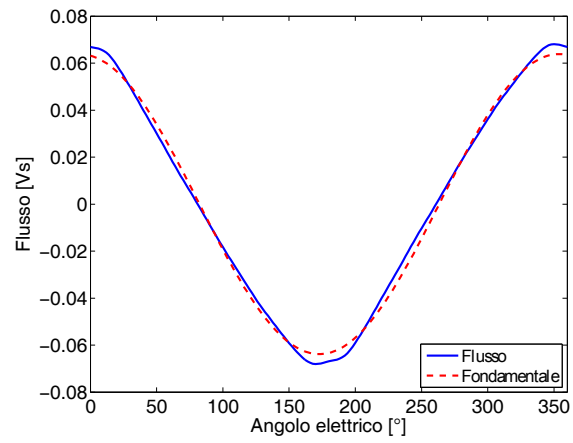


Figura 3.18: Flusso concatenato con la fase A

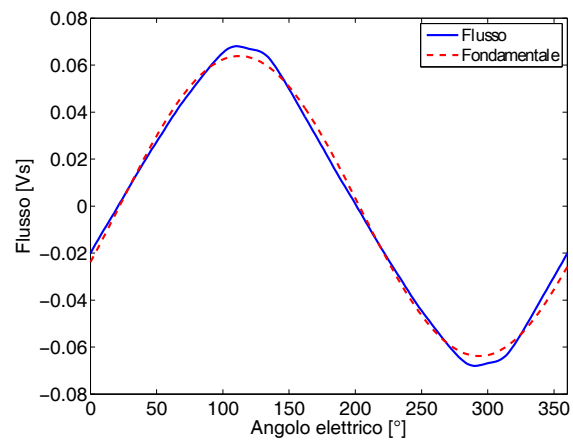


Figura 3.19: Flusso concatenato con la fase B

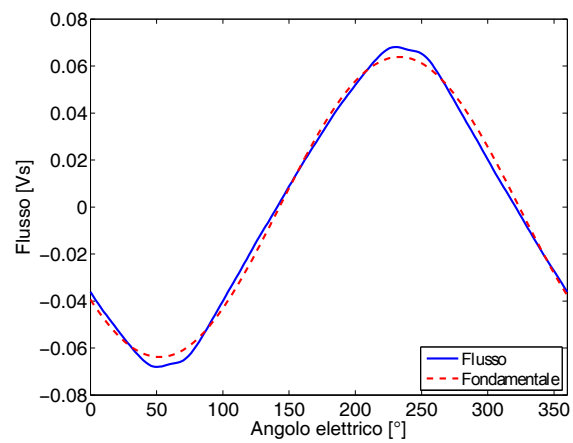


Figura 3.20: Flusso concatenato con la fase C

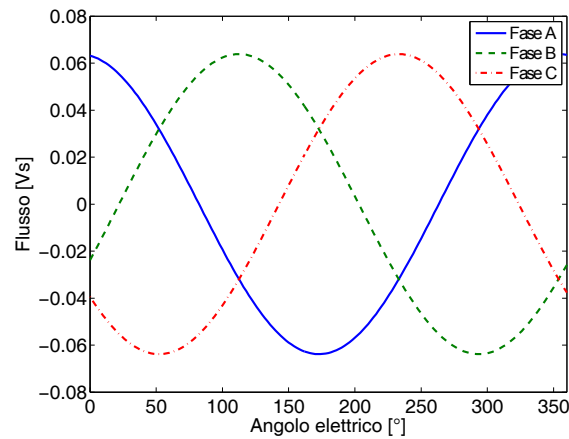


Figura 3.21: Flussi concatenati con le 3 fasi(fondamentali)

Inoltre nella figura 3.22 viene rappresentato lo spettro armonico del flusso concatenato con la fase A che risulta uguale anche per le altre fasi.

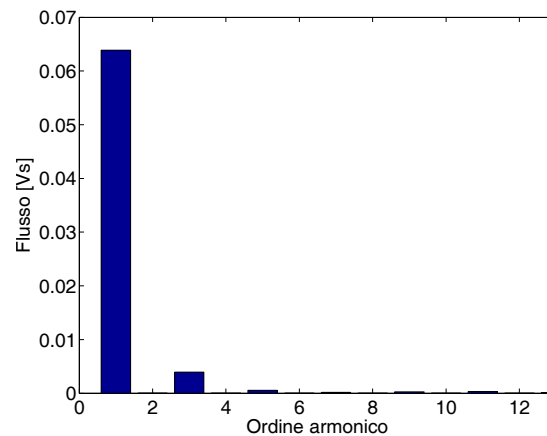


Figura 3.22: Spettro armonico del flusso concatenato con la fase A

Dalle figure precedenti vediamo come vi sia una piccola distorsione armonica nelle forme d'onda, dovuta principalmente alla presenza della terza armonica. Inoltre si nota come il valore massimo della fondamentale dei flussi concatenati si avvicini di molto al valore di 0.08 Vs stimati in fase di progetto.

Nelle figure 3.23, 3.24 e 3.25 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni di fase con le relative fondamentali e lo spettro della fase A(analogo per tutte le fasi).

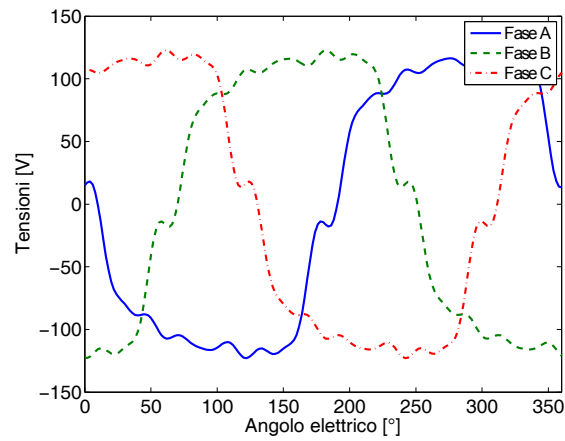


Figura 3.23: Tensioni di fase

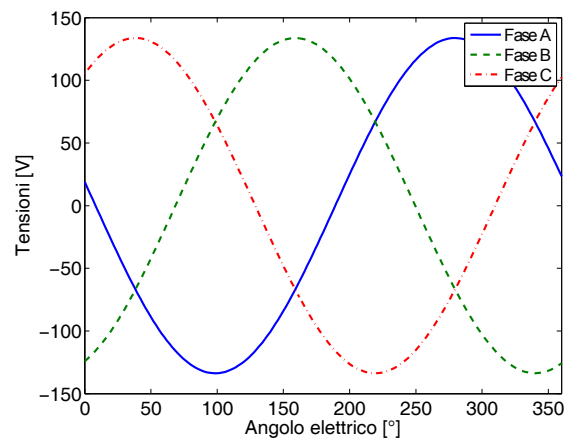


Figura 3.24: Tensioni di fase (fondamentali)

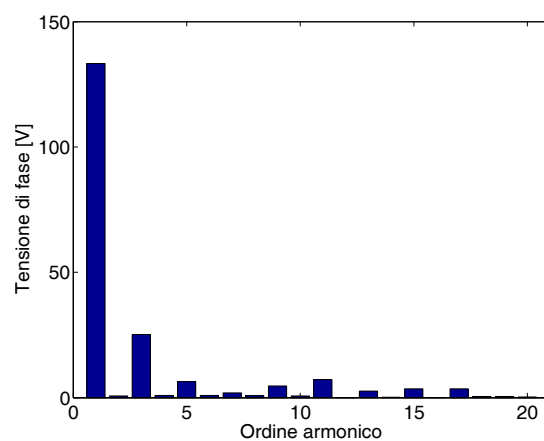


Figura 3.25: Spettro armonico della fase A

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una notevole distorsione armonica nelle forme d'onda dovuta alla presenza delle armoniche dispari soprattutto la terza.

Invece nelle figure 3.26, 3.27 e 3.28 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni concatenate con le relative fondamentali e lo spettro della tensione AB (analogo per tutte le concatenate).

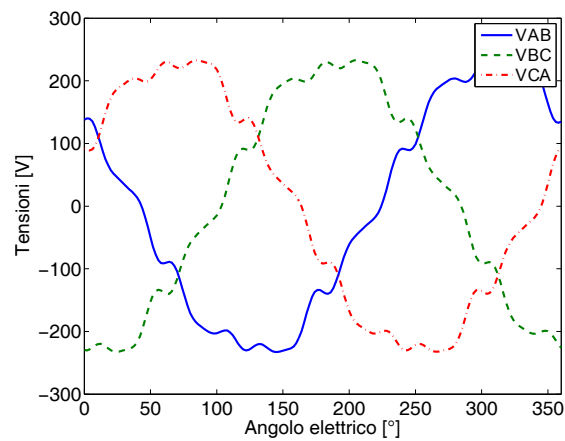


Figura 3.26: Tensioni concatenate

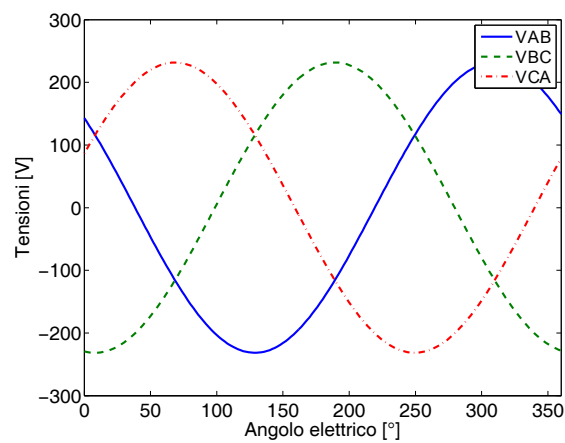


Figura 3.27: Tensioni concatenate (fondamentali)

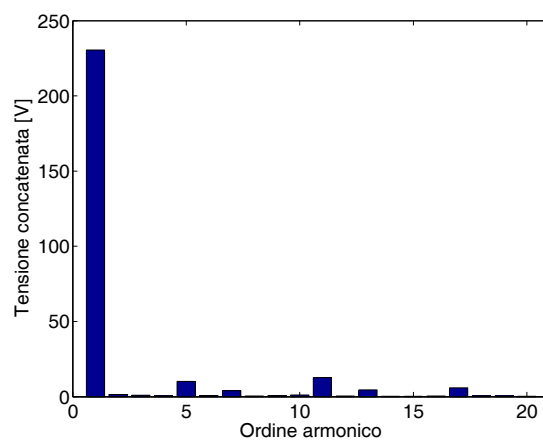


Figura 3.28: Spettro armonico della tensione AB

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una modesta distorsione armonica dovuta alla quinta e undicesima armonica.

Nella figura 3.29 è mostrato l'andamento della coppia sviluppata dalla macchina calcolata in 2 modi:

1. Attraverso il tensore degli sforzi di Maxwell

2. Considerando il sistema di riferimento d-q con la seguente formula:

$$T = \frac{3}{2}p(\lambda_d I_q - \lambda_q I_d) \quad (3.32)$$

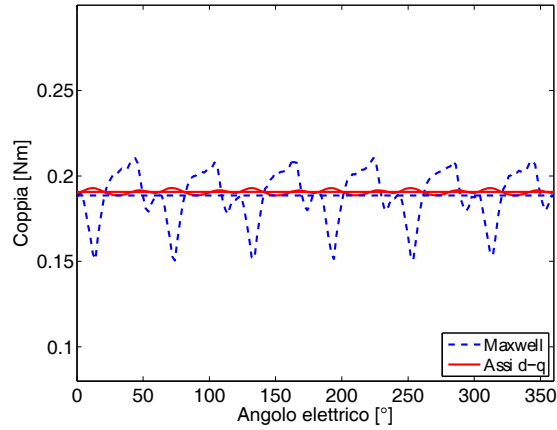


Figura 3.29: Coppia

Dalla figura precedente notiamo come la coppia a carico sia data dalla sovrapposizione del suo valore medio (pari a quello determinato analiticamente) con la coppia di impuntamento. Inoltre si vede che i valori medi delle coppie calcolate nei 2 modi coincidono.

Infine nelle figure 3.30 e 3.31 sono mostrati rispettivamente l'andamento dell'induzione al traferro con la relativa fondamentale e il relativo spettro armonico. In questo caso all'induzione prodotta dai magneti va a sommarsi quella prodotta dalla reazione d'indotto che causa in alcuni tratti un innalzamento dell'induzione a vuoto mentre in altri un'abbassamento.

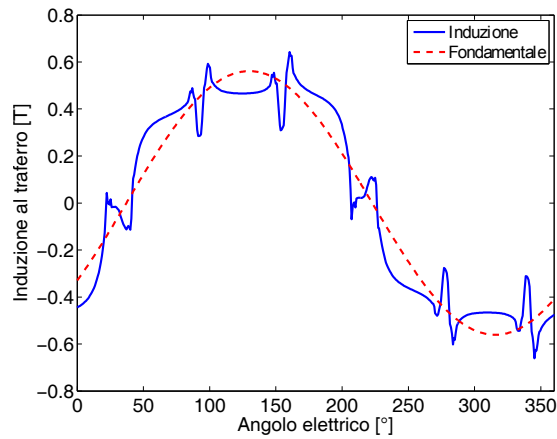


Figura 3.30: Induzione al traferro

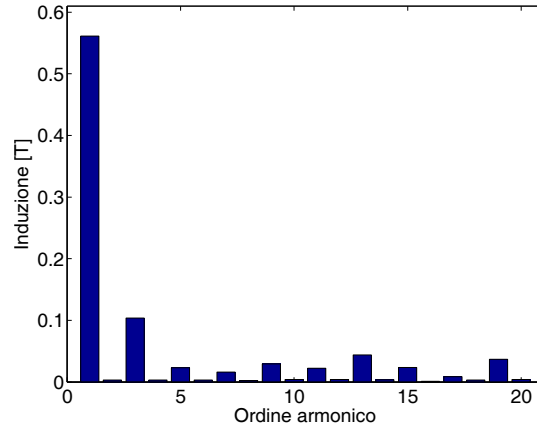


Figura 3.31: Spettro armonico dell'induzione al traferro

Dalle figure precedenti notiamo come via sia una notevole distorsione armonica dovuta all'effetto delle cave al traferro. In particolare sono presenti le armoniche di ordine dispari.

3.5 Perdite e rendimento

3.5.1 Perdite Joule di statore

Le perdite Joule di statore vengono calcolate attraverso la determinazione della lunghezza delle testate e quindi della resistenza statorica.

La lunghezza delle testate è:

$$l_{ew} = 2.5 \frac{D}{p} = 2.5 \frac{0.015}{2} = 0.0688 \text{ m} \quad (3.33)$$

La resistenza di fase statorica è:

$$R = \rho_{75} \frac{Ns (Lstk + l_{ew})}{Sc} = 0.022 \cdot 10^{-6} \frac{596 (0.015 + 0.0688)}{0.246 \cdot 10^{-6}} = 4.5 \Omega \quad (3.34)$$

Quindi le perdite Joule sono:

$$P_j = 3 R I_n^2 = 3 \cdot 4.5 \cdot 0.74^2 = 6.7 \text{ W} \quad (3.35)$$

3.5.2 Perdite nel ferro di statore

La perdite nel ferro di statore sono calcolate attraverso la determinazione delle perdite specifiche alla frequenza e all'induzione di lavoro partendo dalle perdite specifiche di targa del lamierino (2.7 W/Kg a 50 Hz e 1.5 T). Inoltre grazie al programma FEMM sono state calcolate le induzioni massime nei denti e nella corona:

Induzione massima nel dente = 1.5 T

Induzione massima nella corona = 1.43 T

Perdite nei denti

Le perdite specifiche del lamierino a 1.5 T e a 333.33 Hz sono:

$$\begin{aligned} p_{spec} &= 2.7 k_{hys} \left(\frac{fn}{50} \right) \left(\frac{B_t}{1.5} \right)^2 + 2.7 k_{cp} \left(\frac{fn}{50} \right)^2 \left(\frac{B_t}{1.5} \right)^2 = \\ &= 2.7 \cdot 0.85 \left(\frac{333.33}{50} \right) \left(\frac{1.5}{1.5} \right)^2 + 2.7 \cdot 0.15 \left(\frac{333.33}{50} \right)^2 \left(\frac{1.5}{1.5} \right)^2 = 33 \text{ W/kg} \end{aligned} \quad (3.36)$$

Peso dei denti:

$$\begin{aligned} G_t &= \gamma_{Fe} Q_{hs} wt L_{Fe} = \\ &= 7800 \cdot 12 \cdot 0.01262 \cdot 0.00457 \cdot 0.96 \cdot 0.015 = 0.078 \text{ kg} \end{aligned} \quad (3.37)$$

Infine le perdite nei denti sono:

$$P_t = k_{magg} p_{spec} G_t = 2 \cdot 33 \cdot 0.078 = 5 \text{ W} \quad (3.38)$$

Perdite nella corona

Le perdite specifiche del lamierino a 1.43 T e a 333.33 Hz sono:

$$\begin{aligned} p_{spec} &= 2.7 k_{hys} \left(\frac{fn}{50} \right) \left(\frac{B_{bi}}{1.5} \right)^2 + 2.7 k_{cp} \left(\frac{fn}{50} \right)^2 \left(\frac{B_{bi}}{1.5} \right)^2 = \\ &= 2.7 \cdot 0.85 \left(\frac{333.33}{50} \right) \left(\frac{1.43}{1.5} \right)^2 + 2.7 \cdot 0.15 \left(\frac{333.33}{50} \right)^2 \left(\frac{1.43}{1.5} \right)^2 = 30 \text{ W/kg} \end{aligned} \quad (3.39)$$

Peso della corona:

$$\begin{aligned} G_{bi} &= \gamma_{Fe} \pi (De - hbi) L_{Fe} = \\ &= 7800 \pi (0.092 - 5.835 \cdot 10^{-3}) \cdot 5.835 \cdot 10^{-3} \cdot 0.96 \cdot 0.015 = 0.18 \text{ kg} \end{aligned} \quad (3.40)$$

Infine le perdite nella corona sono:

$$P_{bi} = k_{magg} p_{spec} G_{bi} = 1.5 \cdot 30 \cdot 0.18 = 8 \text{ W} \quad (3.41)$$

3.5.3 Perdite meccaniche

Per calcolare le perdite meccaniche si utilizza una formula empirica:

$$P_{me} = 0.8 P_n \sqrt{\Omega 0} 10^{-3} = 0.8 \cdot 200 \cdot \sqrt{10000} \cdot 10^{-3} = 16 \text{ W} \quad (3.42)$$

3.5.4 Perdite totali e rendimento

$$P'_{tot} = P_j + P_{Fe} + P_{me} = 6.7 + 5 + 8 + 16 = 35.7 \text{ W} \quad (3.43)$$

Queste perdite bisogna aumentarle del 10% per tenere conto delle perdite addizionali. Allora le perdite totali della macchina sono:

$$P_{tot} = 1.1 P'_{tot} = 1.1 \cdot 35.7 = 39 \text{ W} \quad (3.44)$$

Potenza elettrica assorbita dalla macchina:

$$P_e = P_n + P_{tot} = 200 + 39 = 239 \text{ W} \quad (3.45)$$

Infine il rendimento è:

$$\eta = \frac{P_n}{P_e} \% = \frac{200}{239} \% = 83.5 \% \quad (3.46)$$

Capitolo 4

Progetto motore SPM 12/8

4.1 Premessa

In questo capitolo viene progettato un motore a magneti permanenti superficiali trifase a 12 cave/8 poli tale da sviluppare i 200 W di potenza richiesti.

Il progetto avviene inizialmente tramite modelli analitici che in seguito sono verificati tramite il programma FEMM.

4.2 Dati e specifiche

4.2.1 Specifiche

Le specifiche del motore da rispettare sono state fornite dall'azienda e sono elencate nella tabella 4.1.

Grandezza	Unità di misura	Valore	Simbolo
Tensione nominale	V	230	V _n
Numero fasi		3	m
Frequenza	Hz	666.66	f _n
Potenza nominale	W	200	P _n
Velocità sincrona	rpm	10000	Ω ₀

Tabella 4.1: Specifiche motore

Altre specifiche:

Servizio: continuo (S1)

Classe d'isolamento: F

Dimensione: compatta

Temperatura d'esercizio: -15/65°C

Lamiera magnetica M270-35A con spessore 0.35 mm

4.2.2 Dati geometrici statore e rotore

I dati geometrici di statore e di rotore sono indicati nella tabella 4.2.

Grandezza	Unità di misura	Valore	Simbolo
Diametro esterno statore	mm	92	De
Diametro interno statore	mm	55	D
Numero cave		12	Q
Sezione cava	mm ²	160	Sslot
Altezza cava	mm	12.62	hs
Apertura cava	mm	2.36	wso
Altezza corona	mm	5.835	hbi
Larghezza dente	mm	4.57	wt
Traferro	mm	0.5	g
Diametro rotore al traferro	mm	54	
Diametro rotore	mm	48	Dr
Diametro albero	mm	6	Dshaft
Lunghezza pacco motore	mm	15	Lstk

Tabella 4.2: Dati geometrici

4.2.3 Dati magnete permanente

Il magnete permanente adottato è un magnete in Neodimio-Ferro-Boro (NdFeB) e i relativi dati sono esposti in AppendiceA.

4.2.4 Dati lamierino

Il lamierino ferromagnetico utilizzato sia per lo statore che per il rotore è il lamierino M270-35A di spessore 0.35 mm. Le sue caratteristiche sono esposte in AppendiceB.

4.3 Progetto

4.3.1 Avvolgimento

L'avvolgimento adottato per questo motore è un avvolgimento di tipo frazionario ossia il numero di cave per polo e per fase non è intero. La costruzione dell'avvolgimento avviene attraverso la determinazione della stella di cava che permette di definire la relativa matrice di cava. Questa matrice individua la disposizione dell'avvolgimento nelle cave statoriche e deve essere utilizzata nell'analisi con FEMM.

Stella di cava

Abbiamo una macchina 12 cave/8 poli.

Il massimo comune divisore tra Q e p è:

$$t = M.C.D.\{Q, p\} = M.C.D.\{12, 4\} = 4 \quad (4.1)$$

L'angolo meccanico è:

$$\alpha_s = \frac{360}{Q} = \frac{360}{12} = 30^\circ \quad (4.2)$$

L'angolo elettrico è:

$$\alpha_s^e = p \alpha_s = 4 \cdot 30 = 120^\circ \quad (4.3)$$

La lunghezza delle matasse è :

$$Yq = \frac{Q}{2p} = \frac{12}{8} = 1.5 \quad (4.4)$$

In questo caso si porta la lunghezza delle matasse a 1 in maniera da rendere minima la lunghezza delle testate e ottenere quindi una matassa di dente.

Periodicità stella di cava:

$$\frac{Q}{t} = \frac{12}{4} = 3 \quad (4.5)$$

Abbiamo quindi una stella di cava composta da 3 raggi ciascuno di 4 vettori ed è mostrata nella figura 4.1.

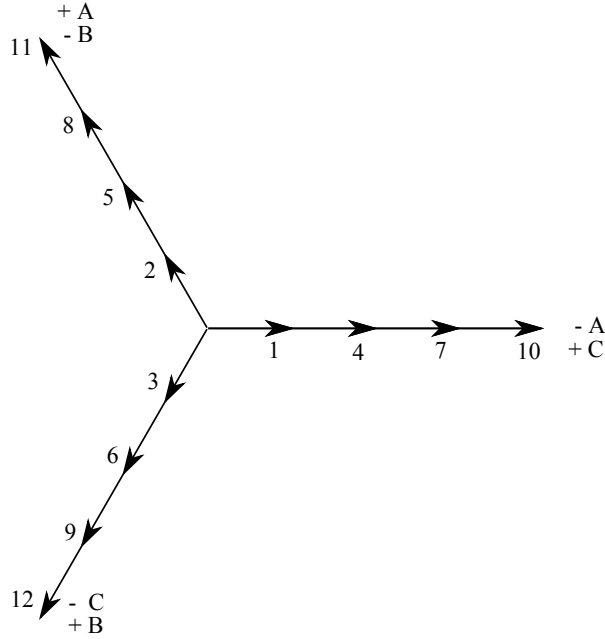


Figura 4.1: Stella di cava

Dalla figura precedente notiamo come l'avvolgimento sia embricato a doppio strato, ossia ogni cava contiene un 2 lati di matassa, ciascuno occupante metà spazio disponibile.

Calcolo coefficiente d'avvolgimento

Il coefficiente d'avvolgimento è dato dal prodotto tra il coefficiente di distribuzione e tra quello di raccorciamento. Siccome abbiamo un avvolgimento frazionario questi coefficienti si devono calcolare con le espressioni:

$$kd = \frac{\sin(\frac{\pi}{2m})}{q_{ph} \sin(\frac{\alpha_{ph}}{4})} \quad (4.6)$$

$$kr = \sin \frac{\sigma_{\omega}}{2} \quad (4.7)$$

dove:

$$q_{ph} = \frac{Q}{m \cdot t} = \frac{12}{3 \cdot 4} = 1 \quad (4.8)$$

$$\alpha_{ph} = \frac{t}{p} \alpha_s^e = \frac{4}{4} 120 = 120^\circ \quad (4.9)$$

$$\sigma_{\omega} = \frac{2\pi Y_q}{Q} = \frac{2\pi \cdot 1}{12} = 120^\circ \quad (4.10)$$

Quindi:

$$kd = \frac{\sin(\frac{\pi}{2 \cdot 3})}{1 \sin(\frac{120}{4})} = 1$$

$$kr = \sin \frac{120}{2} = 0.866$$

In definitiva il coefficiente d'avvolgimento è:

$$kw = kd \ kr = 0.866 \quad (4.11)$$

Pertanto la matrice di cava da inserire dal programma FEMM è:

ka= -0.5, 0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, -0.5, 0.5, 0;
 kb= 0, -0.5, 0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, -0.5, 0.5;
 kc= 0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, -0.5;

4.3.2 Progetto a vuoto

In questo paragrafo la macchina viene progettata nel caso di funzionamento a vuoto ossia considerando solo il contributo dei magneti permanenti al flusso al traferro e ipotizzando corrente nulla nell'avvolgimento statorico.

L'obiettivo di questo progetto è quello di determinare il numero di conduttori necessari ad avere in uscita la tensione nominale desiderata.

Inizialmente si calcola il valore dell'induzione al traferro prodotta dai magneti permanenti al fine di determinare il flusso della macchina.

L'induzione al traferro è data dall'espressione:

$$\hat{B}g = \frac{Brem \ k_{\sigma}}{1 + \frac{g \cdot kcart \cdot \mu_r \cdot k_{\sigma}}{tm}} \quad (4.12)$$

dove k_{σ} e $kcart$ sono due coefficienti che tengono conto dello spanciamento del flusso al traferro e dell'effetto delle cave. Il coefficiente k_{σ} è dato dall'espressione:

$$k_{\sigma} = \frac{\tau_p}{\tau_p + 2g} \quad (4.13)$$

dove τ_p è il semipasso polare pari a:

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 0.055}{2 \cdot 4} = 0.0216 \ m \quad (4.14)$$

Quindi:

$$k_{\sigma} = \frac{0.0216}{0.0216 + 2 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3}} = 0.956$$

Il coefficiente di Carter è dato dall'espressione:

$$kcart = \frac{ps}{ps + g - \frac{3}{4}wso} \quad (4.15)$$

dove ps è il passo di dentatura pari a:

$$ps = \frac{\pi D}{Q} = \frac{\pi \cdot 0.055}{12} = 0.0144 \ m \quad (4.16)$$

Quindi:

$$kcart = \frac{14.4}{14.4 + 0.5 - 0.75 \cdot 2.36} = 1.1$$

$$\hat{B}g = \frac{0.68 \cdot 0.956}{1 + \frac{0.5 \cdot 1.1 \cdot 1.2 \cdot 0.956}{3}} = 0.65 \ T$$

Il flusso della macchina (concatenato con 1 spira) è pari a:

$$\hat{\Phi} = \frac{\hat{B}gDLstk}{p} = \frac{0.65 \cdot 0.055 \cdot 0.015}{4} = 1.34 \cdot 10^{-4} \text{ Wb} \quad (4.17)$$

Inoltre considerando una caduta di tensione del 5% nell'avvolgimento di statore, dobbiamo avere una tensione indotta pari a:

$$E_{avv} = 0.95 \frac{Vn}{\sqrt{3}} = 0.95 \frac{230}{\sqrt{3}} = 126.5 \text{ V} \quad (4.18)$$

Quindi il numero di conduttori serie necessari a raggiungere questa tensione sono pari a:

$$Ns = \frac{\sqrt{2} E_{avv}}{\pi kw \hat{\Phi} f} = \frac{\sqrt{2} \cdot 126.5}{\pi \cdot 0.866 \cdot 1.34 \cdot 10^{-4} \cdot 666.66} = 736 \quad (4.19)$$

Numero di conduttori serie per fase da mettere in ogni cava:

$$ncs = \frac{m Ns}{Q} = \frac{3 \cdot 736}{12} = 184 \quad (4.20)$$

Infine il flusso concatenato con una fase è pari a:

$$\hat{\Lambda} = \frac{kwNs\hat{\Phi}}{2} = \frac{0.866 \cdot 736 \cdot 1.34 \cdot 10^{-4}}{2} = 0.043 \text{ Vs} \quad (4.21)$$

4.3.3 Progetto a carico

In questo paragrafo si progetta il funzionamento a carico della macchina in maniera da calcolare il valore della corrente nominale circolante nell'avvolgimento. In seguito il valore di corrente trovato viene inserito nel programma di simulazione FEMM al fine di determinare il rendimento.

Preliminarmente esprimo la velocità a vuoto della macchina in rad/s e calcolo la coppia nominale T che la macchina sviluppa:

$$\Omega_m = \frac{2\pi n_0}{60} = \frac{2\pi 10000}{60} = 1047.2 \text{ rad/s} \quad (4.22)$$

$$T = \frac{Pn}{\Omega_m} = \frac{200}{1047.2} = 0.19 \text{ Nm} \quad (4.23)$$

Grazie al valore di coppia trovato determino il carico elettrico Ks della macchina:

$$\hat{K}s = \frac{4 T}{\pi D^2 Lstk \hat{B}g} = \frac{4 \cdot 0.19}{\pi \cdot 0.055^2 \cdot 0.015 \cdot 0.65} = 8248 \text{ A/m} \quad (4.24)$$

Questo valore di carico elettrico viene utilizzato per determinare la corrente nominale In (in valore efficace) circolante negli avvolgimenti:

$$In = \frac{\pi D \hat{K}s}{3 kw Ns} = \frac{\pi \cdot 0.055 \cdot 8248}{3 \cdot 0.866 \cdot 736} = 0.71 \text{ A} \quad (4.25)$$

La corrente da mettere in cava è pari a:

$$Islot = ncs In = 184 \cdot 0.71 = 130.64 \text{ A} \quad (4.26)$$

Inoltre sapendo che il valore del coefficiente di riempimento kfill è di 0.2 (vedi paragrafo 1.4.3) si può determinare il diametro commerciale da adottare per i conduttori.

$$kfill = 0.2$$

Sezione del conduttore:

$$Sc' = \frac{Sslot kfill}{ncs} = \frac{160 \cdot 0.2}{184} = 0.174 \text{ mm}^2 \quad (4.27)$$

Diametro del conduttore:

$$dc' = \sqrt{\frac{4 Sc'}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0.174}{\pi}} = 0.47 \text{ mm} \quad (4.28)$$

Quindi il diametro commerciale dei conduttori da adottare è $dc = 0.5 \text{ mm}$ (Sezione commerciale: $Sc = 0.196 \text{ mm}^2$).

Infine determino la densità di corrente negli avvolgimenti:

$$J = \frac{I_{slot}}{k_{fill} S_{slot}} = \frac{130.64}{0.2 \cdot 160} = 4 \text{ A/mm}^2 \quad (4.29)$$

4.4 Analisi con il programma FEMM

4.4.1 Premessa

Il programma agli elementi finiti FEMM permette di simulare il motore in esame per verificare i risultati ottenuti nei paragrafi precedenti e soprattutto determinare i valori di induzione massimi nei denti e nella corona necessari per il calcolo del rendimento. In particolare il programma discretizza la geometria del motore e va a calcolare il potenziale vettore magnetico A in ogni punto del dominio. Inoltre una maggiore attenzione va posta al traferro in quanto necessita di una mesh più fitta.

La geometria del motore con la relativa mesh è mostrata nella figura 4.2

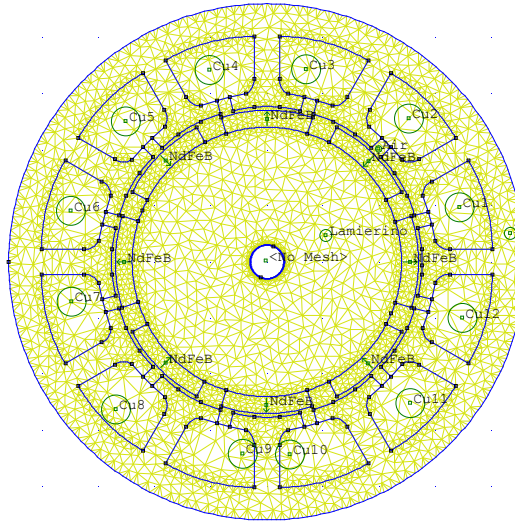


Figura 4.2: Geometria del motore

4.4.2 Simulazione a vuoto

In questa simulazione il motore viene fatto girare a vuoto e per ogni posizione del rotore si vanno a calcolare le grandezze di interesse mostrate nelle figure seguenti.

Si presuppone come posizione iniziale del rotore quella in cui si ha massimo flusso concatenato con la fase A ossia in corrispondenza dell'asse diretto.

Le prime grandezze determinate sono i flussi concatenati con le 3 fasi che vengono calcolati con le seguenti espressioni:

$$\hat{\Lambda}_A = ncs \, Lstk \sum ka(i) \frac{1}{S_{slot}} \int Az \cdot ds \quad (4.30)$$

$$\hat{\Lambda}_B = ncs \, Lstk \sum kb(i) \frac{1}{S_{slot}} \int Az \cdot ds \quad (4.31)$$

$$\hat{\Lambda}_C = ncs \, Lstk \sum kc(i) \frac{1}{S_{slot}} \int Az \cdot ds \quad (4.32)$$

dove Az è il potenziale vettore magnetico che presenta solo componente lungo z essendo l'induzione solenoidale e avente componenti lungo x e y .

Nella figura 4.3 viene mostrata la soluzione di campo prodotta dal FEMM con le relative linee di flusso.

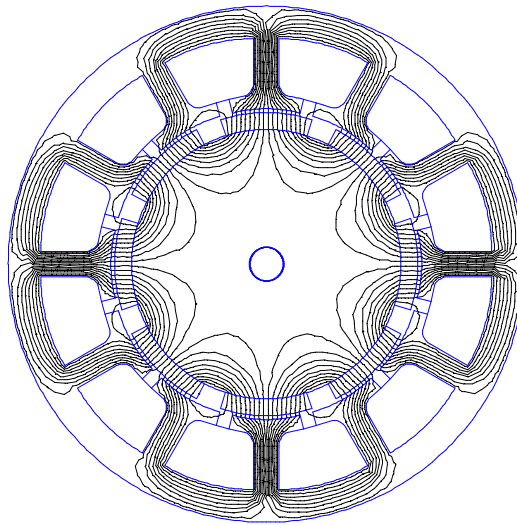


Figura 4.3: Linee di flusso

Nelle figure 4.4, 4.5, 4.6 e 4.7 vengono mostrati gli andamenti dei flussi concatenati con le 3 fasi al variare dell'angolo elettrico e le relative fondamentali.

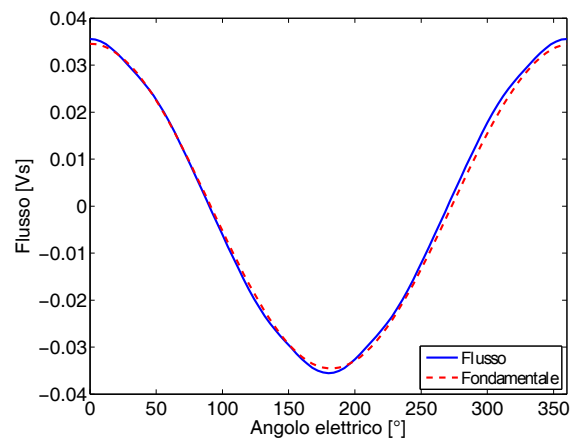


Figura 4.4: Flusso concatenato con la fase A

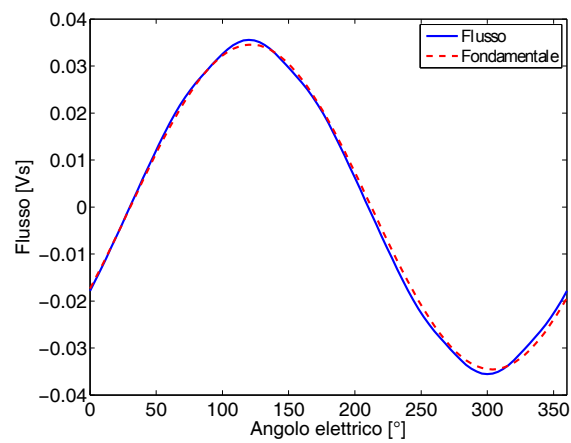


Figura 4.5: Flusso concatenato con la fase B

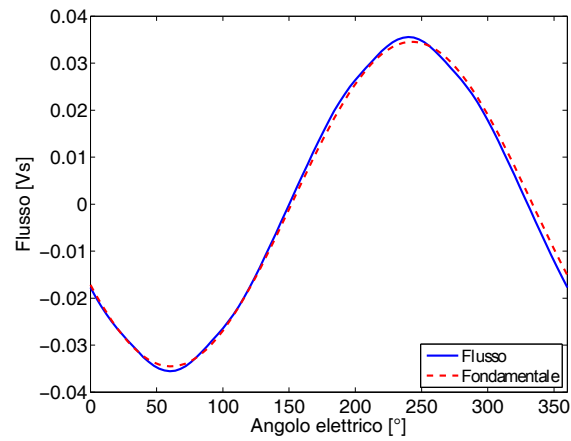


Figura 4.6: Flusso concatenato con la fase C

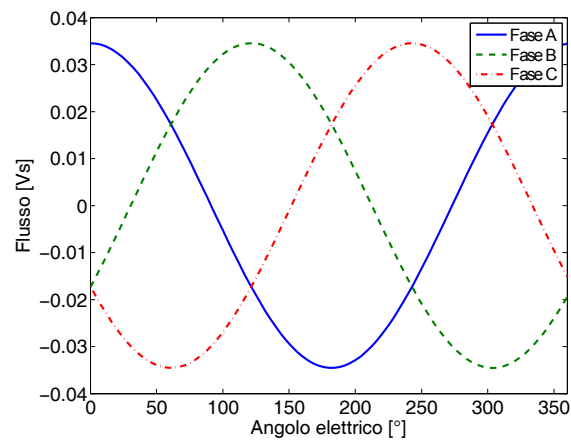


Figura 4.7: Flussi concatenati con le 3 fasi(fondamentali)

Inoltre nella figura 4.8 viene rappresentato lo spettro armonico del flusso concatenato con la fase A che risulta uguale anche per le altre fasi.

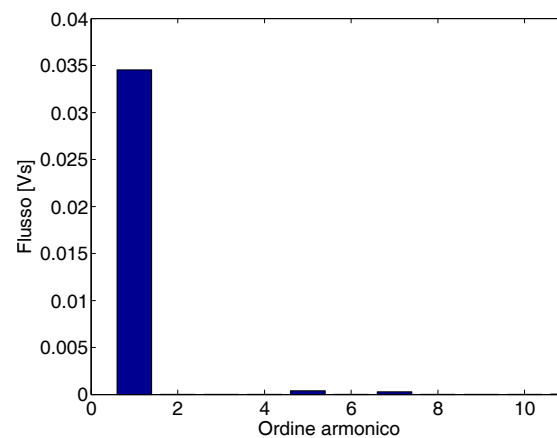


Figura 4.8: Spettro armonico del flusso concatenato con la fase A

Dalle figure precedenti notiamo come la forma d'onda dei flussi concatenati è abbastanza sinusoidale grazie a una lieve presenza di quinta e settima armonica. Inoltre si nota come il valore massimo si avvicini di molto al valore di 0.04 Vs stimati in fase di progetto.

In seguito si è andati a calcolare l'andamento delle tensioni indotte sulle 3 fasi con le seguenti espressioni:

$$\hat{E}_A = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_A}{d\theta} \quad (4.33)$$

$$\hat{E}_B = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_B}{d\theta} \quad (4.34)$$

$$\hat{E}_C = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_C}{d\theta} \quad (4.35)$$

Nelle figure 4.9, 4.10 e 4.11 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni di fase con le relative fondamentali e lo spettro della fase A (analogo per tutte le fasi).

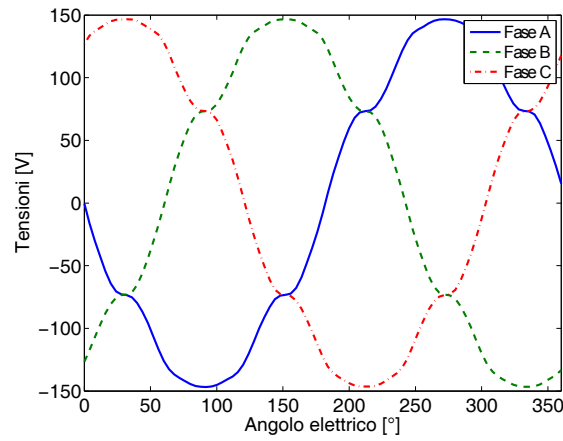


Figura 4.9: Tensioni di fase

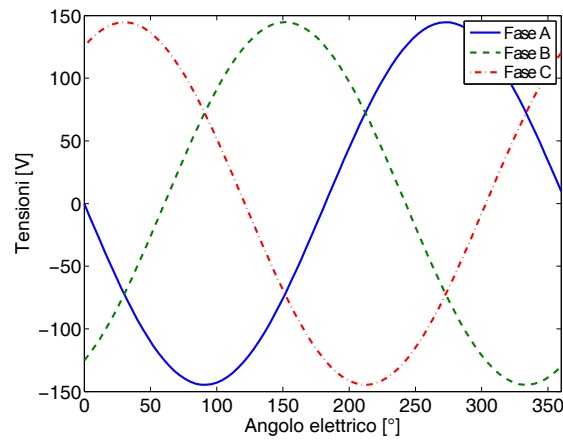


Figura 4.10: Tensioni di fase (fondamentali)

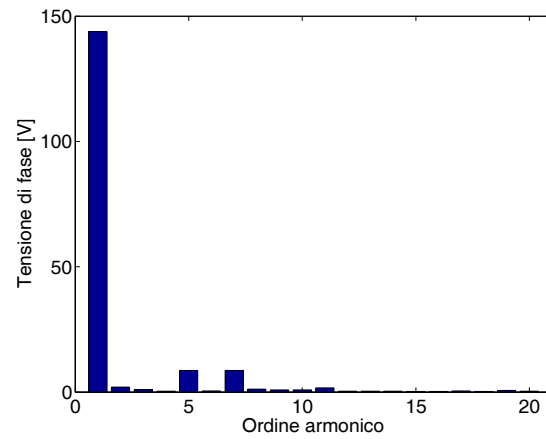


Figura 4.11: Spettro armonico della fase A

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una certa distorsione armonica dovuta soprattutto alla presenza della quinta e settima armonica.

Invece nelle figure 4.12, 4.13 e 4.14 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni concatenate con le relative fondamentali e lo spettro della tensione AB (analogo per tutte le concatenate).

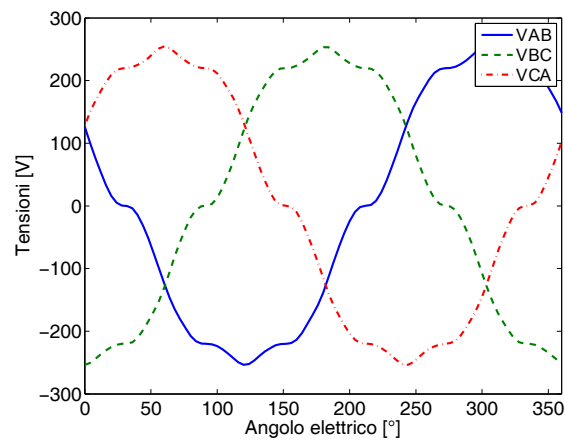


Figura 4.12: Tensioni concatenate

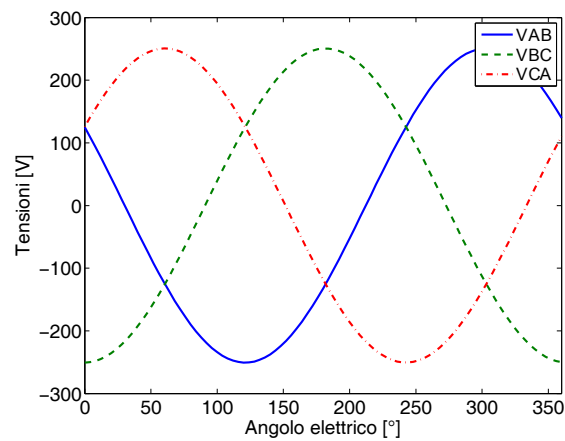


Figura 4.13: Tensioni concatenate (fondamentali)

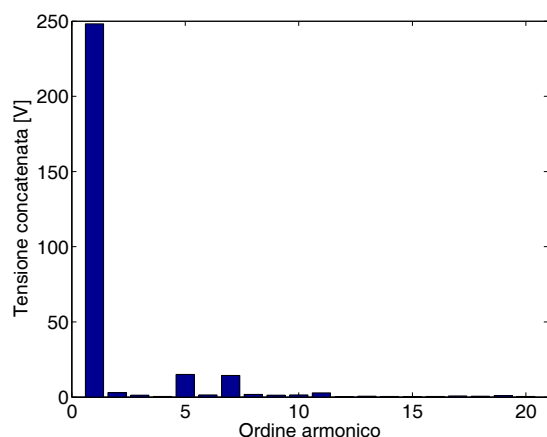


Figura 4.14: Spettro armonico della tensione AB

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una certa distorsione armonica dovuta soprattutto alla presenza della quinta e settima armonica.

Altra grandezza di interesse è la coppia di impuntamento la quale è mostrata nella figura 4.15 al variare dell'angolo elettrico. Essa è stata calcolata attraverso il tensore degli sforzi di Maxwell.

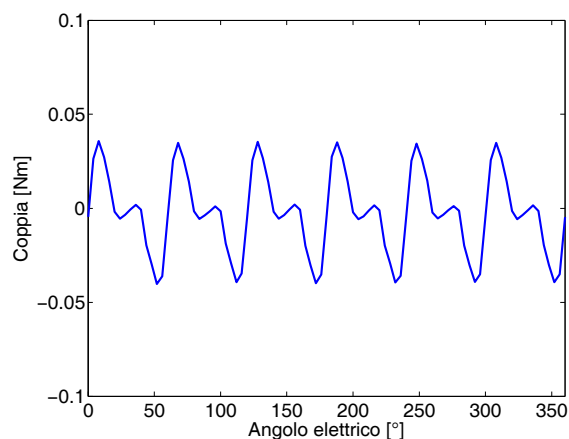


Figura 4.15: Coppia di impuntamento

Tale coppia a vuoto è sempre presente ed è dovuta all'attrazione magnetica tra i denti di statore e i magneti permanenti al variare della posizione angolare del rotore. In particolare il rotore tende ad allinearsi con il massimo numero di denti statorici in modo tale che sia minima la riluttanza delle linee di flusso e massima l'energia magnetica immagazzinata. Questa coppia aggiunge una componente di ripple alla coppia sviluppata a carico dalla macchina e può causare vibrazioni e rumore.

Infine nelle figure 4.16 e 4.17 sono mostrati rispettivamente l'andamento dell'induzione al traferro con la relativa fondamentale e il relativo spettro armonico.

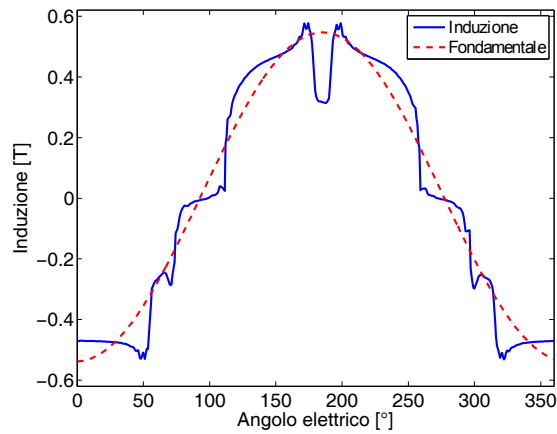


Figura 4.16: Induzione al traferro

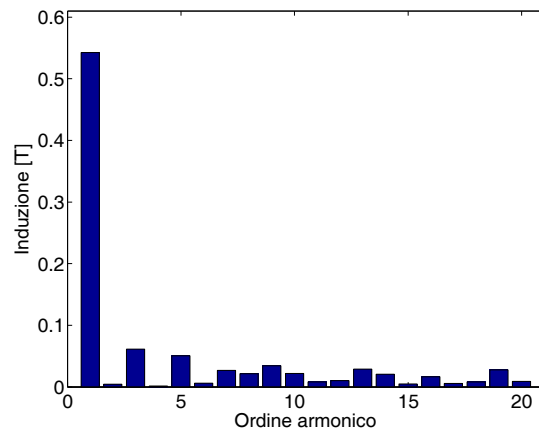


Figura 4.17: Spettro armonico dell'induzione al traferro

Dalle figure precedenti notiamo come il valore massimo del traferro (0.6 T) rispecchi il valore calcolato analiticamente e vi sia la presenza di una notevole distorsione armonica dovuta all'influenza delle aperture di cava al traferro.

4.4.3 Simulazione a carico

In questa simulazione il motore viene fatto girare a carico inviando nell'avvolgimento statorico la corrente nominale in maniera da avere il massimo rapporto coppia/corrente (corrente di asse q). Anche in questo caso la posizione iniziale del rotore è stata fissata in maniera da avere massimo flusso concatenato con la fase A e sono stati calcolati gli andamenti dei flussi concatenati, delle tensioni e della coppia in maniera analoga al paragrafo precedente.

Nelle figure 4.18, 4.19, 4.20 e 4.21 vengono mostrati gli andamenti dei flussi concatenati con le 3 fasi al variare dell'angolo elettrico e le relative fondamentali.

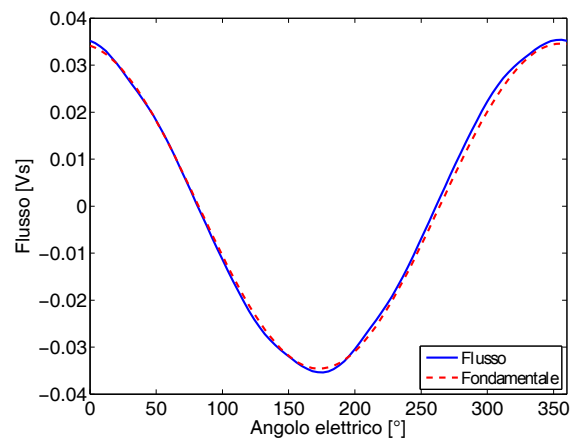


Figura 4.18: Flusso concatenato con la fase A

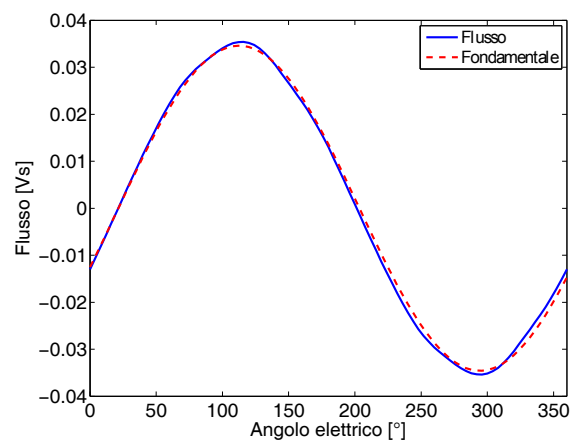


Figura 4.19: Flusso concatenato con la fase B

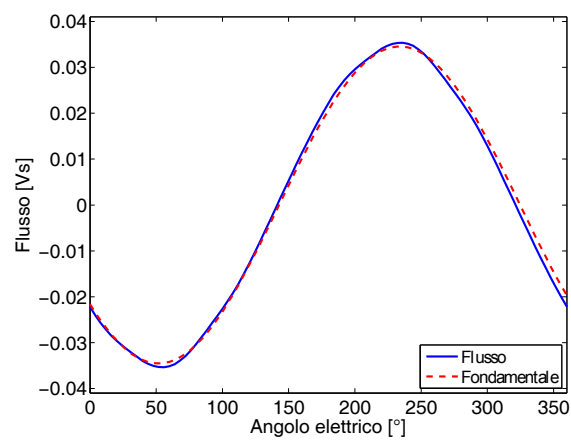


Figura 4.20: Flusso concatenato con la fase C

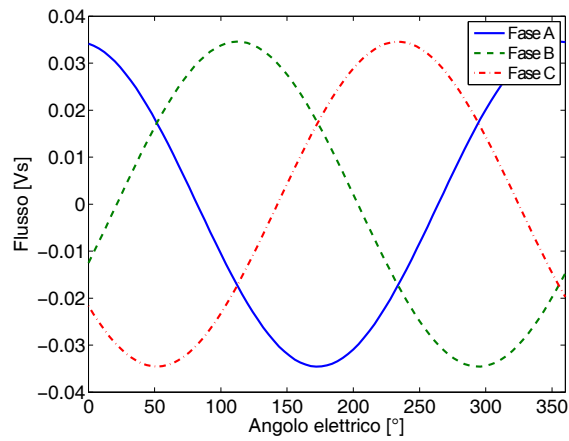


Figura 4.21: Flussi concatenati con le 3 fasi(fondamentali)

Inoltre nella figura 4.22 viene rappresentato lo spettro armonico del flusso concatenato con la fase A che risulta uguale anche per le altre fasi.

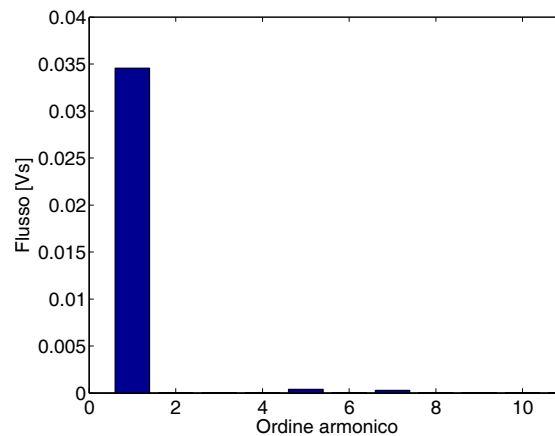


Figura 4.22: Spettro armonico del flusso concatenato con la fase A

Dalle figure precedenti notiamo come l'andamento sia quasi sinusoidale grazie ad una lieve presenza delle armoniche di ordine cinque e sette. Inoltre si nota come il valore massimo si avvicini di molto al valore di 0.04 Vs stimati in fase di progetto.

Nelle figure 4.23, 4.24 e 4.25 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni di fase con le relative fondamentali e lo spettro della fase A(analogo per tutte le fasi).

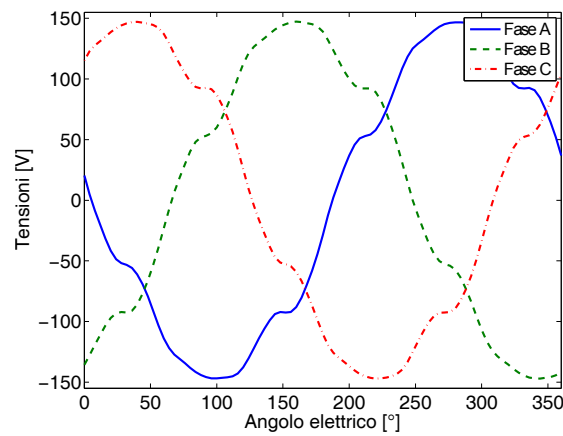


Figura 4.23: Tensioni di fase

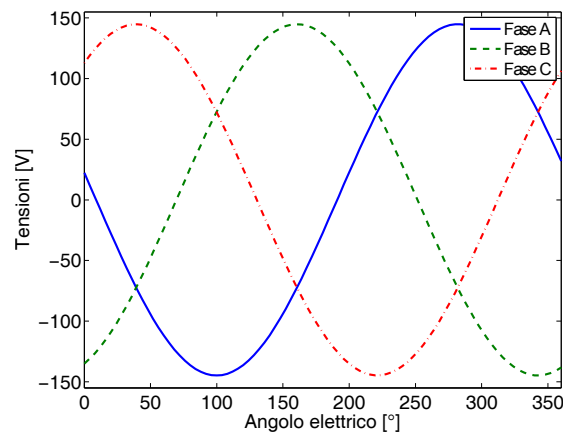


Figura 4.24: Tensioni di fase (fondamentali)

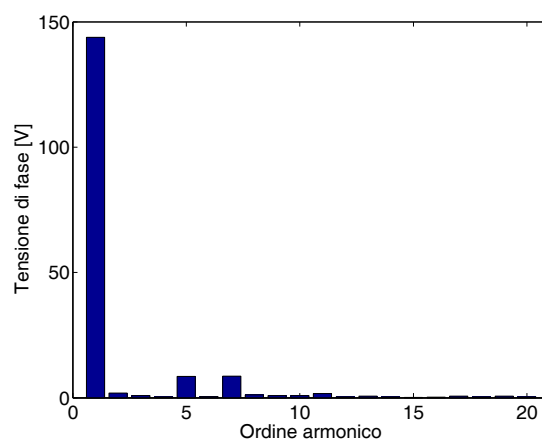


Figura 4.25: Spettro armonico della fase A

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia certa distorsione armonica dovuta principalmente alla presenza della quinta e settima armonica.

Invece nelle figure 4.26, 4.27 e 4.28 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni concatenate con le relative fondamentali e lo spettro della tensione AB (analogo per tutte le concatenate).

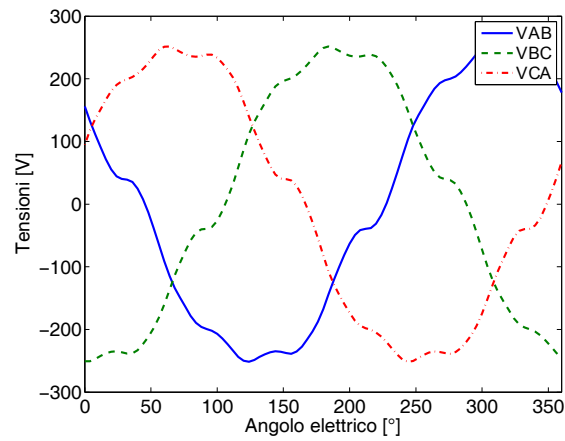


Figura 4.26: Tensioni concatenate

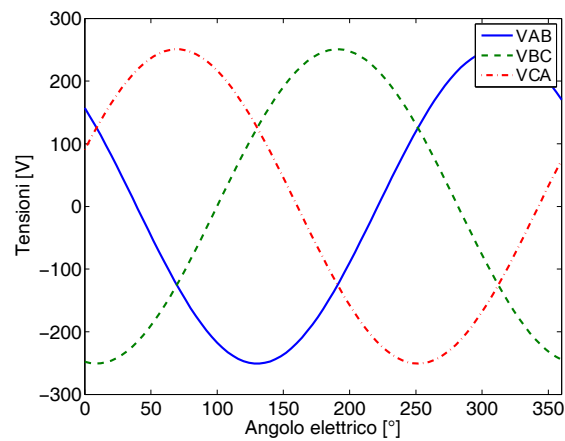


Figura 4.27: Tensioni concatenate (fondamentali)

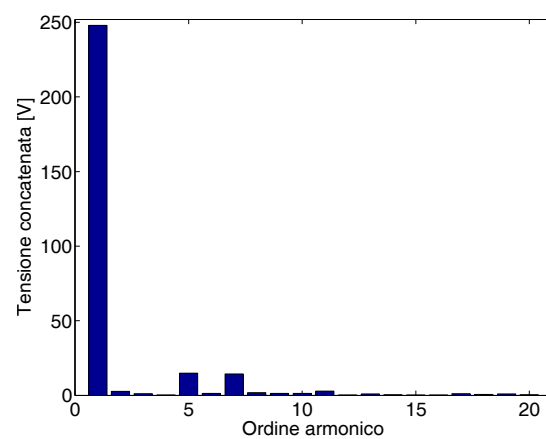


Figura 4.28: Spettro armonico della tensione AB

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia certa distorsione armonica dovuta principalmente alla presenza della quinta e settima armonica.

Nella figura 4.29 è mostrato l'andamento della coppia sviluppata dalla macchina al variare dell'angolo elettrico calcolata in 2 modi:

1. Attraverso il tensore degli sforzi di Maxwell

2. Considerando il sistema di riferimento d-q con la seguente formula:

$$T = \frac{3}{2}p(\lambda_d I_q - \lambda_q I_d) \quad (4.36)$$

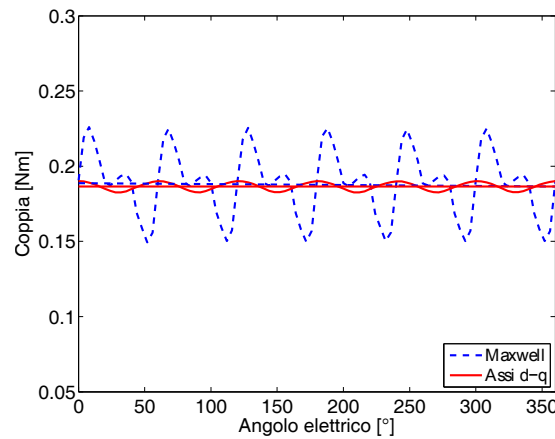


Figura 4.29: Coppia

Dalla figura precedente notiamo come la coppia a carico sia data dalla sovrapposizione del suo valore medio (pari a quello determinato analiticamente) con la coppia di impuntamento. Inoltre si vede che i valori medi delle coppie calcolate nei 2 modi coincidono e sono pari ai 0.19 Nm calcolati in fase di progetto.

Infine nelle figure 4.30 e 4.31 sono mostrati rispettivamente l'andamento dell'induzione al traferro con la relativa fondamentale e il relativo spettro armonico. In questo caso all'induzione prodotta dai magneti va a sommarsi quella prodotta dalla reazione d'indotto che causa in alcuni tratti un innalzamento dell'induzione a vuoto mentre in altri un'abbassamento.

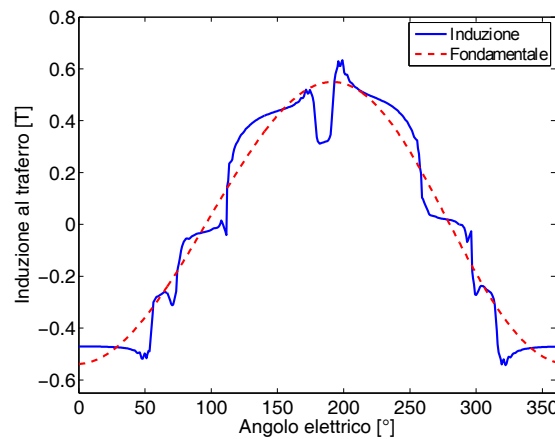


Figura 4.30: Induzione al traferro

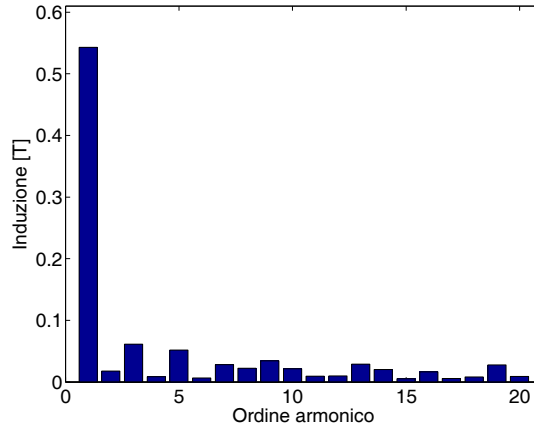


Figura 4.31: Spettro armonico dell'induzione al traferro

Dalle figure precedenti notiamo come via sia una notevole distorsione armonica dovuta all'effetto delle cave al traferro. Inoltre il valore massimo rispecchia i 0.65 T calcolati in fase di progetto.

4.5 Perdite e rendimento

4.5.1 Perdite Joule di statore

Le perdite Joule di statore vengono calcolate attraverso la determinazione della lunghezza delle testate e quindi della resistenza statorica.

La lunghezza delle testate è:

$$l_{ew} = \pi \frac{ps}{2} = \pi \frac{0.0144}{2} = 0.0226 \text{ m} \quad (4.37)$$

La resistenza di fase statorica è:

$$R = \rho_{75} \frac{Ns (Lstk + l_{ew})}{Sc} = 0.022 \cdot 10^{-6} \frac{736 (0.015 + 0.0226)}{0.0196 \cdot 10^{-6}} = 3 \Omega \quad (4.38)$$

Quindi le perdite Joule sono:

$$P_j = 3 R I_n^2 = 3 \cdot 3 \cdot 0.71^2 = 4.65 \text{ W} \quad (4.39)$$

4.5.2 Perdite nel ferro di statore

La perdite nel ferro di statore sono calcolate attraverso la determinazione delle perdite specifiche alla frequenza e all'induzione di lavoro partendo dalle perdite specifiche di targa del lamierino (2.7 W/Kg a 50 Hz e 1.5 T). Inoltre grazie al programma FEMM sono state calcolate le induzioni massime nei denti e nella corona:

Induzione massima nel dente = 1.4 T

Induzione massima nella corona = 0.82 T

Perdite nei denti

Le perdite specifiche del lamierino a 1.4 T e a 666.66 Hz sono:

$$\begin{aligned} p_{spec} &= 2.7 k_{hys} \left(\frac{fn}{50} \right) \left(\frac{B_t}{1.5} \right)^2 + 2.7 k_{cp} \left(\frac{fn}{50} \right)^2 \left(\frac{B_t}{1.5} \right)^2 = \\ &= 2.7 \cdot 0.85 \left(\frac{666.66}{50} \right) \left(\frac{1.4}{1.5} \right)^2 + 2.7 \cdot 0.15 \left(\frac{666.66}{50} \right)^2 \left(\frac{1.4}{1.5} \right)^2 = 90 \text{ W/kg} \end{aligned} \quad (4.40)$$

Peso dei denti:

$$\begin{aligned} G_t &= \gamma_{Fe} Q_{hs\ wt} L_{Fe} = \\ &= 7800 \cdot 12 \cdot 0.01262 \cdot 0.00457 \cdot 0.96 \cdot 0.015 = 0.078\ kg \end{aligned} \quad (4.41)$$

Infine le perdite nei denti sono:

$$P_t = k_{magg} p_{spec} G_t = 2 \cdot 90 \cdot 0.078 = 14\ W \quad (4.42)$$

Perdite nella corona

Le perdite specifiche del lamierino a 0.82 T e a 666.66 Hz sono:

$$\begin{aligned} p_{spec} &= 2.7 k_{hys} \left(\frac{fn}{50} \right) \left(\frac{B_{bi}}{1.5} \right)^2 + 2.7 k_{cp} \left(\frac{fn}{50} \right)^2 \left(\frac{B_{bi}}{1.5} \right)^2 = \\ &= 2.7 \cdot 0.85 \left(\frac{666.66}{50} \right) \left(\frac{0.82}{1.5} \right)^2 + 2.7 \cdot 0.15 \left(\frac{666.66}{50} \right)^2 \left(\frac{0.82}{1.5} \right)^2 = 31\ W/kg \end{aligned} \quad (4.43)$$

Peso della corona:

$$\begin{aligned} G_{bi} &= \gamma_{Fe} \pi (De - hbi) L_{Fe} = \\ &= 7800 \pi (0.092 - 5.835 \cdot 10^{-3}) \cdot 5.835 \cdot 10^{-3} \cdot 0.96 \cdot 0.015 = 0.18\ kg \end{aligned} \quad (4.44)$$

Infine le perdite nella corona sono:

$$P_{bi} = k_{magg} p_{spec} G_{bi} = 1.5 \cdot 31 \cdot 0.18 = 8\ W \quad (4.45)$$

4.5.3 Perdite meccaniche

Per calcolare le perdite meccaniche si utilizza una formula empirica:

$$P_{me} = 0.8 P_n \sqrt{\Omega 0} 10^{-3} = 0.8 \cdot 200 \cdot \sqrt{10000} \cdot 10^{-3} = 16\ W \quad (4.46)$$

4.5.4 Perdite totali e rendimento

$$P'_{tot} = P_j + P_{Fe} + P_{me} = 4.6 + 14 + 8 + 16 = 42.6\ W \quad (4.47)$$

Queste perdite bisogna aumentarle del 10% per tenere conto delle perdite addizionali. Allora le perdite totali della macchina sono:

$$P_{tot} = 1.1 P'_{tot} = 1.1 \cdot 42.6 = 47\ W \quad (4.48)$$

Potenza elettrica assorbita dalla macchina:

$$P_e = P_n + P_{tot} = 200 + 47 = 247\ W \quad (4.49)$$

Infine il rendimento è:

$$\eta = \frac{P_n}{P_e} \% = \frac{200}{247} \% = 81\ \% \quad (4.50)$$

Capitolo 5

Considerazioni sui risultati ottenuti

5.1 Premessa

In questo capitolo si esegue un confronto tra i risultati ottenuti per i tre motori progettati in maniera da analizzare gli aspetti più importanti.

5.2 Riepilogo risultati

I risultati più importanti ottenuti per i vari motori sono esposti nella tabella 5.1.

Grandezza	SPM 12/4 Conc.	SPM 12/4 Distr.	SPM 12/8
Induzione massima al traferro [T]	0.65	0.65	0.65
Induzione massima nei denti [T]	1.5	1.5	1.4
Induzione massima nella corona [T]	1.43	1.43	0.82
Fattore d'avvolgimento	0.5	1	0.866
Numero conduttori totali nel motore	3744	1788	2208
Diametro commerciale dei conduttori [mm]	0.4	0.56	0.5
Densità di corrente [A/mm ²]	7	3.3	4
Peso rame [kg]	0.11	0.25	0.12
Peso ferro [kg]	0.26	0.26	0.26
Perdite nel rame [W]	12	6.7	4.65
Perdite nel ferro [W]	13	13	22
Perdite totali [W]	45	39	47
Rendimento	81.5	83.5	81

Tabella 5.1: Risultati ottenuti

5.3 Considerazioni

Dalla tabella 5.1 possiamo notare innanzitutto come i motori progettati lavorino in condizioni ottimali e quindi nel ginocchio della caratteristica di magnetizzazione del lamierino (vedi figura B.1; avendo come induzioni massime 1.4/1.5 T). Per questo motivo oltre a non avere saturazione, si è riusciti ad ottenere dei rendimenti superiori all'80% quindi abbastanza elevati.

Per quanto riguarda il numero dei conduttori, esso dipende dal coefficiente d'avvolgimento e in particolare più il coefficiente è elevato minori sono i conduttori da adottare e minore è la densità di corrente (perdite Joule minori). Agendo sui conduttori è anche possibile migliorare il rendimento adottando la sezione commerciale subito maggiore ma in questo caso bisogna

verificare se lo stesso numero di conduttori con una sezione più grande ci stia all'interno della cava.

Per quanto riguarda il rendimento, il motore a 4 poli distribuito presenta un rendimento leggermente superiore a tutti gli altri sebbene abbia la lunghezza delle testate maggiore. Infatti esso presenta minori perdite Joule rispetto al 4 poli concentrato perchè la densità di corrente è minore e circa metà perdite nel ferro rispetto all'8 poli. Ovviamente i motori a 4 poli presentano le stesse perdite nel ferro perchè oltre ad avere lo stessa quantità di ferro lavorano alla stessa frequenza.

Invece il motore a 8 poli presenta un rendimento praticamente uguale a quello del 4 poli concentrato ma più basso di quello a 4 poli distribuito perchè incidono molto le perdite nel ferro in quanto lavora a una frequenza doppia. Viceversa presenta le perdite Joule minori perchè oltre ad avere una densità di corrente bassa ha minore quantità di rame.

Capitolo 6

Punti di lavoro dei ventilatori

6.1 Premessa

In questo capitolo vengono presentate delle curve caratteristiche dei ventilatori in modo da analizzare il comportamento del sistema motore-ventilatore in diversi punti di lavoro al variare della velocità.

6.2 Caratteristica ventilatori

La caratteristica meccanica dei ventilatori rappresenta la coppia sviluppata al variare della velocità. Essa è analoga per tutti i motori ed è mostrata nella figura 6.1.

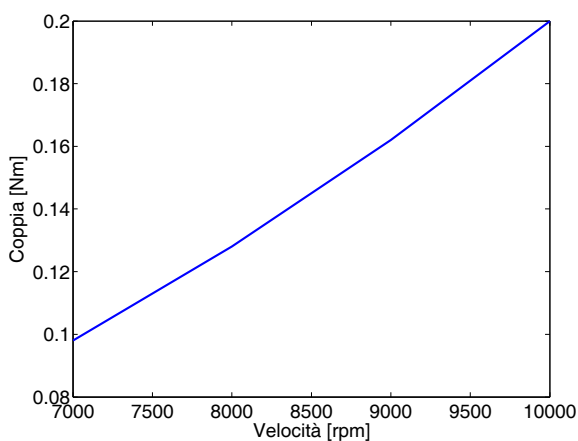


Figura 6.1: Caratteristica meccanica

6.3 Caratteristiche in diversi punti di lavoro

In questo paragrafo vengono presentate le curve caratteristiche del sistema motore-ventilatore in diversi punti di lavoro ossia al variare della velocità(quindi della coppia).

6.3.1 Caratteristiche motore 4 poli concentrato

La curve caratteristiche sono mostrate nella figura 6.2.

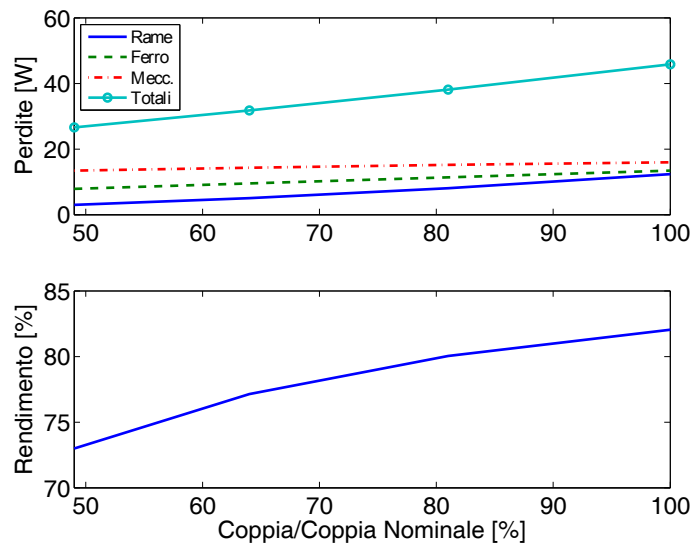


Figura 6.2: Curve caratteristiche 4 poli concentrato

6.3.2 Caratteristiche motore 4 poli distribuito

La curve caratteristiche sono mostrate nella figura 6.3.

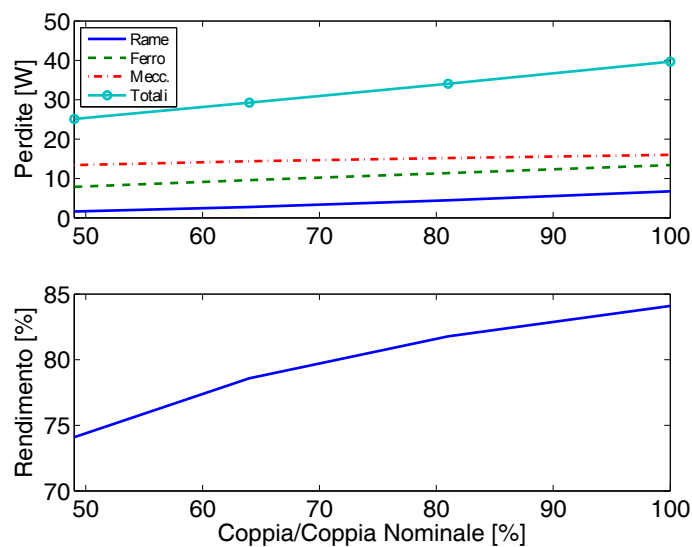


Figura 6.3: Curve caratteristiche 4 poli distribuito

6.3.3 Caratteristiche motore 8 poli

La curve caratteristiche sono mostrate nella figura 6.4.

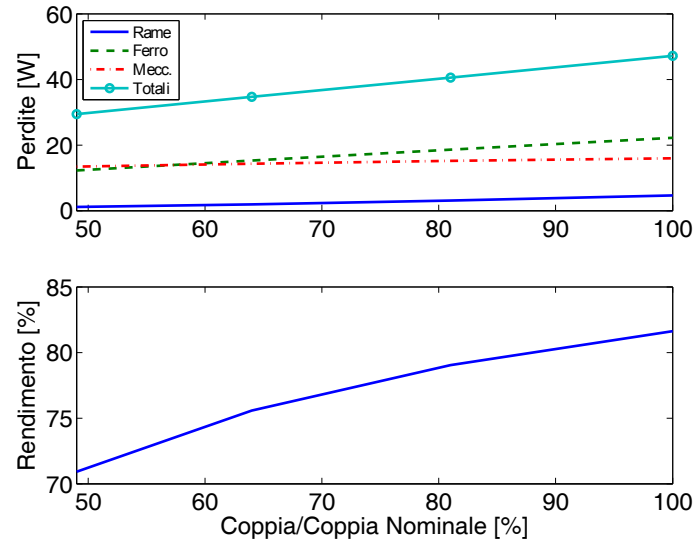


Figura 6.4: Curve caratteristiche 8 poli

6.3.4 Considerazioni

Dalle figure precedenti notiamo inizialmente come le perdite totali aumentino all'aumentare della coppia. In particolare le perdite nel rame crescono in maniera maggiore rispetto alle altre perdite in quanto incide di molto la densità di corrente. Le perdite nel ferro invece crescono leggermente in quanto le induzioni massime sono costanti e pari a quelle determinate in fase di progetto, mentre varia di poco la frequenza. Analogamente le perdite meccaniche crescono lentamente perchè esse sono influenzate solo dalla variazione di velocità.

Per quanto riguarda il rendimento, notiamo come aumenti all'aumentare della coppia sebbene le perdite aumentino. Infatti il fattore che incide molto è la potenza in uscita che ovviamente diminuisce al diminuire della coppia.

Parte II

Applicazioni per basse velocità

Capitolo 7

Progetto SPM 12/4 concentrato

7.1 Premessa

In questo capitolo viene progettato un motore a magneti permanenti superficiali trifase a 12 cave/4 poli di potenza nominale 200 W per applicazioni a basse velocità.

Il progetto avviene inizialmente tramite modelli analitici che in seguito sono verificati tramite il programma FEMM.

7.2 Dati e specifiche

7.2.1 Specifiche

Le specifiche del motore da rispettare sono state fornite dall'azienda e sono elencate nella tabella 7.1.

Grandezza	Unità di misura	Valore	Simbolo
Tensione nominale	V	230	V _n
Numero fasi		3	m
Frequenza	Hz	126.66	f _n
Potenza nominale	W	200	P _n
Velocità sincrona	rpm	3800	Ω0
Efficienza minima		80%	

Tabella 7.1: Specifiche motore

Altre specifiche:

Servizio: continuo (S1)

Classe d'isolamento: F

Dimensione: compatta

Temperatura d'esercizio: -15/65°C

Lamiera magnetica M270-35A con spessore 0.35 mm

7.2.2 Dati geometrici statore e rotore

I dati geometrici di statore e rotore adottati sono indicati nella tabella 7.2. L'unica differenza rispetto ai motori per alte velocità è che in questo caso il pacco motore è di 20 mm.

Grandezza	Unità di misura	Valore	Simbolo
Diametro esterno statore	mm	92	De
Diametro interno statore	mm	55	D
Numero cave		12	Q
Sezione cava	mm ²	160	Sslot
Altezza cava	mm	12.62	hs
Apertura cava	mm	2.36	wso
Altezza corona	mm	5.835	hbi
Larghezza dente	mm	4.57	wt
Traferro	mm	0.5	g
Diametro rotore al traferro	mm	54	
Diametro rotore	mm	48	Dr
Diametro albero	mm	6	Dshaft
Lunghezza pacco motore	mm	20	Lstk

Tabella 7.2: Dati geometrici

7.2.3 Dati magneti permanente

Il magnete permanente adottato è un magnete in Neodimio-Ferro-Boro (NdFeB) e i relativi dati sono esposti in AppendiceA.

7.2.4 Dati lamierino

Il lamierino ferromagnetico utilizzato sia per lo statore che per il rotore è il lamierino M270-35A di spessore 0.35 mm. Le sue caratteristiche sono esposte in AppendiceB.

7.3 Progetto

7.3.1 Avvolgimento

L'avvolgimento adottato per questo motore è un avvolgimento di tipo concentrato a passo raccorciato in maniera da avere la minima lunghezza delle testate. La costruzione dell'avvolgimento avviene attraverso la determinazione della stella di cava che permette di definire la relativa matrice di cava. Questa matrice individua la disposizione dell'avvolgimento nelle cave statoriche e deve essere utilizzata nell'analisi con FEMM.

Stella di cava

Abbiamo un avvolgimento 12 cave/4 poli.

Il massimo comune divisore tra Q e p è:

$$t = M.C.D.\{Q, p\} = M.C.D.\{12, 2\} = 2 \quad (7.1)$$

L'angolo meccanico è:

$$\alpha_s = \frac{360}{Q} = \frac{360}{12} = 30^\circ \quad (7.2)$$

L'angolo elettrico è:

$$\alpha_s^e = p \alpha_s = 2 \cdot 30 = 60^\circ \quad (7.3)$$

Periodicità stella di cava:

$$\frac{Q}{t} = \frac{12}{2} = 6 \quad (7.4)$$

Abbiamo quindi una stella di cava composta da 6 raggi ciascuno di 2 vettori ed è mostrata nella figura 7.1.

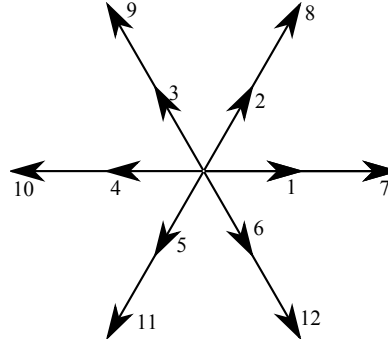


Figura 7.1: Stella di cava

La lunghezza delle matasse è :

$$Yq = \frac{Q}{2p} = \frac{12}{4} = 3 \quad (7.5)$$

Per avere il raccorciamento desiderato la lunghezza Yq delle matasse deve essere portata a 1 in maniera da ottenere una bobina di dente.

Calcolo coefficiente d'avvolgimento

Il coefficiente d'avvolgimento è dato dal prodotto tra il coefficiente di distribuzione e tra quello di raccorciamento.

Numero di cave per polo e per fase:

$$q = \frac{Q}{2pm} = \frac{12}{4 \cdot 3} = 1 \quad (7.6)$$

Sapendo che l'angolo elettrico è 60° il coefficiente di distribuzione è:

$$kd = \frac{\sin(q \frac{\alpha_e}{2})}{q \sin(\frac{\alpha_e}{2})} = \frac{\sin(30)}{\sin(30)} = 1 \quad (7.7)$$

Nel nostro caso l'avvolgimento viene raccorciato di 2 cave quindi l'angolo di raccorciamento è di 120° elettrici.

Il coefficiente di raccorciamento è:

$$kr = \cos\left(\frac{120}{2}\right) = 0.5 \quad (7.8)$$

In definitiva il coefficiente d'avvolgimento è:

$$kw = kd kr = 0.5 \quad (7.9)$$

Pertanto la matrice di cava da inserire dal programma FEMM è:

Ka = 0.5, -0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, 0.5, -0.5, 0, -0.5, 0.5, 0
 Kb = 0.5, 0, 0.5, -0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, 0.5, -0.5, 0, -0.5
 Kc = 0, -0.5, 0.5, 0, 0.5, -0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, 0.5, -0.5

7.3.2 Progetto a vuoto

In questo paragrafo la macchina viene progettata nel caso di funzionamento a vuoto ossia considerando solo il contributo dei magneti permanenti al flusso al traferro e ipotizzando corrente nulla nell'avvolgimento statorico.

L'obiettivo di questo progetto è quello di determinare il numero di conduttori necessari ad avere in uscita la tensione nominale desiderata.

Inizialmente si calcola il valore dell'induzione al traferro prodotta dai magneti permanenti al fine di determinare il flusso della macchina.

L'induzione al traferro è data dall'espressione:

$$\hat{B}g = \frac{Brem k_{\sigma}}{1 + \frac{g \cdot k_{cart} \cdot \mu_r \cdot k_{\sigma}}{tm}} \quad (7.10)$$

dove k_{σ} e k_{cart} sono due coefficienti che tengono conto dello spanciamento del flusso al traferro e dell'effetto delle cave. Il coefficiente k_{σ} è dato dall'espressione:

$$k_{\sigma} = \frac{\tau_p}{\tau_p + 2g} \quad (7.11)$$

dove τ_p è il semipasso polare pari a:

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 0.055}{2 \cdot 2} = 0.0432 \text{ m} \quad (7.12)$$

Quindi:

$$k_{\sigma} = \frac{0.0432}{0.0432 + 2 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3}} = 0.977$$

Il coefficiente di Carter è dato dall'espressione:

$$k_{cart} = \frac{ps}{ps + g - \frac{3}{4}wso} \quad (7.13)$$

dove ps è il passo di dentatura pari a:

$$ps = \frac{\pi D}{Q} = \frac{\pi \cdot 0.055}{12} = 0.0144 \text{ m} \quad (7.14)$$

Quindi:

$$k_{cart} = \frac{14.4}{14.4 + 0.5 - 0.75 \cdot 2.36} = 1.1$$

$$\hat{B}g = \frac{0.68 \cdot 0.977}{1 + \frac{0.5 \cdot 1.1 \cdot 1.2 \cdot 0.977}{3}} = 0.65 \text{ T}$$

Il flusso della macchina (concatenato con 1 spira) è pari a:

$$\hat{\Phi} = \frac{\hat{B}gDLstk}{p} = \frac{0.65 \cdot 0.055 \cdot 0.020}{2} = 3.65 \cdot 10^{-4} \text{ Wb} \quad (7.15)$$

Inoltre considerando una caduta di tensione del 5% nell'avvolgimento di statore, dobbiamo avere una tensione indotta pari a:

$$E_{avv} = 0.95 \frac{Vn}{\sqrt{3}} = 0.95 \frac{230}{\sqrt{3}} = 126.5 \text{ V} \quad (7.16)$$

Quindi il numero di conduttori serie per fase necessari a raggiungere questa tensione sono pari a:

$$Ns = \frac{\sqrt{2} E_{avv}}{\pi kw \hat{\Phi} f} = \frac{\sqrt{2} \cdot 126.5}{\pi \cdot 0.5 \cdot 3.65 \cdot 10^{-4} \cdot 126.66} = 2460 \quad (7.17)$$

Numero di conduttori serie per fase da mettere in ogni cava:

$$ncs = \frac{m \ Ns}{Q} = \frac{3 \cdot 2460}{12} = 615 \quad (7.18)$$

Infine il flusso concatenato con una fase è pari a:

$$\hat{\Lambda} = \frac{kwNs\hat{\Phi}}{2} = \frac{0.5 \cdot 2460 \cdot 3.65 \cdot 10^{-4}}{2} = 0.22 \ V_s \quad (7.19)$$

7.3.3 Progetto a carico

In questo paragrafo si progetta il funzionamento a carico della macchina in maniera da calcolare il valore della corrente nominale circolante nell'avvolgimento. In seguito il valore di corrente trovato viene inserito nel programma di simulazione FEMM al fine di determinare il rendimento.

Preliminarmente esprimo la velocità a vuoto della macchina in rad/s e calcolo la coppia nominale T che la macchina sviluppa:

$$\Omega_m = \frac{2\pi n_0}{60} = \frac{2\pi 3800}{60} = 398 \ rad/s \quad (7.20)$$

$$T = \frac{Pn}{\Omega_m} = \frac{200}{398} = 0.5 \ Nm \quad (7.21)$$

Grazie al valore di coppia trovato determino il carico elettrico Ks della macchina:

$$\hat{K}s = \frac{4 \ T}{\pi \ D^2 \ Lstk \ \hat{B}g} = \frac{4 \cdot 0.5}{\pi \cdot 0.055^2 \cdot 0.020 \cdot 0.65} = 21356 \ A/m \quad (7.22)$$

Questo valore di carico elettrico viene utilizzato per determinare la corrente nominale In (in valore efficace) circolante negli avvolgimenti:

$$In = \frac{\pi \ D \ \hat{K}s}{3 \ kw \ Ns} = \frac{\pi \cdot 0.055 \cdot 21356}{3 \cdot 0.5 \cdot 2460} = 0.7 \ A \quad (7.23)$$

La corrente da mettere in cava è pari a:

$$Islot = ncs \ In = 615 \cdot 0.7 = 431A \quad (7.24)$$

Per le applicazioni di bassa velocità imposto come valore di coefficiente di riempimento kfill 0.25 e così si può determinare quale diametro adottare per i conduttori.

$$kfill = 0.25$$

Sezione del conduttore:

$$Sc' = \frac{Sslot \ kfill}{ncs} = \frac{160 \cdot 0.25}{615} = 0.065 \ mm^2 \quad (7.25)$$

Diametro del conduttore:

$$dc' = \sqrt{\frac{4 \ Sc'}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0.065}{\pi}} = 0.29 \ mm \quad (7.26)$$

Quindi il diametro commerciale dei conduttori da adottare è dc = 0.315 mm (Sezione commerciale: Sc = 0.0779 mm²).

Infine determino la densità di corrente negli avvolgimenti:

$$J = \frac{Islot}{kfill \ Sslot} = \frac{431}{0.25 \cdot 160} = 11 \ A/mm^2 \quad (7.27)$$

7.4 Analisi con il programma FEMM

7.4.1 Premessa

Il programma agli elementi finiti FEMM permette di simulare il motore in esame per verificare i risultati ottenuti nei paragrafi precedenti e soprattutto determinare i valori di induzione massimi nei denti e nella corona necessari per il calcolo del rendimento. In particolare il programma discretizza la geometria del motore e va a calcolare il potenziale vettore magnetico A in ogni punto del dominio. Inoltre una maggiore attenzione va posta al traferro in quanto necessita di una mesh più fitta.

La geometria del motore con la relativa mesh è analoga a quella mostrata nella figura 2.2.

7.4.2 Simulazione a vuoto

In questa simulazione il motore viene fatto girare a vuoto e per ogni posizione del rotore si vanno a calcolare le grandezze di interesse mostrate nelle figure seguenti.

Si presuppone come posizione iniziale del rotore quella in cui si ha massimo flusso concatenato con la fase A ossia in corrispondenza dell'asse diretto.

Le prime grandezze determinate sono i flussi concatenati con le 3 fasi che vengono calcolati con le seguenti espressioni:

$$\hat{\Lambda}_A = ncs Lstk \sum ka(i) \frac{1}{S_{slot}} \int Az \cdot ds \quad (7.28)$$

$$\hat{\Lambda}_B = ncs Lstk \sum kb(i) \frac{1}{S_{slot}} \int Az \cdot ds \quad (7.29)$$

$$\hat{\Lambda}_C = ncs Lstk \sum kc(i) \frac{1}{S_{slot}} \int Az \cdot ds \quad (7.30)$$

dove Az è il potenziale vettore magnetico che presenta solo componente lungo z essendo l'induzione solenoidale e avente componenti lungo x e y .

La soluzione di campo prodotta dal FEMM con le relative linee di flusso è analoga a quella della figura 2.3.

Nelle figure 7.2, 7.3, 7.4 e 7.5 vengono mostrati gli andamenti dei flussi concatenati con le 3 fasi al variare dell'angolo elettrico e le relative fondamentali.

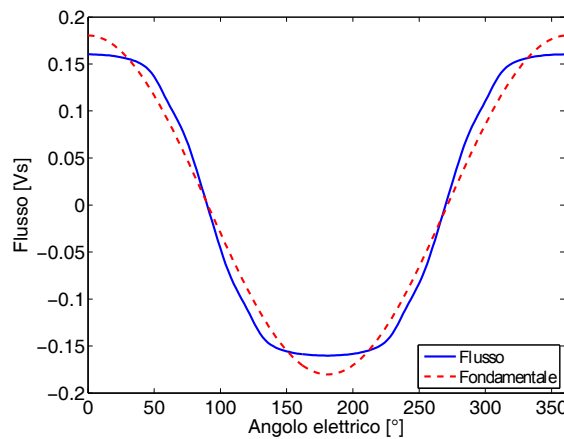


Figura 7.2: Flusso concatenato con la fase A

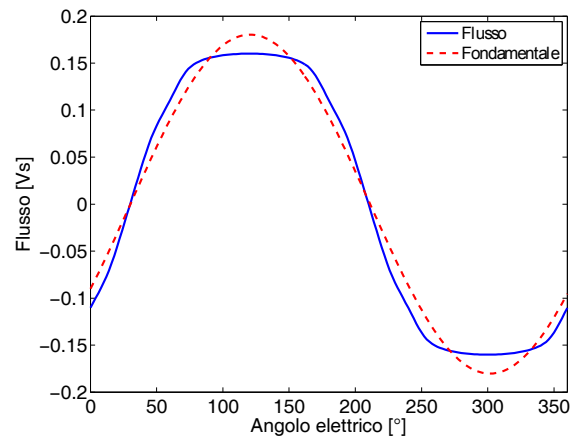


Figura 7.3: Flusso concatenato con la fase B

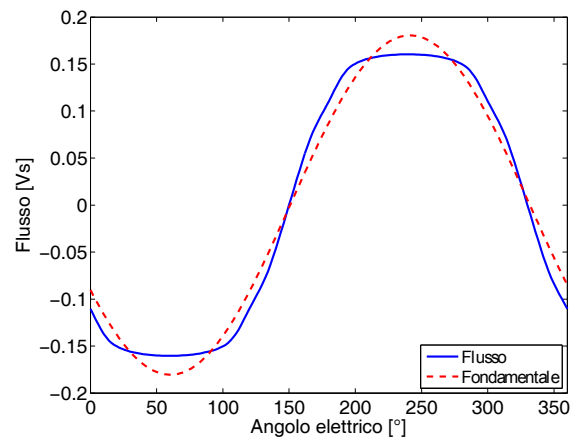


Figura 7.4: Flusso concatenato con la fase C

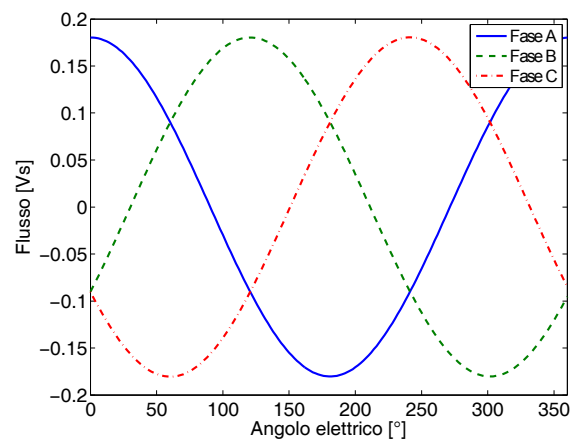


Figura 7.5: Flussi concatenati con le 3 fasi(fondamentali)

Inoltre nella figura 7.6 viene rappresentato lo spettro armonico del flusso concatenato con la fase A che risulta uguale anche per le altre fasi.

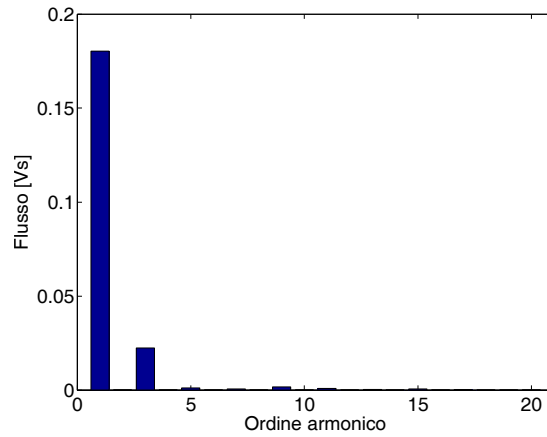


Figura 7.6: Spettro armonico del flusso concatenato con la fase A

Dalle figure precedenti vediamo come vi sia una certa distorsione nelle forme d'onda, dovuta principalmente alla presenza della terza armonica. Inoltre si nota come il valore massimo della fondamentale dei flussi concatenati si avvicini di molto al valore di 0.22 Vs stimati in fase di progetto.

In seguito si è andati a calcolare l'andamento delle tensioni indotte sulle 3 fasi con le seguenti espressioni:

$$\hat{E}_A = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_A}{d\theta} \quad (7.31)$$

$$\hat{E}_B = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_B}{d\theta} \quad (7.32)$$

$$\hat{E}_C = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_C}{d\theta} \quad (7.33)$$

Nelle figure 7.7, 7.8 e 7.9 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni di fase con le relative fondamentali e lo spettro della fase A (analogo per tutte le fasi).

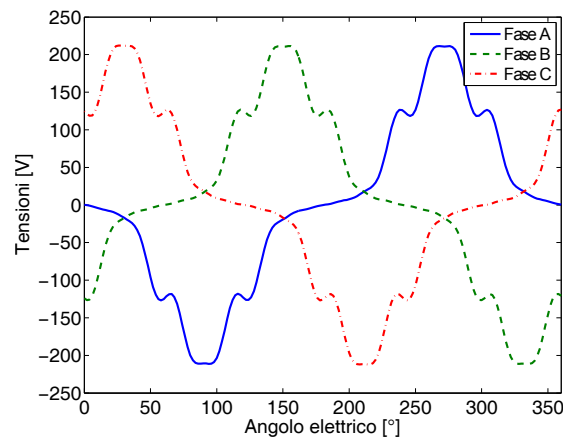


Figura 7.7: Tensioni di fase

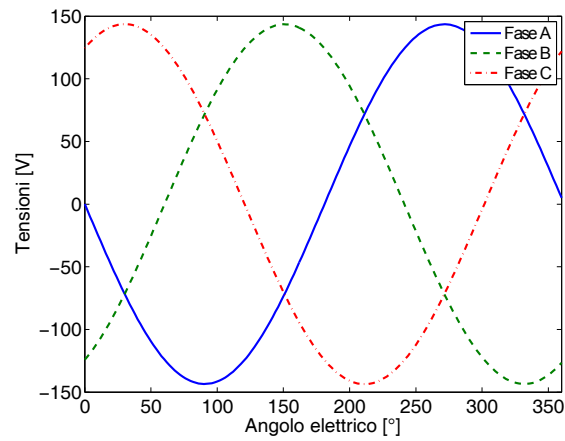


Figura 7.8: Tensioni di fase (fondamentali)

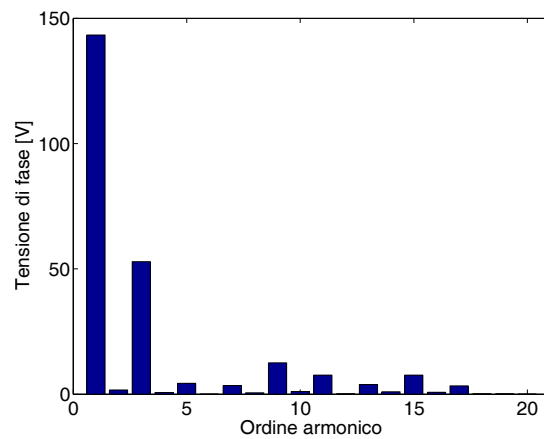


Figura 7.9: Spettro armonico della fase A

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una notevole distorsione armonica nelle forme d'onda dovuta alla presenza delle armoniche dispari soprattutto la terza.

Invece nelle figure 7.10, 7.11 e 7.12 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni concatenate con le relative fondamentali e lo spettro della tensione AB(analogo per tutte le concatenate).

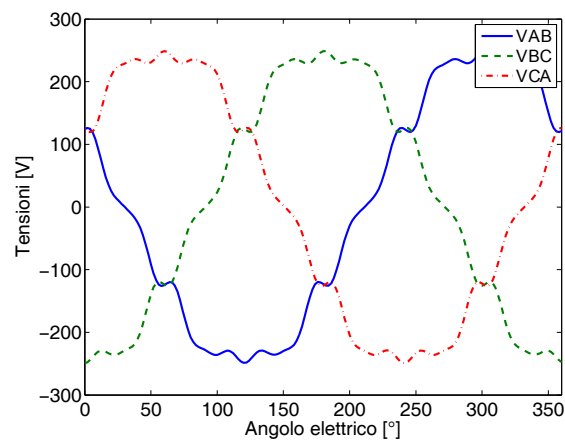


Figura 7.10: Tensioni concatenate

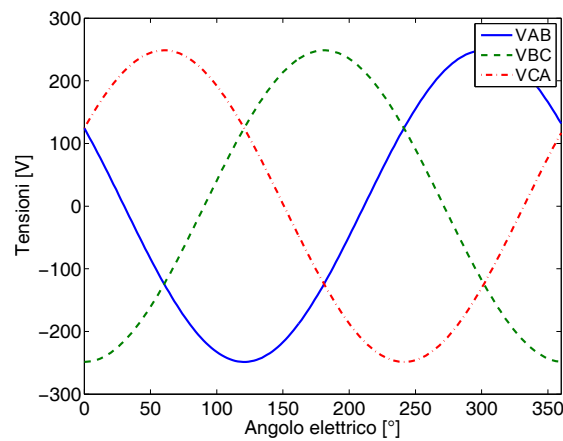


Figura 7.11: Tensioni concatenate (fondamentali)

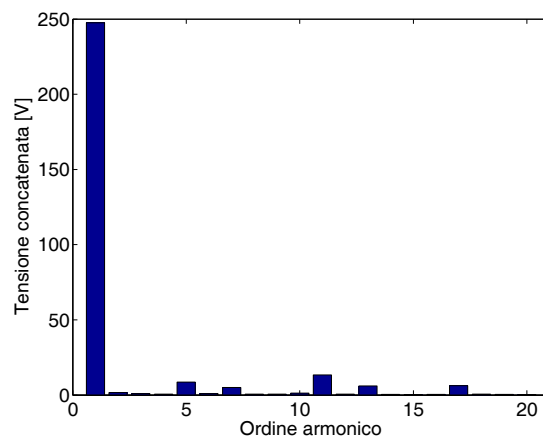


Figura 7.12: Spettro armonico della tensione AB

Dalle figure precedenti notiamo come è presente una certa distorsione armonica per la presenza delle armoniche di ordine 5, 7 e 11.

Altra grandezza di interesse è la coppia di impuntamento la quale è mostrata nella figura 7.13 al variare dell'angolo elettrico. Essa è stata calcolata attraverso il tensore degli sforzi di Maxwell.

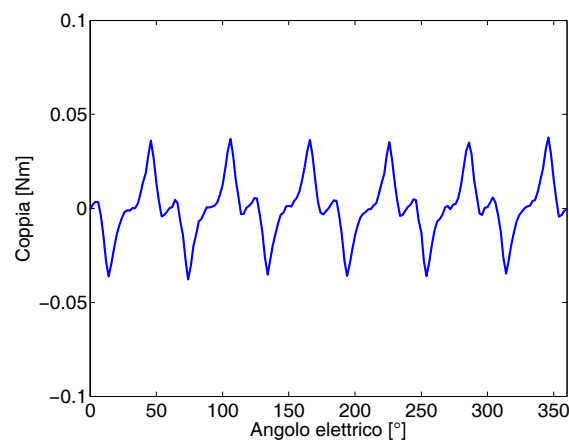


Figura 7.13: Coppia di impuntamento

Tale coppia a vuoto è sempre presente ed è dovuta all'attrazione magnetica tra i denti di

statore e i magneti permanenti al variare della posizione angolare del rotore. In particolare il rotore tende ad allinearsi con il massimo numero di denti statorici in modo tale che sia minima la riluttanza delle linee di flusso e massima l'energia magnetica immagazzinata. Questa coppia aggiunge una componente di ripple alla coppia sviluppata a carico dalla macchina e può causare vibrazioni e rumore.

Infine nelle figure 7.14 e 7.15 sono mostrati rispettivamente l'andamento dell'induzione al traferro con la relativa fondamentale e il relativo spettro armonico.

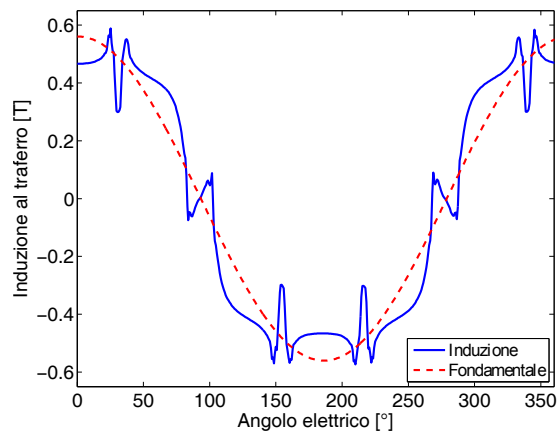


Figura 7.14: Induzione al traferro

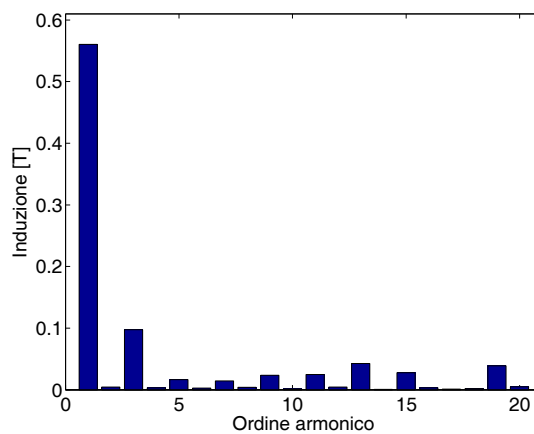


Figura 7.15: Spettro armonico dell'induzione al traferro

Dalle figure precedenti notiamo come il valore massimo del traferro (0.6 T) rispecchi il valore calcolato analiticamente e vi sia la presenza di una notevole distorsione armonica dovuta all'influenza delle aperture di cava al traferro.

7.4.3 Simulazione a carico

In questa simulazione il motore viene fatto girare a carico inviando nell'avvolgimento statorico la corrente nominale in maniera da avere il massimo rapporto coppia/corrente (corrente di asse q). Anche in questo caso la posizione iniziale del rotore è stata fissata in maniera da avere massimo flusso concatenato con la fase A e sono stati calcolati gli andamenti dei flussi concatenati, delle tensioni e della coppia in maniera analoga al paragrafo precedente.

Nelle figure 7.16, 7.17, 7.18 e 7.19 vengono mostrati gli andamenti dei flussi concatenati con le 3 fasi al variare dell'angolo elettrico e le relative fondamentali.

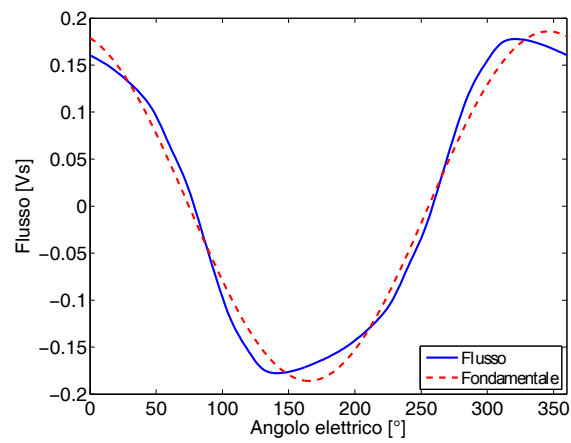


Figura 7.16: Flusso concatenato con la fase A

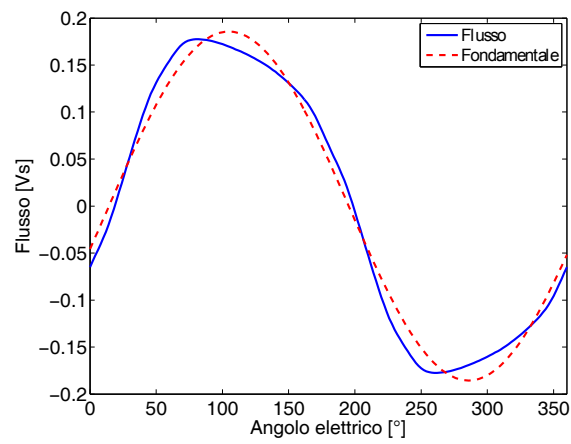


Figura 7.17: Flusso concatenato con la fase B

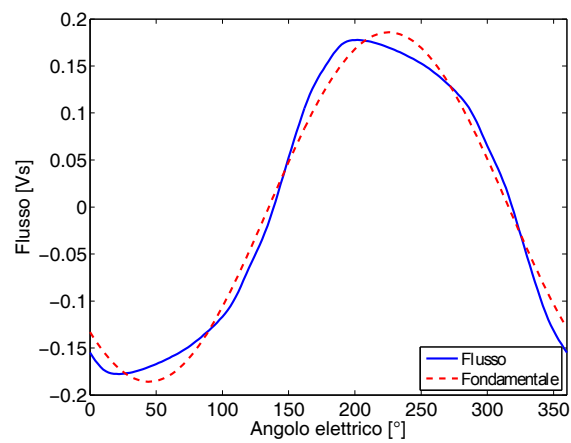


Figura 7.18: Flusso concatenato con la fase C

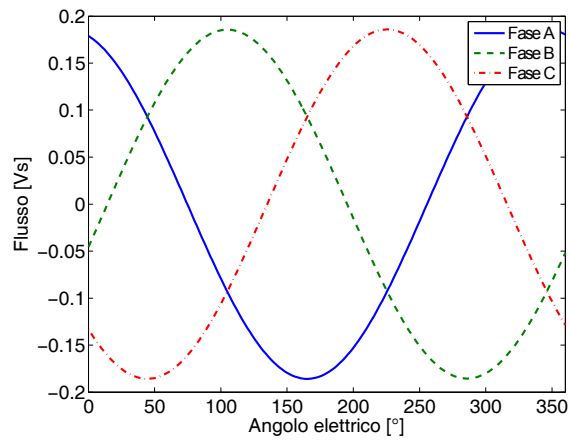


Figura 7.19: Flussi concatenati con le 3 fasi(fondamentali)

Inoltre nella figura 7.20 viene rappresentato lo spettro armonico del flusso concatenato con la fase A che risulta uguale anche per le altre fasi.

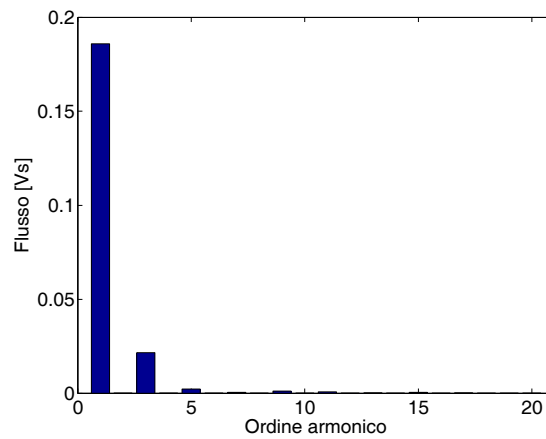


Figura 7.20: Spettro armonico del flusso concatenato con la fase A

Dalle figure precedenti vediamo come vi sia una certa distorsione armonica nelle forme d'onda, dovuta principalmente alla presenza della terza armonica. Inoltre si nota come il valore massimo della fondamentale dei flussi concatenati si avvicini di molto al valore di 0.22 Vs stimati in fase di analisi.

Nelle figure 7.21, 7.22 e 7.23 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni di fase con le relative fondamentali e lo spettro della fase A(analogo per tutte le fasi).

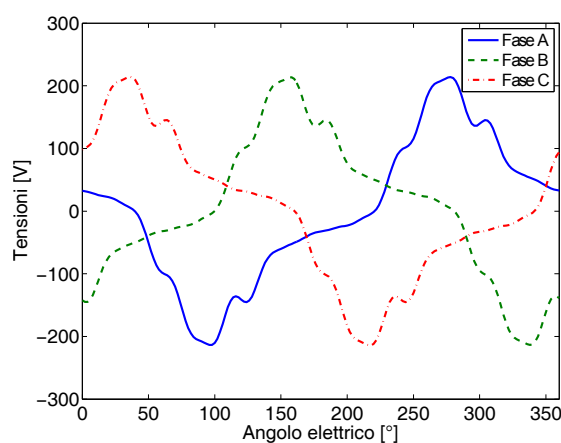


Figura 7.21: Tensioni di fase

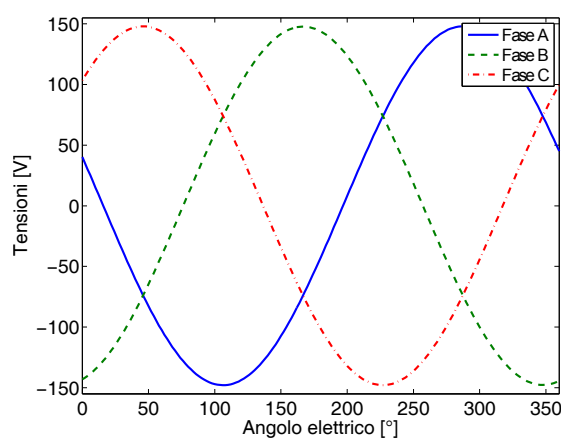


Figura 7.22: Tensioni di fase (fondamentali)

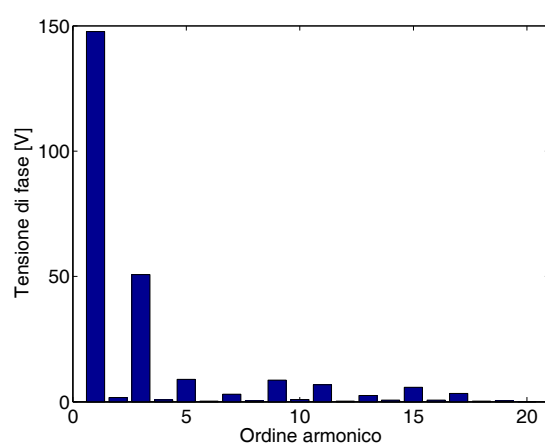


Figura 7.23: Spettro armonico della fase A

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una notevole distorsione armonica nelle forme d'onda dovuta alla presenza delle armoniche dispari soprattutto la terza.

Invece nelle figure 7.24, 7.25 e 7.26 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni concatenate con le relative fondamentali e lo spettro della tensione AB(analogo per tutte le concatenate).

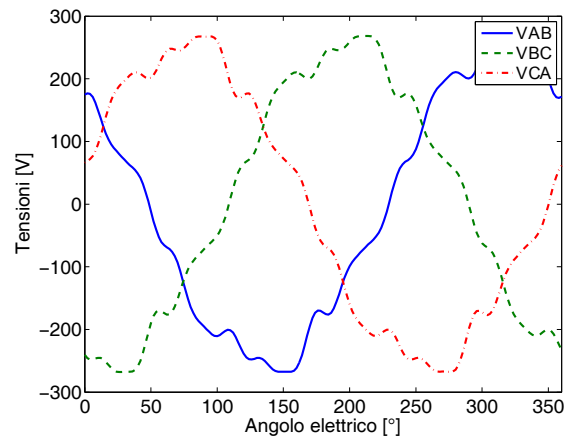


Figura 7.24: Tensioni concatenate

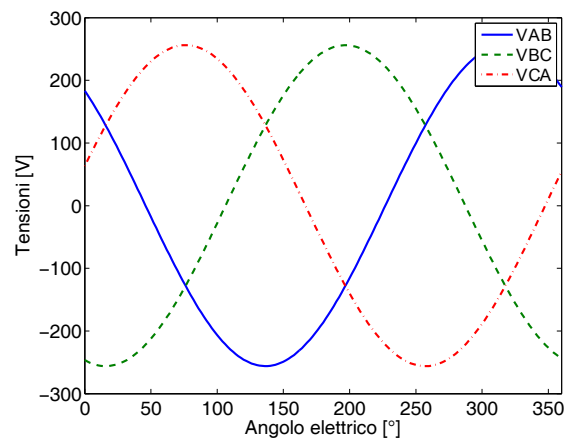


Figura 7.25: Tensioni concatenate (fondamentali)

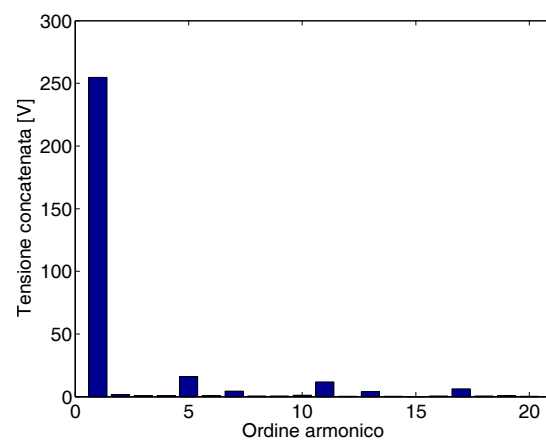


Figura 7.26: Spettro armonico della tensione AB

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una certa distorsione armonica dovuta alla quinta e undicesima armonica.

Nella figura 7.27 è mostrato l'andamento della coppia sviluppata dalla macchina calcolata in 2 modi:

1. Attraverso il tensore degli sforzi di Maxwell

2. Considerando il sistema di riferimento d-q con la seguente formula:

$$T = \frac{3}{2}p(\lambda_d I_q - \lambda_q I_d) \quad (7.34)$$

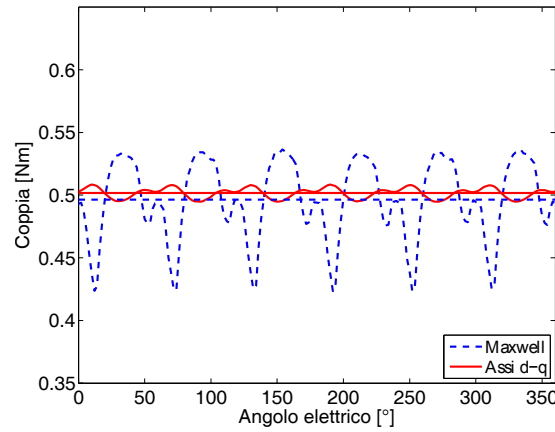


Figura 7.27: Coppia

Dalla figura precedente notiamo come la coppia a carico sia data dalla sovrapposizione del suo valore medio (pari a quello determinato analiticamente) con la coppia di impuntamento. Inoltre si vede che i valori medi delle coppie calcolate nei 2 modi coincidono.

Infine nelle figure 7.28 e 7.29 sono mostrati rispettivamente l'andamento dell'induzione al traferro con la relativa fondamentale e il relativo spettro armonico. In questo caso all'induzione prodotta dai magneti va a sommarsi quella prodotta dalla reazione d'indotto che causa in alcuni tratti un innalzamento dell'induzione a vuoto mentre in altri un'abbassamento.

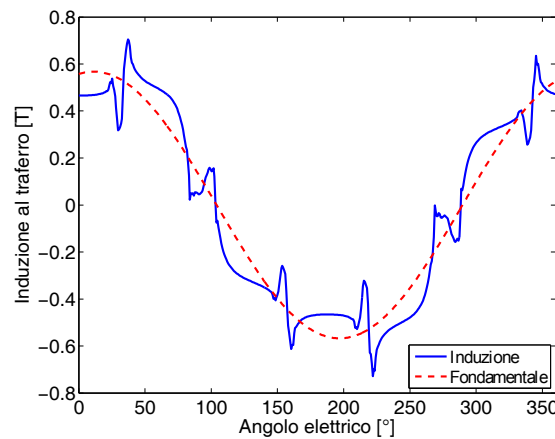


Figura 7.28: Induzione al traferro

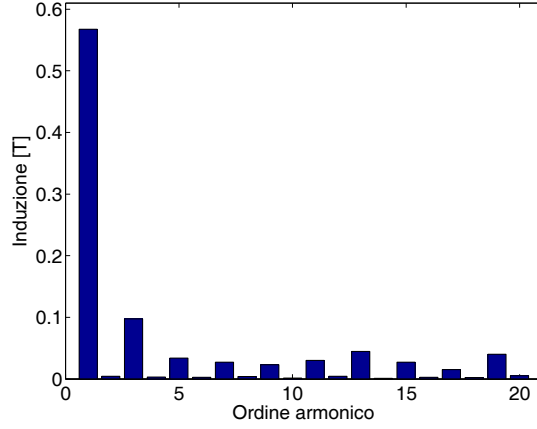


Figura 7.29: Spettro armonico dell'induzione al traferro

Dalle figure precedenti notiamo come via sia una notevole distorsione armonica dovuta all'effetto delle cave al traferro. In particolare sono presenti le armoniche di ordine dispari.

7.5 Perdite e rendimento

7.5.1 Perdite Joule di statore

Le perdite Joule di statore vengono calcolate attraverso la determinazione della lunghezza delle testate e quindi della resistenza statorica.

La lunghezza delle testate è:

$$l_{ew} = \pi \frac{ps}{2} = \pi \frac{0.0144}{2} = 0.0226 \text{ m} \quad (7.35)$$

La resistenza di fase statorica è:

$$R = \rho_{75} \frac{Ns (Lstk + l_{ew})}{Sc} = 0.022 \cdot 10^{-6} \frac{2460 (0.020 + 0.0226)}{0.0779 \cdot 10^{-6}} = 30 \Omega \quad (7.36)$$

Quindi le perdite Joule sono:

$$P_j = 3 R I_n^2 = 3 \cdot 30 \cdot 0.7^2 = 44 \text{ W} \quad (7.37)$$

7.5.2 Perdite nel ferro di statore

Le perdite nel ferro di statore sono calcolate attraverso la determinazione delle perdite specifiche alla frequenza e all'induzione di lavoro partendo dalle perdite specifiche di targa del lamierino (2.7 W/Kg a 50 Hz e 1.5 T). Inoltre grazie al programma FEMM sono state calcolate le induzioni massime nei denti e nella corona:

Induzione massima nel dente = 1.6 T

Induzione massima nella corona = 1.45 T

Perdite nei denti

Le perdite specifiche del lamierino a 1.6 T e a 126.66 Hz sono:

$$\begin{aligned} p_{spec} &= 2.7 k_{hys} \left(\frac{fn}{50} \right) \left(\frac{B_t}{1.5} \right)^2 + 2.7 k_{cp} \left(\frac{fn}{50} \right)^2 \left(\frac{B_t}{1.5} \right)^2 = \\ &= 2.7 \cdot 0.85 \left(\frac{126.66}{50} \right) \left(\frac{1.6}{1.5} \right)^2 + 2.7 \cdot 0.15 \left(\frac{126.66}{50} \right)^2 \left(\frac{1.6}{1.5} \right)^2 = 9.6 \text{ W/kg} \end{aligned} \quad (7.38)$$

Peso dei denti:

$$\begin{aligned} G_t &= \gamma_{Fe} Q_{hs} wt L_{Fe} = \\ &= 7800 \cdot 12 \cdot 0.01262 \cdot 0.00457 \cdot 0.96 \cdot 0.020 = 0.1 \text{ Kg} \end{aligned} \quad (7.39)$$

Infine le perdite nei denti sono:

$$P_t = k_{magg} p_{spec} G_t = 2 \cdot 9.6 \cdot 0.1 = 2 \text{ W} \quad (7.40)$$

Perdite nella corona

Le perdite specifiche del lamierino a 1.45 T e a 126.66 Hz sono:

$$\begin{aligned} p_{spec} &= 2.7 k_{hys} \left(\frac{fn}{50} \right) \left(\frac{B_{bi}}{1.5} \right)^2 + 2.7 k_{cp} \left(\frac{fn}{50} \right)^2 \left(\frac{B_{bi}}{1.5} \right)^2 = \\ &= 2.7 \cdot 0.85 \left(\frac{126.66}{50} \right) \left(\frac{1.45}{1.5} \right)^2 + 2.7 \cdot 0.15 \left(\frac{126.66}{50} \right)^2 \left(\frac{1.45}{1.5} \right)^2 = 8 \text{ W/kg} \end{aligned} \quad (7.41)$$

Peso della corona:

$$\begin{aligned} G_{bi} &= \gamma_{Fe} \pi (De - hbi) L_{Fe} = \\ &= 7800 \pi (0.092 - 5.835 \cdot 10^{-3}) \cdot 5.835 \cdot 10^{-3} \cdot 0.96 \cdot 0.020 = 0.24 \text{ kg} \end{aligned} \quad (7.42)$$

Infine le perdite nella corona sono:

$$P_{bi} = k_{magg} p_{spec} G_{bi} = 1.5 \cdot 8 \cdot 0.24 = 3 \text{ W} \quad (7.43)$$

7.5.3 Perdite meccaniche

Per calcolare le perdite meccaniche si utilizza una formula empirica:

$$P_{me} = 0.8 P_n \sqrt{\Omega 0} 10^{-3} = 0.8 \cdot 200 \cdot \sqrt{3800} \cdot 10^{-3} = 10 \text{ W} \quad (7.44)$$

7.5.4 Perdite totali e rendimento

$$P'_{tot} = P_j + P_{Fe} + P_{me} = 44 + 2 + 3 + 10 = 59 \text{ W} \quad (7.45)$$

Queste perdite bisogna aumentarle del 10% per tenere conto delle perdite addizionali. Allora le perdite totali della macchina sono:

$$P_{tot} = 1.1 P'_{tot} = 1.1 \cdot 59 = 65 \text{ W} \quad (7.46)$$

Potenza elettrica assorbita dalla macchina:

$$P_e = P_n + P_{tot} = 200 + 65 = 265 \text{ W} \quad (7.47)$$

Infine il rendimento è:

$$\eta = \frac{P_n}{P_e} \% = \frac{200}{265} \% = 75.5 \% \quad (7.48)$$

7.6 Soluzione per migliorare il rendimento

Siccome il rendimento di questo motore è inferiore all'80% e non rispetta le specifiche allora è possibile adottare degli accorgimenti per aumentare il rendimento. In particolare bisogna diminuire le perdite nel rame perchè incidono molto nel rendimento. Pertanto siccome la densità di corrente è inversamente proporzionale alla lunghezza del pacco statorico allora bisogna aumentare la lunghezza fino a un valore compreso tra 30 e 32 mm.

In questo caso i grafici delle simulazioni sono analoghi a quelli già esposti.

Capitolo 8

Progetto SPM 12/4 distribuito

8.1 Premessa

In questo capitolo viene progettato un motore a magneti permanenti superficiali trifase a 12 cave/4 poli con avvolgimento distribuito a passo intero.

Il progetto avviene inizialmente tramite modelli analitici che in seguito sono verificati tramite il programma FEMM.

8.2 Dati e specifiche

8.2.1 Specifiche

Le specifiche del motore da rispettare sono state fornite dall'azienda e sono elencate nella tabella 8.1.

Grandezza	Unità di misura	Valore	Simbolo
Tensione nominale	V	230	V _n
Numero fasi		3	m
Frequenza	Hz	126.66	f _n
Potenza nominale	W	200	P _n
Velocità sincrona	rpm	3800	Ω0
Efficienza minima		80%	

Tabella 8.1: Specifiche motore

Altre specifiche:

Servizio: continuo (S1)

Classe d'isolamento: F

Dimensione: compatta

Temperatura d'esercizio: -15/65°C

Lamiera magnetica M270-35A con spessore 0.35 mm

8.2.2 Dati geometrici statore e rotore

I dati geometrici di statore e rotore adottati sono indicati nella tabella 8.2. L'unica differenza rispetto ai motori per alte velocità è che in questo caso il pacco motore è di 20mm.

Grandezza	Unità di misura	Valore	Simbolo
Diametro esterno statore	mm	92	De
Diametro interno statore	mm	55	D
Numero cave		12	Q
Sezione cava	mm ²	160	Sslot
Altezza cava	mm	12.62	hs
Apertura cava	mm	2.36	wso
Altezza corona	mm	5.835	hbi
Larghezza dente	mm	4.57	wt
Traferro	mm	0.5	g
Diametro rotore al traferro	mm	54	
Diametro rotore	mm	48	Dr
Diametro albero	mm	6	Dshaft
Lunghezza pacco motore	mm	20	Lstk

Tabella 8.2: Dati geometrici

8.2.3 Dati magneti permanente

Il magnete permanente adottato è un magnete in Neodimio-Ferro-Boro (NdFeB) e i relativi dati sono esposti in AppendiceA.

8.2.4 Dati lamierino

Il lamierino ferromagnetico utilizzato sia per lo statore che per il rotore è il lamierino M270-35A di spessore 0.35 mm. Le sue caratteristiche sono esposte in AppendiceB.

8.3 Progetto

8.3.1 Avvolgimento

L'avvolgimento adottato per questo motore è un avvolgimento di tipo distribuito a passo intero. Il progetto dell'avvolgimento avviene attraverso la determinazione della stella di cava che permette di definire la relativa matrice di cava. Questa matrice individua la disposizione dell'avvolgimento nelle cave statoriche e deve essere utilizzata nell'analisi con FEMM.

Stella di cava

Abbiamo un avvolgimento 12 cave/4 poli.

Il massimo comune divisore tra Q e p è:

$$t = M.C.D.\{Q, p\} = M.C.D.\{12, 2\} = 2 \quad (8.1)$$

L'angolo meccanico è:

$$\alpha_s = \frac{360}{Q} = \frac{360}{12} = 30^\circ \quad (8.2)$$

L'angolo elettrico è:

$$\alpha_s^e = p \alpha_s = 2 \cdot 30 = 60^\circ \quad (8.3)$$

Periodicità stella di cava:

$$\frac{Q}{t} = \frac{12}{2} = 6 \quad (8.4)$$

Abbiamo quindi una stella di cava composta da 6 raggi ciascuno di 2 vettori ed è mostrata nella figura 8.1.

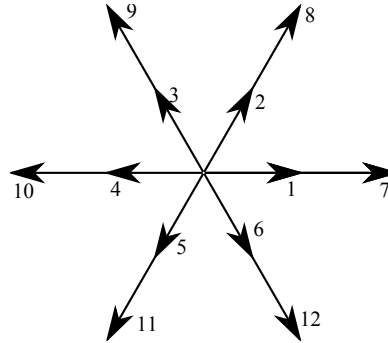


Figura 8.1: Stella di cava

La lunghezza delle matasse è :

$$Yq = \frac{Q}{2p} = \frac{12}{4} = 3 \quad (8.5)$$

Calcolo coefficiente d'avvolgimento

Il coefficiente d'avvolgimento è dato dal prodotto tra il coefficiente di distribuzione e tra quello di raccorciamento.

Numero di cave per polo e per fase:

$$q = \frac{Q}{2pm} = \frac{12}{4 \cdot 3} = 1 \quad (8.6)$$

Sapendo che l'angolo elettrico è 60° il coefficiente di distribuzione è:

$$kd = \frac{\sin(q \frac{\alpha_e}{2})}{q \sin(\frac{\alpha_e}{2})} = \frac{\sin(30)}{\sin(30)} = 1 \quad (8.7)$$

Nel nostro caso l'avvolgimento è a passo intero per cui non abbiamo il coefficiente di raccorciamento.

In definitiva il coefficiente d'avvolgimento coincide con quello di distribuzione e la matrice di cava da inserire dal programma FEMM è:

```
ka= 0, 1, 0, 0, -1, 0, 0, 1, 0, 0, -1, 0;
kb= -1, 0, 0, 1, 0, 0, -1, 0, 0, 1, 0, 0;
kc= 0, 0, -1, 0, 0, 1, 0, 0, -1, 0, 0, 1;
```

8.3.2 Progetto a vuoto

In questo paragrafo la macchina viene progettata nel caso di funzionamento a vuoto ossia considerando solo il contributo dei magneti permanenti al flusso al traferro e ipotizzando corrente nulla nell'avvolgimento statorico.

L'obiettivo di questo progetto è quello di determinare il numero di conduttori necessari ad avere in uscita la tensione nominale desiderata.

Inizialmente si calcola il valore dell'induzione al traferro prodotta dai magneti permanenti al fine di determinare il flusso della macchina.

L'induzione al traferro è data dall'espressione:

$$\hat{B}g = \frac{B_{rem} k_\sigma}{1 + \frac{g \cdot k_{cart} \cdot \mu_r \cdot k_\sigma}{tm}} \quad (8.8)$$

dove k_σ e k_{cart} sono due coefficienti che tengono conto dello spanciamiento del flusso al traferro e dell'effetto delle cave. Il coefficiente k_σ è dato dall'espressione:

$$k_\sigma = \frac{\tau_p}{\tau_p + 2g} \quad (8.9)$$

dove τ_p è il semipasso polare pari a:

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 0.055}{2 \cdot 2} = 0.0432 \text{ m} \quad (8.10)$$

Quindi:

$$k_\sigma = \frac{0.0432}{0.0432 + 2 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3}} = 0.977$$

Il coefficiente di Carter è dato dall'espressione:

$$k_{cart} = \frac{ps}{ps + g - \frac{3}{4}wso} \quad (8.11)$$

dove ps è il passo di dentatura pari a:

$$ps = \frac{\pi D}{Q} = \frac{\pi \cdot 0.055}{12} = 0.0144 \text{ m} \quad (8.12)$$

Quindi:

$$k_{cart} = \frac{14.4}{14.4 + 0.5 - 0.75 \cdot 2.36} = 1.1$$

$$\hat{B}g = \frac{0.68 \cdot 0.977}{1 + \frac{0.5 \cdot 1.1 \cdot 1.2 \cdot 0.977}{3}} = 0.65 \text{ T}$$

Il flusso della macchina (concatenato con 1 spira) è pari a:

$$\hat{\Phi} = \frac{\hat{B}gDLstk}{p} = \frac{0.62 \cdot 0.055 \cdot 0.020}{2} = 3.65 \cdot 10^{-4} \text{ Wb} \quad (8.13)$$

Inoltre considerando una caduta di tensione del 5% nell'avvolgimento di statore, dobbiamo avere una tensione indotta pari a:

$$E_{avv} = 0.95 \frac{Vn}{\sqrt{3}} = 0.95 \frac{230}{\sqrt{3}} = 126.5 \text{ V} \quad (8.14)$$

Quindi il numero di conduttori serie necessari a raggiungere questa tensione sono pari a:

$$Ns = \frac{\sqrt{2} E_{avv}}{\pi kw \hat{\Phi} f} = \frac{\sqrt{2} \cdot 126.5}{\pi \cdot 1 \cdot 3.65 \cdot 10^{-4} \cdot 126.66} = 1176 \quad (8.15)$$

Numero di conduttori serie per fase da mettere in ogni cava:

$$ncs = \frac{m Ns}{Q} = \frac{3 \cdot 1176}{12} = 294 \quad (8.16)$$

Infine il flusso concatenato con una fase è pari a:

$$\hat{\Lambda} = \frac{kwNs\hat{\Phi}}{2} = \frac{1 \cdot 1176 \cdot 3.65 \cdot 10^{-4}}{2} = 0.21 \text{ Vs} \quad (8.17)$$

8.3.3 Progetto a carico

In questo paragrafo si progetta il funzionamento a carico della macchina in maniera da calcolare il valore della corrente nominale circolante nell'avvolgimento. In seguito il valore di corrente trovato viene inserito nel programma di simulazione FEMM al fine di determinare il rendimento.

Preliminarmente esprimo la velocità a vuoto della macchina in rad/s e calcolo la coppia nominale T che la macchina sviluppa:

$$\Omega_m = \frac{2\pi n_0}{60} = \frac{2\pi 3800}{60} = 398 \text{ rad/s} \quad (8.18)$$

$$T = \frac{P_n}{\Omega_m} = \frac{200}{398} = 0.5 \text{ Nm} \quad (8.19)$$

Grazie al valore di coppia trovato determino il carico elettrico K_s della macchina:

$$\hat{K}_s = \frac{4 T}{\pi D^2 L_{stk} \hat{B}_g} = \frac{4 \cdot 0.5}{\pi \cdot 0.055^2 \cdot 0.020 \cdot 0.65} = 16000 \text{ A/m} \quad (8.20)$$

Questo valore di carico elettrico viene utilizzato per determinare la corrente nominale I_n (in valore efficace) circolante negli avvolgimenti:

$$I_n = \frac{\pi D \hat{K}_s}{3 kw N_s} = \frac{\pi \cdot 0.055 \cdot 16000}{3 \cdot 1 \cdot 1176} = 0.71 \text{ A} \quad (8.21)$$

La corrente da mettere in cava è pari a:

$$I_{slot} = ncs I_n = 294 \cdot 0.71 = 209 \text{ A} \quad (8.22)$$

Per le applicazioni di bassa velocità imposto come valore di coefficiente di riempimento k_{fill} 0.25 e così si può determinare quale diametro adottare per i conduttori.

$$k_{fill} = 0.25$$

Sezione del conduttore:

$$Sc' = \frac{S_{slot} k_{fill}}{ncs} = \frac{160 \cdot 0.25}{294} = 0.136 \text{ mm}^2 \quad (8.23)$$

Diametro del conduttore:

$$dc' = \sqrt{\frac{4 Sc'}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0.136}{\pi}} = 0.42 \text{ mm} \quad (8.24)$$

Quindi il diametro commerciale dei conduttori da adottare è $dc = 0.45 \text{ mm}$ (Sezione commerciale: $Sc = 0.159 \text{ mm}^2$).

Infine determino la densità di corrente negli avvolgimenti:

$$J = \frac{I_{slot}}{k_{fill} S_{slot}} = \frac{209}{0.25 \cdot 160} = 5 \text{ A/mm}^2 \quad (8.25)$$

8.4 Analisi con il programma FEMM

8.4.1 Premessa

Il programma agli elementi finiti FEMM permette di simulare il motore in esame per verificare i risultati ottenuti nei paragrafi precedenti e soprattutto determinare i valori di induzione massimi nei denti e nella corona necessari per il calcolo del rendimento. In particolare il programma discretizza la geometria del motore e va a calcolare il potenziale vettore magnetico A in ogni punto del dominio. Inoltre una maggiore attenzione va posta al traferro in quanto necessita di una mesh più fitta.

La geometria del motore con la relativa mesh è analoga a quella mostrata nella figura 3.2.

8.4.2 Simulazione a vuoto

In questa simulazione il motore viene fatto girare a vuoto e per ogni posizione del rotore si vanno a calcolare le grandezze di interesse mostrate nelle figure seguenti.

Si presuppone come posizione iniziale del rotore quella in cui si ha massimo flusso concatenato con la fase A ossia in corrispondenza dell'asse diretto.

Le prime grandezze determinate sono i flussi concatenati con le 3 fasi che vengono calcolati con le seguenti espressioni:

$$\hat{\Lambda}_A = ncs Lstk \sum ka(i) \frac{1}{S_{slot}} \int Az \cdot ds \quad (8.26)$$

$$\hat{\Lambda}_B = ncs Lstk \sum kb(i) \frac{1}{S_{slot}} \int Az \cdot ds \quad (8.27)$$

$$\hat{\Lambda}_C = ncs Lstk \sum kc(i) \frac{1}{S_{slot}} \int Az \cdot ds \quad (8.28)$$

dove Az è il potenziale vettore magnetico che presenta solo componente lungo z essendo l'induzione solenoidale e avente componenti lungo x e y .

La soluzione di campo prodotta dal FEMM con le relative linee di flusso è analoga a quella mostrata nella figura 3.3.

Nelle figure 8.2, 8.3, 8.4 e 8.5 vengono mostrati gli andamenti dei flussi concatenati con le 3 fasi al variare dell'angolo elettrico e le relative fondamentali.

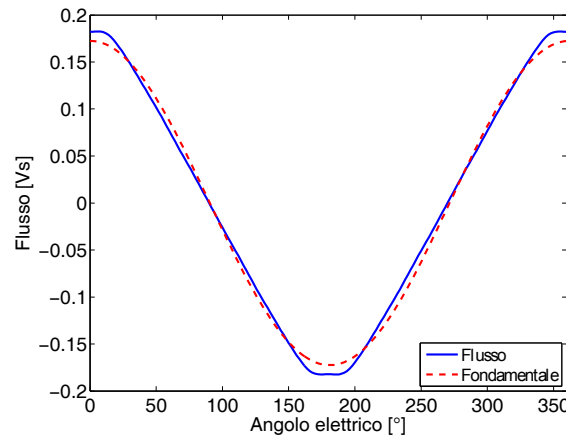


Figura 8.2: Flusso concatenato con la fase A

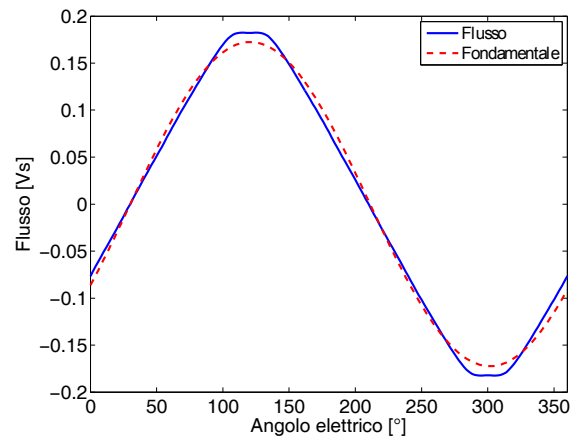


Figura 8.3: Flusso concatenato con la fase B

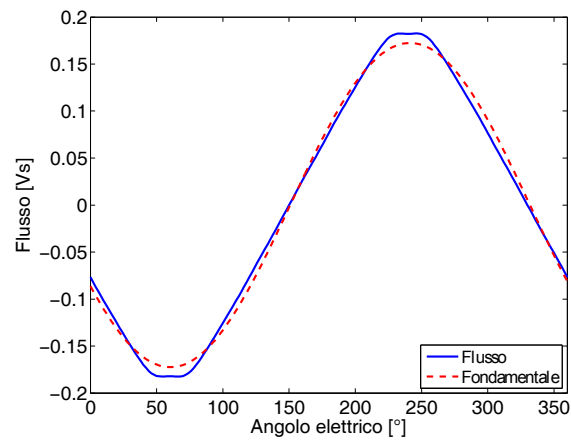


Figura 8.4: Flusso concatenato con la fase C

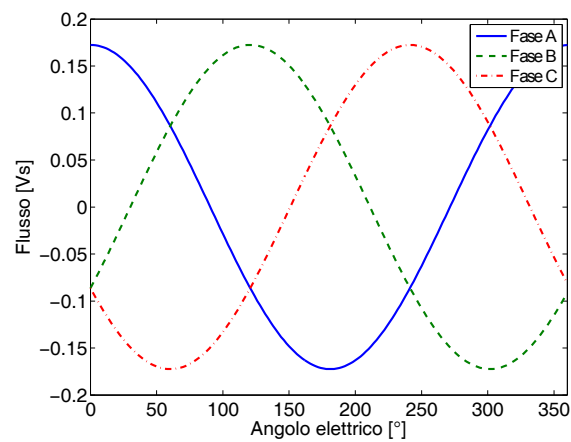


Figura 8.5: Flussi concatenati con le 3 fasi(fondamentali)

Inoltre nella figura 8.6 viene rappresentato lo spettro armonico del flusso concatenato con la fase A che risulta uguale anche per le altre fasi.

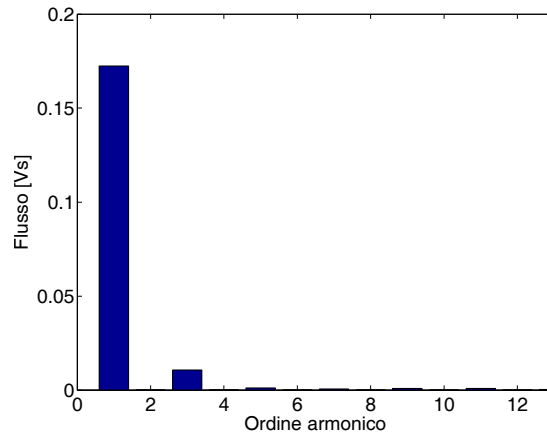


Figura 8.6: Spettro armonico del flusso concatenato con la fase A

Dalle figure precedenti vediamo come vi sia una piccola distorsione armonica nelle forme d'onda, dovuta principalmente alla presenza della terza armonica. Inoltre si nota come il valore massimo della fondamentale dei flussi concatenati si avvicini di molto al valore di 0.2 Vs stimati in fase di progetto.

In seguito si è andati a calcolare l'andamento delle tensioni indotte sulle 3 fasi con le seguenti espressioni:

$$\hat{E}_A = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_A}{d\theta} \quad (8.29)$$

$$\hat{E}_B = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_B}{d\theta} \quad (8.30)$$

$$\hat{E}_C = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_C}{d\theta} \quad (8.31)$$

Nelle figure 8.7, 8.8 e 8.9 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni di fase con le relative fondamentali e lo spettro della fase A (analogo per tutte le fasi).

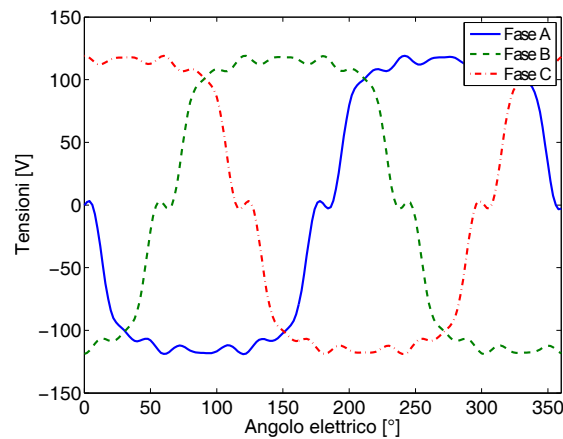


Figura 8.7: Tensioni di fase

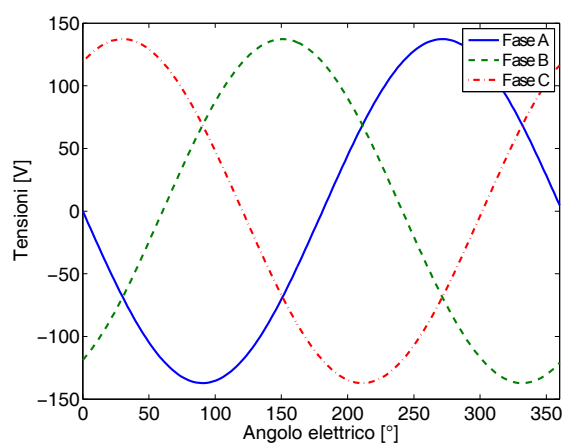


Figura 8.8: Tensioni di fase (fondamentali)

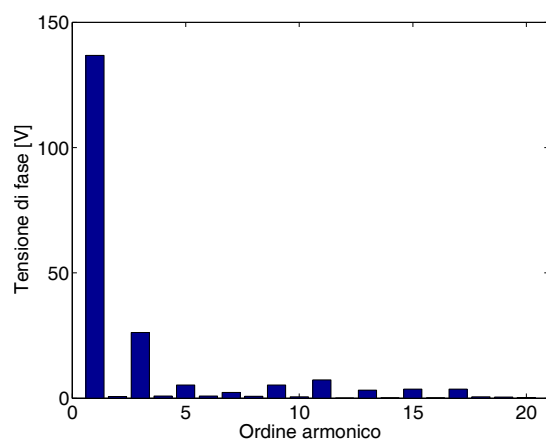


Figura 8.9: Spettro armonico della fase A

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una notevole distorsione armonica nelle forme d'onda dovuta alla presenza delle armoniche dispari soprattutto la terza.

Invece nelle figure 8.10, 8.11 e 8.12 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni concatenate con le relative fondamentali e lo spettro della tensione AB(analogo per tutte le concatenate).

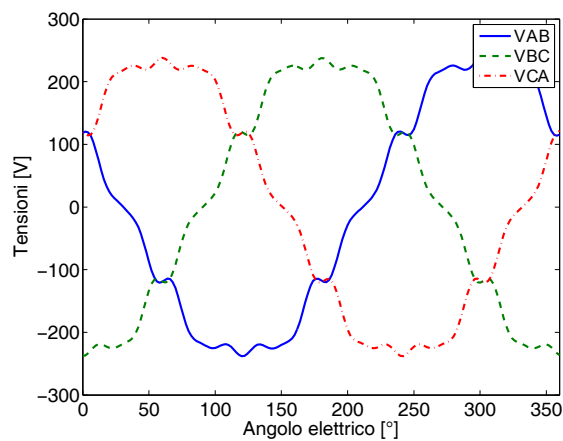


Figura 8.10: Tensioni concatenate

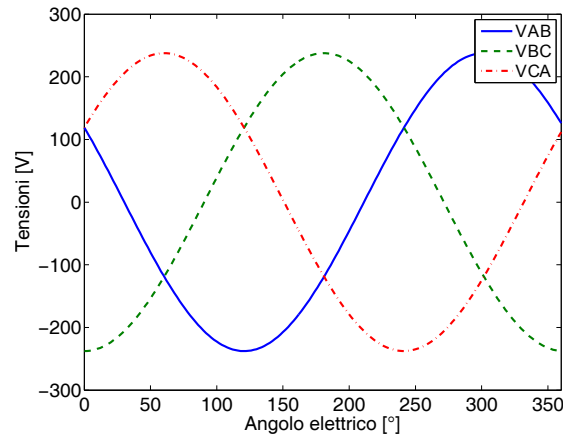


Figura 8.11: Tensioni concatenate (fondamentali)

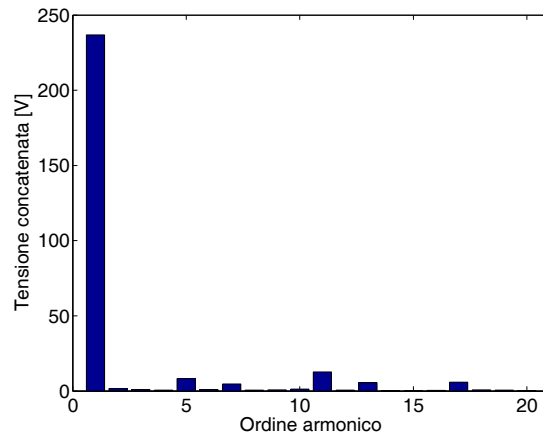


Figura 8.12: Spettro armonico della tensione AB

Dalle figure precedenti notiamo come è presente una certa distorsione armonica per la presenza delle armoniche di ordine 5, 7 e 11.

Altra grandezza di interesse è la coppia di impuntamento la quale è mostrata nella figura 8.13 al variare dell'angolo elettrico. Essa è stata calcolata attraverso il tensore degli sforzi di Maxwell.

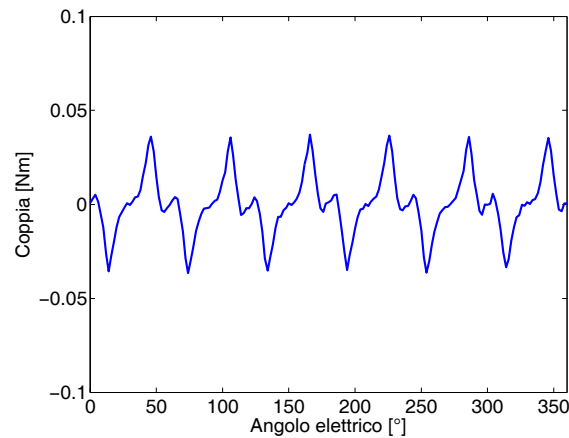


Figura 8.13: Coppia di impuntamento

Tale coppia a vuoto è sempre presente ed è dovuta all'attrazione magnetica tra i denti di

statore e i magneti permanenti al variare della posizione angolare del rotore. In particolare il rotore tende ad allinearsi con il massimo numero di denti statorici in modo tale che sia minima la riluttanza delle linee di flusso e massima l'energia magnetica immagazzinata. Questa coppia aggiunge una componente di ripple alla coppia sviluppata a carico dalla macchina e può causare vibrazioni e rumore.

Infine nelle figure 8.14 e 8.15 sono mostrati rispettivamente l'andamento dell'induzione al traferro con la relativa fondamentale e il relativo spettro armonico.

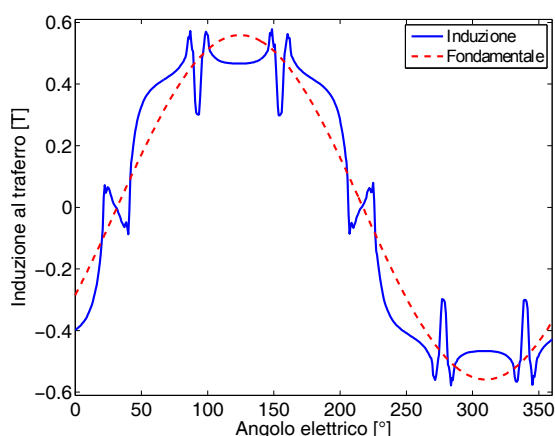


Figura 8.14: Induzione al traferro

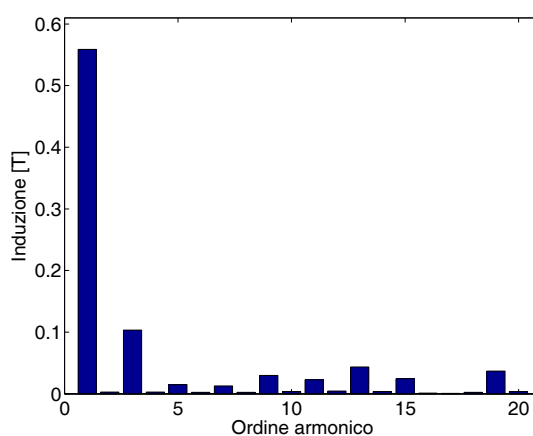


Figura 8.15: Spettro armonico dell'induzione al traferro

Dalle figure precedenti notiamo come il valore massimo del traferro (0.6 T) rispecchi il valore calcolato in fase di progetto e vi sia la presenza di una notevole distorsione armonica dovuta all'influenza delle aperture di cava al traferro.

8.4.3 Simulazione a carico

In questa simulazione il motore viene fatto girare a carico inviando nell'avvolgimento statorico la corrente nominale in maniera da avere il massimo rapporto coppia/corrente (corrente di asse q). Anche in questo caso la posizione iniziale del rotore è stata fissata in maniera da avere massimo flusso concatenato con la fase A e sono stati calcolati gli andamenti dei flussi concatenati, delle tensioni e della coppia in maniera analoga al paragrafo precedente.

Nelle figure 8.16, 8.17, 8.18 e 8.19 vengono mostrati gli andamenti dei flussi concatenati con le 3 fasi al variare dell'angolo elettrico e le relative fondamentali.

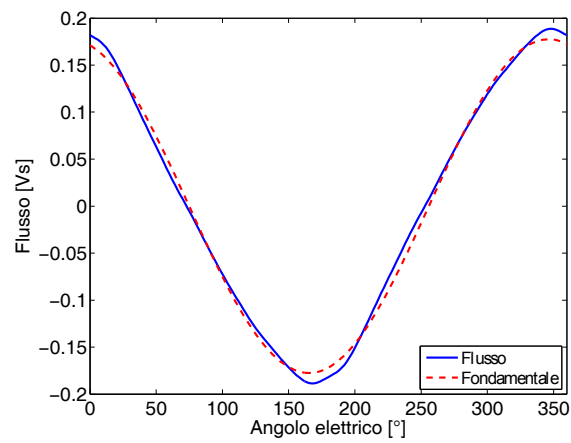


Figura 8.16: Flusso concatenato con la fase A

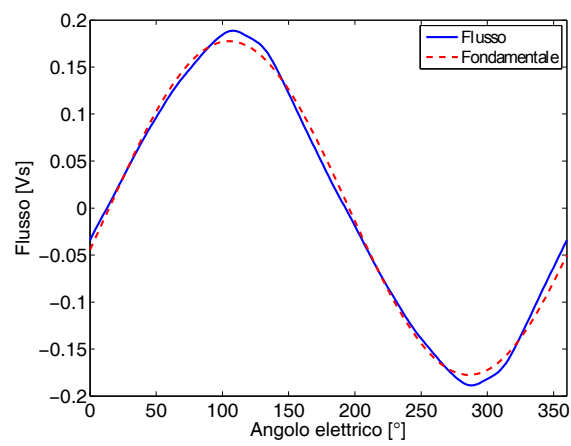


Figura 8.17: Flusso concatenato con la fase B

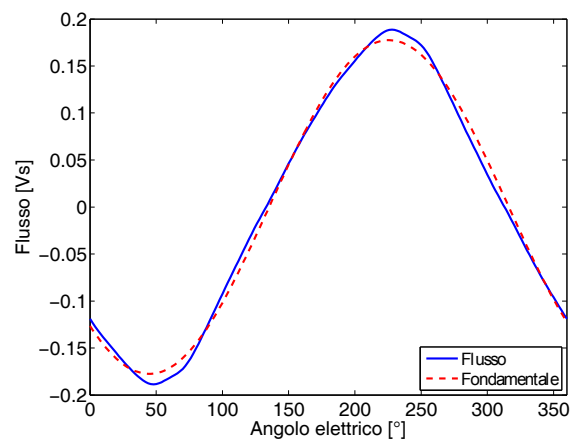


Figura 8.18: Flusso concatenato con la fase C

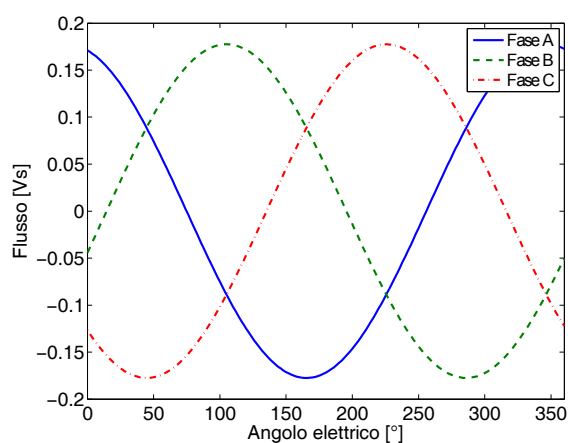


Figura 8.19: Flussi concatenati con le 3 fasi(fondamentali)

Inoltre nella figura 8.20 viene rappresentato lo spettro armonico del flusso concatenato con la fase A che risulta uguale anche per le altre fasi.

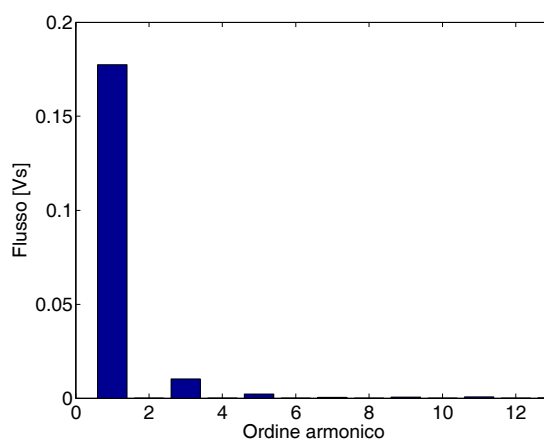


Figura 8.20: Spettro armonico del flusso concatenato con la fase A

Dalle figure precedenti vediamo come vi sia una modesta distorsione armonica nelle forme d'onda, dovuta principalmente alla presenza della terza armonica. Inoltre si nota come il valore massimo della fondamentale dei flussi concatenati si avvicini di molto al valore di 0.2 Vs stimati in fase di progetto.

Nelle figure 8.21, 8.22 e 8.23 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni di fase con le relative fondamentali e lo spettro della fase A(analogo per tutte le fasi).

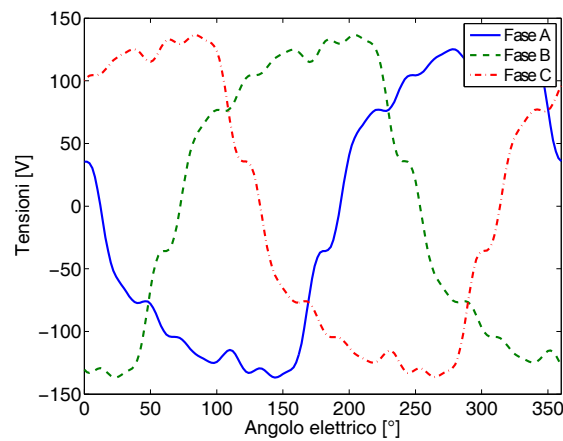


Figura 8.21: Tensioni di fase

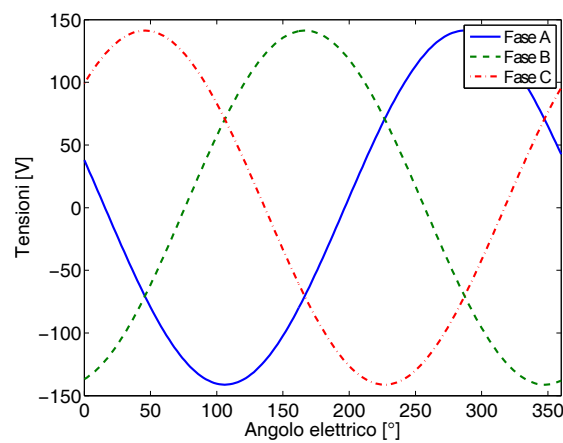


Figura 8.22: Tensioni di fase (fondamentali)

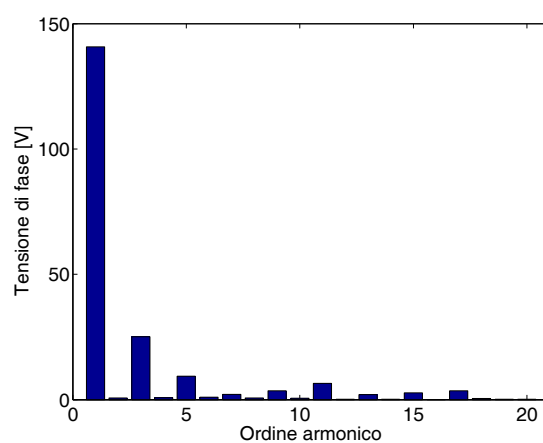


Figura 8.23: Spettro armonico della fase A

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una notevole distorsione armonica nelle forme d'onda dovuta alla presenza delle armoniche dispari soprattutto la terza e la quinta.

Invece nelle figure 8.24, 8.25 e 8.26 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni concatenate con le relative fondamentali e lo spettro della tensione AB(analogo per tutte le concatenate).

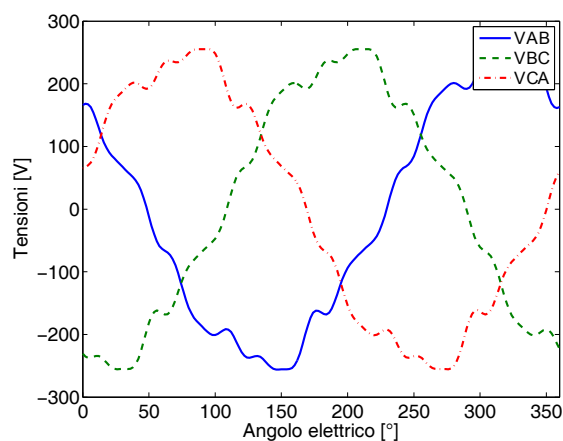


Figura 8.24: Tensioni concatenate

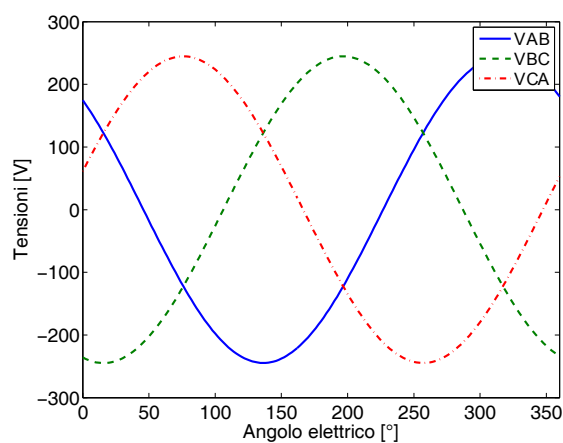


Figura 8.25: Tensioni concatenate (fondamentali)

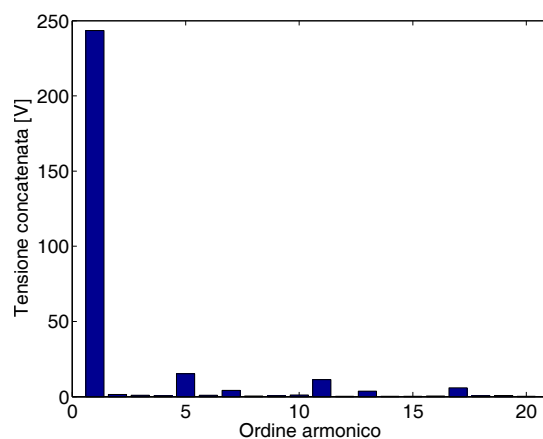


Figura 8.26: Spettro armonico della tensione AB

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una certa distorsione armonica dovuta alla quinta, settima e undicesima armonica.

Nella figura 8.27 è mostrato l'andamento della coppia sviluppata dalla macchina calcolata in 2 modi:

1. Attraverso il tensore degli sforzi di Maxwell

2. Considerando il sistema di riferimento d-q con la seguente formula:

$$T = \frac{3}{2}p(\lambda_d I_q - \lambda_q I_d) \quad (8.32)$$

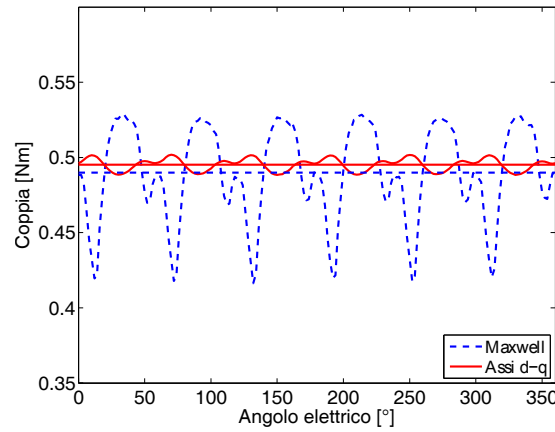


Figura 8.27: Coppia

Dalla figura precedente notiamo come la coppia a carico sia data dalla sovrapposizione del suo valore medio (pari a quello determinato analiticamente) con la coppia di impuntamento. Inoltre si vede che i valori medi delle coppie calcolate nei 2 modi coincidono.

Infine nelle figure 8.28 e 8.29 sono mostrati rispettivamente l'andamento dell'induzione al traferro con la relativa fondamentale e il relativo spettro armonico. In questo caso all'induzione prodotta dai magneti va sommarsi quella prodotta dalla reazione d'indotto che causa in alcuni tratti un innalzamento dell'induzione a vuoto mentre in altri un'abbassamento.

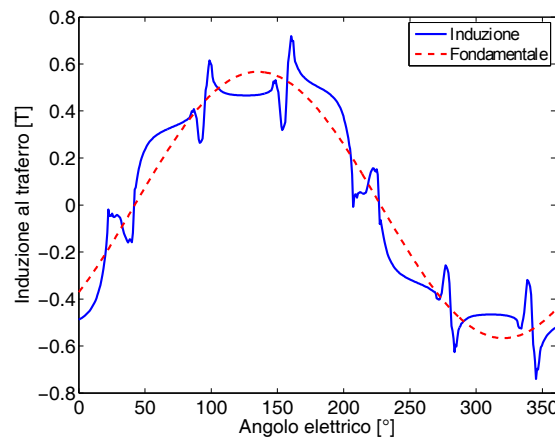


Figura 8.28: Induzione al traferro

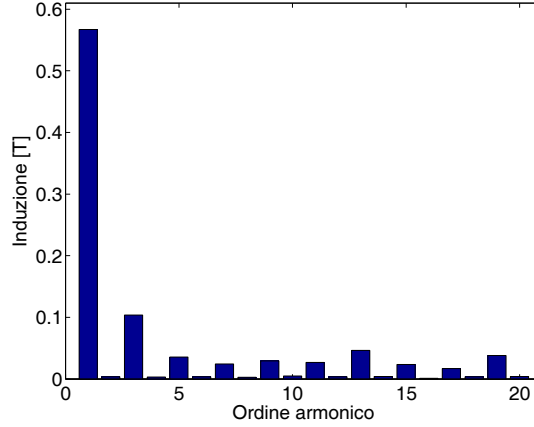


Figura 8.29: Spettro armonico dell'induzione al traferro

Dalle figure precedenti notiamo come via sia una notevole distorsione armonica dovuta all'effetto delle cave al traferro. In particolare sono presenti le armoniche di ordine dispari.

8.5 Perdite e rendimento

8.5.1 Perdite Joule di statore

Le perdite Joule di statore vengono calcolate attraverso la determinazione della lunghezza delle testate e quindi della resistenza statorica.

La lunghezza delle testate è:

$$l_{ew} = 2.5 \frac{D}{p} = 2.5 \frac{0.015}{2} = 0.0688 \text{ m} \quad (8.33)$$

La resistenza di fase statorica è:

$$R = \rho_{75} \frac{Ns (Lstk + l_{ew})}{Sc} = 0.022 \cdot 10^{-6} \frac{1176 (0.020 + 0.0688)}{0.159 \cdot 10^{-6}} = 14 \Omega \quad (8.34)$$

Quindi le perdite Joule sono:

$$P_j = 3 R I_n^2 = 3 \cdot 14 \cdot 0.71^2 = 21.5 \text{ W} \quad (8.35)$$

8.5.2 Perdite nel ferro di statore

La perdite nel ferro di statore sono calcolate attraverso la determinazione delle perdite specifiche alla frequenza e all'induzione di lavoro partendo dalle perdite specifiche di targa del lamierino (2.7 W/Kg a 50 Hz e 1.5 T). Inoltre grazie al programma FEMM sono state calcolate le induzioni massime nei denti e nella corona:

Induzione massima nel dente = 1.6 T

Induzione massima nella corona = 1.45 T

Perdite nei denti

Le perdite specifiche del lamierino a 1.6 T e a 126.66 Hz sono:

$$\begin{aligned} p_{spec} &= 2.7 k_{hys} \left(\frac{fn}{50} \right) \left(\frac{B_t}{1.5} \right)^2 + 2.7 k_{cp} \left(\frac{fn}{50} \right)^2 \left(\frac{B_t}{1.5} \right)^2 = \\ &= 2.7 \cdot 0.85 \left(\frac{126.66}{50} \right) \left(\frac{1.6}{1.5} \right)^2 + 2.7 \cdot 0.15 \left(\frac{126.66}{50} \right)^2 \left(\frac{1.6}{1.5} \right)^2 = 9.6 \text{ W/kg} \end{aligned} \quad (8.36)$$

Peso dei denti:

$$\begin{aligned} G_t &= \gamma_{Fe} Q \text{ hs wt } L_{Fe} = \\ &= 7800 \cdot 12 \cdot 0.01262 \cdot 0.00457 \cdot 0.96 \cdot 0.020 = 0.1 \text{ kg} \end{aligned} \quad (8.37)$$

Infine le perdite nei denti sono:

$$P_t = k_{magg} p_{spec} G_t = 2 \cdot 9.6 \cdot 0.1 = 2 \text{ W} \quad (8.38)$$

Perdite nella corona

Le perdite specifiche del lamierino a 1.45 T e a 126.66 Hz sono:

$$\begin{aligned} p_{spec} &= 2.7 k_{hys} \left(\frac{fn}{50} \right) \left(\frac{B_{bi}}{1.5} \right)^2 + 2.7 k_{cp} \left(\frac{fn}{50} \right)^2 \left(\frac{B_{bi}}{1.5} \right)^2 = \\ &= 2.7 \cdot 0.85 \left(\frac{126.66}{50} \right) \left(\frac{1.45}{1.5} \right)^2 + 2.7 \cdot 0.15 \left(\frac{126.66}{50} \right)^2 \left(\frac{1.45}{1.5} \right)^2 = 8 \text{ W/kg} \end{aligned} \quad (8.39)$$

Peso della corona:

$$\begin{aligned} G_{bi} &= \gamma_{Fe} \pi (De - hbi) L_{Fe} = \\ &= 7800 \pi (0.092 - 5.835 \cdot 10^{-3}) \cdot 5.835 \cdot 10^{-3} \cdot 0.96 \cdot 0.020 = 0.25 \text{ kg} \end{aligned} \quad (8.40)$$

Infine le perdite nella corona sono:

$$P_{bi} = k_{magg} p_{spec} G_{bi} = 1.5 \cdot 8 \cdot 0.25 = 3 \text{ W} \quad (8.41)$$

8.5.3 Perdite meccaniche

Per calcolare le perdite meccaniche si utilizza una formula empirica:

$$P_{me} = 0.8 P_n \sqrt{20} 10^{-3} = 0.8 \cdot 200 \cdot \sqrt{3800} \cdot 10^{-3} = 10 \text{ W} \quad (8.42)$$

8.5.4 Perdite totali e rendimento

$$P'_{tot} = P_j + P_{Fe} + P_{me} = 21.5 + 2 + 3 + 10 = 36.5 \text{ W} \quad (8.43)$$

Queste perdite bisogna aumentarle del 10% per tenere conto delle perdite addizionali. Allora le perdite totali della macchina sono:

$$P_{tot} = 1.1 P'_{tot} = 1.1 \cdot 36.5 = 40 \text{ W} \quad (8.44)$$

Potenza elettrica assorbita dalla macchina:

$$P_e = P_n + P_{tot} = 200 + 40 = 240 \text{ W} \quad (8.45)$$

Infine il rendimento è:

$$\eta = \frac{P_n}{P_e} \% = \frac{200}{240} \% = 83 \% \quad (8.46)$$

Capitolo 9

Progetto motore SPM 12/8

9.1 Premessa

In questo capitolo viene progettato un motore a magneti permanenti superficiali trifase a 12 cave/8 poli tale da sviluppare i 200 W di potenza richiesti.

Il progetto avviene inizialmente tramite modelli analitici che in seguito sono verificati tramite il programma FEMM.

9.2 Dati e specifiche

9.2.1 Specifiche

Le specifiche del motore da rispettare sono state fornite dall'azienda e sono elencate nella tabella 9.1.

Grandezza	Unità di misura	Valore	Simbolo
Tensione nominale	V	230	V _n
Numero fasi		3	m
Frequenza	Hz	253.33	f _n
Potenza nominale	W	200	P _n
Velocità sincrona	rpm	3800	Ω0
Efficienza minima		80%	

Tabella 9.1: Specifiche motore

Altre specifiche:

Servizio: continuo (S1)

Classe d'isolamento: F

Dimensione: compatta

Temperatura d'esercizio: -15/65°C

Lamiera magnetica M270-35A con spessore 0.35 mm

9.2.2 Dati geometrici statore e rotore

I dati geometrici di statore e rotore adottati sono indicati nella tabella 9.2. L'unica differenza rispetto ai motori per alte velocità è che in questo caso il pacco motore è di 20mm.

Grandezza	Unità di misura	Valore	Simbolo
Diametro esterno statore	mm	92	De
Diametro interno statore	mm	55	D
Numero cave		12	Q
Sezione cava	mm ²	160	Sslot
Altezza cava	mm	12.62	hs
Apertura cava	mm	2.36	wso
Altezza corona	mm	5.835	hbi
Larghezza dente	mm	4.57	wt
Traferro	mm	0.5	g
Diametro rotore al traferro	mm	54	
Diametro rotore	mm	48	Dr
Diametro albero	mm	6	Dshaft
Lunghezza pacco motore	mm	20	Lstk

Tabella 9.2: Dati geometrici

9.2.3 Dati magnete permanente

Il magnete permanente adottato è un magnete in Neodimio-Ferro-Boro (NdFeB) e i relativi dati sono esposti in AppendiceA.

9.2.4 Dati lamierino

Il lamierino ferromagnetico utilizzato sia per lo statore che per il rotore è il lamierino M270-35A di spessore 0.35 mm. Le sue caratteristiche sono esposte in AppendiceB.

9.3 Progetto

9.3.1 Avvolgimento

L'avvolgimento adottato per questo motore è un avvolgimento di tipo frazionario ossia il numero di cave per polo e per fase non è intero. La costruzione dell'avvolgimento avviene attraverso la determinazione della stella di cava che permette di definire la relativa matrice di cava. Questa matrice individua la disposizione dell'avvolgimento nelle cave statoriche e deve essere utilizzata nell'analisi con FEMM.

Stella di cava

Abbiamo una macchina 12 cave/8 poli.

Il massimo comune divisore tra Q e p è:

$$t = M.C.D.\{Q, p\} = M.C.D.\{12, 4\} = 4 \quad (9.1)$$

L'angolo meccanico è:

$$\alpha_s = \frac{360}{Q} = \frac{360}{12} = 30^\circ \quad (9.2)$$

L'angolo elettrico è:

$$\alpha_s^e = p \alpha_s = 4 \cdot 30 = 120^\circ \quad (9.3)$$

La lunghezza delle matasse è :

$$Yq = \frac{Q}{2p} = \frac{12}{8} = 1.5 \quad (9.4)$$

In questo caso si porta la lunghezza delle matasse a 1 in maniera da rendere minima la lunghezza delle testate e ottenere quindi una matassa di dente.

Periodicità stella di cava:

$$\frac{Q}{t} = \frac{12}{4} = 3 \quad (9.5)$$

Abbiamo quindi una stella di cava composta da 3 raggi ciascuno di 4 vettori ed è mostrata nella figura 9.1.

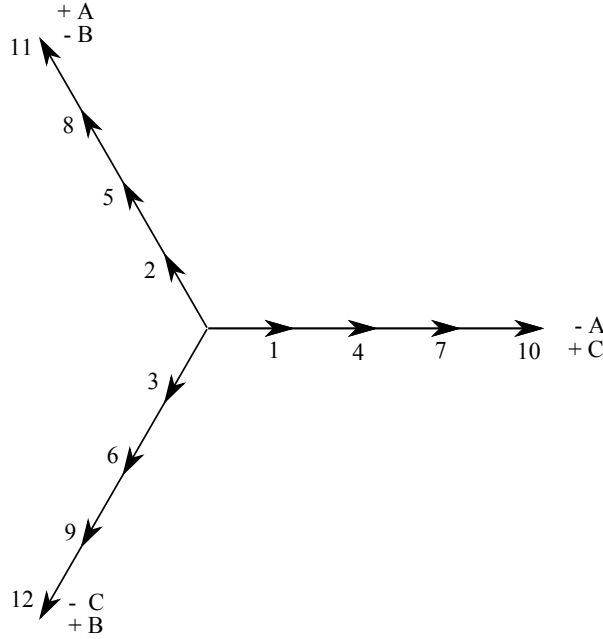


Figura 9.1: Stella di cava

Dalla figura precedente notiamo come l'avvolgimento sia embriato a doppio strato, ossia ogni cava contiene un 2 lati di matassa, ciascuno occupante metà spazio disponibile.

Calcolo coefficiente d'avvolgimento

Il coefficiente d'avvolgimento è dato dal prodotto tra il coefficiente di distribuzione e tra quello di raccorciamento. Siccome abbiamo un avvolgimento frazionario questi coefficienti si devono calcolare con le espressioni:

$$kd = \frac{\sin(\frac{\pi}{2m})}{q_{ph} \sin(\frac{\alpha_{ph}}{4})} \quad (9.6)$$

$$kr = \sin \frac{\sigma_{\omega}}{2} \quad (9.7)$$

dove:

$$q_{ph} = \frac{Q}{m \cdot t} = \frac{12}{3 \cdot 4} = 1 \quad (9.8)$$

$$\alpha_{ph} = \frac{t}{p} \alpha_s^e = \frac{4}{4} 120 = 120^\circ \quad (9.9)$$

$$\sigma_{\omega} = \frac{2\pi Y_q}{Q} = \frac{2\pi \cdot 1}{12} = 120^\circ \quad (9.10)$$

Quindi:

$$kd = \frac{\sin(\frac{\pi}{2.3})}{1 \sin(\frac{120}{4})} = 1$$

$$kr = \sin \frac{120}{2} = 0.866$$

In definitiva il coefficiente d'avvolgimento è:

$$kw = kd \ kr = 0.866 \quad (9.11)$$

Pertanto la matrice di cava da inserire dal programma FEMM è:

ka= -0.5, 0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, -0.5, 0.5, 0;
 kb= 0, -0.5, 0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, -0.5, 0.5;
 kc= 0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, -0.5, 0.5, 0, -0.5;

9.3.2 Progetto a vuoto

In questo paragrafo la macchina viene progettata nel caso di funzionamento a vuoto ossia considerando solo il contributo dei magneti permanenti al flusso al traferro e ipotizzando corrente nulla nell'avvolgimento statorico.

L'obiettivo di questo progetto è quello di determinare il numero di conduttori necessari ad avere in uscita la tensione nominale desiderata.

Inizialmente si calcola il valore dell'induzione al traferro prodotta dai magneti permanenti al fine di determinare il flusso della macchina.

L'induzione al traferro è data dall'espressione:

$$\hat{B}g = \frac{Brem \ k_{\sigma}}{1 + \frac{g \cdot kcart \cdot \mu_r \cdot k_{\sigma}}{tm}} \quad (9.12)$$

dove k_{σ} e $kcart$ sono due coefficienti che tengono conto dello spanciamento del flusso al traferro e dell'effetto delle cave. Il coefficiente k_{σ} è dato dall'espressione:

$$k_{\sigma} = \frac{\tau_p}{\tau_p + 2g} \quad (9.13)$$

dove τ_p è il semipasso polare pari a:

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 0.055}{2 \cdot 4} = 0.0216 \ m \quad (9.14)$$

Quindi:

$$k_{\sigma} = \frac{0.0216}{0.0216 + 2 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3}} = 0.956$$

Il coefficiente di Carter è dato dall'espressione:

$$kcart = \frac{ps}{ps + g - \frac{3}{4}wso} \quad (9.15)$$

dove ps è il passo di dentatura pari a:

$$ps = \frac{\pi D}{Q} = \frac{\pi \cdot 0.055}{12} = 0.0144 \ m \quad (9.16)$$

Quindi:

$$kcart = \frac{14.4}{14.4 + 0.5 - 0.75 \cdot 2.36} = 1.1$$

$$\hat{B}g = \frac{0.68 \cdot 0.956}{1 + \frac{0.5 \cdot 1.1 \cdot 1.2 \cdot 0.956}{3}} = 0.65 \ T$$

Il flusso della macchina (concatenato con 1 spira) è pari a:

$$\hat{\Phi} = \frac{\hat{B}_g D L s t k}{p} = \frac{0.65 \cdot 0.055 \cdot 0.020}{4} = 1.8 \cdot 10^{-4} \text{ Wb} \quad (9.17)$$

Inoltre considerando una caduta di tensione del 5% nell'avvolgimento di statore, dobbiamo avere una tensione indotta pari a:

$$E_{avv} = 0.95 \frac{V_n}{\sqrt{3}} = 0.95 \frac{230}{\sqrt{3}} = 126.5 \text{ V} \quad (9.18)$$

Quindi il numero di conduttori serie necessari a raggiungere questa tensione sono pari a:

$$N_s = \frac{\sqrt{2} E_{avv}}{\pi k w \hat{\Phi} f} = \frac{\sqrt{2} \cdot 126.5}{\pi \cdot 0.866 \cdot 1.8 \cdot 10^{-4} \cdot 253.33} = 1452 \quad (9.19)$$

Numero di conduttori serie per fase da mettere in ogni cava:

$$n_{cs} = \frac{m N_s}{Q} = \frac{3 \cdot 1452}{12} = 363 \quad (9.20)$$

Infine il flusso concatenato con una fase è pari a:

$$\hat{\Lambda} = \frac{k w N_s \hat{\Phi}}{2} = \frac{0.866 \cdot 1452 \cdot 1.8 \cdot 10^{-4}}{2} = 0.11 \text{ Vs} \quad (9.21)$$

9.3.3 Progetto a carico

In questo paragrafo si progetta il funzionamento a carico della macchina in maniera da calcolare il valore della corrente nominale circolante nell'avvolgimento. In seguito il valore di corrente trovato viene inserito nel programma di simulazione FEMM al fine di determinare il rendimento.

Preliminarmente esprimo la velocità a vuoto della macchina in rad/s e calcolo la coppia nominale T che la macchina sviluppa:

$$\Omega_m = \frac{2\pi n_0}{60} = \frac{2\pi 3800}{60} = 398 \text{ rad/s} \quad (9.22)$$

$$T = \frac{P_n}{\Omega_m} = \frac{200}{398} = 0.5 \text{ Nm} \quad (9.23)$$

Grazie al valore di coppia trovato determino il carico elettrico Ks della macchina:

$$\hat{K}_s = \frac{4 T}{\pi D^2 L s t k \hat{B}_g} = \frac{4 \cdot 0.5}{\pi \cdot 0.055^2 \cdot 0.020 \cdot 0.65} = 16278 \text{ A/m} \quad (9.24)$$

Questo valore di carico elettrico viene utilizzato per determinare la corrente nominale In (in valore efficace) circolante negli avvolgimenti:

$$I_n = \frac{\pi D \hat{K}_s}{3 k w N_s} = \frac{\pi \cdot 0.055 \cdot 16278}{3 \cdot 0.866 \cdot 1452} = 0.71 \text{ A} \quad (9.25)$$

La corrente da mettere in cava è pari a:

$$I_{slot} = n_{cs} I_n = 363 \cdot 0.71 = 258 \text{ A} \quad (9.26)$$

Per le applicazioni di bassa velocità imposto come valore di coefficiente di riempimento kfill 0.25 e così si può determinare quale diametro adottare per i conduttori.

$$k_{fill} = 0.25$$

Sezione del conduttore:

$$S_c' = \frac{S_{slot} k_{fill}}{n_{cs}} = \frac{160 \cdot 0.25}{363} = 0.11 \text{ mm}^2 \quad (9.27)$$

Diametro del conduttore:

$$dc' = \sqrt{\frac{4 Sc'}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0.11}{\pi}} = 0.375 \text{ mm} \quad (9.28)$$

Quindi il diametro commerciale dei conduttori da adottare è $dc = 0.4 \text{ mm}$ (Sezione commerciale: $Sc = 0.126 \text{ mm}^2$).

Infine determino la densità di corrente negli avvolgimenti:

$$J = \frac{I_{slot}}{k_{fill} S_{slot}} = \frac{258}{0.25 \cdot 160} = 6.4 \text{ A/mm}^2 \quad (9.29)$$

9.4 Analisi con il programma FEMM

9.4.1 Premessa

Il programma agli elementi finiti FEMM permette di simulare il motore in esame per verificare i risultati ottenuti nei paragrafi precedenti e soprattutto determinare i valori di induzione massimi nei denti e nella corona necessari per il calcolo del rendimento. In particolare il programma discretizza la geometria del motore e va a calcolare il potenziale vettore magnetico A in ogni punto del dominio. Inoltre una maggiore attenzione va posta al traferro in quanto necessita di una mesh più fitta.

La geometria del motore con la relativa mesh è analoga a quella mostrata nella figura 4.2.

9.4.2 Simulazione a vuoto

In questa simulazione il motore viene fatto girare a vuoto e per ogni posizione del rotore si vanno a calcolare le grandezze di interesse mostrate nelle figure seguenti.

Si presuppone come posizione iniziale del rotore quella in cui si ha massimo flusso concatenato con la fase A ossia in corrispondenza dell'asse diretto.

Le prime grandezze determinate sono i flussi concatenati con le 3 fasi che vengono calcolati con le seguenti espressioni:

$$\hat{\Lambda}_A = ncs Lstk \sum ka(i) \frac{1}{S_{slot}} \int Az \cdot ds \quad (9.30)$$

$$\hat{\Lambda}_B = ncs Lstk \sum kb(i) \frac{1}{S_{slot}} \int Az \cdot ds \quad (9.31)$$

$$\hat{\Lambda}_C = ncs Lstk \sum kc(i) \frac{1}{S_{slot}} \int Az \cdot ds \quad (9.32)$$

dove Az è il potenziale vettore magnetico che presenta solo componente lungo z essendo l'induzione solenoidale e avente componenti lungo x e y .

La soluzione di campo prodotta dal FEMM con le relative linee di flusso è analoga a quella mostrata nella figura 4.3.

Nelle figure 9.2, 9.3, 9.4 e 9.5 vengono mostrati gli andamenti dei flussi concatenati con le 3 fasi al variare dell'angolo elettrico e le relative fondamentali.

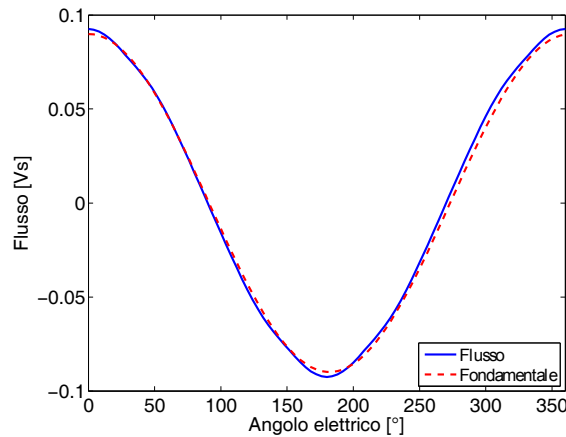


Figura 9.2: Flusso concatenato con la fase A

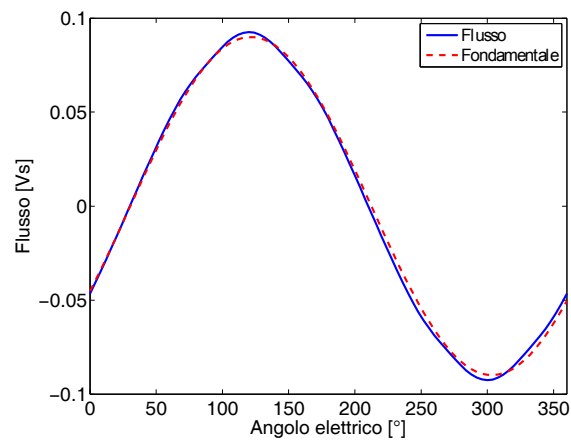


Figura 9.3: Flusso concatenato con la fase B

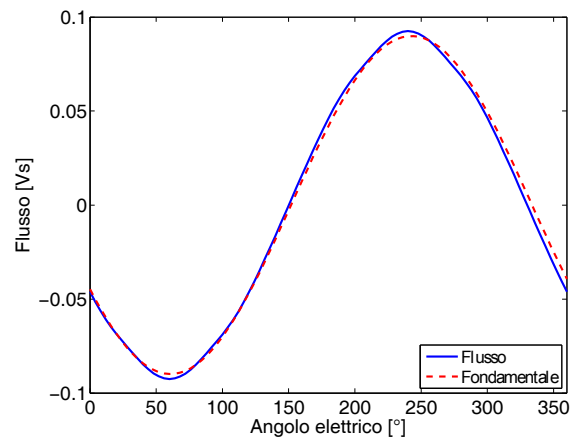


Figura 9.4: Flusso concatenato con la fase C

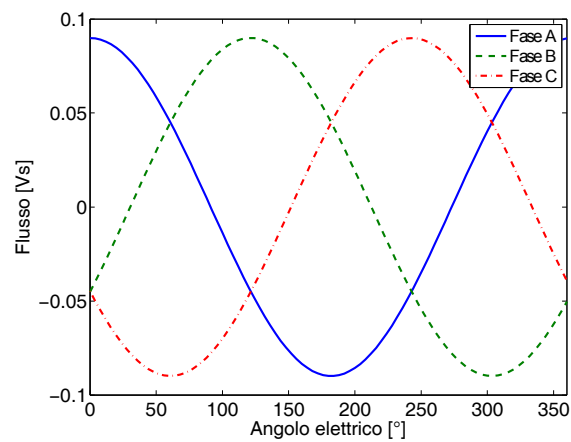


Figura 9.5: Flussi concatenati con le 3 fasi(fondamentali)

Inoltre nella figura 9.6 viene rappresentato lo spettro armonico del flusso concatenato con la fase A che risulta uguale anche per le altre fasi.

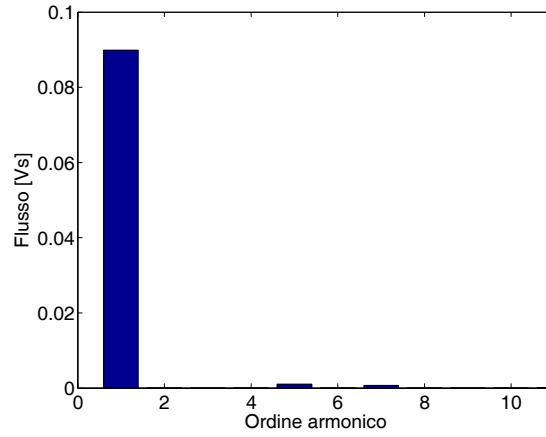


Figura 9.6: Spettro armonico del flusso concatenato con la fase A

Dalle figure precedenti notiamo come la forma d'onda dei flussi concatenati è abbastanza sinusoidale grazie a una lieve presenza di quinta e settima armonica. Inoltre si nota come il valore massimo si avvicini di molto al valore di 0.11 Vs stimati in fase di progetto.

In seguito si è andati a calcolare l'andamento delle tensioni indotte sulle 3 fasi con le seguenti espressioni:

$$\hat{E}_A = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_A}{d\theta} \quad (9.33)$$

$$\hat{E}_B = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_B}{d\theta} \quad (9.34)$$

$$\hat{E}_C = \omega \frac{d\hat{\Lambda}_C}{d\theta} \quad (9.35)$$

Nelle figure 9.7, 9.8 e 9.9 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni di fase con le relative fondamentali e lo spettro della fase A (analogo per tutte le fasi).

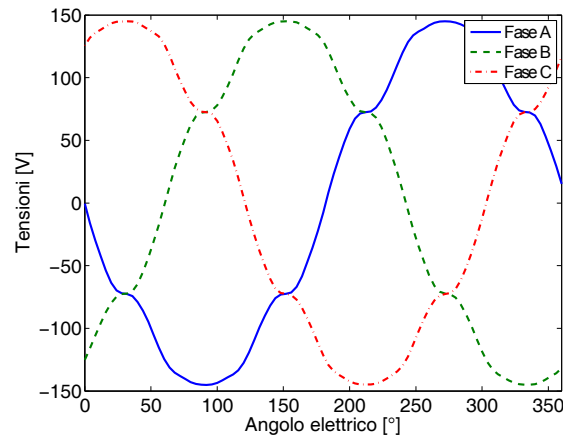


Figura 9.7: Tensioni di fase

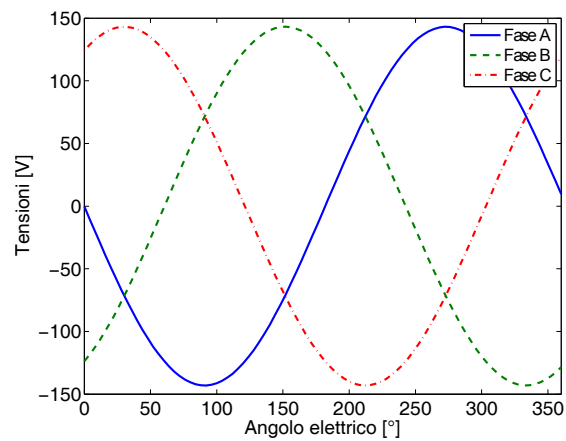


Figura 9.8: Tensioni di fase (fondamentali)

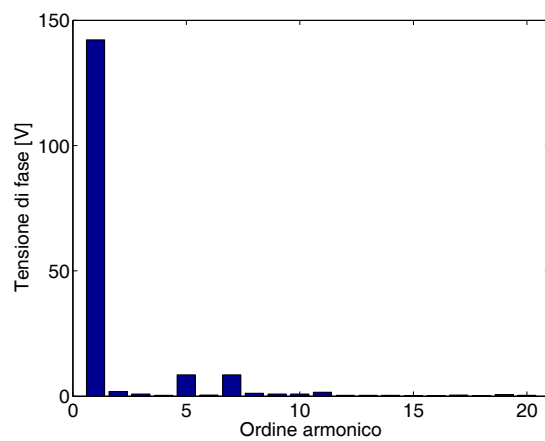


Figura 9.9: Spettro armonico della fase A

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una modesta distorsione armonica dovuta soprattutto alla presenza della quinta e settima armonica.

Invece nelle figure 9.10, 9.11 e 9.12 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni concatenate con le relative fondamentali e lo spettro della tensione AB (analogo per tutte le concatenate).

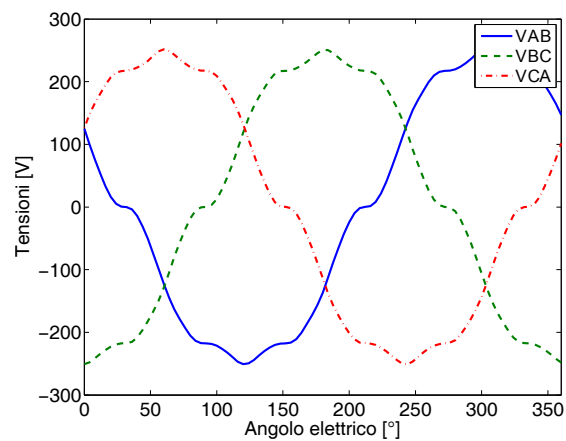


Figura 9.10: Tensioni concatenate

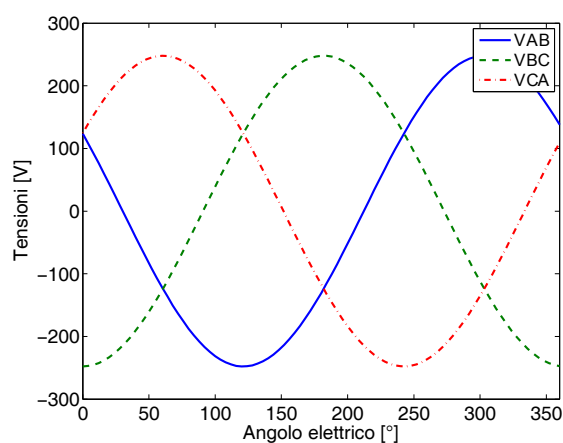


Figura 9.11: Tensioni concatenate (fondamentali)

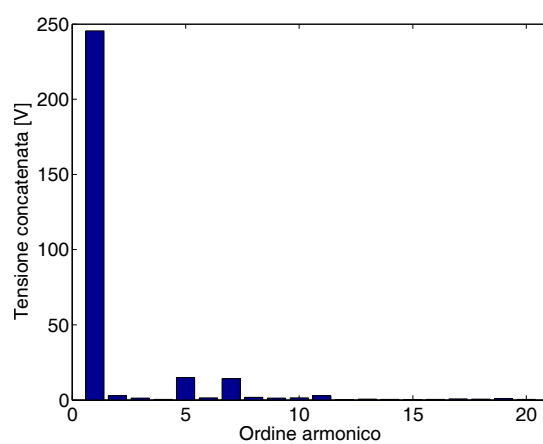


Figura 9.12: Spettro armonico della tensione AB

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia una modesta distorsione armonica dovuta soprattutto alla presenza della quinta e settima armonica.

Altra grandezza di interesse è la coppia di impuntamento la quale è mostrata nella figura 9.13 al variare dell'angolo elettrico. Essa è stata calcolata attraverso il tensore degli sforzi di Maxwell.

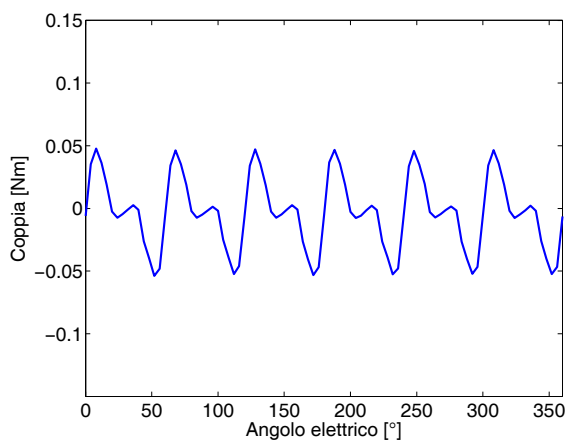


Figura 9.13: Coppia di impuntamento

Tale coppia a vuoto è sempre presente ed è dovuta all'attrazione magnetica tra i denti di

statore e i magneti permanenti al variare della posizione angolare del rotore. In particolare il rotore tende ad allinearsi con il massimo numero di denti statorici in modo tale che sia minima la riluttanza delle linee di flusso e massima l'energia magnetica immagazzinata. Questa coppia aggiunge una componente di ripple alla coppia sviluppata a carico dalla macchina e può causare vibrazioni e rumore.

Infine nelle figure 9.14 e 9.15 sono mostrati rispettivamente l'andamento dell'induzione al traferro con la relativa fondamentale e il relativo spettro armonico.

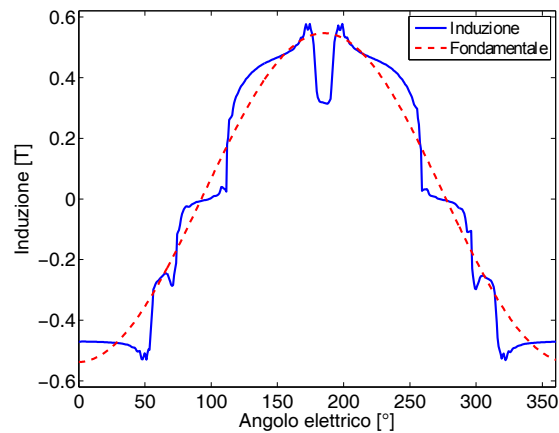


Figura 9.14: Induzione al traferro

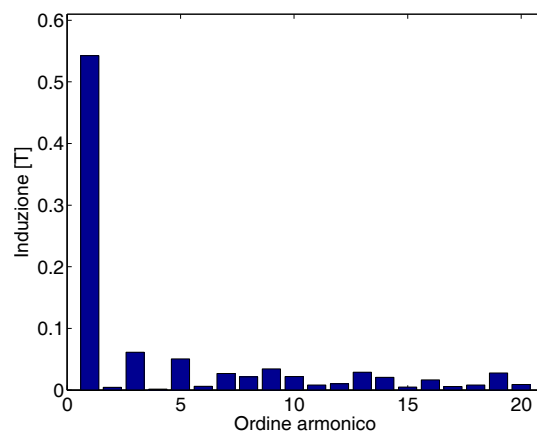


Figura 9.15: Spettro armonico dell'induzione al traferro

Dalle figure precedenti notiamo come il valore massimo del traferro (0.6 T) rispecchi il valore calcolato analiticamente e vi sia la presenza di una notevole distorsione armonica dovuta all'influenza delle aperture di cava al traferro.

9.4.3 Simulazione a carico

In questa simulazione il motore viene fatto girare a carico inviando nell'avvolgimento statorico la corrente nominale in maniera da avere il massimo rapporto coppia/corrente (corrente di asse q). Anche in questo caso la posizione iniziale del rotore è stata fissata in maniera da avere massimo flusso concatenato con la fase A e sono stati calcolati gli andamenti dei flussi concatenati, delle tensioni e della coppia in maniera analoga al paragrafo precedente.

Nelle figure 9.16, 9.17, 9.18 e 9.19 vengono mostrati gli andamenti dei flussi concatenati con le 3 fasi al variare dell'angolo elettrico e le relative fondamentali.

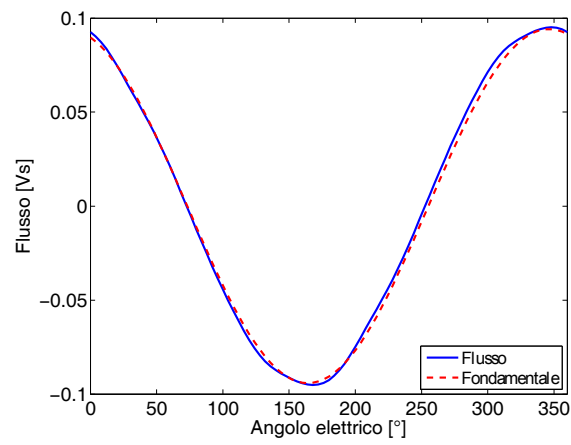


Figura 9.16: Flusso concatenato con la fase A

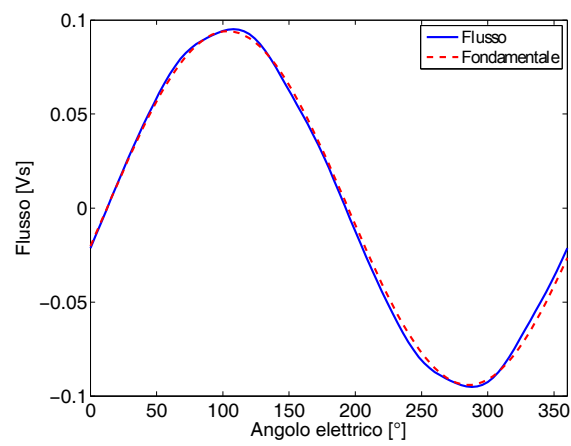


Figura 9.17: Flusso concatenato con la fase B

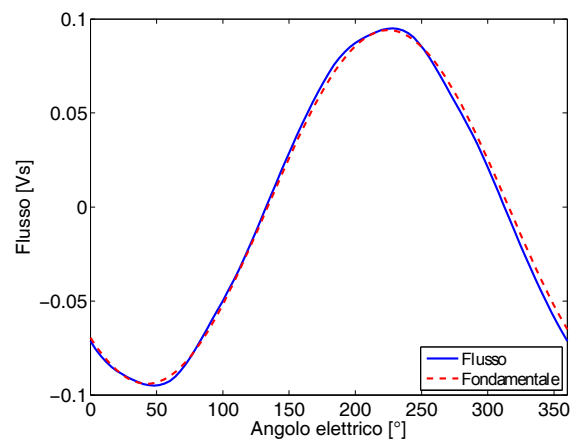


Figura 9.18: Flusso concatenato con la fase C

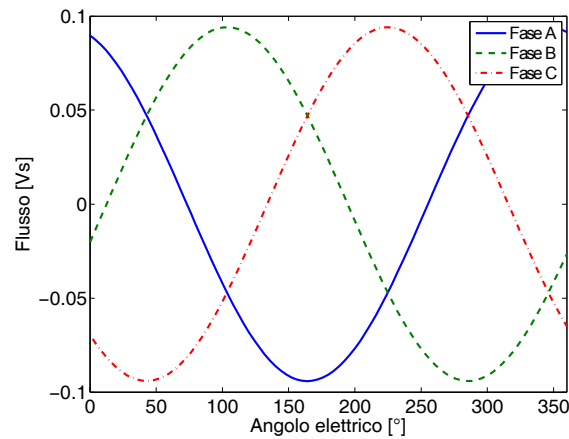


Figura 9.19: Flussi concatenati con le 3 fasi(fondamentali)

Inoltre nella figura 9.20 viene rappresentato lo spettro armonico del flusso concatenato con la fase A che risulta uguale anche per le altre fasi.

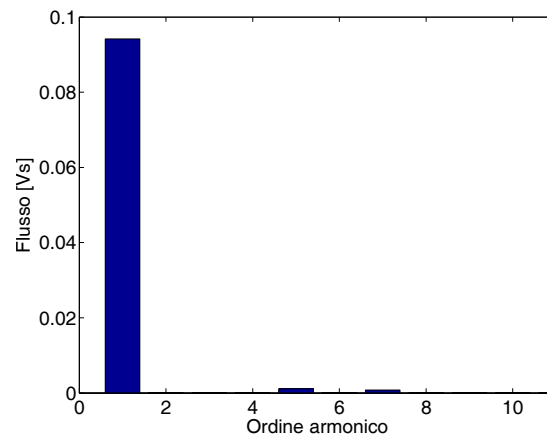


Figura 9.20: Spettro armonico del flusso concatenato con la fase A

Dalle figure precedenti notiamo come l'andamento sia quasi sinusoidale grazie ad una lievissima presenza delle armoniche di ordine cinque e sette. Inoltre si nota come il valore massimo si avvicini di molto al valore di 0.11 Vs stimati in fase di progetto.

Nelle figure 9.21, 9.22 e 9.23 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni di fase con le relative fondamentali e lo spettro della fase A(analogo per tutte le fasi).

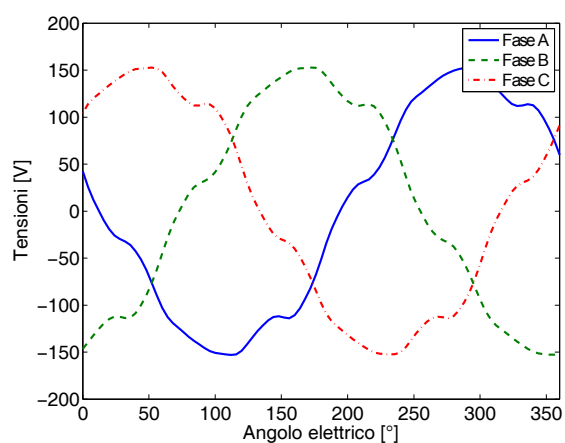


Figura 9.21: Tensioni di fase

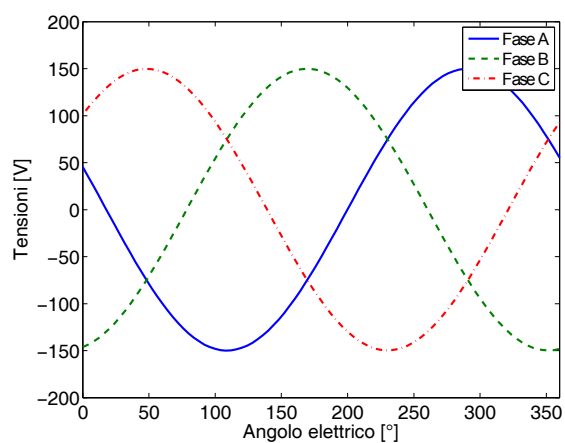


Figura 9.22: Tensioni di fase (fondamentali)

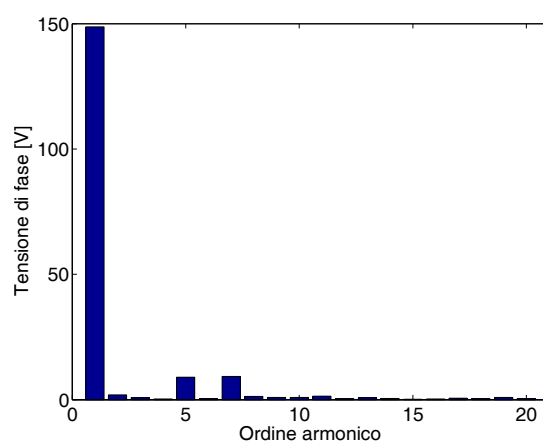


Figura 9.23: Spettro armonico della fase A

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia modesta distorsione armonica dovuta principalmente alla presenza della quinta e settima armonica.

Invece nelle figure 9.24, 9.25 e 9.26 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle tensioni concatenate con le relative fondamentali e lo spettro della tensione AB (analogo per tutte le concatenate).

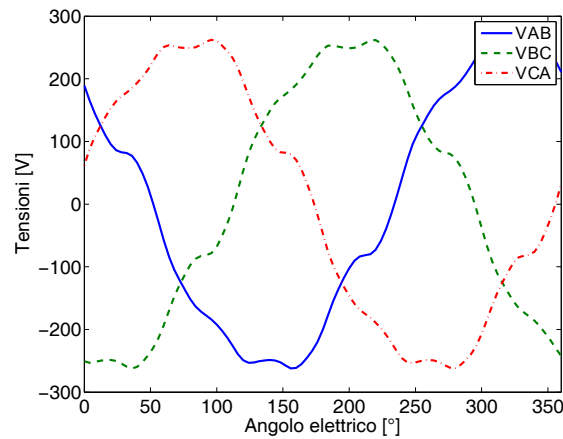


Figura 9.24: Tensioni concatenate

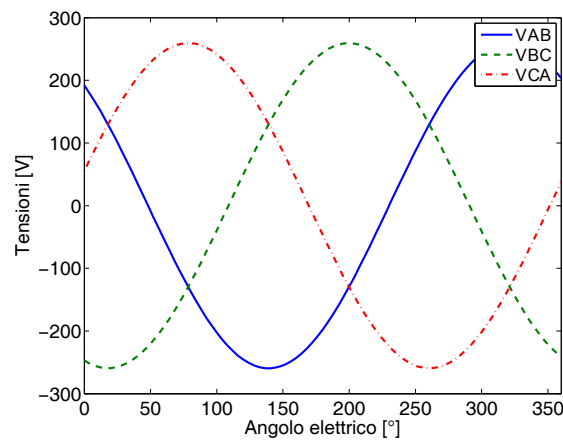


Figura 9.25: Tensioni concatenate (fondamentali)

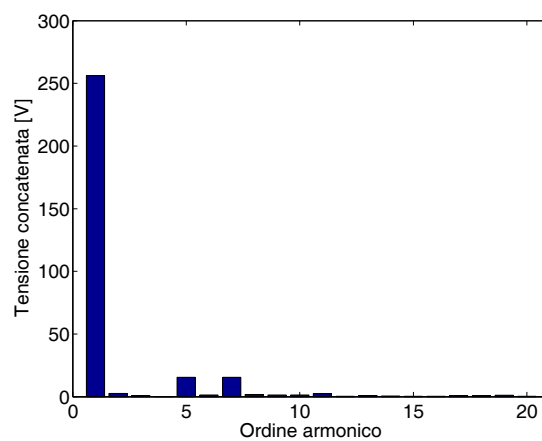


Figura 9.26: Spettro armonico della tensione AB

Dalle figure precedenti notiamo come vi sia modesta distorsione armonica dovuta principalmente alla presenza della quinta e settima armonica.

Nella figura 9.27 è mostrato l'andamento della coppia sviluppata dalla macchina al variare dell'angolo elettrico calcolata in 2 modi:

1. Attraverso il tensore degli sforzi di Maxwell

2. Considerando il sistema di riferimento d-q con la seguente formula:

$$T = \frac{3}{2}p(\lambda_d I_q - \lambda_q I_d) \quad (9.36)$$

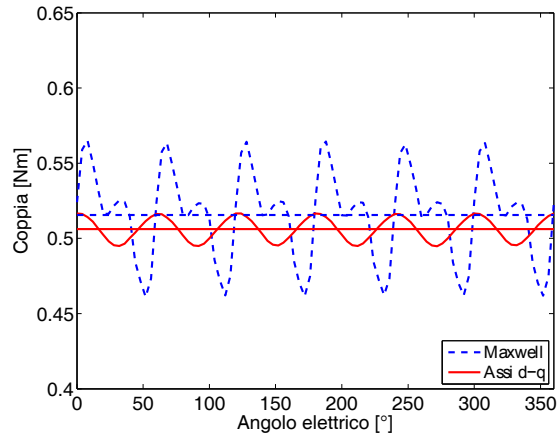


Figura 9.27: Coppia

Dalla figura precedente notiamo come la coppia a carico sia data dalla sovrapposizione del suo valore medio (pari a quello determinato analiticamente) con la coppia di impuntamento. Inoltre si vede che i valori medi delle coppie calcolate nei 2 modi quasi coincidono e sono pari ai 0.5 Nm desiderati.

Infine nelle figure 9.28 e 9.29 sono mostrati rispettivamente l'andamento dell'induzione al traferro con la relativa fondamentale e il relativo spettro armonico. In questo caso all'induzione prodotta dai magneti va a sommarsi quella prodotta dalla reazione d'indotto che causa in alcuni tratti un innalzamento dell'induzione a vuoto mentre in altri un'abbassamento.

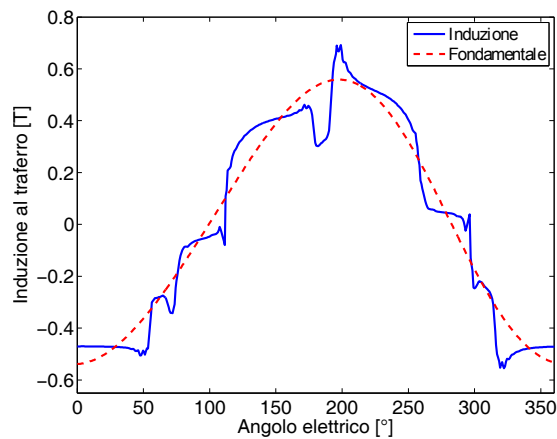


Figura 9.28: Induzione al traferro

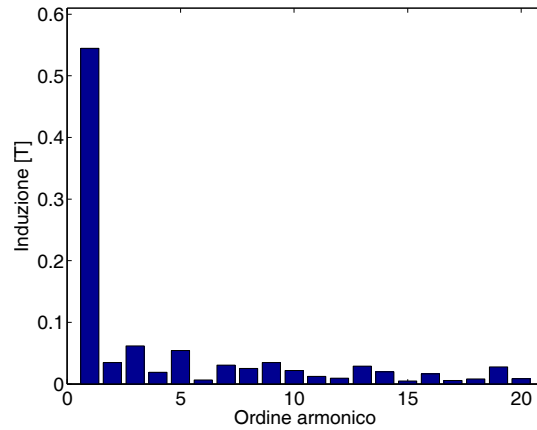


Figura 9.29: Spettro armonico dell'induzione al traferro

Dalle figure precedenti notiamo come via sia una notevole distorsione armonica dovuta all'effetto delle cave al traferro. Inoltre il valore massimo rispecchia i 0.65 T calcolati in fase di progetto.

9.5 Perdite e rendimento

9.5.1 Perdite Joule di statore

Le perdite Joule di statore vengono calcolate attraverso la determinazione della lunghezza delle testate e quindi della resistenza statorica.

La lunghezza delle testate è:

$$l_{ew} = \pi \frac{ps}{2} = \pi \frac{0.0144}{2} = 0.0226 \text{ m} \quad (9.37)$$

La resistenza di fase statorica è:

$$R = \rho_{75} \frac{Ns (Lstk + l_{ew})}{Sc} = 0.022 \cdot 10^{-6} \frac{1452 (0.020 + 0.0226)}{0.126 \cdot 10^{-6}} = 11 \Omega \quad (9.38)$$

Quindi le perdite Joule sono:

$$P_j = 3 R I_n^2 = 3 \cdot 11 \cdot 0.71^2 = 16 \text{ W} \quad (9.39)$$

9.5.2 Perdite nel ferro di statore

Le perdite nel ferro di statore sono calcolate attraverso la determinazione delle perdite specifiche alla frequenza e all'induzione di lavoro partendo dalle perdite specifiche di targa del lamierino (2.7 W/Kg a 50 Hz e 1.5 T). Inoltre grazie al programma FEMM sono state calcolate le induzioni massime nei denti e nella corona:

Induzione massima nel dente = 1.44 T

Induzione massima nella corona = 0.86 T

Perdite nei denti

Le perdite specifiche del lamierino a 1.44 T e a 253.33 Hz sono:

$$\begin{aligned} p_{spec} &= 2.7 k_{hys} \left(\frac{fn}{50} \right) \left(\frac{B_t}{1.5} \right)^2 + 2.7 k_{cp} \left(\frac{fn}{50} \right)^2 \left(\frac{B_t}{1.5} \right)^2 = \\ &= 2.7 \cdot 0.85 \left(\frac{253.33}{50} \right) \left(\frac{1.44}{1.5} \right)^2 + 2.7 \cdot 0.15 \left(\frac{253.33}{50} \right)^2 \left(\frac{1.44}{1.5} \right)^2 = 20 \text{ W/kg} \end{aligned} \quad (9.40)$$

Peso dei denti:

$$\begin{aligned} G_t &= \gamma_{Fe} Q_{hs} wt L_{Fe} = \\ &= 7800 \cdot 12 \cdot 0.01262 \cdot 0.00457 \cdot 0.96 \cdot 0.020 = 0.1 \text{ kg} \end{aligned} \quad (9.41)$$

Infine le perdite nei denti sono:

$$P_t = k_{magg} p_{spec} G_t = 2 \cdot 20 \cdot 0.1 = 4 \text{ W} \quad (9.42)$$

Perdite nella corona

Le perdite specifiche del lamierino a 0.86 T e a 253.33 Hz sono:

$$\begin{aligned} p_{spec} &= 2.7 k_{hys} \left(\frac{fn}{50} \right) \left(\frac{B_{bi}}{1.5} \right)^2 + 2.7 k_{cp} \left(\frac{fn}{50} \right)^2 \left(\frac{B_{bi}}{1.5} \right)^2 = \\ &= 2.7 \cdot 0.85 \left(\frac{253.33}{50} \right) \left(\frac{0.86}{1.5} \right)^2 + 2.7 \cdot 0.15 \left(\frac{253.33}{50} \right)^2 \left(\frac{0.86}{1.5} \right)^2 = 7 \text{ W/kg} \end{aligned} \quad (9.43)$$

Peso della corona:

$$\begin{aligned} G_{bi} &= \gamma_{Fe} \pi (De - hbi) L_{Fe} = \\ &= 7800 \pi (0.092 - 5.835 \cdot 10^{-3}) \cdot 5.835 \cdot 10^{-3} \cdot 0.96 \cdot 0.020 = 0.24 \text{ kg} \end{aligned} \quad (9.44)$$

Infine le perdite nella corona sono:

$$P_{bi} = k_{magg} p_{spec} G_{bi} = 1.5 \cdot 7 \cdot 0.24 = 2.5 \text{ W} \quad (9.45)$$

9.5.3 Perdite meccaniche

Per calcolare le perdite meccaniche si utilizza una formula empirica:

$$P_{me} = 0.8 P_n \sqrt{\Omega 0} 10^{-3} = 0.8 \cdot 200 \cdot \sqrt{3800} \cdot 10^{-3} = 10 \text{ W} \quad (9.46)$$

9.5.4 Perdite totali e rendimento

$$P'_{tot} = P_j + P_{Fe} + P_{me} = 16 + 4 + 2.5 + 10 = 32.5 \text{ W} \quad (9.47)$$

Queste perdite bisogna aumentarle del 10% per tenere conto delle perdite addizionali. Allora le perdite totali della macchina sono:

$$P_{tot} = 1.1 P'_{tot} = 1.1 \cdot 32.5 = 36 \text{ W} \quad (9.48)$$

Potenza elettrica assorbita dalla macchina:

$$P_e = P_n + P_{tot} = 200 + 36 = 236 \text{ W} \quad (9.49)$$

Infine il rendimento è:

$$\eta = \frac{P_n}{P_e} \% = \frac{200}{236} \% = 85 \% \quad (9.50)$$

Capitolo 10

Considerazioni sui risultati ottenuti

10.1 Premessa

In questo capitolo si esegue un confronto tra i risultati ottenuti per i tre motori progettati in maniera da analizzare gli aspetti più importanti.

10.2 Riepilogo risultati

I risultati più importanti ottenuti per i vari motori sono esposti nella tabella 10.1.

Grandezza	SPM 12/4 Conc.	SPM 12/4 Distr.	SPM 12/8
Induzione massima al traferro [T]	0.65	0.65	0.65
Induzione massima nei denti [T]	1.6	1.6	1.44
Induzione massima nella corona [T]	1.45	1.45	0.86
Fattore d'avvolgimento	0.5	1	0.866
Numero conduttori totali nel motore	7380	3528	4356
Diametro commerciale dei conduttori [mm]	0.315	0.45	0.4
Densità di corrente [A/mm ²]	11	5	6.4
Peso rame [kg]	0.15	0.33	0.16
Peso ferro [kg]	0.35	0.35	0.35
Perdite nel rame [W]	44	21.5	16
Perdite nel ferro [W]	5	5	6.5
Perdite totali [W]	65	40	36
Rendimento	75.5	83	85

Tabella 10.1: Risultati ottenuti

10.3 Considerazioni

Dalla tabella 10.1 possiamo notare innanzitutto come i motori progettati lavorino in condizioni ottimali e quindi nel ginocchio della caratteristica di magnetizzazione del lamierino (vedi figura B.1; avendo come induzioni massime 1.6/1.45 T).

Per quanto riguarda il numero dei conduttori, esso dipende dal coefficiente d'avvolgimento e in particolare più il coefficiente è elevato minori sono i conduttori da adottare e minore è la densità di corrente. Agendo sui conduttori è anche possibile migliorare il rendimento adottando la sezione commerciale subito maggiore ma in questo caso bisogna verificare se lo stesso numero di conduttori con una sezione più grande ci stia all'interno della cava.

Per quanto riguarda il rendimento, il motore 4 poli concentrato presenta un rendimento inferiore all'80% (le specifiche impongono un rendimento di almeno dell'80%) perchè incidono molto le perdite nel rame essendo la densità di corrente molto elevata. Pertanto questa configurazione deve essere migliorata e la nuova soluzione è esposta nel paragrafo 7.6.

Inoltre si nota come la soluzione migliore è quella del motore a 8 poli perchè ha il rendimento maggiore. Infatti presenta le perdite Joule minori perchè la densità di corrente bassa; e inoltre presenta basse perdite nel ferro in quanto lavora a una frequenza modesta.

Capitolo 11

Punti di lavoro dei ventilatori

11.1 Premessa

In questo capitolo vengono presentate delle curve caratteristiche dei ventilatori in modo da analizzare il comportamento del sistema motore-ventilatore in diversi punti di lavoro al variare della velocità.

11.2 Caratteristica ventilatori

La caratteristica meccanica dei ventilatori rappresenta la coppia sviluppata al variare della velocità. Essa è analoga per tutti i motori ed è mostrata nella figura 11.1.

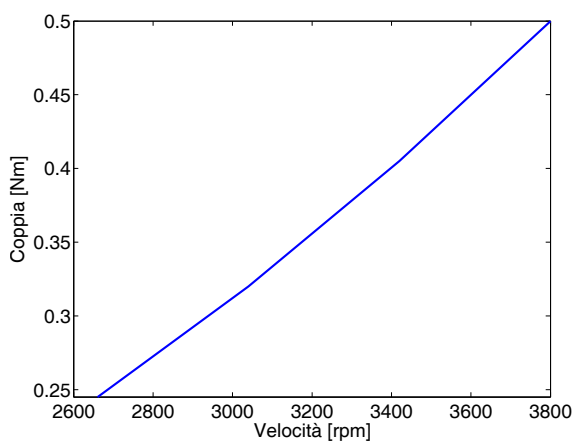


Figura 11.1: Caratteristica meccanica

11.3 Caratteristiche in diversi punti di lavoro

In questo paragrafo vengono presentate le curve caratteristiche del sistema motore-ventilatore in diversi punti di lavoro ossia al variare della velocità(quindi della coppia).

11.3.1 Caratteristiche motore 4 poli concentrato

La curve caratteristiche sono mostrate nella figura 11.2.

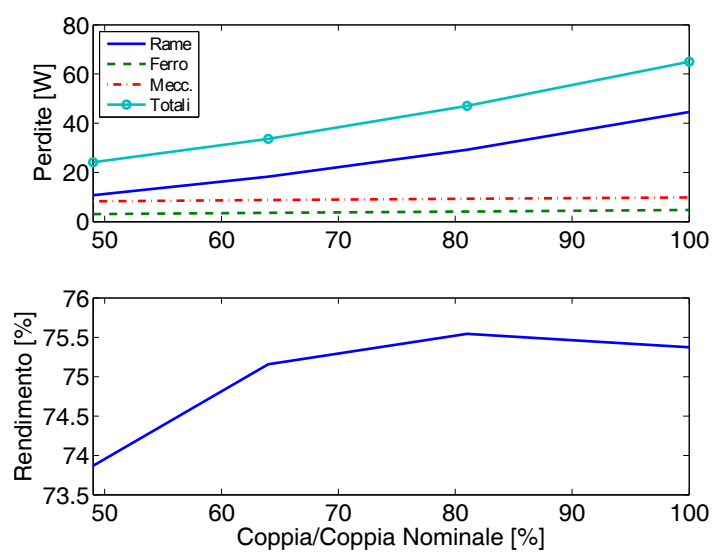


Figura 11.2: Curve caratteristiche 4 poli concentrato

11.3.2 Caratteristiche motore 4 poli distribuito

La curve caratteristiche sono mostrate nella figura 11.3.

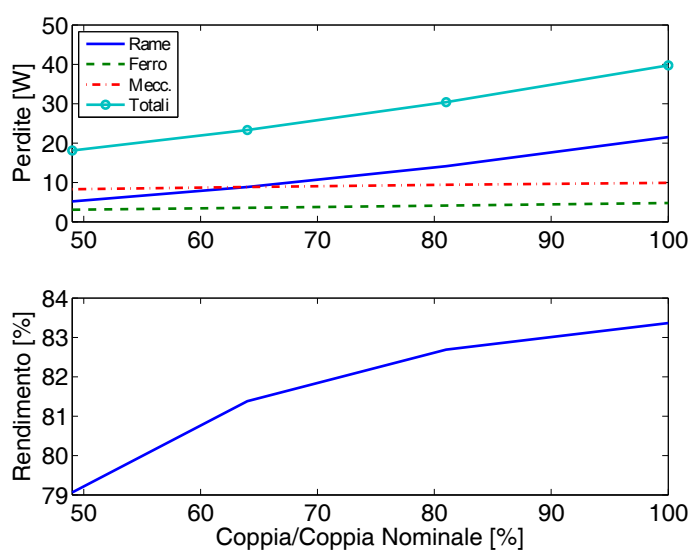


Figura 11.3: Curve caratteristiche 4 poli distribuito

11.3.3 Caratteristiche motore 8 poli

La curve caratteristiche sono mostrate nella figura 11.4.

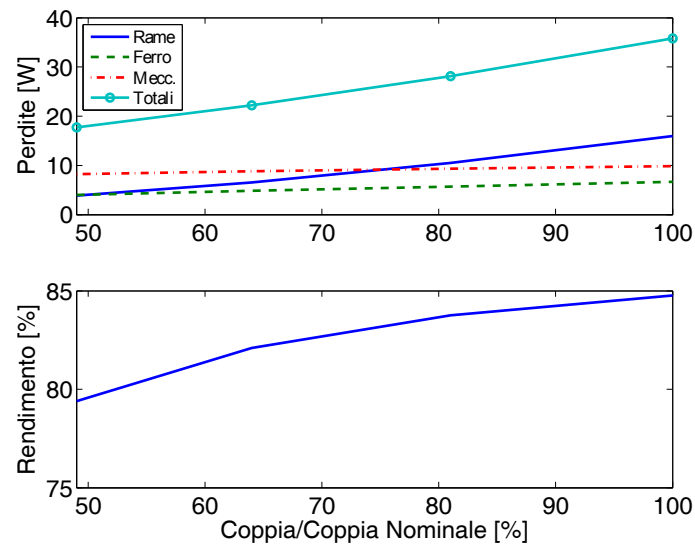


Figura 11.4: Curve caratteristiche 8 poli

11.3.4 Considerazioni

Dalle figure precedenti notiamo inizialmente come le perdite totali aumentino all'aumentare della coppia. In particolare le perdite nel rame crescono in maniera maggiore rispetto alle altre perdite in quanto incide di molto la densità di corrente. Le perdite nel ferro invece crescono leggermente in quanto le induzioni massime sono costanti e pari a quelle determinate in fase di progetto, mentre varia di poco la frequenza. Analogamente le perdite meccaniche crescono lentamente perchè esse sono influenzate solo dalla variazione di velocità.

Per quanto riguarda il rendimento, notiamo come aumenti all'aumentare della coppia sebbene le perdite aumentino. Infatti il fattore che incide molto è la potenza in uscita che ovviamente diminuisce al diminuire della coppia.

Conclusioni

Il presente lavoro di tesi ha avuto come obiettivo la progettazione di motori elettrici sincroni a magneti permanenti superficiali di piccola potenza per ventilatori per caldaie modulari a condensazione e per bruciatori a gasolio-gas, funzionanti in servizio continuativo sia per le alte che per le basse velocità. Per ogni velocità sono stati progettati tre soluzioni diverse di motori:

1. Motore 12 cave/4 poli con avvolgimento concentrato.
2. Motore 12 cave/4 poli con avvolgimento distribuito.
3. Motore 12cave/8 poli con avvolgimento frazionario.

Ogni progetto è stato sviluppato in 2 fasi: nella prima fase i motori sono stati progettati attraverso modelli analitici mentre nella seconda fase i risultati ottenuti sono stati verificati tramite il programma agli elementi finiti FEMM. Le simulazioni hanno permesso di verificare in dettaglio gli andamenti dei flussi concatenati con le varie fasi, le conseguenti tensioni indotte ai morsetti, l'andamento della coppia sviluppata e l'andamento dell'induzione al traferro sia per il funzionamento a vuoto che per il funzionamento a carico. Inoltre sono anche state verificate quale siano le induzioni massime nei denti e nella corona al fine calcolare i rendimenti. Pertanto per ogni motore sono state calcolate le perdite nel rame, nel ferro e meccaniche per permettere un confronto finale tra le varie macchine.

I rendimenti ottenuti per le alte velocità sono dell'ordine dell'80% per tutti i motori e pertanto è possibile adottare una qualsiasi soluzione. Invece per le basse velocità le soluzioni possibili sono 2 ossia quella a 4 poli distribuito e quella a 8 poli perchè la soluzione a 4 poli concentrato presenta un rendimento piuttosto basso. In particolare la soluzione ottimale è quella dell'8 poli perchè presenta il rendimento maggiore ossia dell'85% avendo le minori perdite nel rame e basse perdite nel ferro.

Appendice A

Dati magnete permanente

I dati del magnete permanente sono esposti nella tabella A.1.

Grandezza	Unità di misura	Valore	Simbolo
Forza coercitiva	A/m	400000	Hc
Permeabilità relativa differenziale		1.2	μ_r
Induzione residua	T	0.68	Brem
Spessore magnete	mm	3	tm
Lunghezza magnete	mm	15	
Angolo coperto dal magnete	°	90	
Angolo effettivo coperto dal magnete	°	80	α_m

Tabella A.1: Dati magnete permanente

Appendice B

Dati lamierino

La caratteristica di magnetizzazione del lamierino è riportata nella figura B.1.

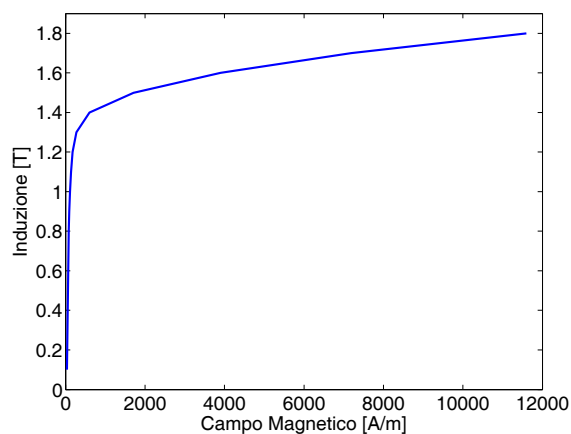


Figura B.1: Caratteristica di magnetizzazione a 60 Hz

Inoltre nelle figure B.2 e B.3 sono rappresentate le perdite specifiche in funzione dell'induzione e della frequenza.

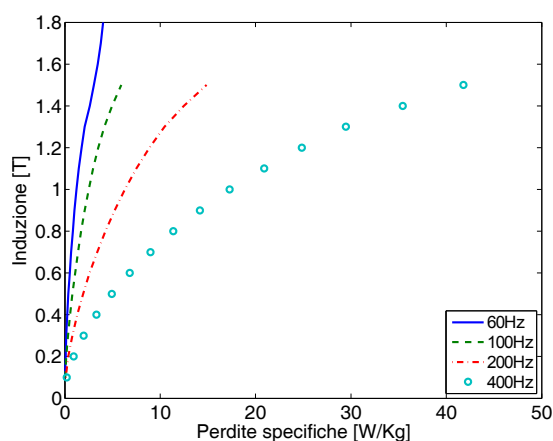


Figura B.2: Perdite specifiche a 60-400 Hz

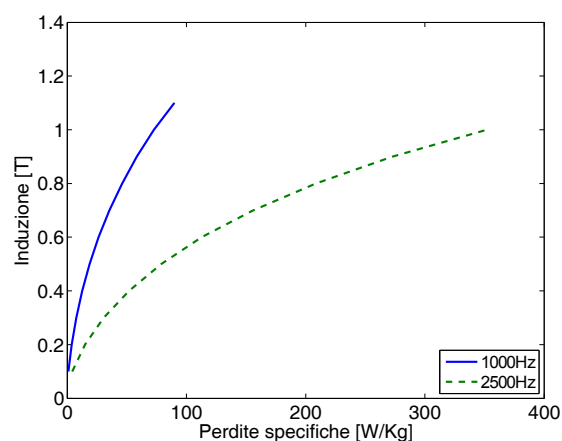


Figura B.3: Perdite specifiche a 1000-2500 Hz

Bibliografia

- [1] Nicola Bianchi, Silverio Bolognani, *Metodologie di Progettazione delle Macchine Elettriche*, Padova, 2001
- [2] Nicola Bianchi, *Calcolo delle Macchine Elettriche col Metodo degli Elementi Finiti*, Padova, 2001