

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA INDUSTRIALE

LAUREA MAGISTRALE IN  
INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA

# Progetto di macchina sincrona a riluttanza basata su lamiere commerciali di statore

*Studente:*  
Luca LIMUTI

*Relatore:*  
Prof. Nicola BIANCHI

Anno Accademico 2015/2016

# Indice

<b>1</b>	<b>Generalità sulla macchina sincrona a riluttanza</b>	<b>5</b>
1.1	Macchine SRM ad alta anisotropia . . . . .	7
1.1.1	Flusso di asse in quadratura . . . . .	8
1.1.2	Tipologie di macchine SRM ad alta anisotropia . . . . .	8
1.2	Campi di applicazione delle macchine sincrone a riluttanza . . . . .	11
<b>2</b>	<b>Criteri di scelta e catalogazione dei lamierini di statore</b>	<b>12</b>
2.1	Scelta lamierini . . . . .	12
2.2	Composizione della tabella . . . . .	13
2.2.1	Programma data.rotor.design.m . . . . .	16
2.2.2	Tabella dei dati . . . . .	17
<b>3</b>	<b>Progettazione del rotore</b>	<b>21</b>
3.1	Scelte preliminari per il dimensionamento del rotore . . . . .	22
3.1.1	Definizione del numero di cave rotoriche per polo . . . . .	22
3.1.2	Definizione dell'angolo di copertura delle barriere di flusso . . . . .	24
3.2	Dimensionamento delle barriere di flusso . . . . .	25
3.2.1	Definizione degli spessori delle isole magnetiche . . . . .	25
3.2.2	Definizione degli spessori delle barriere . . . . .	26
3.2.3	Definizione del profilo delle barriere di flusso . . . . .	27
3.3	Calcolo dello spessore dei ponticelli magnetici . . . . .	28
<b>4</b>	<b>Analisi delle prestazioni per via analitica</b>	<b>31</b>
4.1	Calcolo dello spessore di traferro . . . . .	32
4.2	Calcolo del traferro equivalente attraverso la formula di Carter e il fattore di saturazione stimato . . . . .	32
4.3	Definizione del carico elettrico di asse $d$ relativo al campo d'induzione imposto . . . . .	33
4.3.1	Primo approccio, $J = 10 [A/mm^2]$ . . . . .	34
4.3.2	Secondo approccio, $J$ non imposta . . . . .	34

4.4	Scelta dell'avvolgimento . . . . .	35
4.5	Analisi magnetica . . . . .	35
4.5.1	Circuito magnetico di statore . . . . .	36
4.5.2	Circuito magnetico di rotore . . . . .	37
4.6	Calcolo delle Ampere-Spire di traferro . . . . .	37
4.7	Calcolo del fattore di saturazione . . . . .	38
4.8	Calcolo delle induttanze di asse d e di asse q . . . . .	38
4.8.1	Calcolo dell'induttanza di asse d . . . . .	39
4.8.2	Calcolo dell'induttanza di asse q . . . . .	40
4.9	Calcolo delle induttanze di dispersione . . . . .	46
4.10	Calcolo della coppia . . . . .	47
<b>5</b>	<b>Risultati modello analitico</b>	<b>48</b>
5.1	Densità di coppia . . . . .	48
5.1.1	Primo approccio, $J = 10 [A/mm^2]$ . . . . .	48
5.1.2	Secondo approccio, $J$ non imposta . . . . .	49
5.2	Fattore di salienza . . . . .	50
5.2.1	Primo approccio, $J = 10 [A/mm^2]$ . . . . .	51
5.2.2	Secondo approccio, $J$ non imposta . . . . .	52
5.2.3	Confronto sull'incidenza dei ponticelli nei due diversi approcci . . . . .	53
5.3	Progetto migliore di macchina SRM . . . . .	56
<b>6</b>	<b>Validazione dell'Analisi delle macchine per via analitica at- traverso il FEM</b>	<b>57</b>
6.1	Macchine a 2 coppie polari . . . . .	60
6.1.1	Lamierino 13, confronto risultati . . . . .	60
6.1.2	Lamierino 1, confronto risultati . . . . .	61
6.2	Macchine a 3 coppie polari . . . . .	63
6.2.1	Lamierino 25, confronto risultati . . . . .	63
6.2.2	Lamierino 58, confronto risultati . . . . .	64
6.3	Macchine a 4 coppie polari . . . . .	65
6.3.1	Lamierino 24, confronto risultati . . . . .	65
6.3.2	Lamierino 90, confronto risultati . . . . .	65
<b>7</b>	<b>Studio del progetto migliore</b>	<b>67</b>
7.1	Analisi numerica . . . . .	67
7.1.1	Pre-processing . . . . .	69
7.1.2	Processing . . . . .	73
7.1.3	Post-Processing . . . . .	74
7.1.4	Calcolo del rendimento . . . . .	79

7.1.5	tabella riassuntiva delle prestazioni . . . . .	81
<b>8</b>	<b>Esempio di progetto di una macchina sincrona a riluttanza</b>	<b>82</b>
8.1	Definizione delle grandezze esterne di macchina . . . . .	82
8.2	Dimensionamento dello statore . . . . .	83
8.2.1	Scelta del numero di cave . . . . .	84
8.2.2	Calcolo delle grandezze di statore . . . . .	84
8.3	Dimensionamento del rotore . . . . .	85
8.4	Prestazioni delle due macchine progettate . . . . .	85
8.4.1	Valutazione delle induttanze agli elementi finiti . . . . .	87
8.5	Analisi delle macchine agli elementi finiti . . . . .	88
8.5.1	Risultati analisi e confronto . . . . .	88
8.5.2	Prestazioni del progetto 1 modificato . . . . .	90
8.6	Conclusioni sui progetti realizzati . . . . .	92

# Introduzione

L'obiettivo di questo elaborato è quello di valutare la progettazione del rotore di macchine sincrone a riluttanza a partire da lamiere commerciali di statore note, principalmente adatte a macchine ad induzione.

Inizialmente, vengono riportate le generalità di questa tipologia di macchina elettrica, come il principio di funzionamento e i campi d'applicazione. Successivamente si passa alla presentazione delle scelte progettuali per la definizione delle caratteristiche geometriche di rotore al fine di rendere la macchina ad alta anisotropia e limitare l'oscillazione di coppia. Introducendo un metodo di catalogazione delle lamiere commerciali di statore, di diverse dimensioni e diversi numeri di coppie polari, viene generata una tabella di dati che costituisce l'input di un codice di calcolo per la progettazione automatica del rotore.

Una volta ottenuti tutti i progetti di macchina vengono valutate analiticamente le prestazioni, facendo delle opportune ipotesi iniziali e completando il codice di calcolo, al fine di rendere automatica anche l'analisi di tutti i progetti. Sulla base dei risultati ottenuti, viene scelto il progetto che presenta le migliori prestazioni in termini di livello di anisotropia. L'analisi eseguita attraverso il codice di calcolo, verrà successivamente validata confrontando i risultati ottenuti per via analitica con quelli ottenuti per via numerica attraverso il metodo degli elementi finiti.

Infine, viene presentato un esempio di progetto, sia del rotore che dello statore, per una possibile applicazione in cui la potenza meccanica,  $P_m = 1.1 [kW]$ , e la velocità di rotazione,  $n = 1500 [rpm]$ , rappresentano le specifiche di progetto. Per la progettazione si cerca di mantenere le caratteristiche della configurazione migliore, in termini di anisotropia, valutando se determinate caratteristiche si mantengono.

# Capitolo 1

## Generalità sulla macchina sincrona a riluttanza

La macchina sincrona a riluttanza è un tipo di macchina elettrica rotante, in cui non sono presenti avvolgimenti di eccitazione in rame sul rotore. La coppia elettromagnetica sviluppata è dovuta esclusivamente alla struttura anisotropa del rotore.

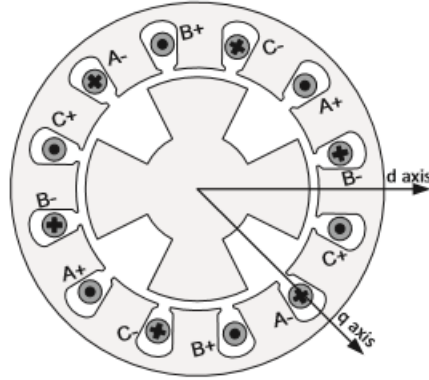
Questa tipologia di macchina fa parte della categoria di macchine sincrone brushless, con la particolare caratteristica di non essere costituita da magneti permanenti sul rotore, il quale presenta una struttura esclusivamente in ferro.

Lo statore è del tutto equivalente a quello delle macchine brushless sinusoidali e delle macchine ad induzione, e presenta un avvolgimento trifase in rame, tipicamente a stella senza neutro. Il rotore, invece, si differenzia dalle macchine AC della stessa categoria: è essenziale che la sua struttura consenta di ottenere un'elevata anisotropia.

Si faccia riferimento alla figura 1.1. L'anisotropia è dovuta alla diversità tra la riluttanza legata al circuito magnetico di asse  $d$  e quella legata al circuito magnetico di asse  $q$ ; in particolare, la prima risulterà essere minore della seconda, poiché il circuito magnetico presenta un percorso principalmente in ferro, a parte il piccolo tratto in aria dovuto al traferro.

Tuttavia, la struttura presenta un livello di anisotropia inadeguato in termini di prestazioni del motore, in accordo a quanto riportato in [1]. Per questo motivo, le macchine sincrone a riluttanza di questa tipologia, seppure di antica concezione, non hanno mai rappresentato una valida alternativa alle altre macchine in AC.

La configurazione rotorica a salienza semplice mostrata in figura 1.1, non può garantire un'elevata anisotropia poiché si dovrebbe, contemporaneamente, rendere minima la riluttanza del circuito magnetico di asse diretto e rendere



**Figura 1.1:** motore sincrono a riluttanza con rotore a salienza semplice

massima la riluttanza di quello di asse in quadratura. Infatti, per come è fatta la struttura rotorica, se si abbassa la riluttanza del circuito magnetico di asse in quadratura aumentando la quota parte di aria, viene aumentata anche la riluttanza del circuito magnetico di asse diretto.

Il livello di anisotropia può essere valutato attraverso un importante parametro che caratterizza queste particolari macchine, ovvero il fattore di salienza, espresso come il rapporto tra l'induttanza di asse d e l'induttanza di asse q. La struttura rotorica di figura 1.1 presenta in genere un fattore di salienza  $k_{sal} \approx 4$  e risulta inadeguata poiché questo parametro dovrebbe essere superiore a 10 affinché la macchina possa competere con le altre macchine AC in termini di prestazioni. Inoltre, il  $k_{sal}$  risulta anche dipendente dal numero di coppie polari, in particolare esso diminuisce all'aumentare di p. Ciò è dovuto all'induttanza di asse d, poiché all'aumentare delle coppie polari la corrente magnetizzante aumenta e l'induttanza  $L_d$  si riduce in proporzione rispetto a  $L_q$ .

Ad un basso fattore di salienza sono associati i seguenti svantaggi:

- basso valore del fattore di potenza;
- basso valore del rapporto  $kW/kVA$

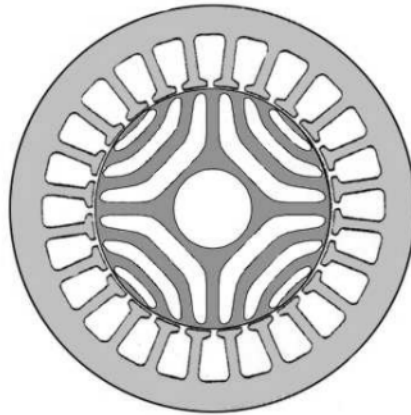
Il primo è dovuto al piccolo sfasamento che si instaura tra il vettore spaziale della corrente ed il vettore spaziale del flusso. Dal momento che la tensione risulta essere sfasata di  $90^\circ$  in anticipo rispetto al vettore flusso, lo

sfasamento tra il vettore tensione ed il vettore corrente risulterà essere ampio, per cui il  $\cos \phi$  risulterà basso.

Il secondo svantaggio è strettamente legato al primo e causa la necessità di sovradimensionare l'inverter che alimenta il motore.

## 1.1 Macchine SRM ad alta anisotropia

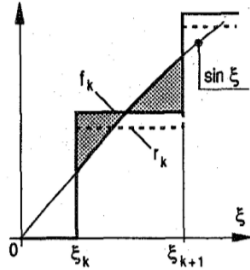
Macchine con fattore di salienza superiore a 10 vengono definite ad Alta Anisotropia. L'elevato livello di anisotropia viene ottenuto inserendo delle isole magnetiche, magneticamente isolate fra loro, come riportato nella figura 1.2. Questa configurazione permette di impiegare tutto lo spazio polare per sviluppare il flusso di asse diretto, al fine di massimizzare il valore dell'induttanza di asse diretto. Inoltre, attraverso un opportuno dimensionamento delle parti in aria del rotore, definite barriere di flusso, si potrà ridurre notevolmente l'induttanza di asse q.



**Figura 1.2:** motore sincrono a riluttanza con rotore ad alta anisotropia

Le isole magnetiche di rotore vengono polarizzate magneticamente supponendo di applicare un forza magnetomotrice avente massimo lungo l'asse q. Si crea così un andamento di f.m.m. rotorica di reazione che tende a compensare la prima armonica della f.m.m. statorica di quadratura, come mostrato in figura 1.3. Questa compensazione risulta essere tanto più efficace quanto più risultano essere le isole magnetiche, ovvero i salti di potenziale magnetico.





**Figura 1.3:** andamento del potenziale magnetico,  $f(\xi)$ , e della prima armonica di  $f_q$

### 1.1.1 Flusso di asse in quadratura

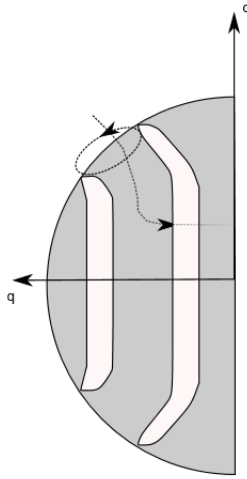
Il flusso di asse  $q$ , per ogni isola magnetica, può essere suddiviso nella somma di due componenti, come riportato in figura 1.4:

- Il flusso di circolazione al traferro, il quale entra da un'estremità di una barriera ed esce dall'estremità di un'altra barriera;
- il flusso che attraversa il rotore, il quale presenta una stretta dipendenza con le caratteristiche strutturali del rotore, in particolar modo con il rapporto tra la somma degli spessori di aria e la somma degli spessori in ferro lungo l'asse  $q$ .

Per cui, il flusso che attraversa il rotore non dipende dal numero di isole magnetiche che compongono il rotore, mentre il flusso di circolazione varia molto, in maniera indirettamente proporzionale, rispetto al numero di segmenti. La struttura rotorica che presenta un numero molto elevato di isole magnetiche viene definita ad anisotropia distribuita; tipicamente, il numero di isole magnetiche viene scelto in modo da ottenere un contenuto armonico di coppia limitato.

### 1.1.2 Tipologie di macchine SRM ad alta anisotropia

I motori sincroni a riluttanza ad alta anisotropia, che presentano prestazioni paragonabili ai motori asincroni, possono essere principalmente di due tipologie:

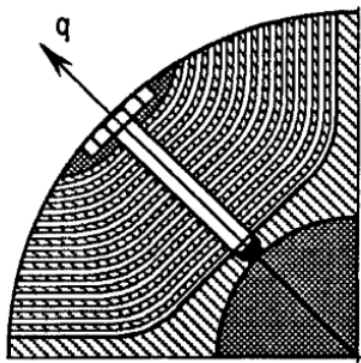


**Figura 1.4:** flusso di circolazione e flusso che attraversa il rotore

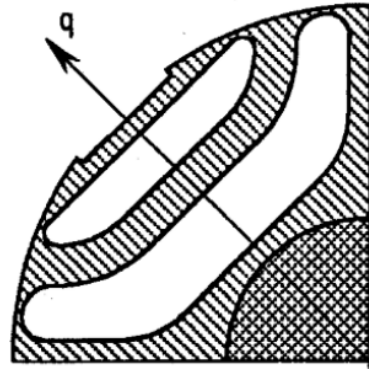
- Rotore a laminazione assiale, figura 1.5a;
- Rotore a laminazione trasversale, figura 1.5b;

le macchine SRM a laminazione ALA, ovvero Axially laminated anisotropic, sono costituite da un numero di isole magnetiche così elevato da poter definire la struttura rotorica ad anisotropia distribuita. I lamierini di rotore, disposti secondo una direzione assiale, vengono separati l'uno dall'altro mediante degli strati di materiale isolante amagnetico. Questi, vengono sostenuti da una struttura a raggiera, fissata in direzione dell'interpolo, definito "pole holder", e tenuta insieme da una vite. Tipicamente, l'interpolo di fissaggio è magnetico, mentre la struttura a raggiera è meglio che sia magnetica. Questa particolare struttura consente di ottenere elevati rapporti di salienza. Tuttavia, presenta una serie di svantaggi:

- elevato livello di saturazione nella parte superiore dei lamierini di rotore, per via dello spessore molto ridotto dei lamierini. Ciò causa un abbassamento dell'induttanza di asse diretto, poiché risulterebbe esserci un traferro aumentato;
- elevate perdite rotoriche nel ferro, poiché esiste un'elevata frequenza di oscillazione del flusso nei lamierini rotorici, dovuta alla periodicità dente/cava;



(a) laminazione ALA.



(b) laminazione trasversale.

**Figura 1.5:** tipologie di rotori ad alta anisotropia

- non è possibile realizzare lo skewing di rotore, al fine di mediare le anisotropie dovute alla dentatura di statore. Ciò è dovuto al fatto che la struttura è già meccanicamente molto complessa;
- essendo meccanicamente molto complessa, non è adatta alla fabbricazione in serie;
- i campi armonici asincroni inducono correnti parassite nei lamierini che non vengono contrastati a causa della laminazione assiale. Il rotore non è laminato nella giusta direzione, al fine di limitare le correnti parassite.

Nelle macchine SRM a laminazione trasversale, il singolo lamierino si realizza attraverso procedure di tranciatura tradizionale. La tenuta meccanica del rotore la si ottiene grazie a dei ponticelli, tangenziali e spesso anche radiali, di spessore sottile. Questi devono essere ridotti al minimo per ottenere sia le prestazioni meccaniche che quelle magnetiche desiderate. Tipicamente, per le macchine più piccole, lo spessore dei ponticelli è di qualche decimo di millimetro, mentre per le macchine più grandi può essere dell'ordine del millimetro.

Il flusso nei ponticelli è un flusso di dispersione rotorica, che riduce la coppia e diminuisce il fattore di potenza. Anche per questo motivo si aggiungono dei ponticelli in direzione radiale, poiché a parità di spessore garantiscono

una maggiore tenuta meccanica.

Questa tipologia di laminazione consente lo skewing di rotore, poiché la laminazione di rotore non è troppo complessa; di conseguenza, al contrario della laminazione ALA, si presta alla fabbricazione in serie. Per ciò che riguarda le correnti parassite non si hanno le stesse criticità discusse in precedenza, nel caso della laminazione ALA, poiché la direzione della laminazione è appunto trasversale. Uno svantaggio di questa configurazione sta nel non poter conferire anisotropia distribuita, ovvero le barriere di flusso non possono tendere ad infinito, per cui il valore del rapporto di salienza risulterà minore rispetto alla laminazione ALA.

Un ulteriore vantaggio è legato alla possibilità di associare un certo valore di permeanza a ciascuna barriera, al fine di ottimizzare la configurazione di rotore e rendendo la distribuzione del campo d'induzione al traferro il più possibile sinusoidale. In questo modo si riesce a minimizzare il ripple di coppia, nonostante la struttura rotorica non sia ad anisotropia distribuita.

Ai fini dell'elaborato, una volta noti vantaggi e svantaggi dell'una e dell'altra configurazione, si è scelto di prendere in considerazione le strutture rotoriche a laminazione trasversale.

## 1.2 Campi di applicazione delle macchine sincrone a riluttanza

Le macchine sincrone a riluttanza vengono impiegate in azionamenti con ampi range di velocità. L'utilizzo di questo tipo di motore, garantisce un ampio funzionamento a potenza costante, delle elevate prestazioni dinamiche e un rendimento elevato, [2], dal momento che nel rotore si hanno esclusivamente perdite nel ferro, non essendo presenti avvolgimenti. La loro struttura risulta robusta ed affidabile, con il vantaggio di mantenere le stesse tecniche di produzione per lo stampaggio dei lamierini. Negli azionamenti per macchine utensili o nella robotica possono rappresentare una soluzione a basso costo, in confronto agli asincroni comunemente utilizzati, offrendo un'elevata dinamica durante il deflussaggio.

Osservando la produzione di [3], sono impiegati principalmente nell'industria tessile, in quella del vetro, nel settore delle materie plastiche e in tutte quelle applicazioni che necessitano di una velocità costante di uno o più motori anche se sollecitati con carichi differenti.

## Capitolo 2

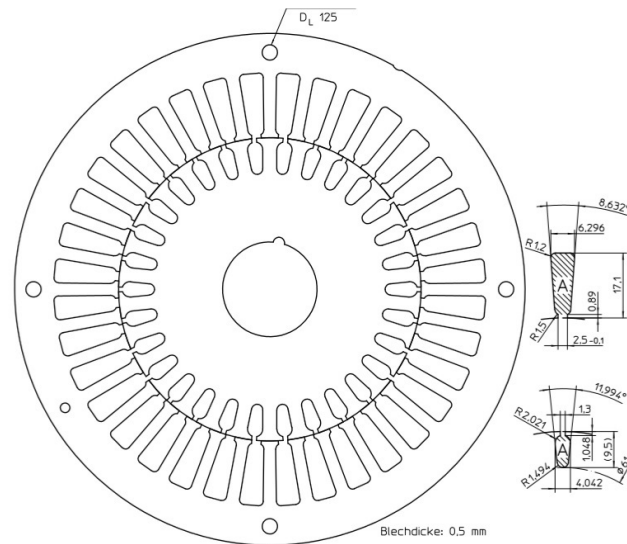
# Criteri di scelta e catalogazione dei lamierini di statore

In questo capitolo viene descritta la procedura di raccolta dati dei lamierini di statore di macchine ad induzione resi disponibili sul web dalle aziende KIENLE-SPIESS ed EURO-TRANCIATURE, [4] [5].

### 2.1 Scelta lamierini

Lo scopo dell'elaborato è quello di individuare, attraverso la progettazione e l'analisi, le caratteristiche di macchina per cui la scelta di realizzare un motore Sincrono a riluttanza piuttosto che un motore ad induzione risulti essere la migliore possibile.

Dalla letteratura è noto che le migliori configurazioni di macchina nella realizzazione di un motore Sincrono a Riluttanza risultano essere quelle che prevedono un numero di poli maggiore di 2; per cui, come primo step nella scelta dei lamierini, non verranno presi in considerazione gli statori che prevedono un numero di poli pari ad 2. Di seguito, viene riportato un esempio di lamiera di statore:



Le principali dimensioni che risultano essere utili nella progettazione vengono raccolte in una tabella, la quale rappresenta il punto di partenza della metodologia di progettazione.

## 2.2 Composizione della tabella

La tabella di dati relativi alle lamiere di statore viene composta su foglio EXCEL. Ad ogni colonna corrisponde una determinata caratteristica geometrica, mentre ad ogni riga corrisponde un lamierino a cui viene assegnato un numero, che va da 1 ad  $n$ , ed il nome del file .pdf corrispondente, al fine di risalire al lamierino; la ragione per cui si imposta questo tipo di assegnazione è legata al fatto che i codici di design automatico riordinano la tabella secondo determinati criteri per cui il numero assegnato, da 1 a  $n$ , viene utilizzato come indicatore per rientrare nella tabella di partenza.

Essa è sostanzialmente costituita da 2 parti:

- una prima parte in cui vengono riportate le principali caratteristiche geometriche, come diametro esterno, diametro interno, sezione cava, larghezza dente.

- una seconda parte in cui vengono riportati dei parametri indiretti, derivanti dalla combinazione delle caratteristiche geometriche inserite nella prima parte, e che possono essere legati a certi aspetti del funzionamento della macchina, come ad esempio il rapporto  $k_{ari,s}$ , il numero di cave per polo e per fase  $q$ , il rapporto  $D_e/D_r$ . Per ottenere le grandezze della seconda parte della tabella vengono implementate le formule per ciascuna colonna del foglio in modo tale da ottenerle automaticamente una volta inseriti i dati.

Un esempio di composizione della tabella è il seguente:

$l$	$D_e$	$D_r$	$Q$	$S_s$	$w_t$	$h_s$	$w_{so}$	$h_{so}$	$2p$	$r_d$	$r_s$	$q$	$k_{hs}$	$h_{bi}$
1	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
2	.													
.		.												
.			.											
.				.										
.					.									
.						.								
.							.							
.								.						
.									.					
.										.				
n														

dove:

- $l$  : numero del lamierino, utilizzato come indicatore;
- $r_d$  : rapporto tra il diametro esterno ed il diametro interno;
- $r_s$  : rapporto la larghezza del dente ed il passo di cava in  $[mm]$ ;
- $k_{hs}$  : rapporto fra l'altezza di cava e la larghezza della base minore di cava;

Le caratteristiche geometriche di tutti i lamierini presi in considerazione vengono riportate nella tabella 2.1 della sottosezione successiva.

L'appropriato numero di poli, da inserire in tabella, per un determinato statore viene solitamente indicato nella sigla del lamierino; tuttavia, fra i lamierini presi in considerazione, non tutti presentano lo stesso tipo di sigla

e non tutti indicano il numero di poli. Per rendere generale la definizione del numero di poli si effettuano le seguenti considerazioni, legate al circuito magnetico di statore principale, su cui si sviluppa il flusso utile:

- ipotizzando una distribuzione sinusoidale di campo d'induzione al traferro, il relativo flusso utile viene definito dalla seguente espressione:

$$\Phi = \hat{B}_g \frac{D_r L_{stk}}{p} \quad (2.1)$$

- il flusso utile al traferro si ripartisce e si sviluppa metà a destra e metà a sinistra verso la corona statorica. Segue che il flusso sulla corona risulta essere metà del flusso utile al traferro, per cui eguagliando le due espressioni si ottiene il campo d'induzione sulla corona:

$$\Phi_{bi} = \hat{B}_{bi} h_{bi} L_{stk} \quad (2.2)$$

$$\Phi_{bi} = \Phi/2 \quad (2.3)$$

$$\hat{B}_{bi} = \hat{B}_g \cdot \frac{D_s}{2p \cdot h_{bi}} \quad (2.4)$$

- si suppone che il flusso in corrispondenza del passo di cava venga convogliato tutto dal dente. Di conseguenza, il campo d'induzione sul dente sarà dato dalla seguente espressione:

$$B_t = \hat{B}_g \cdot \frac{w_t}{p_s} \quad (2.5)$$

Secondo le relazioni appena scritte, il numero di poli ed il valore di picco del campo d'induzione al traferro verranno ottenuti in modo tale che il campo sul dente ed il campo sulla corona si mantengano su determinati valori tipici. In particolare:

- $B_t = 1.6 - 1.8 \text{ [T]}$ ;
- $B_{bi} = 1.4 - 1.6 \text{ [T]}$ ;

Per cui vengono aggiunte alla tabella tre ulteriori colonne, riempite secondo le righe, sulle quali vengono riportate:

1. il valore di picco del campo d'induzione;
2. l'espressione 2.4;



3. l'espressione 2.5.

In questo modo, viene assegnato il valore di picco del campo d'induzione al traferro cercando di mantenere il campo d'induzione nel dente e nella corona rispettivamente  $1.7 [T]$  ed  $1.5 [T]$ . La seconda parte della tabella, in cui vengono definite le grandezze derivate, viene riportata in 2.2 della sottosezione successiva, in cui vengono evidenziati i casi in cui il campo d'induzione supera i valori desiderati.

### 2.2.1 Programma `data.rotor.design.m`

La tabella viene realizzata come foglio EXCEL e contiene 93 lamierini con un diametro esterno che va da  $80[mm]$  a  $580[mm]$  per un numero di coppie polari che va da 1 a 4. La tabella viene realizzata come foglio EXCEL poiché risulta più agevole importare i dati, infatti dal file `.xlsx` si ricava una matrice di dati che viene utilizzata come input del programma di design automatico ed analisi di tutti i lamierini. La matrice è l'output del programma `dati.rotor.design`. Il programma è strutturato nel seguente modo:

- descrizione dell'output, viene indicato a quale parametro corrispondono le colonne;
- comando per importare la tabella dati excel;
- vengono ordinate le righe secondo il numero di poli;
- vengono ordinate le tre sotto-tabelle (con  $p = 2, 3, 4$ ) secondo valori crescenti del rapporto  $r_d$ , eliminando i lamierini con numero di poli pari a 2;
- vengono eliminati i lamierini con numero di cave non multiplo di tre, come ad esempio  $Q = 16$ , essendo lamierini destinati ad essere impiegati nelle macchine monofase.

Il motivo per cui la tabella si ordina in questo modo è legato alla dipendenza delle prestazioni dal parametro  $r_d$ ; in questo modo è reso più visibile il confronto tra i risultati e la scelta del lamierino migliore.

## 2.2.2 Tabella dei dati

n° lam.	De	Di	Q	Sslot	wt	hs	ws0	hs0
1	80	45	24	48,1	2,7	11	2,7	0,7
2	90	50	24	48,93	3,3	11	2,3	0,7
3	106,5	62	24	72	4	13	2,5	0,66
4	120	70	24	88,4	4,8	15	2,5	0,8
5	135	80	36	68,91	3,6	15,5	2,3	0,77
6	150	90	36	80,1	4,15	16,3	2,3	0,64
7	170	103	36	95,5	4,9	17,3	2,5	0,66
8	200	125	36	108	6	17,5	2,5	0,69
9	240	150	36	148	7,3	20,7	2,7	0,91
10	300	190	48	178,15	6,76	25,3	3,15	0,75
11	340	215	48	215,53	7,86	34,8	2,92	0,55
12	375	240	48	221	9,13	27,3	2,5	0,6
13	420	270	48	281,4	10	30,5	3,1	1
14	106,5	70	36	52,6	2,75	12,35	2,75	0,4
15	120	80	36	56,7	3,38	13	2,23	0,75
16	135	90	36	70,4	3,8	14,25	2,3	0,58
17	150	96	36	65,3	4,5	13,86	2,6	0,66
18	170	115	36	95,18	5,3	16,41	2,5	1,07
19	200	135	36	114,73	6,8	18,2	2,5	0,59
20	240	165	54	89,55	5,8	19,1	2,5	0,69
21	270	180	54	115,73	6,7	23,2	2,5	0,67
22	340	240	54	165,7	8,15	23,6	2,8	0,65
23	375	260	54	195,5	9,3	27,3	2,5	0,6
24	500	375	72	282	8,4	31,5	3,1	1,01
25	580	425	72	417,5	9,5	40	6	1,2
26	240	170	48	142,5	6	22,5	2,3	0,65
27	270	190	48	131,47	8,1	23	2,5	0,66
28	300	215	48	149,6	9	23,5	2,7	0,68
29	340	240	48	188,03	10,55	27,7	2,3	0,5
30	375	270	48	232,6	11,2	28,8	2,5	0,65
31	420	305	72	182,2	8,5	30,5	2,7	0,65
32	500	375	72	251	9,6	32,5	3,1	0,8
33	580	425	72	449,2	9,8	45,6	4,1	2,5
34	60	30	12	45,7	3,6	8	2,5	0,75
35	60,2	32	24	27,9	1,5	8	1,6	0,5
36	69	35	12	63,7	3,95	9,15	2,6	0,8
37	70	35	12	61,5	4,6	9,4	2,55	0,8
38	75	40	12	56,5	3,25	7,3	3	0,85
39	79,67	39,95	12	75,8	5,45	10,425	2,32	0,5
40	80	40	18	60,8	2,8	10,7	3,3	0,4
41	80	40	12	85,8	4,4	10,25	3,3	0,4
42	80	45	24	47,7	2,7	11	2,3	0,7
43	90	50	24	52,1	2,56	10,5	1,7	0,801
44	90	50	24	49,2	3,3	11	2,3	0,64
45	90	55	36	41	2,25	12	1,6	0,6
46	90	45	18	69,1	3,36	11,5	2,35	0,65
47	90	45	18	58,3	3,4	10,3	2,22	0,75

48	90	45	24	49,3	2,6	11	2,3	0,58
49	90	45	24	49,3	2,6	11	2,5	0,66
50	90	50	12	100,1	5,5	11	2,1	1
51	90	45	18	69,1	3,36	11,5	2,35	0,65
52	90	45	18	58,3	3,4	10,3	2,22	0,75
53	90	45	24	49,3	2,6	11	2,3	0,58
54	90	45	24	49,3	2,6	11	2,5	0,66
55	90	50	12	100,1	5,5	11	2,1	1
56	90	50	24	52,1	2,56	10,5	1,7	0,801
57	90	50	24	49,2	3,3	11	2,3	0,64
58	90	55	36	41	2,25	12	1,6	0,6
59	99,78	55	24	72,7	3	13	2,22	0,71
60	106,5	70	36	51,8	2,75	12,35	1,9	0,6
61	106,5	55	24	65,2	3,32	12,5	2,6	0,74
62	106,5	62	24	71,6	4	13	2,1	0,6
63	106,5	62	24	71,6	4	13	2,5	0,674
64	120	62	24	82,5	3,5	13,5	2,5	0,5
65	120	70	24	89,5	4,84	15	2,5	0,8
66	120	70	36	57,8	3,15	14,5	2,1	0,8
67	120	80	36	55,2	3,5	12,8	2,3	0,8
68	125	60	24	96	4,1	17	2,2	1
69	127	65	24	86,9	3,9	14,1	2,6	0,7
70	135	70	24	105,7	3,9	15,4	2,5	0,8
71	135	80	24	102,9	5,4	15,5	2,5	1
72	135	80	36	69,5	3,63	15,5	2,3	0,66
73	135	90	36	71,3	3,8	14,25	2,3	0,62
74	145	75	24	111,2	4,45	15,7	2,6	0,8
75	150	80	24	119,7	4,36	15,5	2,5	0,53
76	150	90	24	118,2	6,15	16	2,7	0,53
77	150	90	36	79,9	4,15	16,3	2,3	0,637
78	150	103	36	79,9	4,4	14,5	2,5	0,66
79	165	103	36	93,8	4,5	17	2	1,3
80	170	90	24	145,5	5	17	2,7	0,58
81	170	103	36	92,6	4,9	17,3	2,5	0,662
82	170	103	36	125,8	4,2	20,05	2,6	0,6
83	170	115	36	93,3	5,4	16,2	2,5	0,62
84	180	110	36	125,6	4,8	20	2,6	0,6
85	195	125	36	115,6	5,5	18	2,5	1,4
86	200	110	36	11,6	4,15	17	2,7	0,65
87	200	125	36	107,5	6	17,5	2,5	0,601
88	200	125	36	164,3	5,7	23,7	2,55	1,2
89	200	135	36	114,3	6,8	18,2	2,5	0,59
90	200	140	48	93,6	5,15	18,7	2,3	0,668
91	230	150	36	148,8	6,85	20	3	1,3
92	240	135	36	160,1	4,85	19,5	2,7	0,57
93	240	150	36	149,1	7,3	20,7	2,7	0,84

Figura 2.1: dati relativi alle 93 lamiere commerciali di statore

poli	De/Di	wt/ps	q (m=3)	hs/(ps-wt)	hbi	Bg	B_bi [T]	B_t [T]
4	1,78	0,46	2	3,45	6,5	0,78	1,35	1,70
4	1,8	0,5	2	3,39	9	0,86	1,19	1,71
4	1,72	0,49	2	3,16	9,25	0,84	1,41	1,70
4	1,71	0,52	2	3,44	10	0,87	1,52	1,66
4	1,69	0,52	3	4,58	12	0,88	1,47	1,71
4	1,67	0,53	3	4,4	13,7	0,9	1,48	1,70
4	1,65	0,55	3	4,23	16,2	0,93	1,48	1,71
4	1,6	0,55	3	3,57	20	0,94	1,47	1,71
4	1,6	0,56	3	3,58	24,3	0,95	1,47	1,70
4	1,58	0,54	4	4,46	29,7	0,93	1,49	1,71
4	1,58	0,56	4	5,6	27,7	0,95	1,84	1,70
4	1,56	0,58	4	4,15	40,2	0,99	1,48	1,70
4	1,56	0,57	4	3,98	44,5	0,96	1,46	1,70
6	1,52	0,45	2	3,68	5,9	0,76	1,5	1,69
6	1,5	0,48	2	3,61	7	0,8	1,52	1,65
6	1,5	0,48	2	3,52	8,25	0,83	1,51	1,72
4	1,56	0,54	3	3,57	13,14	0,83	1,52	1,55
6	1,48	0,53	2	3,47	11,09	0,87	1,5	1,65
6	1,48	0,58	2	3,65	14,3	0,96	1,51	1,66
6	1,45	0,6	3	5,03	18,4	1,01	1,51	1,67
6	1,5	0,64	3	6,15	21,8	1,09	1,5	1,70
6	1,42	0,58	3	4,06	26,4	1	1,52	1,71
6	1,44	0,61	3	4,69	30,2	1,05	1,51	1,71
8	1,33	0,51	3	3,96	31	0,88	1,33	1,71
6	1,36	0,51	4	4,42	37,5	0,8	1,51	1,56
8	1,41	0,54	2	4,39	12,5	0,89	1,51	1,65
8	1,42	0,65	2	5,31	17	1,08	1,51	1,66
8	1,4	0,64	2	4,63	19	1,07	1,51	1,67
8	1,42	0,67	2	5,37	22,3	1,12	1,51	1,67
8	1,39	0,63	2	4,45	23,7	1,06	1,51	1,67
8	1,38	0,64	3	6,34	27	1,07	1,51	1,68
8	1,33	0,59	3	4,81	30	0,96	1,5	1,64
8	1,36	0,53	3	5,21	31,9	0,9	1,5	1,70
2	2	0,46	2	1,88	7	0,7	1,5	1,53
2	1,88	0,36	4	2,98	6,1	0,55	1,44	1,54
2	1,97	0,43	2	1,76	7,85	0,73	1,63	1,69
2	2	0,5	2	2,06	8,1	0,65	1,4	1,29
2	1,88	0,31	2	1,01	10,2	0,5	0,98	1,61
2	1,99	0,52	2	2,08	9,44	0,7	1,48	1,34
2	2	0,4	3	2,56	9,3	0,65	1,4	1,62
2	2	0,42	2	1,69	9,75	0,7	1,44	1,67
4	1,78	0,46	2	3,45	6,5	0,78	1,35	1,70
2	1,8	0,39	4	2,63	9,5	0,6	1,58	1,53
4	1,8	0,5	2	3,39	9	0,86	1,19	1,71
6	1,64	0,47	2	4,71	5,5	0,8	1,33	1,71
2	2	0,43	3	2,56	11	0,73	1,49	1,71
2	2	0,43	3	2,31	12,2	0,74	1,36	1,71

2	2	0,44	4	3,34	11,5	0,75	1,47	1,70
2	2	0,44	4	3,34	11,5	0,75	1,47	1,70
2	1,8	0,42	2	1,45	9	0,55	1,53	1,31
2	2	0,43	3	2,56	11	0,7	1,43	1,64
2	2	0,43	3	2,31	12,2	0,75	1,38	1,73
2	2	0,44	4	3,34	11,5	0,75	1,47	1,70
2	2	0,44	4	3,34	11,5	0,75	1,47	1,70
2	1,8	0,42	2	1,45	9	0,55	1,53	1,31
2	1,8	0,39	4	2,63	9,5	0,6	1,58	1,53
4	1,8	0,5	2	3,39	9	0,86	1,19	1,71
6	1,64	0,47	2	4,71	5,5	0,8	1,33	1,71
2	1,81	0,42	4	3,1	9,39	0,55	1,61	1,32
6	1,52	0,45	2	3,68	5,9	0,76	1,5	1,69
2	1,94	0,46	4	3,22	13,25	0,73	1,52	1,58
4	1,72	0,49	2	3,16	9,25	0,84	1,41	1,70
4	1,72	0,49	2	3,16	9,25	0,84	1,41	1,70
2	1,94	0,43	4	2,92	15,5	0,74	1,48	1,72
4	1,71	0,53	2	3,47	10	0,86	1,51	1,63
4	1,71	0,52	3	4,9	10,5	0,88	1,47	1,71
6	1,5	0,5	2	3,68	7,2	0,82	1,52	1,64
2	2,08	0,52	4	4,53	15,5	0,79	1,53	1,51
2	1,95	0,46	4	3,06	16,9	0,75	1,44	1,64
2	1,93	0,43	4	2,93	17,1	0,7	1,43	1,64
4	1,69	0,52	2	3,06	12	0,88	1,47	1,71
4	1,69	0,52	3	4,63	12	0,89	1,48	1,71
6	1,5	0,48	3	3,52	8,25	0,83	1,51	1,72
2	1,93	0,45	2	2,93	19,3	0,775	1,51	1,71
2	1,88	0,42	2	2,54	19,5	0,71	1,46	1,71
4	1,67	0,52	2	2,84	14	0,89	1,43	1,70
4	1,67	0,53	3	4,4	13,7	0,9	1,48	1,70
6	1,46	0,49	3	3,16	9	0,79	1,51	1,61
4	1,6	0,5	3	3,79	14	0,83	1,53	1,66
2	1,89	0,42	2	2,51	23	0,73	1,43	1,72
4	1,65	0,55	3	4,23	16,2	0,93	1,48	1,71
4	1,65	0,47	3	4,19	13,45	0,79	1,51	1,69
6	1,48	0,54	3	3,49	11,3	0,89	1,51	1,65
4	1,64	0,5	3	4,17	15	0,85	1,56	1,70
4	1,56	0,5	3	3,33	17	0,845	1,55	1,68
2	1,82	0,43	3	3,12	28	0,735	1,44	1,70
4	1,6	0,55	3	3,57	20	0,94	1,47	1,71
6	1,6	0,52	3	4,55	13,8	0,89	1,34	1,70
6	1,48	0,58	3	3,65	14,3	0,97	1,53	1,68
8	1,43	0,56	4	4,66	11,3	0,96	1,49	1,71
4	1,53	0,52	3	3,21	20	0,8	1,5	1,53
2	1,78	0,41	3	2,81	33	0,7	1,43	1,70
4	1,6	0,56	3	3,58	24,3	0,95	1,47	1,70

Figura 2.2: grandezze derivate, relative alle 93 lamiere commerciali di statore

## Capitolo 3

# Progettazione del rotore

In questo Capitolo viene presentata la procedura di design secondo la quale viene effettuato un dimensionamento preliminare del rotore della macchina sincrona a riluttanza, come riportato in [6], al fine di ottenere una configurazione che garantisca un elevato fattore di salienza ed un basso ripple di coppia.

I criteri di progettazione descritti in questo capitolo vengono implementati in un codice di calcolo, al fine di rendere automatica la procedura di design. Questa verrà sfruttata per la progettazione relativa sia ad una singola macchina che a diverse macchine, a partire dalle caratteristiche geometriche dei lamierini di statore.

Il primo passo è quello di stabilire le specifiche di progetto del rotore, descritte nella tabella 3.1:

Grandezza	Valore	Unità
n	3000/p	[giri/min]
$L_{stk}$	0.260	[m]
$N_b$	3	[adim.]

**Tabella 3.1:** Specifiche di progetto

dove  $N_b$  è il numero di barriere, scelto pari a 3 per tutti i progetti effettuati.

Tipicamente il volume della macchina è legato alla coppia nominale dal fattore  $k_{tv}$ , che indica il rapporto tra coppia e volume di macchina e che tipicamente assume valori in un range tra 8 – 12 [ $Nm/l$ ] per macchine aventi valori di coppia pari a 5 – 50 [ $Nm$ ]; questo valore verrà poi confrontato con la coppia per volume ottenuta attraverso la procedura di analisi relativa alle

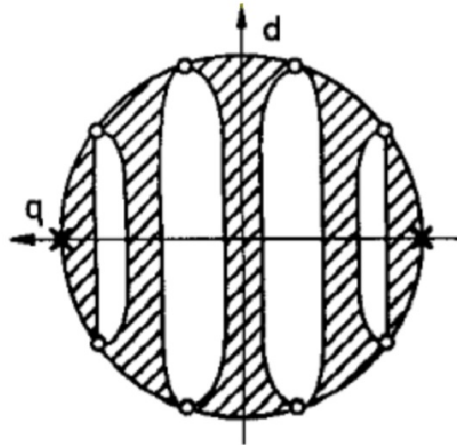
macchine progettate.

### 3.1 Scelte preliminari per il dimensionamento del rotore

Il primo passo nella definizione della geometria di rotore è stabilire dei parametri legati alle barriere di flusso.

#### 3.1.1 Definizione del numero di cave rotoriche per polo

Il primo parametro preso in considerazione è il numero equivalente di cave rotoriche per polo,  $n_r$ . I criteri sulla base dei quali effettuare questa scelta sono strettamente legati all'ottenere un basso valore di ripple di coppia. Le macchine sincrone a riluttanza, prese in considerazione nell'elaborato, sono ad alta anisotropia e a laminazione trasversale. Il numero  $n_r$  in questo tipo di configurazione rotorica è associato al numero di ponticelli magnetici, siano essi fisici siano essi virtuali, e corrispondono ai punti del rotore in cui può verificarsi un salto di potenziale magnetico. Nella figura riportata in basso è possibile notare i ponticelli virtuali, indicati con delle croci, e quelli fisici, indicati con dei cerchi.



Sempre con riferimento alla figura, è possibile notare che i punti associati alle variazioni di potenziale magnetico risultano essere equidistanti, al fine di conferire al rotore un certo livello di simmetria.

Dal momento che il contenuto armonico della coppia è strettamente connesso all'interazione tra la forza magnetomotrice prodotta dagli avvolgimenti

di statore e dalla reazione magnetica delle isole magnetiche di rotore, sarà opportuno stabilire un numero di cave rotoriche per polo in modo tale da minimizzare il ripple di coppia. Dalla letteratura è noto che la migliore scelta del numero  $n_r$ , legata al numero di cave statoriche per polo, risulta essere la seguente:

$$n_r = n_s \pm 4 \quad (3.1)$$

Questa relazione viene ottenuta valutando le seguenti due condizioni:

1.  $n_r = n_s$ ;
2.  $n_r = \infty$ , ovvero la condizione di anisotropia distribuita.

Con riferimento alla condizione  $nr = ns$ , come riportato in [7], le armoniche generate per interazione tra la forza magnetomotrice di statore e la forza magnetomotrice di reazione, associata al rotore, producono pulsazioni multiple di  $n_s\theta$ , dove  $\theta$  rappresenta la posizione dell'asse d di rotore rispetto ad un riferimento statorico. Per ridurre notevolmente quest'ordine di armonica, si dovrebbe scegliere un numero di cave rotoriche affinché le quantità  $ns + 1$  o  $ns - 1$  risultino differenti da  $nr + 1$  o  $nr - 1$ . In questo modo si avranno soltanto armoniche di ordine elevato, limitando l'oscillazione di coppia.

Con riferimento alla condizione  $n_r = \infty$ , la più bassa pulsazione prodotta è  $2n_s\theta$ . Dunque, in ultima analisi, viene scelta la relazione 3.1 come compromesso fra i due casi presi in considerazione. Risulterà così una minimizzazione del contenuto armonico poiché i passi di dentatura di statore e rotore risulteranno prossimi tra loro. Tuttavia, la scelta di  $n_r$  risulta essere solo il primo passo verso la progettazione di un rotore con basso ripple di coppia, poiché essa incide esclusivamente sui flussi di circolazione al traferro, ovvero la quota parte di flusso disperso a causa dei ponticelli esterni.

In genere, la scelta fra  $n_r = n_s + 4$  e  $n_r = n_s - 4$  dipende dalla fattibilità del rotore. In particolare è opportuno valutare il numero di cave rotoriche equivalenti considerando anche il numero di barriere di flusso scelte per il dimensionamento del rotore, nel caso dell'elaborato pari a 3. Dunque, al fine di ottenere una configurazione rotorica completa, sarà necessario ottenere la seguente condizione:

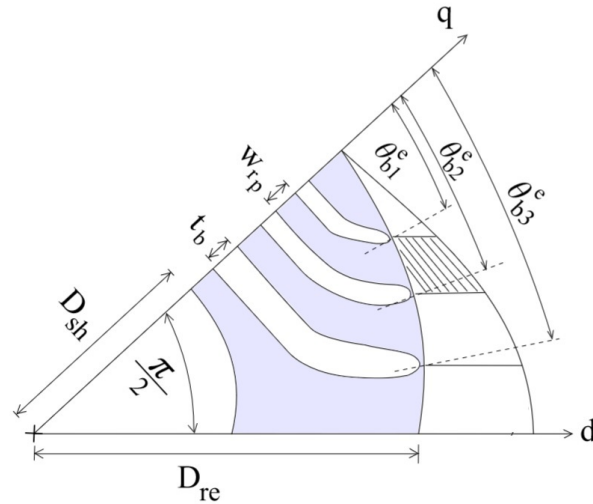
$$\frac{n_r}{2} - 2N_b = 1 \quad (3.2)$$

Se non si riesce ad ottenere questa condizione, per entrambi i valori possibili di  $n_r$ , si sceglie quello che più si avvicina a questa condizione; in quel caso, la configurazione considerata risulterà essere incompleta.



### 3.1.2 Definizione dell'angolo di copertura delle barriere di flusso

Il secondo parametro preso in considerazione è l'angolo di copertura delle barriere di flusso, ovvero l'angolo  $\theta_{bi}$  indicato nella figura 3.1:



**Figura 3.1:** sezione trasversale di un polo di rotore

Per definire gli angoli  $\theta_{bi}$  si parte dalla definizione dell'angolo relativo al passo di cava rotorico:

$$\Delta\theta_b = \frac{2\pi}{n_r} \quad (3.3)$$

A partire da questo valore viene scelto l'angolo di copertura in relazione alla configurazione rotorica, completa od incompleta, precedentemente ottenuta. Vengono distinti tre diversi di casi:

1.  $\frac{n_r}{2} - 2N_b = 2$ ;
2.  $\frac{n_r}{2} - 2N_b = 4$ ;
3.  $\frac{n_r}{2} - 2N_b \neq 2, \frac{n_r}{2} - 2N_b \neq 4$ .

Le prime due condizioni fanno riferimento ad una configurazione incompleta di rotore, mentre l'ultima ad una configurazione completa. Per i tre casi considerati vengono definiti in maniera diversa gli angoli di copertura; la differenza sostanziale tra i tre casi consiste nel numero di ponticelli virtuali. Di seguito vengono riportate le espressioni usate per la definizione dei  $\theta_{bi}$ :

1.  $\theta_{bi} = i \cdot \Delta\theta_b + \frac{\Delta\theta_b}{2}$ ;
2.  $\theta_{bi} = i \cdot \Delta\theta_b + \frac{3\Delta\theta_b}{2}$ ;
3.  $\theta_{bi} = i \cdot \Delta\theta_b$ .

## 3.2 Dimensionamento delle barriere di flusso

Per definire lo spessore delle barriere di flusso, il quale influenza il livello di saturazione e l'anisotropia della macchina, si definisce il coefficiente:

$$k_{air,r} = \frac{\sum t_{bi}}{(D_r - D_{sh})/2} \quad (3.4)$$

dove:

- $t_{bi}$ : è lo spessore della i-esima barriera di flusso;
- $D_r$ : diametro del rotore;
- $D_{sh}$ : diametro dell'albero.

$k_{air,r}$  viene scelto preliminarmente circa uguale al  $k_{air,s}$ , in modo tale che la macchina risulti ugualmente saturata. Quest'ultimo viene definito a partire dalla geometria di statore e risulta essere pari a:

$$k_{air,s} = \frac{p_s - w_t}{p_s} \quad (3.5)$$

Per valori di  $k_{air}$  troppo elevati si può avere un notevole decremento della coppia poiché il percorso di rotore limita il flusso lungo l'asse d, a causa di un notevole aumento della riluttanza del circuito magnetico. Dalla definizione del  $k_{air,r}$ , moltiplicando per  $(D_r - D_{sh})/2$  si ottiene la somma totale degli spessori delle barriere di flusso, mentre moltiplicando per  $1 - k_{air,r}$  si ottiene la somma degli spessori delle isole ferromagnetiche.

### 3.2.1 Definizione degli spessori delle isole magnetiche

Per definire lo spessore i-esimo si risolve la proporzione legata alla distribuzione del campo d'induzione, ipotizzando che esso abbia una distribuzione sinusoidale.

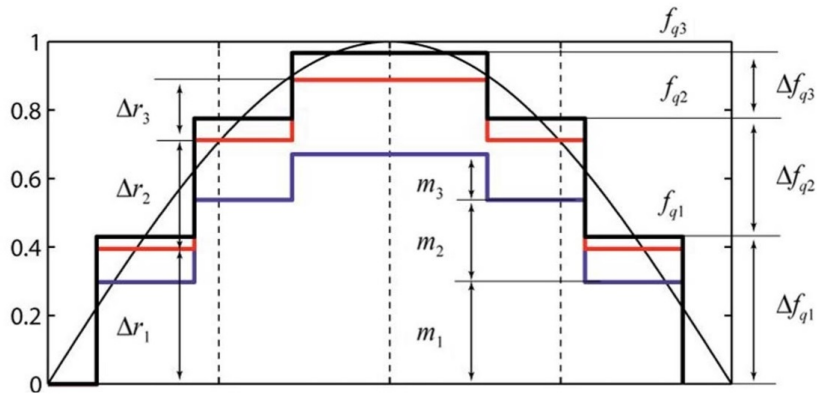
$$w_{rpi} = (1 - k_{air}) \left( \frac{D_r - D_{sh}}{2} \right) \frac{\frac{1}{\theta_{b,i+1}^e - \theta_{b,i}^e} \int_{\theta_{b,i+1}^e}^{\theta_{b,i}^e} \sin(\theta^e) d\theta^e}{\frac{1}{\pi/p} \int_0^{\pi/p} \sin(\theta^e) d\theta^e} \quad (3.6)$$

In particolare la formula indica il valore medio del campo d'induzione tra due barriere di flusso, convogliato dalla relativa isola magnetica, secondo l'andamento ipotizzato e riportato nella figura 3.1.

### 3.2.2 Definizione degli spessori delle barriere

Per la definizione degli spessori delle barriere di flusso viene considerata una distribuzione sinusoidale di potenziale magnetico al traferro, avente il massimo in corrispondenza dell'asse q. Supponendo che l'origine del sistema di riferimento sia in corrispondenza dell'asse q, il potenziale magnetico al traferro risulta essere il coseno di  $\theta^e$ .

Si considerino inoltre i valori medi di potenziale in corrispondenza delle isole magnetiche; in questo caso risulta di particolare interesse la differenza di potenziale magnetico presente in corrispondenza delle estremità della barriera. La figura 3.2 si riferisce ad una macchina a riluttanza assistita da magneti permanenti, come riportato in [8]; tuttavia, a meno dell'andamento in blu, una macchina sincrona a riluttanza presenta gli stessi andamenti.



**Figura 3.2:** Andamenti delle grandezze al traferro.

Dal momento che l'obiettivo nella scelta dello spessore delle barre, lungo l'asse q, è legato alla minimizzazione della permeanza del circuito magnetico si avranno degli spessori d'aria, per ciascuna barra, proporzionali alla variazione di potenziale  $\Delta f_{qi}$  e proporzionali all'angolo di copertura della barriera  $\theta_{bi}$ . In particolare, attraverso delle considerazioni matematiche, si giunge alla

definizione di coefficienti di proporzionalità:

$$c_{i,i+1} = \frac{\Delta f_{q,i}}{\Delta f_{q,i+1}} \cdot \sqrt{\frac{\theta_{b,i}}{\theta_{b,i+1}}} \quad (3.7)$$

che permettono di calcolare gli spessori delle barriere, nota la somma degli spessori d'aria secondo l'asse q, ovvero  $t_{air}$ ; per il caso particolare delle tre barriere di flusso:

$$t_{b1} = \frac{t_{air}}{1 + \frac{1}{c_{12}} + \frac{c_{23}}{c_{12}}} \quad (3.8)$$

$$t_{b2} = \frac{t_{air}}{c_{12} + 1 + \frac{1}{c_{23}}} \quad (3.9)$$

$$t_{b3} = \frac{t_{air}}{c_{12} \cdot c_{23} + c_{23} + 1} \quad (3.10)$$

### 3.2.3 Definizione del profilo delle barriere di flusso

Il profilo delle barriere di flusso segue la linea iso-potenziale magnetico; grazie a questa scelta si riesce ad ottenere il massimo valore di flusso lungo l'asse d, e quindi in ultima analisi la più elevata induttanza di asse d. Per il disegno delle barriere, viene ottenuto il profilo in un sistema di coordinate polari. Per ottenere i punti delle barriere che costituiscono il profilo ci si serve delle seguenti formule, ottenute attraverso le equazioni di campo con il vincolo del potenziale vettore magnetico costante:

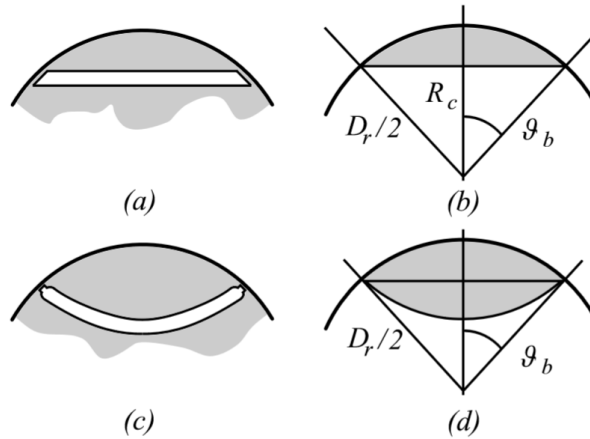
$$c = \sin(p\theta) \frac{\left(\frac{2r}{D_{sh}}\right)^{2p} - 1}{\left(\frac{2r}{D_{sh}}\right)^p} \quad (3.11)$$

$$r = \frac{D_{sh}}{2} \left[ \frac{c + \sqrt{c^2 + 4 \sin^2(p\theta)}}{2 \sin(p\theta)} \right]^{\frac{1}{p}} \quad (3.12)$$

Per entrambe le espressioni l'angolo  $\theta$  è un angolo meccanico. Ogni barriera di flusso viene definita da tre linee di potenziale, ovvero quella centrale e le due di estremità, superiore ed inferiore; quella centrale viene definita sostituendo l'angolo di estremità della barriera ed il raggio  $D_r/2$  nell'espressione 3.11. Per valori di  $\theta$  pari a  $\pi/2p$  si ottiene il punto medio della barriera; successivamente, in accordo allo spessore ottenuto per l'i-esima barriera, si ricavano i punti superiori ed inferiori che la delimitano. Infine, si definisce il numero di punti desiderati per il disegno di una barriera e, sostituendo i diversi valori di angolo, si ottiene così il profilo (inserire immagine che spiega la definizione delle barriere di flusso).

### 3.3 Calcolo dello spessore dei ponticelli magnetici

Le geometrie tipiche per le barriere di flusso sono le seguenti, indicate in figura 3.3:



**Figura 3.3:** Configurazioni tipiche di rotore.

Queste vengono approssimate per rendere più semplice il calcolo della sezione delle isole magnetiche. Nel caso (a) la sezione viene definita attraverso la formula 3.13:

$$S_{isl} = \frac{R_r^2}{2} (2\theta_b - \sin(2\theta_b)) \quad (3.13)$$

mentre nel caso (c) risulta essere il doppio. Inoltre, sempre con riferimento al caso c che rappresenta la configurazione presa in considerazione nell'elaborato, la lunghezza delle barriere di flusso risulta essere pari all'arco di circonferenza corrispondente all'angolo di copertura delle barre, ovvero:

$$l_{bi} = 2 \cdot \theta_{bi}^m \cdot \frac{D_s}{2} \quad (3.14)$$

La forza agente sulle isole magnetiche risulta essere la somma della forza magnetica più la forza centrifuga.

La prima viene calcolata a partire dalla pressione magnetica, definita come  $B^2/2\mu_0$  e applicata sulla sezione della superficie laterale di rotore  $\theta_b^m D_r L_{stk}$ .

Un valore tipico che viene assunto per l'induzione magnetica è  $(1 - 1.2)[T]$ ; si sceglie un valore elevato come ipotesi a favore della sicurezza.

Per il calcolo della forza centrifuga si parte dalla definizione della massa relativa all'isola magnetica:  $m = \gamma S_{isl} L_{stk}$ , per cui la forza corrispondente sarà:

$$F_c = m \cdot \omega_m \cdot R_c$$

dove:

- $\omega_m$ : velocità angolare del rotore  $[rad/sec]$ ;
- $R_c$ : raggio riferito al baricentro dell'isola di rotore,  $R_c = (D_r \cos(\theta_b))/2$

La definizione di  $R_c$  è corretta per il caso 2, mentre risulta leggermente sottostimata nel caso 1. Facendo riferimento al caso 2, la stress meccanico subito dai ponticelli è definito dalla seguente espressione:

$$F_r = \theta_b D_r L_{stk} \left\{ \frac{B^2}{2\mu_0} + \frac{\gamma D_r^2 \omega_m^2 \cos(\theta_b)}{4} \left[ 1 - \frac{\sin(2\theta_b)}{2\theta_b} \right] \right\} \quad (3.15)$$

La resistenza alla trazione del ferro a cristalli non orientati, ovvero quello utilizzato in genere nell'ambito delle macchine rotanti, presenta i seguenti valori tipici  $(400 - 500)[N/mm^2]$ . Secondo un fattore di sicurezza, in genere tra 2 e 3, il limite definito per il valore di resistenza meccanica alla trazione sarà pari a:  $(150 - 200)[N/mm^2]$ .

Concludendo, lo spessore totale dei ponticelli risulta essere uguale a:

$$\sum t_{ribs} = \frac{F_r}{\sigma_r L_{stk}} \quad [mm] \quad (3.16)$$

L'espressione 3.16 indica un vincolo progettuale, in cui vengono attribuite determinate caratteristiche meccaniche alla struttura. Con riferimento all'espressione 3.15 si evince che il valore della forza risultante applicata alle isole magnetiche è proporzionale alla velocità di rotazione, ed essendo lo spessore dei ponticelli proporzionale alla forza, essi saranno più spessi per velocità di rotazione più alte. Tuttavia, in questo elaborato si considera una frequenza di  $50[Hz]$  per cui la velocità della macchina sarà  $n = 3000/p[rpm]$ .

Oltre al vincolo progettuale relativo all'aspetto meccanico della struttura, è opportuno considerare i limiti di produzione dei lamierini di rotore. Se la somma degli spessori per una barra di rotore risulta essere tale da dover realizzare ponticelli di spessore minore di  $0.5[mm]$  sarà necessario considerare

esclusivamente il vincolo legato alla produzione piuttosto che quello legato all'aspetto meccanico. Ciò è dovuto al fatto che realizzare ponticelli al di sotto degli  $0.4[mm]$  richiede una produzione più precisa e più complessa. Di conseguenza nei casi in cui si considera il vincolo di produzione si ottiene che la somma dei ponticelli per la prima barra sarà  $0.8[mm]$ , essendo presenti solo due ponticelli tangenziali, mentre per le restanti due barriere risulterà essere  $1.2[mm]$ . Questa scelta progettuale viene riassunta nell'espressione 3.17:

$$\begin{cases} t'_{ribs} = t_{ribs} & t_{ribs,1} > 0.8 [mm] , t_{ribs,i+1} > 1.2 [mm] \\ t'_{ribs,1} = 0.8 [mm] & t_{ribs,1} < 0.8 [mm] \\ t'_{ribs,i+1} = 1.2 [mm] & t_{ribs,i+1} < 1.2 [mm] \end{cases} \quad (3.17)$$

## Capitolo 4

# Analisi delle prestazioni per via analitica

Al fine di poter ricavare le prestazioni del motore è necessario impostare un modello analitico, poiché non è conveniente effettuare un'analisi numerica di tutte le macchine ottenute attraverso un dimensionamento preliminare. Ci si riferisce alle relazioni discusse in [?] per valutare le grandezze che indicano le prestazioni.

Affinché il calcolo analitico risulti essere attendibile verrà effettuato un confronto con l'analisi agli elementi finiti per uno stesso progetto di motore.

Il modello analitico tiene conto della saturazione della macchina e consiste nello sviluppo dei seguenti punti:

- Calcolo dello spessore di traferro;
- Calcolo del traferro equivalente  $g''$  attraverso il fattore di Carter e il fattore di saturazione stimato;
- Definizione del carico elettrico di asse diretto  $\hat{K}_{sd}$  relativo al campo d'induzione imposto;
- Analisi del circuito magnetico di statore, valutando la caduta di tensione magnetica sul dente e sulla corona;
- Calcolo delle Ampere-Spire necessarie alla magnetizzazione del traferro;
- Calcolo del campo d'induzione medio tra due barre di flusso rotoriche, ovvero sulle isole magnetiche rotoriche, e calcolo della caduta di tensione magnetica corrispondente, ricavando il valore medio delle Ampere-Spire necessarie per magnetizzare il rotore;



- Calcolo del fattore di saturazione  $k_s$  e del traferro equivalente  $g''$ ;
- Calcolo induttanze di asse d ed asse q;
- Calcolo del fattore di salienza e  $\cos\phi_{max}$  ottenibile;
- Calcolo della coppia per unità di volume;
- Calcolo delle perdite percentuali.

## 4.1 Calcolo dello spessore di traferro

Lo spessore del traferro influenza sia la magnetizzazione della macchina che le dispersioni. Nel caso della macchina sincrona a riluttanza esso viene scelto il più piccolo possibile, poiché non sono presenti grossi problemi legati alle induttanze di dispersione. Queste ultime, nel caso dell'asincrono, risultano essere crescenti al diminuire del traferro; ciò è dovuto al fatto che gli elementi come denti e cave nel rotore causano delle anisotropie che producono un aumento della "zig-zag inductance". Di conseguenza, nel caso di motore sincrono a riluttanza essa risulta essere minore, essendoci meno alternanze di anisotropie. Inoltre, i campi armonici si sviluppano su percorsi ad elevata riluttanza, per cui l'effetto della "belt inductance" può essere ignorato.

Il range dei diametri esterni dei lamierini presi in considerazione è il seguente:  $D_e = (80 - 580)[mm]$ . Viene così definita una legge lineare per la scelta del traferro, assegnando un valore pari a  $0.35[mm]$  per il diametro più piccolo e di  $1.1[mm]$  per il più grande:

$$g = 1.5 \cdot D_e + 0.25 \quad [mm] \quad (4.1)$$

Inoltre, poter scegliere un traferro piccolo costituisce un notevole vantaggio del motore sincrono a riluttanza poiché, a parità di corrente impiegata, la quota parte di corrente destinata alla magnetizzazione della macchina risulterà essere più piccola e si potrà sfruttare una corrente di coppia più elevata; il tutto mantenendo le stesse condizioni di sfruttamento magnetico della macchina.

## 4.2 Calcolo del traferro equivalente attraverso la formula di Carter e il fattore di saturazione stimato

Il fattore di Carter viene definito come il rapporto tra il campo d'induzione massimo al traferro, considerando nulla l'apertura delle cave di statore, ed

il campo d'induzione massimo, considerando l'effetto dell'apertura delle cave di statore. Esso viene ottenuto attraverso la seguente espressione:

$$k_c = \frac{p_s}{p_s - \gamma \cdot g} \quad (4.2)$$

dove:

- $\gamma$ : viene definito assumendo una conduttività magnetica ideale del ferro, ovvero  $\mu_{fe} = \infty$ , ed un'altezza infinita della cava. La formula per ottenere  $\gamma$  è la seguente:

$$\gamma = \frac{4}{\pi} \left[ \frac{w_{so}}{2g} \arctan \frac{w_{so}}{2g} - \ln \sqrt{1 + \left( \frac{w_{so}}{2g} \right)^2} \right] \quad (4.3)$$

Oltre al calcolo del fattore di Carter, è opportuno introdurre una stima del fattore di saturazione, al fine di calcolare il traferro equivalente ed anche la magnetizzazione tenendo conto di entrambi i fenomeni che incidono sull'analisi della macchina, ovvero la dentatura dello statore e la saturazione del ferro. Il valore di fattore di saturazione stimato per l'analisi di tutti i progetti è:

$$k_{sat} = 1.25 \quad (4.4)$$

Dunque il nuovo traferro che verrà preso in considerazione nelle procedure di analisi della macchina sarà:

$$g'' = g \cdot k_c \cdot k_{sat} \quad (4.5)$$

### 4.3 Definizione del carico elettrico di asse d relativo al campo d'induzione imposto

Per poter sviluppare il campo al traferro imposto, è necessario definire il carico elettrico, o sfruttamento elettrico, di asse diretto. In questa fase dello studio della macchina, si considerano due diversi approcci:

1. Viene imposta una densità di corrente pari a  $10 [A/mm^2]$  supponendo di ottenere lo sfruttamento magnetico desiderato attraverso l'alimentazione di asse d;
2. Non viene imposta una densità di corrente e si ottengono le condizioni di alimentazione della macchina al fine di conferire un certo sfruttamento magnetico desiderato.

### 4.3.1 Primo approccio, $J = 10 [A/mm^2]$

Secondo il primo approccio, il campo d'induzione di asse d risulta essere uguale al valore di picco del campo d'induzione al traferro, indicato nella tabella di partenza, che permette di ottenere i valori di  $B$  nel dente e nella corona di statore; quindi si sfrutta la relazione che lega il campo d'induzione con il potenziale magnetico di asse diretto, ovvero:

$$\hat{B}_{gd} = \hat{B}_g \quad (4.6)$$

$$\hat{U}_{sd} = \frac{g'' \cdot \hat{B}_{gd}}{\mu_0} \quad (4.7)$$

Una volta ottenuto il potenziale magnetico di asse d si ottiene il carico elettrico attraverso la formula:

$$\hat{K}_{sd} = \hat{U}_{sd} \cdot \frac{2p}{D_s} \quad (4.8)$$

Dallo sfruttamento elettrico di asse diretto vengono poi ricavate altri parametri come la corrente di picco in cava di asse d,  $\hat{I}_{slot,d}$ , e la densità di corrente in cava,  $J_{sd}$ . A partire dalla densità di corrente  $J$ , imposta pari a  $J = 10 [A/mm^2]$ , si può ottenere il valore della densità di corrente di asse q, attraverso la relazione:

$$J_q = \sqrt{J^2 - J_d^2} \quad (4.9)$$

Successivamente, sarà possibile ottenere tutte le altre grandezze legate all'alimentazione in corrente della macchina, come la corrente in cava di asse q, ed il potenziale magnetico di asse q; quest'ultimo di particolare interesse poiché sarà utile nella definizione dell'induttanza di asse q.

Per quanto riguarda questo tipo possibile approccio, se si posiziona il rotore in modo tale da ottenere una certa coppia, la corrente di asse q, che può presentare valori elevati per valori molto bassi di corrente di asse d, contribuisce alla magnetizzazione della macchina e può causare un saturazione di alcune parti in ferro come denti e corona; per queste ragioni è opportuno considerare il secondo approccio. Viceversa, nel caso in cui la macchina richiede valori di densità di corrente di asse d molto vicini ai  $10[A/mm^2]$  imposti, lo sfruttamento magnetico della macchina per diverse posizioni del rotore al fine di ottenere una certa coppia si manterrà simile a quello ipotizzato e legato ai valori di campo delle parti in ferro indicate nella tabella.

### 4.3.2 Secondo approccio, $J$ non imposta

Il secondo approccio permette di ottenere uno sfruttamento magnetico minore poiché non si forza la corrente di asse q ad un valore elevato, rinunciando così ad avere valori elevati di coppia. Il vantaggio di questo tipo di

approccio è legato alla possibilità di prevedere esattamente lo sfruttamento magnetico della macchina.

Si suppone che il campo d'induzione di picco, estrapolato dalla tabella di partenza, sia il valore del modulo di  $\hat{B}_g$  e non la componente di asse d, come visto nel primo approccio. Di conseguenza, si ottengono le grandezze  $U_s$  e  $K_s$  secondo le stesse espressioni 4.7 e 4.8. Una volta ottenuto il modulo della densità di corrente, si suppone che le componenti d e q di  $J$  siano uguali, ovvero che il vettore densità di corrente risulti essere a  $45^\circ$  elettrici rispetto a d:

$$J_d = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot J$$

$$J_q = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot J$$

Successivamente, sarà possibile ottenere tutte le altre grandezze legate all'alimentazione in corrente della macchina, come la corrente in cava di asse q, ed il potenziale magnetico di asse q.

## 4.4 Scelta dell'avvolgimento

Per poter applicare la stessa procedura di analisi a molte macchine progettate si cerca di rendere più generale e semplice possibile la scelta dell'avvolgimento. Per cui si suppone di avere un solo conduttore in cava e un avvolgimento a passo intero. Dunque, preliminarmente, viene utilizzata una stima del fattore di avvolgimento:

$$k_w = 0.95$$

ed il numero conduttori in serie per cava,  $n_{cs}$ , lo si assume pari a 1. Inoltre non vengono considerati paralleli di macchina.

## 4.5 Analisi magnetica

L'analisi del circuito magnetico viene eseguita per definire il livello di saturazione della macchina, valutando i diversi percorsi sui quali si sviluppa il flusso utile. I percorsi sui quali si focalizza l'attenzione sono:

- I denti e la corona di statore;
- Il traferro;

- Le isole magnetiche di rotore, ovvero i percorsi in ferro tra due barriere di flusso .

Viene trascurato il percorso relativo al giogo di rotore, poiché la macchina in quel punto mantiene un valore di caduta di tensione magnetica piuttosto ridotto rispetto agli altri contributi, soprattutto rispetto alla tensione magnetica al traferro.

### 4.5.1 Circuito magnetico di statore

Come fatto in precedenza nella definizione (2.4), si ottiene il campo d'induzione nel dente:

$$B_t = \hat{B}_g \cdot \frac{w_t}{p_s} \quad (4.10)$$

Per definire il campo d'induzione nella corona si fa riferimento alla relazione (2.5) già utilizzata in precedenza. Il campo d'induzione sulla corona sarà pari a:

$$B_{bi} = (0.8 - 0.9) \cdot \frac{\Phi_g}{2 \cdot h_{bi} \cdot L_{stk}} \quad (4.11)$$

il coefficiente di correzione (0.8 - 0.9) tiene conto della forte approssimazione, secondo la quale il campo d'induzione risulta essere uniforme lungo metà della corona considerata.

Noti  $B_t$  e  $B_{bi}$  è possibile ottenere dalla caratteristica magnetica i corrispondenti valori di campo magnetico,  $H_t$  e  $H_{bi}$  rispettivamente, ed infine le Ampere-Spire relative allo statore, secondo le seguenti relazioni:

$$As_t = H_t \cdot h_s; \quad (4.12)$$

$$l_{bi} = \pi \cdot \frac{D_e - h_{bi}}{2 \cdot 2 \cdot p} \quad (4.13)$$

$$As_{bi} = H_{bi} \cdot l_{bi} \quad (4.14)$$

dove:

- $As_t$ : Ampere-Spire relative al dente;
- $l_{bi}$ : lunghezza di metà corona statorica;
- $As_{bi}$ : Ampere-Spire relative alla corona di statore;

## 4.5.2 Circuito magnetico di rotore

Per quanto riguarda il circuito magnetico di rotore vengono prese in considerazione le isole ferromagnetiche, ovvero i percorsi in ferro tra due barriere di flusso; ipotizzando che il flusso utile si ripartisca ugualmente nei diversi percorsi in ferro è possibile ottenere il campo d'induzione su ciascuna isola attraverso la relazione:

$$B_{isl,i} = \frac{N_b = 3 \cdot \Phi_g}{N_b \cdot 2 \cdot w_{rp,i} \cdot L_{stk}} \quad (4.15)$$

Anche in questo caso, noto l'i-esimo valore del campo d'induzione, si ottiene il campo magnetico entrando nella caratteristica magnetica. Una volta noto  $H_{isl,i}$  vengono calcolate le lunghezze dei percorsi relativi alle isole magnetiche, secondo la seguente espressione:

$$l_{isl,i} = \frac{l_{b,i-1}}{p} + \frac{D_r}{2} \cdot \frac{\theta_{b,i}^m - \theta_{b,i-1}^m}{2} \quad (4.16)$$

dove:

- $l_{b,i}$ : lunghezza della i-esima barriera di flusso considerando l'angolo di copertura di tipo elettrico ;
- $2\theta_{b,i}^m$ : angolo di copertura della barriera di tipo meccanico.

Si individua così la lunghezza del percorso relativo all'i-esima isola magnetica, definito in corrispondenza della mezzeria tra le estremità di due barriere di flusso. A questo punto è possibile ottenere il valore delle Ampere-Spire di rotore, attraverso la seguente formula:

$$As_{isl,i} = H_{isl,i} \cdot l_{isl,i} \quad (4.17)$$

Come detto in precedenza non vengono presi in considerazione i percorsi in ferro relativi al giogo di rotore e a quello tra la prima barriera di flusso ed il traferro; inoltre, nel caso in cui il numero delle barriere sia maggiore di 2, si ottiene il numero di Ampere-Spire equivalente effettuando la media tra le Ampere-Spire ottenute su ciascuna isola magnetica considerata.

## 4.6 Calcolo delle Ampere-Spire di traferro

Per il calcolo delle Ampere-Spire necessarie alla magnetizzazione del traferro viene definito il campo magnetico  $H_g$  a partire dal campo d'induzione al

traferro (aggiustare tutti i valori di campo d'induzione, attenzione alla scelta di valore medio e valore max per i diversi calcoli) attraverso la relazione costitutiva del mezzo, in questo caso l'aria:

$$H_g = \frac{\hat{B}_g}{\mu_0} \quad (4.18)$$

Una volta noto il campo magnetico si ottengono le Ampere-Spire necessarie alla magnetizzazione del traferro, considerando il traferro equivalente per mezzo del coefficiente di Carter precedentemente definito:

$$As_g = H_g \cdot g'' \quad (4.19)$$

## 4.7 Calcolo del fattore di saturazione

Una volta calcolate tutte le Ampere-Spire relative al circuito magnetico si passa a definire il fattore di saturazione, definito come il rapporto tra la somma di tutti i contributi in termini di Ampere-Spire e le Ampere-Spire di traferro:

$$k_s = \frac{As_g + As_t + As_b i + As_i s l}{As_g} \quad (4.20)$$

Il valore che si ottiene lo si confronta con quello stimato e si ritorna nella formula del potenziale magnetico di asse diretto per ricalcolarlo.

## 4.8 Calcolo delle induttanze di asse d e di asse q

Per il calcolo delle induttanze di asse d e q vengono eseguite due procedure differenti. La prima, relativa all'induttanza di asse d, trascura in prima approssimazione le cadute di tensione magnetiche dei percorsi in ferro del circuito magnetico. Ciò equivale a porre  $\mu_{fe} = \infty$ . La seconda procedura, relativa all'induttanza di asse q, prevede la risoluzione di una rete magnetica in cui vengono presi in considerazione i ponticelli magnetici, i quali risultano fortemente saturati ed incidono particolarmente nella definizione del flusso concatenato di asse q.

Le procedure definite permettono di ottenere le induttanze di magnetizzazione poiché sono legate al flusso utile. Per ottenere le totali induttanze di asse d e q è necessario aggiungere i contributi in termini di induttanze di dispersione.

### 4.8.1 Calcolo dell'induttanza di asse d

Il flusso di asse d viene ottenuto supponendo che l'asse magnetico della fase a di statore sia allineato con l'asse d del rotore. Le fasi di statore vengono alimentate in modo tale che il massimo valore del campo risulti in corrispondenza dell'asse d. Supponendo che  $\beta$  sia l'angolo compreso tra l'asse magnetico di statore e l'asse d, in questo caso risulta essere nullo. Alimentando in questo modo lo statore si sviluppa un campo d'induzione e di conseguenza un flusso al traferro, che risulta essere pari a:

$$\Phi_g = \hat{B}_{gd} \frac{D_s \cdot L_{stk}}{p} \quad (4.21)$$

Il flusso massimo concatenato lo si ottiene a partire dal flusso indotto attraverso la formula riportata sotto:

$$\lambda_m = \Phi_g \cdot k_w \frac{N_s}{2} \quad (4.22)$$

Gli avvolgimenti di statore concatenano i seguenti flussi, che risultano pari a:

$$\begin{aligned} \lambda_a &= \lambda_m \cdot \cos(\beta); \\ \lambda_b &= \lambda_m \cdot \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right); \\ \lambda_c &= \lambda_m \cdot \cos\left(\beta - \frac{4\pi}{3}\right); \end{aligned}$$

Considerando il sistema di riferimento dq, è possibile portare nel sistema trasformato le grandezze trifase di partenza sopra indicate; si ottiene così:

$$\lambda_{md} = \frac{2}{3} \left( \lambda_a \cdot \cos(\theta) + \lambda_b \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \lambda_c \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right) = \lambda_m \quad (4.23)$$

$$\lambda_{mq} = \frac{2}{3} \left( \lambda_a \cdot \sin(\theta) + \lambda_b \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \lambda_c \cdot \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right) = 0 \quad (4.24)$$

dove:

- $\theta$  : posizione angolare istantanea del riferimento di statore rispetto al rotore, ovvero l'asse d.



Noto il flusso concatenato di asse d e la corrente in cava di asse d, si ottiene l'induttanza di magnetizzazione che si ha lungo l'asse diretto, la quale risulta essere pari a:

$$L_{md} = \frac{\lambda_{md}}{I_{sd}}; \quad (4.25)$$

dove  $I_{sd}$  è la corrente massima in cava; in questo caso è pari alla corrente con cui viene alimentata la fase a.

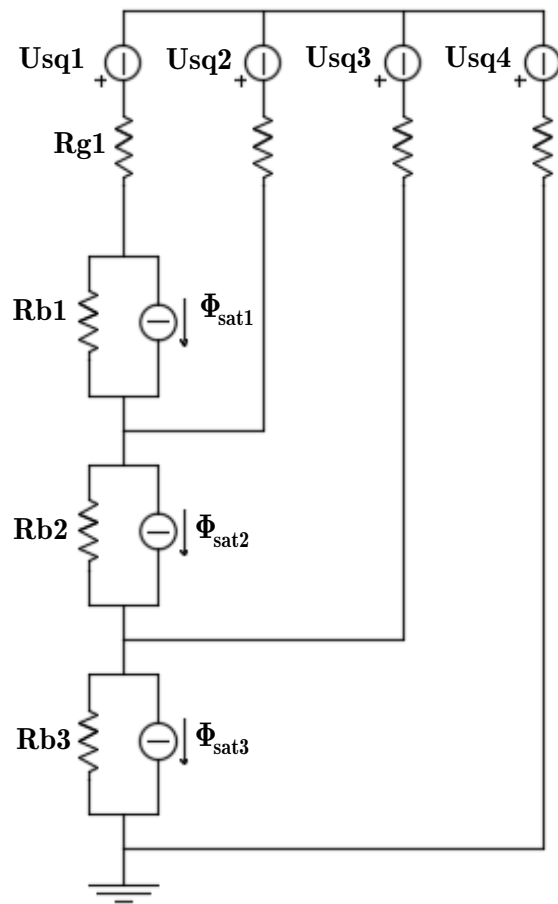
#### 4.8.2 Calcolo dell'induttanza di asse q

Il motivo per cui è necessario schematizzare il circuito magnetico di asse q sta nel considerare due diversi contributi di flusso, ovvero:

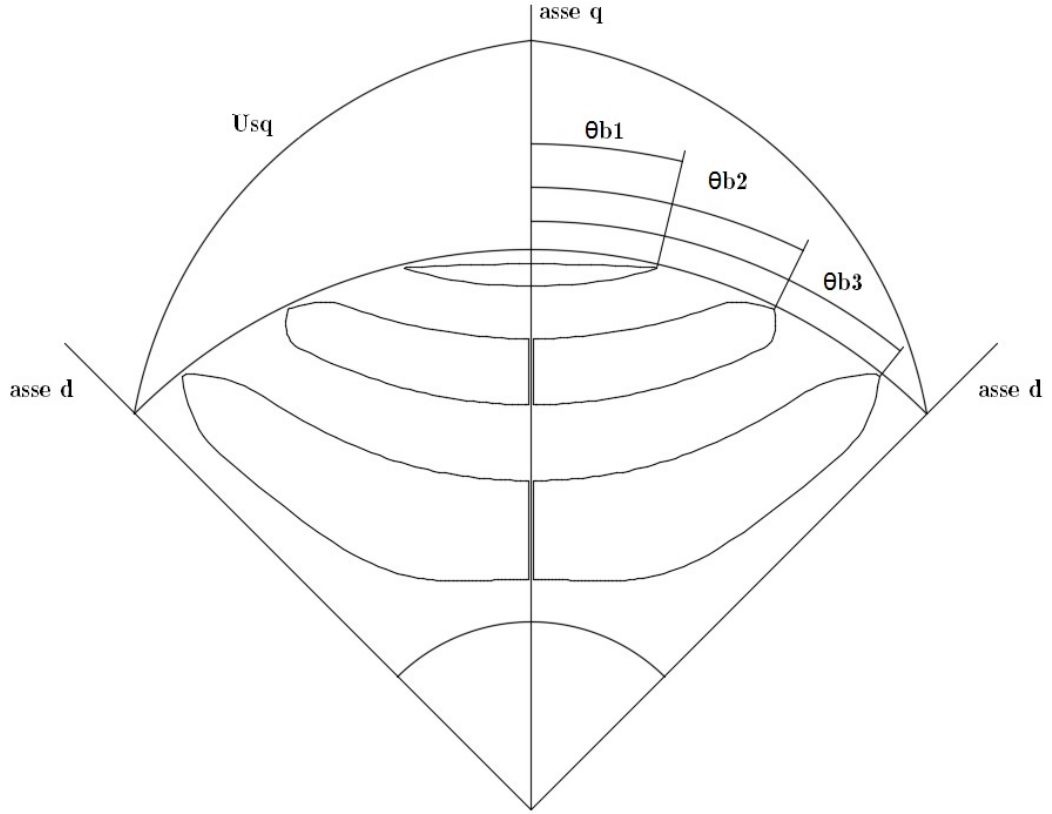
1. il flusso di circolazione attraverso le barriere di flusso;
2. il flusso che si sviluppa sui ponticelli magnetici.

Nei ponticelli magnetici esterni ed interni, a causa del notevole restringimento della sezione di ferro, il campo d'induzione risulta essere molto elevato; per la risoluzione della rete magnetica il campo d'induzione viene stimato pari a  $B_{rib} = 2[T]$ .

La rete magnetica che schematizza il circuito magnetico di asse q viene riportata in figura: Il potenziale magnetico di traferro generato dallo statore risulta essere una distribuzione sinusoidale, ipotizzando che sullo statore vi sia una distribuzione lineare di corrente (statore "slotless"). La reazione delle isole magnetiche al potenziale magnetico generato dallo statore risulta una funzione a gradini; essa viene calcolata valutando i valori medi di potenziale magnetico su ogni isola magnetica di rotore:



**Figura 4.1:** rete magnetica di asse q



$$U_{sqi} = \frac{\int_{\theta_{b,i}^e}^{\theta_{b,i+1}^e} \hat{U}_{sq} \cos(\theta^e) d\theta^e}{\theta_{b,i+1}^e - \theta_{b,i}^e} \quad (4.26)$$

Le riluttanze del traferro nelle quattro sezioni analizzate vengono calcolate attraverso la seguente relazione:

$$R_{gi} = \frac{g''}{\mu_0 \cdot (l_{b,i} - l_{b,i-1}) \cdot L_{stk}} \quad (4.27)$$

dove:

- $l_{bi}$ : lunghezza dell'i-esima barriera di flusso;
- $R_{gi}$ : riluttanza dell'i-esima sezione di traferro.

Mentre le riluttanze delle barriere di flusso vengono calcolate attraverso la formula:

$$R_{bi} = \frac{t_{bi}}{\mu_0 \cdot l_{bi} \cdot L_{stk}} \quad (4.28)$$

Con riferimento alla rete magnetica introdotta in precedenza, i paralleli che schematizzano le barriere di flusso sono composti dalle riluttanze delle barriere e dai generatori di flusso associati ai ponticelli magnetici, i quali tengono conto sia dei ponticelli tangenziali che di quelli radiali per ciascuna barriera. Il flusso di circolazione associato ad un ponticello magnetico, nota la stima del campo d'induzione e lo spessore dei ponticelli magnetici, viene calcolato attraverso la seguente espressione:

$$\Phi_{sat,i} = B_{rib} \cdot t_{ribs,i} \cdot L_{fe} \quad (4.29)$$

dove:

- $t_{ribs,i}$ : somma degli spessori dei ponticelli per l'i-esima barriera di flusso;
- $L_{fe}$ : lunghezza reale del ferro,  $L_{fe} = L_{stk} \cdot k_{pack}$ ;
- $k_{pack}$ : fattore correttivo che tiene conto della diminuzione della lunghezza assiale dovuta alla produzione del pacco lamiera, in genere pari a circa 0.9 ma di fatto scelto pari ad 1 durante la procedura di progettazione preliminare.

Con riferimento alla quantità  $t_{ribs,i}$  essa viene ottenuta dalla somma dell'intero spessore del ponticello tangenziale più metà dello spessore del ponticello radiale, poiché il polo è perfettamente simmetrico rispetto all'asse q e la rete magnetica prende in considerazione metà circuito magnetico:

$$t_{ribs,i} = \frac{t_{ri,i}}{2} + t_{re,i} \quad (4.30)$$

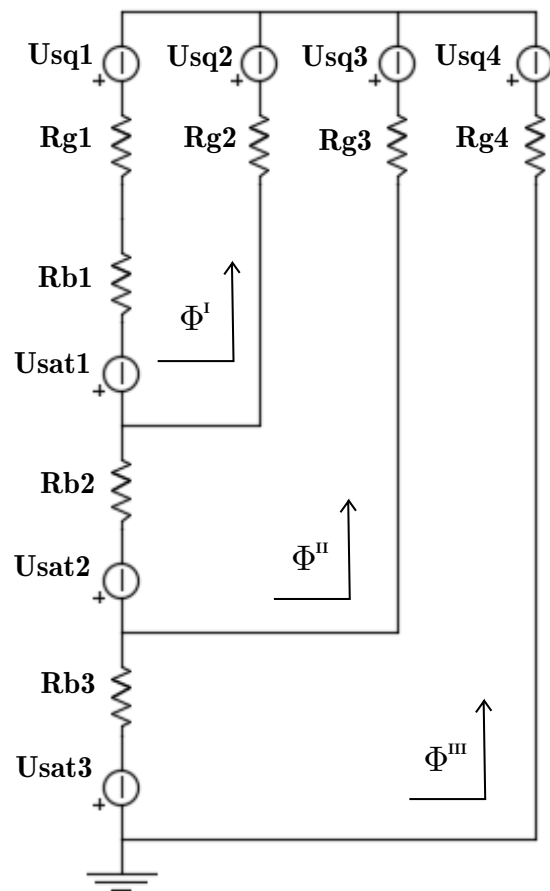
Per ottenere il flusso di asse q si sceglie di risolvere la rete attraverso il metodo delle correnti di maglia. Per poter applicare questo metodo è necessario effettuare un equivalente di Thevenin ai paralleli che schematizzano le barriere di flusso. Viene così ottenuta la serie tra riluttanza equivalente e generatore di potenziale magnetico attraverso le seguenti formule:

$$R_{bi,eq} = R_{bi} \quad (4.31)$$

$$U_{sat,i} = \Phi_{sat,i} \cdot R_{bi,eq} \quad (4.32)$$

La nuova rete di riferimento risulterà essere quella riportata in figura 4.2. Applicando il metodo delle correnti di maglia si ottiene in seguente sistema di equazioni:

$$\begin{cases} U_{sq,1} - U_{sq,2} + U_{sat,1} = (R_{g1} + R_{b1} + R_{g2}) \cdot \Phi^I - R_{g2} \cdot \Phi^{II} \\ U_{sq,2} - U_{sq,3} + U_{sat,2} = -R_{g2} \cdot \Phi^I + (R_{g2} + R_{b2} + R_{g3}) \cdot \Phi^{II} - R_{g3} \cdot \Phi^{III} \\ U_{sq,3} - U_{sq,4} + U_{sat,3} = -R_{g3} \cdot \Phi^{II} + (R_{b3} + R_{g3} + R_{g4}) \cdot \Phi^{III} \end{cases} \quad (4.33)$$



**Figura 4.2:** rete magnetica di asse q, equivalente di Thevenin sui ponticelli

Esso viene ricondotto ad un sistema lineare del tipo  $[A][x] = [b]$ . Il vettore  $[b]$  di termini noti è costituito dai primi membri del sistema di equazione ovvero:

$$[U_{sq}] = [U_{eq,1} \quad U_{eq,2} \quad U_{eq,3}] \quad (4.34)$$

La matrice  $[A]$  è una matrice di riluttanze, definita in accordo al sistema di equazioni precedente:

$$[R_{eq}] = \begin{bmatrix} R_{g1} + R_{b1} + R_{g2} & -R_{g2} & 0 \\ -R_{g2} & R_{g2} + R_{b2} + R_{g3} & -R_{g3} \\ 0 & -R_{g3} & R_{b3} + R_{g3} + R_{g4} \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Infine, il vettore  $[x]$  è il vettore di flussi:

$$[\Phi] = [\Phi^I \quad \Phi^{II} \quad \Phi^{III}] \quad (4.36)$$

Tuttavia, quest'ultimo non rappresenta il vettore di flussi che si sviluppano nelle quattro sezioni di traferro, bensì i flussi di maglia; per cui, al fine di ottenere il flusso totale di asse  $q$ , è necessario introdurre le relazioni tra i flussi di maglia imposti ed i flussi che si sviluppano nelle quattro sezioni di traferro. A tal proposito vengono riportate, di seguito, le espressioni:

$$\begin{cases} \Phi^I = \Phi_{g1} \\ \Phi^{II} - \Phi^I = \Phi_{g2} \\ \Phi^{III} - \Phi^{II} = \Phi_{g3} \\ -\Phi^{III} = \Phi_{g4} \end{cases} \quad (4.37)$$

In questo modo, dal vettore delle soluzioni del sistema lineare si risale al vettore dei flussi sulle quattro sezioni di traferro. La somma dei componenti di questo vettore ottenuto fornisce il flusso indotto totale di asse  $q$ :

$$\Phi_q = \sum \Phi_i \quad (4.38)$$

In conclusione, ottenendo il flusso concatenato di asse  $q$  ed effettuando il rapporto tra  $\lambda_q$  e  $I_{sq}$  si ottiene l'induttanza di asse in quadratura:

$$\lambda_{mq} = 2 \cdot p \cdot \Phi_q \cdot k_w \cdot \frac{N_s}{2} \quad (4.39)$$

$$L_{mq} = \frac{\lambda_{mq}}{I_{sq}} \quad (4.40)$$

## 4.9 Calcolo delle induttanze di dispersione

Le induttanze di dispersione nella macchine sincrone a riluttanza possono essere ricavate attraverso le stesse espressioni analitiche in uso per le macchine asincrone. Ipotizzando per approssimazione che la cava sia di forma rettangolare e che l'avvolgimento sia a singolo strato, l'espressione utilizzata per ricavare l'induttanza di dispersione in cava è la 4.41:

$$L_{\sigma,slot} = 3 \cdot \mu_0 \cdot n_{cs}^2 \cdot 2p \cdot \frac{L_{stk}}{p \cdot q} \cdot \left( \frac{h_s}{3 \cdot w_s} + \frac{h_{so}}{w_{so}} \right) \quad (4.41)$$

Viene tenuto conto anche della dispersione legata dalla saturazione della parte superiore del dente di statore, causata dalla richiusura delle linee del flusso di dispersione in cava. Il contributo di quest'induttanza di dispersione viene definito attraverso l'espressione 4.42:

$$L_{\sigma,tooth} = 2 \cdot \mu_0 \cdot \left( \frac{N_s}{2} \right)^2 \cdot \frac{L_{stk}}{p \cdot q} \cdot \left( \frac{5g/w_{so}}{5 + 4g/w_{so}} \right) \quad (4.42)$$

Per ultimo, viene considerato il contributo dell'induttanza di dispersione dovuta alle testate di avvolgimento; la lunghezza delle testate viene ottenuta attraverso la formula tipica 4.43:

$$l_{ew} = 2.5 \cdot \frac{D_s}{p} \quad (4.43)$$

nota la 4.43 è così possibile stimare l'induttanza di dispersione relativa:

$$L_{\sigma,ew} = \mu_0 \cdot n_{cs}^2 \cdot q^2 \cdot 2p \cdot l_{ew} \cdot \lambda \quad (4.44)$$

dove  $\lambda$  è la permeanza magnetica specifica delle testate di avvolgimento; essa può essere stimata attraverso la formula:

$$\lambda = 0.67 \cdot \left( 1 - \frac{0.64 \cdot \pi \cdot D_s}{l_{ew} \cdot 2p} \right) \quad (4.45)$$

Una volta definiti tutti i contributi di induttanze legati ai flussi di dispersione, è possibile ottenere le induttanze totali, le quali risultano essere pari a:

$$\begin{cases} L_d = L_{md} + L_{\sigma,slot} + L_{\sigma,tooth} + L_{\sigma,ew}; \\ L_q = L_{mq} + L_{\sigma,slot} + L_{\sigma,tooth} + L_{\sigma,ew}; \end{cases} \quad (4.46)$$

## 4.10 Calcolo della coppia

L'analisi si conclude con il calcolo della Coppia. Secondo lo studio della macchina in dq, la coppia elettromagnetica sviluppata dalla macchina sincrona a 2p poli si può esprimere come:

$$T = \frac{3}{2}p(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (4.47)$$

dove:

- $3/2$ : fattore moltiplicativo dovuto alla scelta di effettuare la trasformazione nel sistema dq non conservativa;
- $i_d, i_q$ : correnti istantanee di asse diretto e di asse in quadratura.

L'espressione della coppia precedentemente definita è in funzione dei flussi e delle correnti. Esplicitando i flussi, si ottiene l'espressione della coppia in funzione di induttanze e correnti:

$$T = \frac{3}{2}p \cdot L_d \left(1 - \frac{1}{k_{sal}}\right) i_d i_q \quad (4.48)$$

in questo modo viene messa in luce la forte dipendenza della coppia dal:

- valore assoluto dell'induttanza di asse diretto;
- fattore di salienza, definito come  $k_{sal} = \frac{L_d}{L_q}$

Entrambi i parametri devono essere mantenuti su valori elevati al fine di ottenere un'elevata coppia.

Nello specifico caso di analisi ricorsiva delle diverse macchine progettate, al fine di effettuare un confronto, vengono ottenuti valori di coppia relativi al valore efficace delle correnti in cava di asse diretto e di asse in quadratura definiti precedentemente. Inoltre, un migliore confronto tra le macchine progettate può essere ottenuto riferendosi alla densità di coppia, dal momento che tutti i progetti presentano la stessa lunghezza assiale. Essa viene ottenuta attraverso la relazione:

$$k_{tv} = \frac{T}{\frac{\pi}{4} \cdot D_s^2 \cdot L_{stk}} \quad (4.49)$$

è così possibile confrontare le densità di coppia trovate con il valore tipico introdotto precedentemente.



# Capitolo 5

## Risultati modello analitico

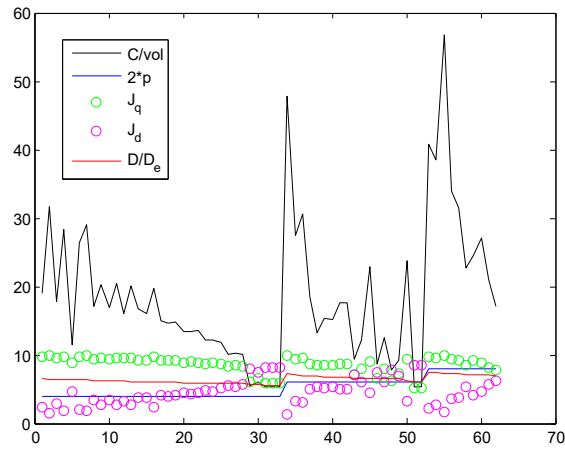
Sulla base delle procedure analitiche viste in precedenza viene implementato un programma di calcolo automatico che permette di ottenere rapidamente le caratteristiche geometriche di rotore e le principali grandezze relative all'analisi della macchina. In questo capitolo vengono riportati i risultati ottenuti attraverso il codice di calcolo, evidenziando le differenze nei risultati ottenuti secondo i due differenti approcci per la definizione dell'alimentazione di macchina, discussi nel capitolo inerente al modello analitico. Per tutte le macchine progettate si è trascurato il vincolo di produzione sullo spessore dei ponticelli radiali e tangenziali, al fine di semplificare lo studio di tutte le macchine.

### 5.1 Densità di coppia

#### 5.1.1 Primo approccio, $J = 10 [A/mm^2]$

Al fine di poter analizzare i risultati relativi alle procedure adottate per il primo approccio, sul grafico 5.1 vengono riportate alcune grandezze come coppia per volume, rapporto fra diametri interni ed esterni, opportunamente scalato al fine di poter valutare l'andamento in uno stesso grafico, numero di poli dei lamierini e densità di corrente  $d$  e  $q$ .

Dal grafico è possibile notare delle relazioni tra le grandezze riportate; la densità di coppia risulta elevata quando la macchina richiede una bassa densità di corrente di asse  $d$ , ovvero quella responsabile della magnetizzazione della macchina, ed un'elevata corrente di asse  $q$ , legata all'entità di coppia. Inoltre, è possibile verificare il valore tipico della densità di corrente introdotto precedentemente, poiché la densità di coppia assume i seguenti valori

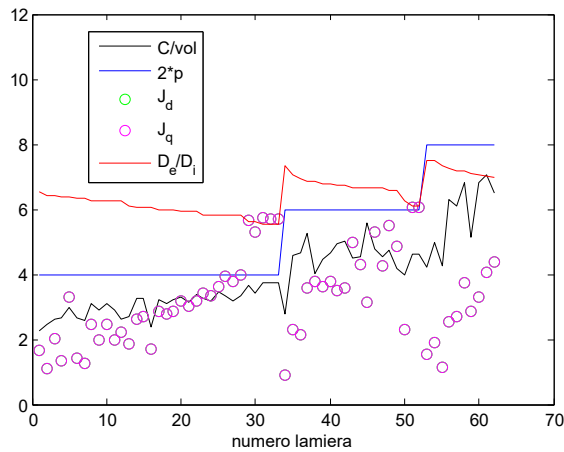


**Figura 5.1:** risultati delle procedure analitiche, primo approccio

nel range di coppia  $5 - 10 [Nm]$ :

### 5.1.2 Secondo approccio, $J$ non imposta

I risultati relativi al secondo approccio sono piuttosto differenti. Allo stesso modo, si riportano le grandezze nel grafico 5.2.



**Figura 5.2:** risultati delle procedure analitiche, secondo approccio

Rispetto al caso precedente, la densità di coppia non segue più la differenza tra densità di corrente di asse d e di asse q, essendo entrambe dello

$C[Nm]$	$K_{tv} [Nm/l]$
49,70	13,36
50,14	13,47
50,64	13,61
35,71	12,14
35,95	12,23
34,76	11,82
23,36	10,09
23,74	10,25
23,17	10,00
7,18	5,50
7,98	6,10
8,83	5,34
8,98	5,43
8,98	5,43

**Tabella 5.1:** densità di coppia

stesso valore. Di conseguenza l'andamento della densità di coppia seguirà l'andamento del modulo della densità di corrente ed il numero di poli.

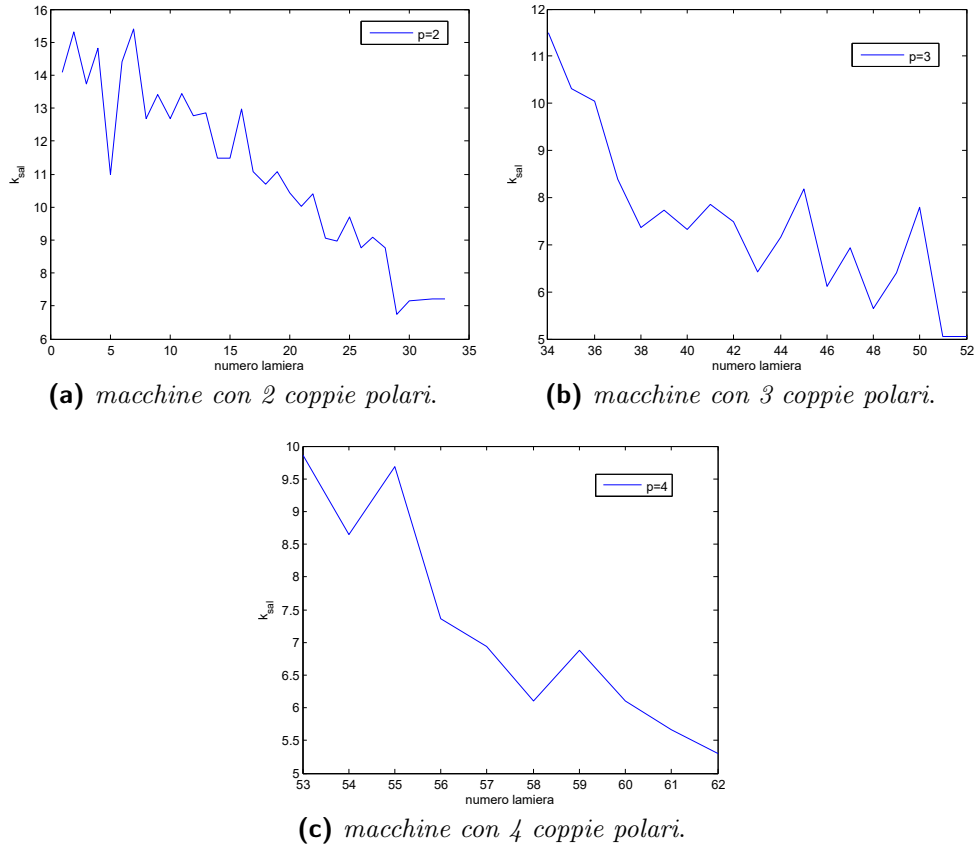
## 5.2 Fattore di salienza

Cono riferimento all'obiettivo dell'elaborato, la migliore configurazione di rotore per macchina sincrona a riluttanza viene ottenuta per valori di fattore di salienza e differenza fra  $L_d$  ed  $L_q$  elevati, poiché implicano una Coppia ed un  $\cos \phi_{max}$  elevati:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot L_d \cdot \left(1 - \frac{1}{k_{sal}}\right) \cdot I_d I_q \quad (5.1)$$

$$\cos \phi_{max} = \frac{k_{sal} - 1}{k_{sal} + 1} \quad (5.2)$$

L'ordine secondo il quale vengono processati i diversi lamierini di statore è definito dal valore del rapporto  $D_e/D_s$ ; viene scelto l'ordine crescente.



**Figura 5.3:** fattori di salienza delle diverse lamiera, primo approccio

### 5.2.1 Primo approccio, $J = 10 [A/mm^2]$

I valori di  $k_{sal}$  ottenuti processando tutti i lamierini secondo il primo approccio vengono riportati sui grafici 5.3.

Il motivo per cui il fattore di salienza delle macchine progettate vari in questo modo è dovuto alla variazione dell'induttanza di asse q; dalla relazione 4.46 viene associato il valore di  $L_q$  al flusso di asse q ed alla corrente di asse in quadratura.

L'aumento del rapporto  $D_e/D_s$  causa un aumento percentuale dei tratti in ferro, nel circuito magnetico di asse q; ciò incide sull'entità di flusso di asse q, poiché avere un rotore piccolo causa un notevole abbassamento della possibilità di diminuire il flusso di asse q per mezzo delle barriere di flusso. Pertanto, un alto rapporto tra i diametri causa l'aumento dell'induttanza di asse q provocando una diminuzione del rapporto di salienza e quindi della

coppia elettromagnetica sviluppata.

Tuttavia, l'induttanza di asse q, oltre ad essere legata al flusso di asse in quadratura, è anche legata alla corrente di asse q. Se la corrente di asse in quadratura risulta essere molto elevata si riesce ad ottenere un valore basso di induttanza e quindi un elevato fattore di salienza, come anche una notevole differenza tra le induttanze.

Nella definizione dello sfruttamento elettrico di asse d incidono molto le dimensioni della macchina, in particolare modo il diametro interno di statore piuttosto che lo spessore di traferro, essendo piccolo per tutte le macchine progettate in accordo alla relazione 4.1. Esiste infatti una proporzionalità inversa fra lo sfruttamento elettrico ed il diametro interno di statore, in accordo alla relazione 4.8.

Da questa relazione si può affermare che, per macchine con diametro interno piccolo, lo sfruttamento elettrico di asse diretto risulterà essere molto elevato. Ciò risulta negativo in termini di prestazione della macchina poiché, per una densità di corrente fissa, se la corrente di asse diretto è elevata quella di asse in quadratura risulterà essere più bassa. Di conseguenza, l'induttanza di asse q risulterà quindi più alta implicando un abbassamento del fattore di salienza.

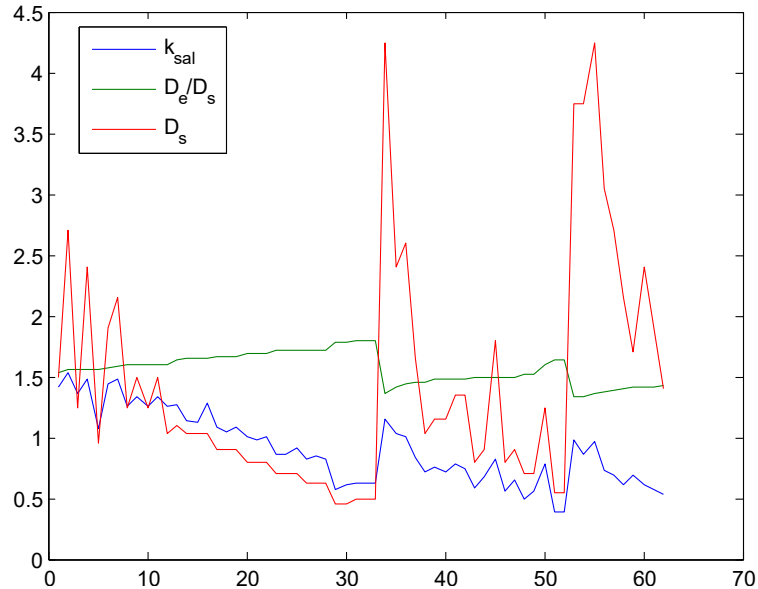
Mettendo in luce questi due fattori, viene qualitativamente individuata la ragione per cui il fattore di salienza si modifica in questo modo, una volta aver ordinato i lamierini per  $D_e/D_s$  crescente; è possibile valutare in maniera qualitativa l'incidenza di questi fattori attraverso il grafico 5.4, in cui vengono riportati il fattore di salienza, il rapporto tra i diametri ed il valore del diametro interno, opportunamente scalati.

## 5.2.2 Secondo approccio, $J$ non imposta

Questo grafico dà quindi l'idea degli andamenti, ma non fornisce indicazioni dal punto di vista dei valori assoluti delle grandezze rappresentate. Sempre con riferimento al grafico, si evince che i rapporti di salienza più elevati possono essere ottenuti per macchine con 2 coppie polari.

Considerando adesso le procedure relative al secondo approccio, si ottengono i valori del fattore di salienza riportati al grafico 5.5, continuando ad ordinare, secondo l'ordine crescente di  $\frac{D_e}{D_i}$ , i progetti di macchina.

Si nota come essi risultino minori, rispetto ai valori assunti nel grafico 5.3. Ciò è dovuto al fatto che la caratteristica di magnetizzazione di asse q presenta un andamento non lineare e dipendente dalle correnti di asse d ed asse q, come riportato in figura 5.6. In particolare, per basse correnti, il

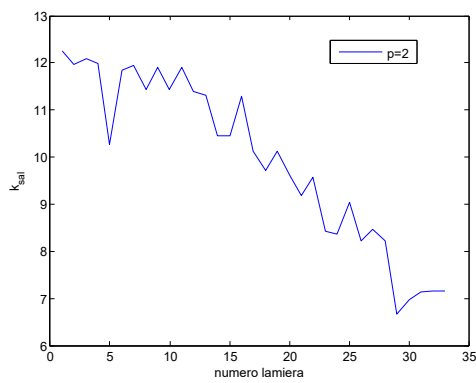


**Figura 5.4:** confronto fattore di salienza con valori del diametro interno  $D_s$

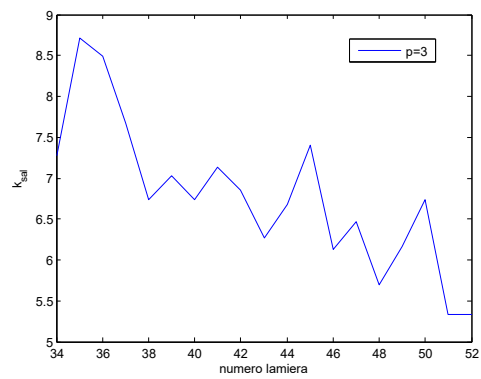
flusso concatenato di asse  $q$  risulta essere più vicino al flusso di asse  $d$ . Il motivo per cui la caratteristica presenta questo primo tratto è legato alla saturazione dei ponticelli; per basse correnti, essi non raggiungono la saturazione e rappresentano un percorso preferenziale per il flusso. La riluttanza complessiva del circuito magnetico si abbassa ed in questo modo le induttanze apparenti  $L_d$  ed  $L_q$  risultano molto vicine, per cui il fattore di salienza si riduce.

### 5.2.3 Confronto sull'incidenza dei ponticelli nei due diversi approcci

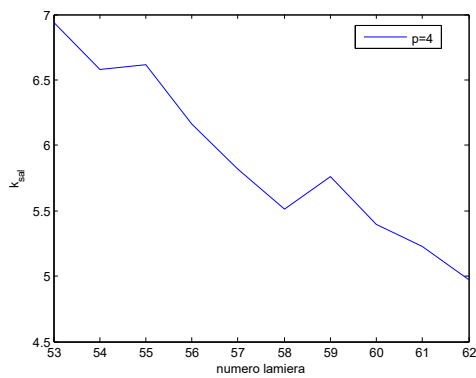
La maggiore incidenza dei ponticelli in questo caso può essere indicata nei grafici di figura 5.7, in cui vengono riportati i fattori di salienza per entrambi i due approcci nel caso in cui si considera e si trascura l'effetto dei ponticelli. Per trascurare l'effetto viene imposto una valore di induzione nei ponticelli nullo, affinché risulti anche nullo il flusso di saturazione nei ponticelli in sede di calcolo della rete magnetica di asse  $q$ .



(a) macchine con 2 coppie polari.

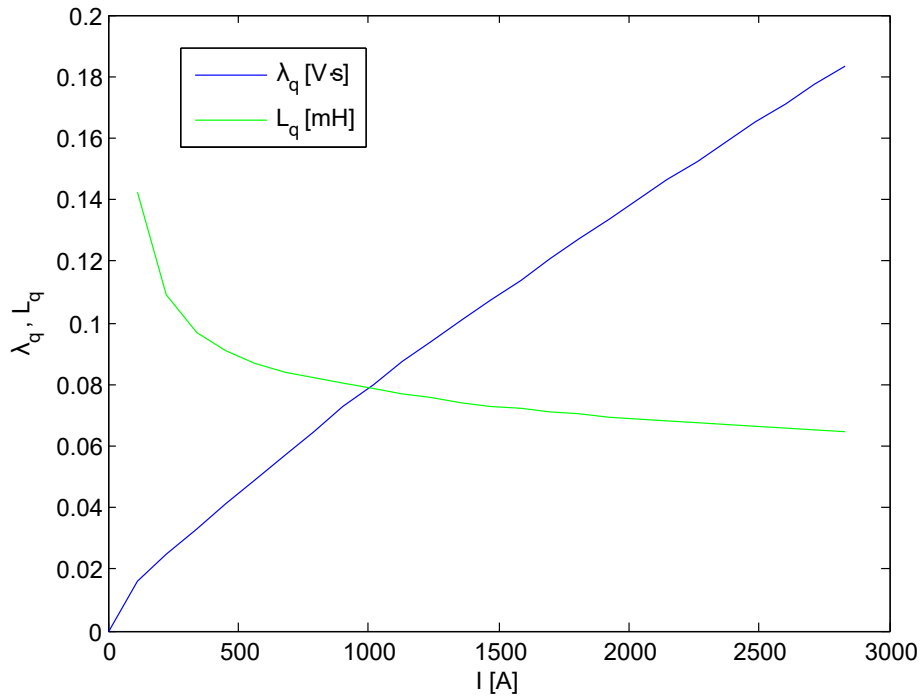


(b) macchine con 3 coppie polari.

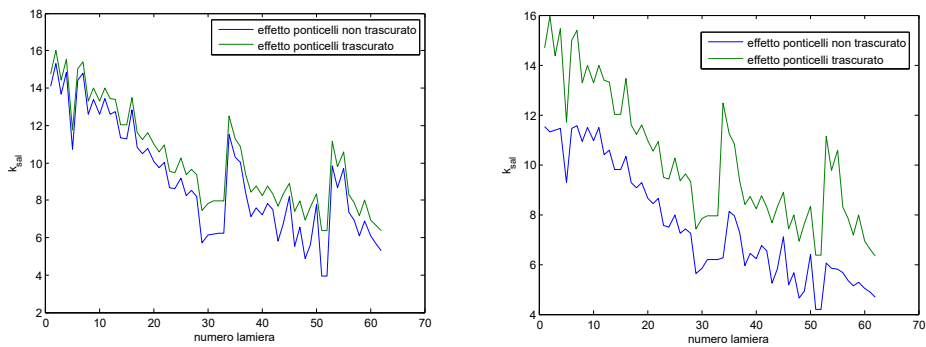


(c) macchine con 4 coppie polari.

Figura 5.5: fattori di salienza delle diverse lamiera, secondo approccio



**Figura 5.6:** caratterisitca magnetica di asse q, progetto 2 (lamiera commerciale 13)



**(a)** *incidenza ponticelli, primo approccio.*

**(b)** *incidenza ponticelli, secondo approccio.*

**Figura 5.7:** fattori di salienza delle diverse lamiere



Dai grafici si nota come l'effetto dei ponticelli incida meno nel caso del primo approccio rispetto al secondo approccio, in cui non vengono imposte correnti di asse  $q$  molto elevate; il punto di lavoro sarà dunque nella primissima parte della caratteristica magnetica di asse  $q$ , con valori di induttanza apparente più vicini a quella di asse  $d$ .

### 5.3 Progetto migliore di macchina SRM

Con riferimento al fattore di salienza, calcolato seguendo la procedura relativa al primo approccio, la macchina sincrona a riluttanza che presenta le migliori prestazioni è la numero 2, corrispondente alla lamiera di statore 13 della tabella di partenza. Valutando anche la differenza tra le induttanze di asse  $d$  e di asse  $q$ , si ha la conferma che questa risulta il miglior progetto. Riferendosi invece alle procedure relative al secondo approccio, la lamiera numero 2 non presenta il massimo fattore di salienza, sebbene ci si avvicini molto. Se però, unitamente al fattore di salienza, si valuta anche la differenza tra le induttanze di asse  $d$  ed asse  $q$ , si nota che, anche in questo caso, il progetto migliore è ancora una volta la macchina corrispondente alla lamiera commerciale di statore numero 13. In generale, un modo più opportuno per valutare la configurazione migliore può essere rappresentato dal considerare sia il fattore di salienza che la differenza tra le induttanze.

## Capitolo 6

# Validazione dell'Analisi delle macchine per via analitica attraverso il FEM

Per la validazione del modello analitico, utilizzato per valutare le prestazioni delle macchine considerate, si studiano i diversi progetti risolvendo le equazioni di campo attraverso il FEM, attraverso l'utilizzo del software FEMM, in accordo alle procedure definite in [9]. La ragione per cui è necessario validare l'analisi per via analitica sta nel voler far fede in fase preliminare ai risultati analitici. In questo modo l'onere computazionale risulterebbe minore in termini di spazio, ovvero di dati immagazzinati, e di tempo, poiché il programma per via analitica riesce ad effettuare l'analisi completa di circa 70 macchine progettate in pochi secondi.

Il modo più semplice per effettuare una validazione dei risultati è quello di confrontare i risultati in termini di induttanze, fattore di salienza e Coppia elettromagnetica sviluppata, ottenuti per via analitica e per via numerica, delle macchine con fattore di salienza più alto e più basso per  $p = 2, 3, 4$ . Per tutti i progetti vengono impostate pari condizioni in termini di geometria della macchina, considerando dei ponticelli, tangenziali e radiali da 0.4 [mm]. Sulla base dei dati di partenza delle lamiere di statore e su quelli ricavati dalle procedure di design, vengono così disegnate le macchine sincrone a riluttanza sul software FEMM. Nelle sottosezioni successive verranno analizzate e confrontate singolarmente le 6 macchine che presentano le caratteristiche descritte in precedenza.

Per la risoluzione delle equazioni di campo attraverso il software FEMM, si parte dalle stesse caratteristiche geometriche ricavate in sede di progetto per disegnare la macchina.

Si sceglie di condurre l'analisi numerica considerando l'avvolgimento di sta-

tore a passo intero; ciò potrà causare un certo errore, diverso nelle diverse macchine, considerando un fattore di avvolgimento composto esclusivamente dal fattore di distribuzione. Nelle procedure analitiche è stata usata una stima del fattore di avvolgimento pari a  $k_w = 0.95$ , mentre nelle diverse macchine esso sarà pari a diverse quantità, che è possibile ottenere attraverso la formula:

$$k_d = \frac{\sin q \cdot \frac{\alpha_s}{2}}{q \cdot \sin \frac{\alpha_c}{2}} \quad (6.1)$$

Le correnti, determinate in fase di progetto, secondo il primo approccio, rappresentano gli input dell'analisi numerica. Si sceglie di imporre le densità di corrente nelle cave, assegnando opportunamente ai blocchi di rame:

$$J_{slot,d} = \sqrt{2} \cdot J_d \cdot k_{fill} \quad (6.2)$$

$$\begin{cases} j_a = J_{slot,d} \\ j_b = -J_{slot,d}/2 \\ j_c = -J_{slot,d}/2 \end{cases} \quad (6.3)$$

Posizionando l'asse magnetico di rotore in modo tale da determinare una distribuzione di forza magnetomotrice avente picco lungo l'asse d, è possibile ottenere nel post-processing il flusso concatenato di asse d,  $\hat{\lambda}_d$ , attraverso la formula:

$$\hat{\lambda}_d = \hat{\lambda}_a = 2p \cdot n_{cs} \cdot L_{stk} \frac{1}{S_{slot}} \sum_{q=1}^{Q/2p} \int_{S_{slot,q}} k_{a,q} A_z dS \quad (6.4)$$

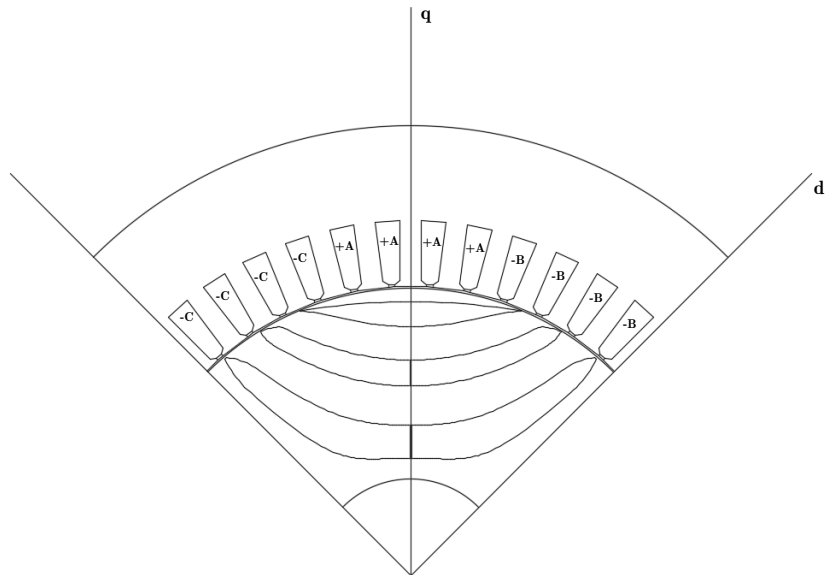
dove  $k_{a,q}$  è il q-esimo valore in riga a della matrice di cave per un polo della macchina. La posizione del rotore e l'alimentazione della macchina devono essere imposte come riportato nella figura 6.1:

Imponendo la densità di corrente in cava:

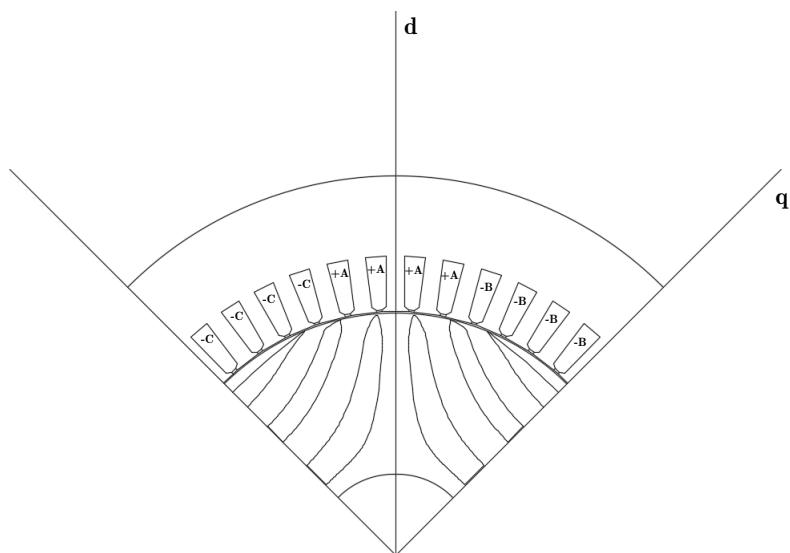
$$J_{slot,q} = \sqrt{2} \cdot J_q \cdot k_{fill} \quad (6.5)$$

$$\begin{cases} j_a = J_{slot,q} \\ j_b = -J_{slot,q}/2 \\ j_c = -J_{slot,q}/2 \end{cases} \quad (6.6)$$

e posizionando l'asse magnetico di rotore in modo tale da determinare una distribuzione di forza magnetomotrice avente picco lungo l'asse q, è possibile ottenere il picco del flusso concatenato di asse q,  $\hat{\lambda}_q$ , attraverso la 6.4:



**Figura 6.1:** posizione di rotore per il calcolo del  $\hat{\lambda}_d$



**Figura 6.2:** posizione di rotore per il calcolo del  $\hat{\lambda}_q$

si può notare che l'alimentazione deve essere uguale al caso precedente. Dalle densità di corrente di asse d e q si possono ottenere le correnti:

$$\begin{cases} \hat{I}_d = J_{slot,d} \cdot S_{slot} \\ \hat{I}_q = J_{slot,q} \cdot S_{slot} \end{cases} \quad (6.7)$$

e una volta noti correnti e flussi concatenati è possibile ottenere le induttanze di asse d e q, il fattore di salienza e la coppia elettromagnetica prodotta:

$$\begin{cases} L_d = \frac{\hat{\lambda}_d}{\hat{I}_d} \\ L_q = \frac{\hat{\lambda}_q}{\hat{I}_q} \end{cases} \quad (6.8)$$

$$k_{sal} = \frac{L_d}{L_q} \quad (6.9)$$

$$T = 3/2 \cdot p \cdot (\lambda_d \cdot I_q - \lambda_q \cdot I_d) \quad (6.10)$$

## 6.1 Macchine a 2 coppie polari

### 6.1.1 Lamierino 13, confronto risultati

Il lamierino 13, ovvero la seconda macchina progettata con riferimento al nuovo ordine della tabella discusso nella sottosezione precedente, presenta il più elevato fattore di salienza fra le macchine a 2 coppie polari. Secondo le procedure descritte nella sezione Procedure di Design si ottengono i seguenti risultati riportati in tabella 6.1:

Grandezza	Valore	Unità
lamiera	13	[ <i>adim.</i> ]
$2p$	4	[ <i>adim.</i> ]
$Q_s$	48	[ <i>adim.</i> ]
$J_d$	1.5694	[A/mm <sup>2</sup> ]
$J_q$	9.8761	[A/mm <sup>2</sup> ]
$S_{slot}$	281.4	[mm <sup>2</sup> ]
$\hat{I}_d$	249.82	[A]
$\hat{I}_q$	1572.1	[A]

**Tabella 6.1:** risultati delle procedure di design

Secondo le procedure descritte nella sezione Modello Analitico per effettuare l'analisi della macchina ed ottenerne le prestazioni, e con riferimento

Grandezza	Analitico	FEM	Unità
$\hat{\lambda}_d$	0.2561	0.2457	$[V \cdot s]$
$\hat{\lambda}_q$	0.0897	0.1094	$[V \cdot s]$
$L_d$	1.0380	0.9627	$[mH]$
$L_q$	0.0699	0.0686	$[mH]$
$k_{sal}$	14.84	14.03	$[adim.]$
$\cos\phi_{max}$	0.87	0.87	$[adim.]$
$T$	1140.6	1081.7	$[N \cdot m]$

**Tabella 6.2:** risultati delle procedure di analisi

alle procedure indicate per lo studio della macchina per via numerica, si ottengono i risultati riportati in tabella 6.2:

Dai risultati ottenuti è possibile notare che la corrente di asse diretto può essere molto bassa al fine di ottenere lo sfruttamento magnetico desiderato; di conseguenza, per una densità di corrente fissa in modulo, ovvero  $10[A/mm^2]$ , si riesce ad ottenere una corrente di asse in quadratura molto elevata e quindi valori molto elevati di Coppia. Inoltre il fattore di salienza elevato implica un fattore di potenza che può raggiungere circa 0.8, se si orienta opportunamente il rotore.

I risultati ottenuti permettono di ricavare un valore di coppia che differisce nei due diversi metodi di calcolo del 5%. I flussi concatenati riportati indicano i flussi indotti utili, nel caso dei risultati analitici, e i flussi indotti totali, utili più i flussi dispersi, nel caso numerico.

### 6.1.2 Lamierino 1, confronto risultati

Il lamierino 1, il quale corrisponde alla 29-esima macchina progettata, presenta invece il più basso valore del fattore di salienza. Anche in questo caso vengono riportati i risultati provenienti dalle procedure di design ed il confronto tra l'analisi condotta per via analitica e quella per via numerica.

In questo caso i valori di Coppia, si discostano di circa il 15%. Questo è dovuto al fatto che i valori di flusso concatenato ottenuti sono molto vicini tra loro ma si discostano in direzione opposta, ovvero il flusso di asse d calcolato analiticamente risulta inferiore a quello calcolato numericamente, viceversa il flusso di asse q calcolato analiticamente risulta superiore a quello calcolato numericamente; ciò causa degli errori maggiori nelle grandezze derivate come fattore di salienza e coppia.

Grandezza	Valore	Unità
lamiera	1	[ <i>adim.</i> ]
$2p$	4	[ <i>adim.</i> ]
$Q_s$	24	[ <i>adim.</i> ]
$J_d$	8.0085	[ $A/mm^2$ ]
$J_q$	5.9887	[ $A/mm^2$ ]
$S_{slot}$	48.10	[ $mm^2$ ]
$\hat{I}_d$	217.91	[ $A$ ]
$\hat{I}_q$	162.95	[ $A$ ]

**Tabella 6.3:** risultati delle procedure di design

Grandezza	Analitico	FEM	Unità
$\hat{\lambda}_d$	0.0173	0.0198	[ $V \cdot s$ ]
$\hat{\lambda}_q$	0.005	0.0054	[ $V \cdot s$ ]
$L_d$	0.0817	0.0894	[ $mH$ ]
$L_q$	0.0331	0.0284	[ $mH$ ]
$k_{sal}$	2.46	2.77	[ <i>adim.</i> ]
$\cos\phi_{max}$	0.42	0.47	[ <i>adim.</i> ]
$T$	5.18	6.28	[ $N \cdot m$ ]

**Tabella 6.4:** risultati delle procedure di analisi

## 6.2 Macchine a 3 coppie polari

### 6.2.1 Lamierino 25, confronto risultati

Si considerino adesso le macchine a 3 coppie polari. Il lamierino 25 presenta il fattore di salienza più elevato fra tutte le macchine progettate a 3 coppie polari. Nella tabella seguente vengono riportate le grandezze ottenute in sede di progetto:

Grandezza	Valore	Unità
lamiera	25	[ <i>adim.</i> ]
$2p$	6	[ <i>adim.</i> ]
$Q_s$	72	[ <i>adim.</i> ]
$Jd$	1.2517	[ <i>A/mm</i> <sup>2</sup> ]
$Jq$	9.9213	[ <i>A/mm</i> <sup>2</sup> ]
$S_{slot}$	417.5	[ <i>mm</i> <sup>2</sup> ]
$\hat{I}_d$	295.625	[ <i>A</i> ]
$\hat{I}_q$	2343.2	[ <i>A</i> ]

**Tabella 6.5:** risultati delle procedure di design

Come fatto in precedenza per gli altri progetti, viene riportato il confronto dei risultati ottenuti per via numerica e per via analitica nella tabella sotto:

Grandezza	Analitico	FEM	Unità
$\hat{\lambda}_d$	0.3359	0.3362	[ <i>V · s</i> ]
$\hat{\lambda}_q$	0.1905	0.2054	[ <i>V · s</i> ]
$L_d$	1.1556	1.1354	[ <i>mH</i> ]
$L_q$	0.0100	0.0129	[ <i>mH</i> ]
$k_{sal}$	11.5	8.5	[ <i>adim.</i> ]
$\cos\phi_{max}$	0.84	0.8	[ <i>adim.</i> ]
$T$	3288.7	3067.6	[ <i>N · m</i> ]

**Tabella 6.6:** risultati delle procedure di analisi

Anche in questo caso si ottengono degli errori nel calcolo della coppia e del  $\cos\phi_{max}$  accettabili, di circa il 6%. Tuttavia, si ha lo stesso problema nella determinazione del fattore di salienza, a causa della differenza tra le induttanze di asse d e q ottenute nei due diversi casi.



## 6.2.2 Lamierino 58, confronto risultati

Il lamierino 58 presenta invece il più basso valore del fattore di salienza. Con riferimento al design di questa macchina, nella tabella 6.7, vengono riportati i risultati:

Grandezza	Valore	Unità
lamiera	58	[ <i>adim.</i> ]
$2p$	6	[ <i>adim.</i> ]
$Q_s$	36	[ <i>adim.</i> ]
$J_d$	8.5940	[ $A/mm^2$ ]
$J_q$	5.1129	[ $A/mm^2$ ]
$S_{slot}$	41.00	[ $mm^2$ ]
$\hat{I}_d$	199.32	[ $A$ ]
$\hat{I}_q$	118.58	[ $A$ ]

**Tabella 6.7:** risultati delle procedure di design

mentre i risultati dell'analisi ottenuti per via analitica e numerica sono riportati nella tabella:

Grandezza	Analitico	FEM	Unità
$\hat{\lambda}_d$	0.0217	0.0229	[ $V \cdot s$ ]
$\hat{\lambda}_q$	0.0104	0.0077	[ $V \cdot s$ ]
$L_d$	0.1123	0.1232	[ $mH$ ]
$L_q$	0.0906	0.0641	[ $mH$ ]
$k_{sal}$	1.23	1.92	[ <i>adim.</i> ]
$\cos\phi_{max}$	0.10	0.31	[ <i>adim.</i> ]
$T$	2.31	6.41	[ $N \cdot m$ ]

**Tabella 6.8:** risultati delle procedure di analisi

In questo caso, i risultati sono molto distanti tra loro. Oltre ad avere un'induttanza di asse d maggiore ed un'induttanza di asse q minore nel caso numerico, si può osservare che l'induttanza di asse q risulta molto diversa. Questo è dovuto all'incidenza dei ponticelli elevata, poiché la corrente di asse q è molto bassa, ed all'aver sovrastimato, assegnando  $B = 2$  [T] il campo di induzione nei ponticelli nel caso analitico. Osservando la mappa del campo d'induzione sul FEMM si osserva un'induzione nei ponticelli pari a circa  $B = 1.8$  [T].

## 6.3 Macchine a 4 coppie polari

### 6.3.1 Lamierino 24, confronto risultati

Il progetto relativo alla lamiera commerciale di statore numero 24 presenta il più alto fattore di salienza tra le macchine a 4 coppie polari. Con riferimento al design di questa macchina, nella tabella 6.9, vengono riportati i risultati:

Grandezza	Valore	Unità
lamiera	24	[ <i>adim.</i> ]
$2p$	8	[ <i>adim.</i> ]
$Q_s$	72	[ <i>adim.</i> ]
$J_d$	2.1743	[ <i>A/mm</i> <sup>2</sup> ]
$J_q$	9.7608	[ <i>A/mm</i> <sup>2</sup> ]
$S_{slot}$	282	[ <i>mm</i> <sup>2</sup> ]
$\hat{I}_d$	346.86	[ <i>A</i> ]
$\hat{I}_q$	1557.1	[ <i>A</i> ]

**Tabella 6.9:** risultati delle procedure di design

mentre i risultati dell'analisi ottenuti per via analitica e numerica sono riportati nella tabella:

Grandezza	Analitico	FEM	Unità
$\hat{\lambda}_d$	0.2445	0.2287	[ <i>V · s</i> ]
$\hat{\lambda}_q$	0.1088	0.1822	[ <i>V · s</i> ]
$L_d$	0.7166	0.7247	[ <i>mH</i> ]
$L_q$	0.0814	0.1164	[ <i>mH</i> ]
$k_{sal}$	8.8	6.54	[ <i>adim.</i> ]
$\cos\phi_{max}$	0.8	0.73	[ <i>adim.</i> ]
$T$	2058.4	1992.8	[ <i>N · m</i> ]

**Tabella 6.10:** risultati delle procedure di analisi

### 6.3.2 Lamierino 90, confronto risultati

Il progetto relativo alla lamiera commerciale di statore numero 90 presenta il più basso fattore di salienza tra le macchine a 4 coppie polari. Con riferimento al design di questa macchina, nella tabella 6.11, vengono riportati i risultati:

Grandezza	Valore	Unità
lamiera	90	[ <i>adim.</i> ]
$2p$	8	[ <i>adim.</i> ]
$Q_s$	48	[ <i>adim.</i> ]
$Jd$	6.1809	[ <i>A/mm</i> <sup>2</sup> ]
$Jq$	7.8611	[ <i>A/mm</i> <sup>2</sup> ]
$S_{slot}$	93.6	[ <i>mm</i> <sup>2</sup> ]
$\hat{I}_d$	327.27	[ <i>A</i> ]
$\hat{I}_q$	416.23	[ <i>A</i> ]

**Tabella 6.11:** risultati delle procedure di design

mentre i risultati dell'analisi ottenuti per via analitica e numerica sono riportati nella tabella:

Grandezza	Analitico	FEM	Unità
$\hat{\lambda}_d$	0.0664	0.0712	[ <i>V · s</i> ]
$\hat{\lambda}_q$	0.0271	0.0274	[ <i>V · s</i> ]
$L_d$	0.2110	0.2189	[ <i>mH</i> ]
$L_q$	0.0730	0.0648	[ <i>mH</i> ]
$k_{sal}$	2.88	3.38	[ <i>adim.</i> ]
$\cos\phi_{max}$	0.48	0.5	[ <i>adim.</i> ]
$T$	112.64	129.9	[ <i>N · m</i> ]

**Tabella 6.12:** risultati delle procedure di analisi

# Capitolo 7

## Studio del progetto migliore

Attraverso la procedura di Design preliminare e di Analisi di tutti i lamierini scelti, si è giunti ad una configurazione di macchina Sincrona a Riluttanza che presenta le migliori prestazioni in termini di livello di anisotropia, valutato attraverso il rapporto di salienza. A questo punto dell'elaborato si vuole fornire uno studio dell'analisi completo per poter ottenere le prestazioni della macchina progettata e mettere in luce quali possibili modifiche sulle caratteristiche geometriche effettuare al fine di ottenere delle prestazioni migliori. L'analisi verrà eseguita valutando:

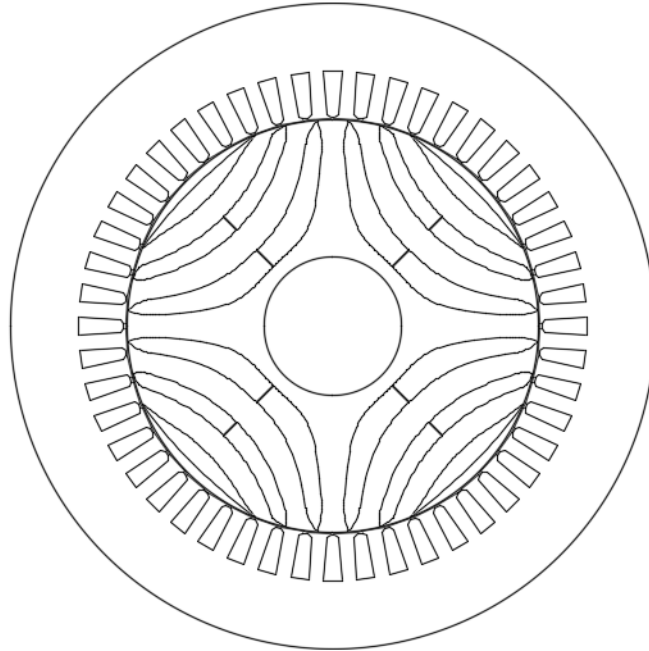
- il rendimento della macchina;
- la coppia massima che può essere prodotta dalla macchina;
- il contenuto armonico della coppia

In figura 7.1, viene riportato il disegno della configurazione di macchina sincrona a riluttanza con 2 coppie polari, che verrà utilizzato dal programma , al fine di ottenere le prestazioni.

Vengono riportate nella tabella 7.1 le principali caratteristiche geometriche della macchina considerata.

### 7.1 Analisi numerica

L'analisi numerica di tale macchina viene eseguita al fine di determinarne le prestazioni attraverso la risoluzione delle equazione di campo mediante il metodo agli elementi finiti, e in particolare attraverso il software FEMM. Una volta disegnato il CAD della macchina sull'editor di disegno del software, si passa alla fase di pre-processing, in cui vengono definiti i materiali per i diversi domini del lamierino e in cui si sceglie l'alimentazione di macchina.



**Figura 7.1:** lamiera relativo al progetto migliore

Grandezza	Valore	Unità
$D_e$	420	[mm]
$D_s$	270	[mm]
$L_{stk}$	260	[mm]
$L_{ew}$	337.5	[mm]
$Q$	48	[adim.]
$S_{slot}$	281.4	[ $mm^2$ ]
$p$	2	[adim.]
$N_s$	16	[adim.]
$w_t$	10	[mm]
$h_s$	30.5	[mm]
$w_{so}$	3.1	[mm]
$h_{so}$	1	[mm]
$g$	0.88	[mm]

**Tabella 7.1:** Caratteristiche geometriche

Successivamente, nella fase di processing, si effettua il calcolo per fissate o per diverse posizioni di rotore. Infine, nella fase di post-processing vengono ottenute le prestazioni della macchina, in particolare:

- l'andamento del campo d'induzione sulle diverse parti di macchina;
- l'andamento del flusso concatenato di asse d ed asse q;
- la f.e.m., attraverso il modello matematico;
- il fattore di potenza  $\cos \phi$ ;
- l'andamento della Coppia, sia attraverso il tensore degli sforzi di Maxwell;
- lo spettro armonico della Coppia, dal quale è possibile ricavare il contenuto armonico.

### 7.1.1 Pre-processing

#### Materiale ferromagnetico impiegato

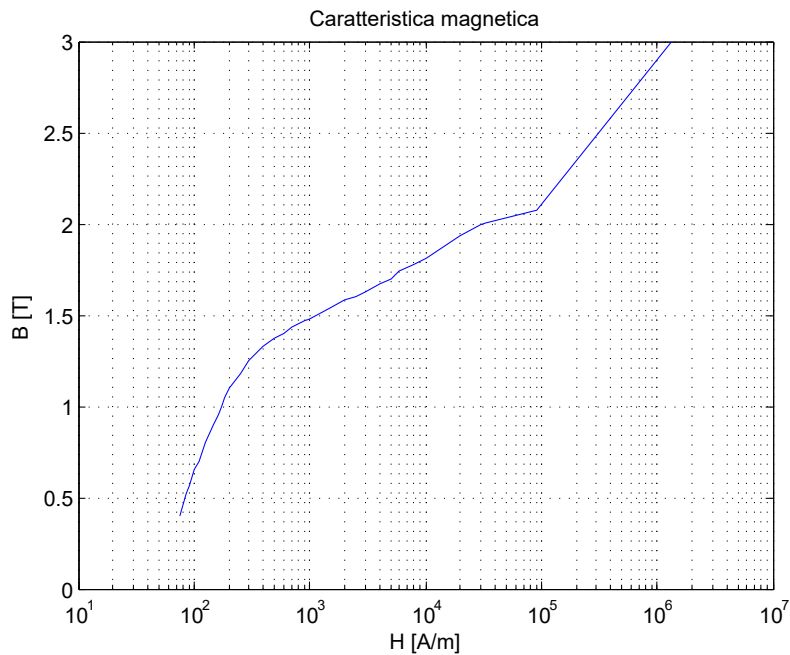
Alle regioni di statore e rotore viene assegnato il blocco "Terni", materiale ferromagnetico che presenta la caratteristica magnetica riportata nel piano semi-logaritmico di figura 7.2.

Sulla base di questa caratteristica magnetica si ottengono anche i risultati dell'analisi per via analitica discussi in precedenza. Oltre a stabilire la relazione non lineare tra campo d'induzione e campo magnetico  $H$  è necessario conoscere l'andamento della cifra di perdita al variare del campo d'induzione, per poter ottenere le perdite nel ferro; l'andamento di questo importante parametro viene riportato nel grafico 7.3.

#### Condizioni di alimentazione della macchina

L'avvolgimento considerato per la macchina è un avvolgimento trifase. Nelle procedure analitiche applicate al design preliminare ottenuto è stato attribuito un passo intero all'avvolgimento, per cui è stato stimato un fattore di avvolgimento pari a  $k_w = 0.95$ . Tuttavia, è opportuno praticare il raccorciamento del passo di avvolgimento nei casi in cui è possibile ottenere angoli di raccorciamento secondo l'espressione 7.1

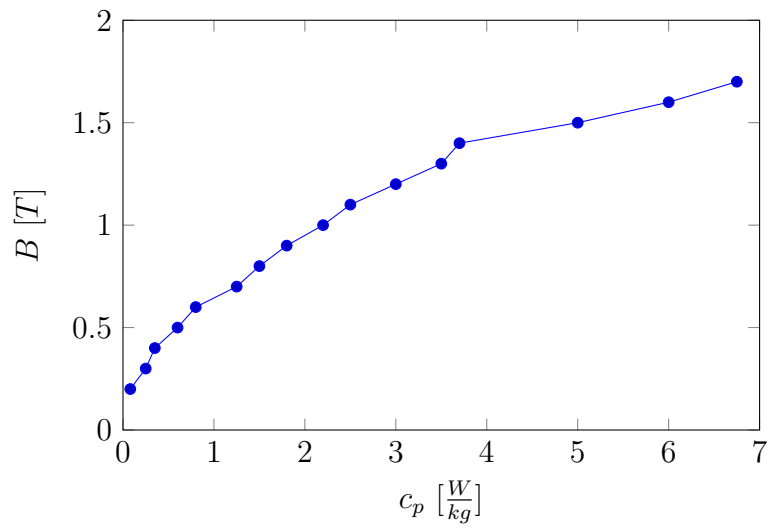
$$26^\circ < \beta_r^e < 36^\circ \quad (7.1)$$



**Figura 7.2:** curva B-H del materiale ferromagnetico

in questo modo si riesce ad attenuare il contenuto armonico, limitando fortemente la quinta e la settima armonica. Nel caso in questione l'angolo di cava risulta essere  $\alpha_c^e = p \cdot \frac{360^\circ}{Q} = 15^\circ$ , per cui è conveniente realizzare un raccorciamento pari a  $\beta_r^e = 30^\circ$ .

Per poter effettuare il raccorciamento è opportuno realizzare l'avvolgimento in doppio strato, dunque la matrice di cava verrà composta da 1 e -1 nelle cave in cui sia il primo che il secondo strato vengono occupati dalla stessa fase, da 0 nelle cave in cui non compare la relativa fase, da 0.5 o -0.5 nelle cave in cui solo il primo o solo il secondo strato presentano la relativa fase. Di conseguenza, a questa configurazione di avvolgimento, corrisponde la matrice di cava riportata in 7.2:



**Figura 7.3:** cifra di perdita

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0.5 & 0 & -0.5 \\ 0.5 & 0 & -0.5 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0.5 & -0.5 \\ 0 & 0.5 & -0.5 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -0.5 & 0.5 & 0 \\ -0.5 & 0.5 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ -0.5 & 0 & 0.5 \\ -0.5 & 0 & 0.5 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -0.5 & 0.5 \\ 0 & -0.5 & 0.5 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0.5 & -0.5 & 0 \\ 0.5 & -0.5 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.2)$$



Nelle regioni all'interno delle cave viene impiegato rame ed al blocco viene imposta una certa densità di corrente. Le densità di corrente imposte variano secondo le espressioni sotto riportate:

$$\begin{cases} j_a = \sqrt{2} \cdot J \cos(\beta); \\ j_b = \sqrt{2} \cdot J \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}); \\ j_c = \sqrt{2} \cdot J \cos(\beta - \frac{4\pi}{3}); \end{cases} \quad (7.3)$$

In precedenza è stata presa in considerazione il sistema trasformato in dq della macchina, per cui è opportuno applicare una trasformazione dq all'avvolgimento trifase per passare al sistema bifase, supponendo nulla la corrente di sequenza zero. Al fine di mantenere il modulo di grandezze quali correnti e flussi, si adotta una trasformazione non conservativa, alla quale corrisponde la seguente matrice di trasformazione 7.4:

$$C_t = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (7.4)$$

Indicando con  $\theta$  l'angolo elettrico che individua la posizione dell'asse d rispetto l'asse della fase a. Per cui dal sistema trifase di densità di correnti è possibile passare al sistema bifase dq attraverso quest'espressione matriciale:

$$\begin{bmatrix} j_d \\ j_q \end{bmatrix} = [C_t] \cdot \begin{bmatrix} j_a \\ j_b \\ j_c \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

Tuttavia, essendo più agevole fornire le densità di corrente di asse d e q, si sceglie di fornire come input il vettore  $[j_{dq}]$  e attraverso  $[C_t]^{-1}$  ottenere il vettore  $[j_{abc}]$ . Nelle procedure analitiche, è stata analizzata la macchina secondo due diversi approcci, ovvero imponendo  $J = 10 [A/mm^2]$  e non imponendo la densità di corrente. Adesso si vuole valutare la macchina in un range di densità di corrente, che va da  $J = 1 [A/mm^2]$  a  $J = 10[A/mm^2]$ , valutando così come varia la Coppia massima al variare delle correnti a rotore fermo, come riportato nell'espressione 7.3, e parametrizzando le caratteristiche secondo valori assunti da  $J$  (inserire il buono accordo tra la coppia calcolata per  $J=10$  analiticamente e quella calcolata numericamente). In questo caso, vengono imposte le seguenti densità di corrente a partire da una posizione rotorica simile a quella di figura 6.1:

$$J = 1, 3, 5, 7, 10 \quad (7.6)$$

$$J_d = \sqrt{2} \cdot k_{fill} \cdot J \cdot \cos \theta \quad (7.7)$$

$$J_q = \sqrt{2} \cdot k_{fill} \cdot J \cdot \sin \theta \quad (7.8)$$

Successivamente, viene impiegata la matrice di cava completa, indicata nell'espressione 7.9, per assegnare le correnti all'avvolgimento secondo la 7.10.

$$M_c = \begin{bmatrix} M \\ M \end{bmatrix} \quad (7.9)$$

$$j_i = j_a \cdot M_{c_{i,1}} + j_b \cdot M_{c_{i,2}} + j_c \cdot M_{c_{i,3}} \quad (7.10)$$

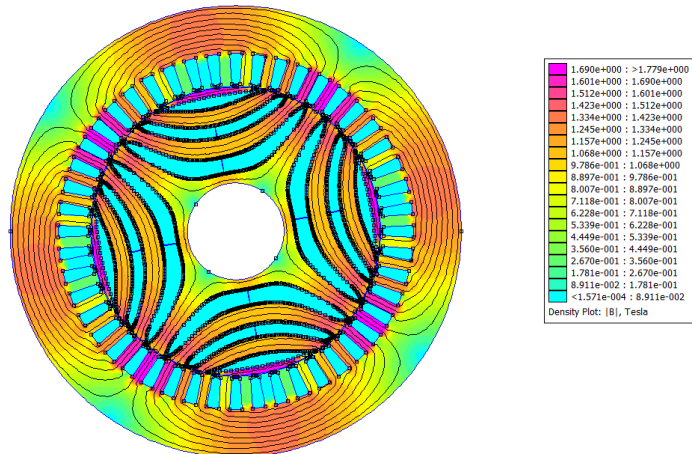
con  $i = 1, 2, 3, \dots, Q_s$

### 7.1.2 Processing

La fase di processing prevede la risoluzione delle equazioni di campo tramite il metodo agli elementi finiti, una volta imposte le condizioni al contorno. Il solutore all'interno del software FEMM restituisce gli outputs sulla base dei quali vengono ottenute le prestazioni della macchina.

Ciò che si ottiene attraverso il metodo FEM è il valore del potenziale magnetico scalare  $A$ , dal quale si può ricavare il campo d'induzione, essendo  $B = \nabla \times A$ . Nella figura 7.4 viene riportato un esempio di andamento del campo d'induzione su una sezione trasversale della macchina.

Applicando le diverse densità di corrente si possono valutare i diversi livelli di saturazione della macchina e scegliere la densità di corrente per la quale non si ha una saturazione troppo spinta.



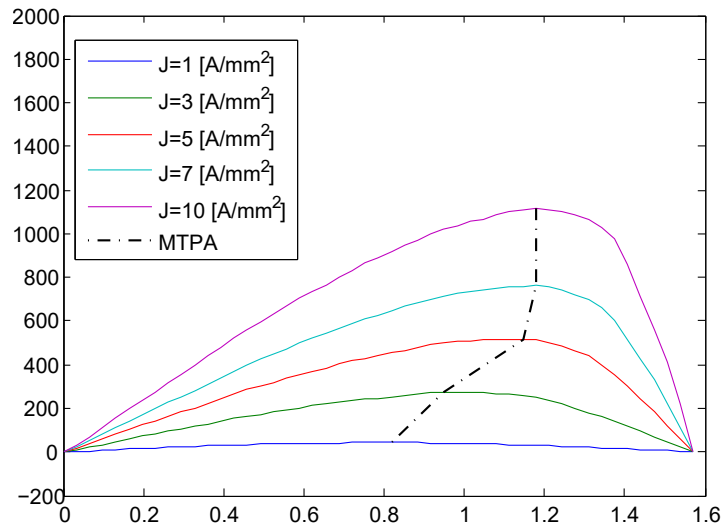
**Figura 7.4:** valori del campo d'induzione nel lamierino

I valori di campo d'induzione nelle diverse parti ferromagnetiche, come denti di statore, corona di statore e isole ferromagnetiche, vengono utilizzati per il calcolo delle perdite del ferro. Queste vengono trattate nelle sezioni successive e calcolate attraverso la formula di Steimentz.

### 7.1.3 Post-Processing

#### Valutazione della coppia massima

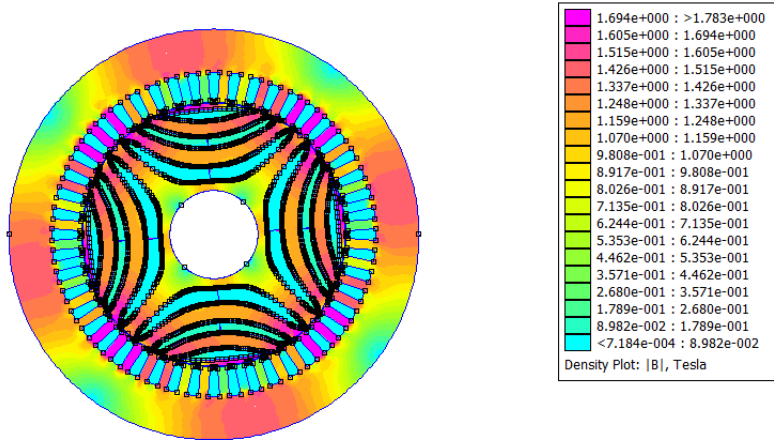
Al fine di valutare la coppia massima, si effettuano delle simulazioni per diverse posizioni del rotore variando la corrente in accordo alle relazioni 7.7 e 7.8. Nel grafico riportato in figura 7.5 è possibile valutare l'andamento della coppia in funzione della posizione angolare, parametrizzando le caratteristiche secondo la densità di corrente. Si può notare che il punto a massima coppia si sposta, descrivendo la traiettoria indicata nel grafico come MTPA.



**Figura 7.5:** traiettoria di coppia massima per diverse densità di corrente

A queste diverse correnti, sia in modulo che in fase, corrispondenti ai punti di coppia massima, è associato un diverso livello di saturazione della macchina. Al fine di non avere una saturazione troppo spinta ed una densità di corrente per l'utilizzo della macchina a servizio continuativo, viene scelta la densità di corrente  $J = 5 [A/mm^2]$ , per la quale risultano campi d'induzione sul dente e sulla corona piuttosto contenuti, pari a circa  $B_t = 1.8 [T]$  e  $B_{bi} = 1.5 [T]$ , come riportato in figura 7.6.

Secondo la densità di corrente scelta, si ottiene una coppia massima pari a  $511 [Nm]$  per una posizione rotorica pari  $\theta^e = 65,6^\circ$ .



**Figura 7.6:**  $J = 5 [A/mm^2]$  per la posizione di coppia massima

### Andamento della Coppia a regime

Per valutare la coppia a regime, si impone la corrente in accordo ai risultati ottenuti in precedenza al fine di ottenere la coppia massima per ogni posizione di rotore. La densità di corrente di asse d ed asse q, secondo la quale la coppia risulta essere massima, viene riportata nell'espressione 7.11.

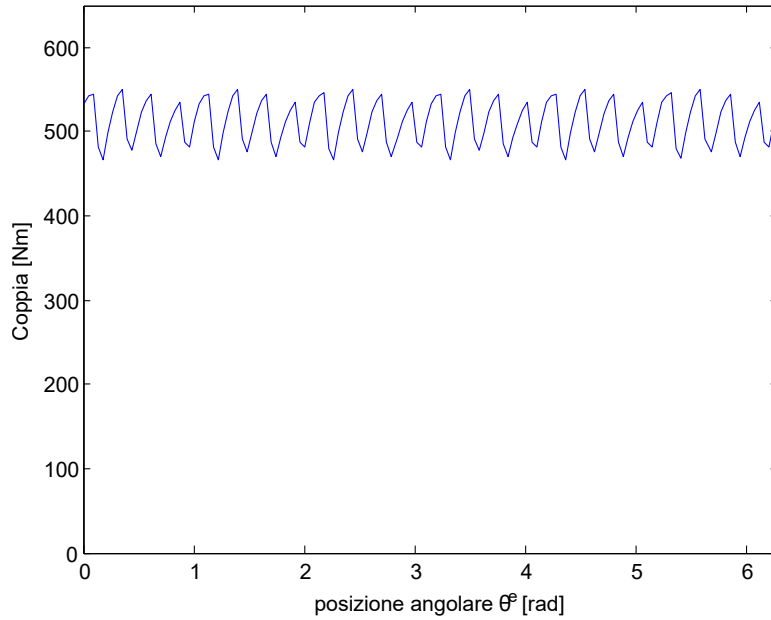
$$\begin{cases} Jd = \sqrt{2} \cdot k_{fill} \cdot J \cdot \cos \theta^e = 1.1683 [A/mm^2] \\ Jq = \sqrt{2} \cdot k_{fill} \cdot J \cdot \sin \theta^e = 2.5759 [A/mm^2] \\ i_d = 333.13 [A] \\ i_q = 734.5 [A] \end{cases} \quad (7.11)$$

L'andamento della coppia a regime, ottenuto attraverso il tensore degli sforzi di Maxwell, viene riportato in figura 7.7. Calcolando la coppia in questo modo risulta evidente il ripple di coppia, che può essere quantificato tramite l'espressione 7.12, riportando i valori massimi e minimi dal grafico. Il simbolo  $C$  rappresenta il valore medio di coppia, definito in precedenza.

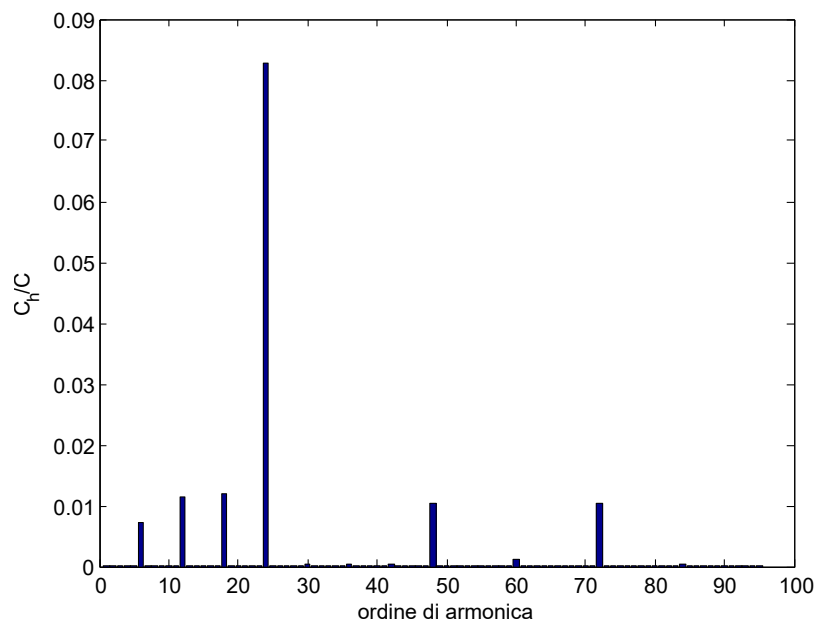
$$\Delta C = \frac{C_{max} - C_{min}}{C} \cdot 100 = 16.24\% \quad (7.12)$$

### Contenuto armonico di coppia

Per la valutazione del contenuto armonico di coppia si applica la serie di Fourier discreta all'andamento di coppia a regime. I valori assoluti per tutte le armoniche studiate, ovvero dall'armonica 1 alla 95, vengono riportati nel grafico 7.8.

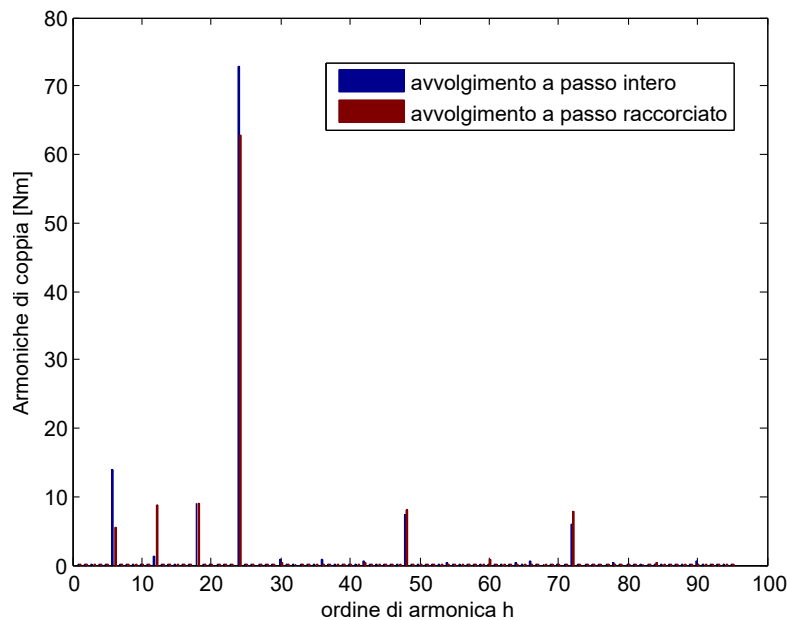


**Figura 7.7:** andamento della coppia per le diverse posizioni di rotore



**Figura 7.8:** Armoniche di coppia

Dal grafico si evince che l'armonica principale risulta essere la 24-esima, ovvero l'armonica di cava dovuta alle caratteristiche geometriche della macchina, in particolare al valore di  $n_s = \frac{Q}{p} = 24$ . Le altre armoniche di ordine più elevato sono invece dovute all'avvolgimento, e in particolare alle armoniche di forza magnetomotrice di ordine  $6h + 1$  e  $6h - 1$  statoriche che interagiscono con la forza magnetomotrice di reazione rotorica, come si evince dal grafico riportato in figura 7.9. In questo grafico, vengono confrontati gli spettri armonici della coppia nel caso di avvolgimento a passo intero ed avvolgimento a passo raccorciato, e risulta apprezzabile la riduzione del contenuto armonico introdotta dall'avvolgimento in doppio strato a passo raccorciato.

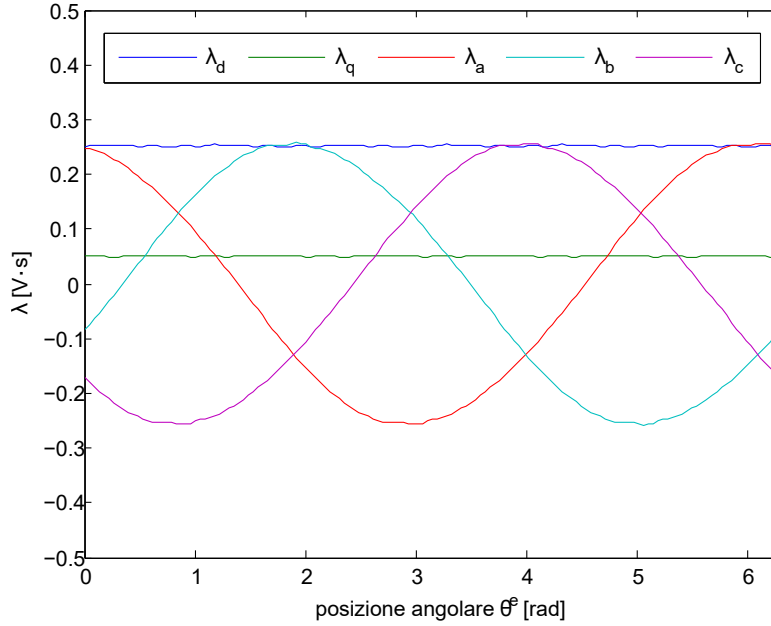


**Figura 7.9:** Confronto tra armoniche di coppia per avvolgimento a passo intero ed avvolgimento a passo raccorciato

### Valutazione del fattore di potenza

Per il calcolo dei flussi concatenati sulle tre fasi si procede allo stesso modo di come è stato fatto in precedenza, secondo l'espressione 6.4. Particolarizzando opportunamente l'espressione 6.4, ovvero includendo la matrice di cava, si ottiene l'andamento dei flussi concatenati per le tre fasi, riportati nel grafico 7.10.

Applicando la matrice di trasformazione 7.4 per passare ad un riferimento dq, si ottengono i seguenti flussi concatenati di asse d e q, anch'essi riportati nel grafico 7.10



**Figura 7.10:** flussi concatenati con le tre fasi

$$\lambda_d = 0.2522 [V \cdot s]; \quad (7.13)$$

$$\lambda_q = 0.0501 [V \cdot s] \quad (7.14)$$

I flussi riportati nelle espressioni 7.13 e 7.14 risultano essere i valori medi di  $\lambda_d$  e  $\lambda_q$  di figura 7.10.

Il modello matematico a regime della macchina sincrona a riluttanza nei vettori spaziali, viene riportato nell'espressione 7.16. Considerando le grandezze  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $\lambda_d$ ,  $\lambda_q$ , precedentemente ottenute, e calcolando la resistenza dell'avvolgimento tramite la 7.15, si possono ottenere le componenti d e q della tensione ai capi.

$$R = \rho_{cu} \cdot \frac{N_s(L_{ew} + L_{stk})}{k_{fill} \cdot S_{slot}} = 0.0015 [\Omega] \quad (7.15)$$

$$\begin{cases} V_d = R \cdot i_d - \omega \lambda_q = -15.25[V] \\ V_q = R \cdot i_q + \omega \lambda_d = 80.34[V] \end{cases} \quad (7.16)$$

Note le componenti della tensione, si può ottenere l'angolo di carico, il quale risulta essere  $\delta = \arctan \frac{U_d}{U_q} = -10,74^\circ$ . L'angolo della corrente è invece ottenibile attraverso l'espressione  $\gamma = \arctan \frac{I_q}{I_d} = 65,6^\circ$ , già calcolato in sede

di valutazione della coppia massima. Di conseguenza viene calcolato in 7.17 lo sfasamento tra tensione e corrente.

$$\phi = \pi/2 - \gamma - \delta = 35,15^\circ \quad (7.17)$$

Il fattore di potenza della macchina risulterà essere:

$$PF = \cos \phi = 0.82$$

#### 7.1.4 Calcolo del rendimento

Una volta risolte le equazione di campo della macchina attraverso il FEM e ottenute le principali grandezze attraverso una fase di post-processing, si vuole ottenere il rendimento della macchina. Per ottenere la potenza in ingresso è necessario conoscere la potenza meccanica all'albero e le perdite. La potenza meccanica all'albero la si può ottenere attraverso la relazione 7.18.

$$P_m = C \cdot \omega_m = 80.280 [kW] \quad (7.18)$$

Dove  $C$  risulta essere la coppia media. Per ciò che riguarda le perdite, viene effettuato il calcolo dei seguenti contributi:

- perdite nel rame;
- perdite nel ferro di statore;
- perdite meccaniche.

Inoltre verrà attribuito un coefficiente maggiorativo alla somma totale delle perdite, che tiene conto di quelle addizionali.

Nota la resistenza, calcolata precedentemente in 7.15, le perdite sul rame vengono ottenute mediante la 7.19.

$$P_j = 3 \cdot R \cdot I^2 = 1464 [W] \quad (7.19)$$

dove  $I$  è il valore efficace, calcolato attraverso la relazione  $I = \frac{J}{\sqrt{2}} \cdot k_{fill} \cdot S_{slot} = 791.7[A]$ .

Per calcolare le perdite nel ferro statorico, vengono riportati i valori di campo d'induzione sul dente e sulla corona dal disegno della macchina risolta di figura 7.6. Essi risultano essere pari a:



$$\begin{cases} B_t = 1.5 [T] \\ B_{bi} = 1.8 [T] \end{cases} \quad (7.20)$$

Noti i valori del campo d'induzione, si risale alla relativa cifra di perdita. Per quanto riguarda il  $B_{bi}$  sulla caratteristica 7.3 sono noti i valori di  $c_p$  a 50 [Hz], mentre nel caso di  $B_t$  sulla caratteristica non è riportato il valore di  $c_p$  corrispondente a quel valore. Dunque è necessario fare una proporzione secondo la formula di Steimnetz, secondo l'espressione 7.21.

$$c_p = k_{hyst} \cdot B^2 \cdot f + k_{ep} \cdot B^2 \cdot f^2 \quad (7.21)$$

Dalla proporzione 7.22 tra il valore di  $B_t$  e  $B = 1 [T]$  si ottengono le perdite specifiche nel dente.

$$c_{p,t} = 0.7 \cdot c_{p,1} \cdot \left(\frac{B_t}{1}\right)^2 \left(\frac{50}{50}\right) + 0.3 \cdot c_{p,1} \cdot \left(\frac{B_t}{1}\right)^2 \left(\frac{50}{50}\right)^2 = 7.13 \left[\frac{W}{kg}\right] \quad (7.22)$$

La cifra di perdita relativa alla corona, risulta essere  $c_{p,bi} = 5 \left[\frac{W}{kg}\right]$ .

Una volta note le perdite specifiche ed ottenuti i pesi di dente e corona, vengono ricavate le perdite nel ferro in 7.23.

$$\begin{cases} G_t = \gamma_{fe} \cdot vol_t = 29.69 [kg] \\ G_{bi} = \gamma_{fe} \cdot vol_{bi} = 106.46 [kg] \\ P_{fe,t} = k_{magg,t} \cdot c_{p,t} \cdot G_t = 423.4 [W] \\ P_{fe,bi} = k_{magg,bi} \cdot c_{p,bi} \cdot G_{bi} = 798.4 [W] \\ P_{fe} = 1221.8 [W] \end{cases} \quad (7.23)$$

Le perdite meccaniche per attrito e ventilazione vengono calcolate attraverso la formula sperimentale riportata in 7.24.

$$P_{mecc} = 0.3 \cdot P_m [kW] \cdot \sqrt{n[rpm]} = 932.7 [W] \quad (7.24)$$

Noti i contributi alle perdite, il rendimento viene riportato nell'espressione 7.25.

$$\eta\% = \frac{P_m}{1.1 \cdot (P_j + P_{fe} + P_{mecc}) + P_m} \cdot 100 = 95.3\% \quad (7.25)$$

### 7.1.5 tabella riassuntiva delle prestazioni

In tabella 7.2 vengono riassunte le prestazioni del migliore progetto di macchina. Tutte le grandezze riportate vengono calcolate numericamente.

$P_m$	80.28 [kW]
$A$	97.9 [kVA]
$\cos\phi$	0.82
$P_{loss}$	3980 [W]
$\eta\%$	95.3%
$C$	511 [Nm]
$\Delta C\%$	16.24%

**Tabella 7.2:** tabella riassuntiva delle prestazioni

## Capitolo 8

# Esempio di progetto di una macchina sincrona a riluttanza

Dopo avere individuato il migliore progetto in termini di livello di anisotropia, valutando la progettazione di un certo numero di rotori relativo ad uno stesso numero di lamiere commerciali, si passa alla progettazione di una macchina sincrona a riluttanza che presenta i valori di potenza meccanica, velocità in giri al minuto e di frequenza come specifiche, riportate in tabella 8.1, riferite ad un prodotto simile [3].

Per la procedura di progettazione sia del rotore che dello statore si cercherà di ricondurre alcune caratteristiche del progetto migliore trovato in precedenza, al fine di determinare una lamiera di statore che sia particolarmente adatta ad una macchina sincrona a riluttanza.

$P_m$	1.1 [kW]
$n$	1500 [rpm]
$f$	50 [Hz]

**Tabella 8.1**

### 8.1 Definizione delle grandezze esterne di macchina

A partire dalla frequenza e dal numero di giri al minuto si deduce che la macchina deve essere a 4 poli. A partire dalla potenza meccanica si ricava che la coppia risulta essere:  $T = \frac{P_m}{\omega_m} = 7$  [Nm]. In accordo a quanto riportato precedentemente, con riferimento a [6] e in particolare nella sezione

riguardante il progetto del rotore, si sceglie in via preliminare una densità di coppia pari a  $10 [Nm/l]$ . Stimando la densità di coppia si può così definire il volume di macchina, riportato nella relazione 8.1. Tuttavia, una densità di coppia di questo valore porterebbe ad avere densità di corrente in cava molto elevate; di conseguenza si sceglie di impostare  $k_{tv} = 6 [Nm/l]$

$$vol = \frac{T}{k_{tv}} = 1.17 \cdot 10^{-3} [m^3] \quad (8.1)$$

Una volta noto il volume di macchina si sceglie di mantenere le proporzioni ricavate in precedenza per il progetto che presenta il più alto fattore di salienza, per cui per ricavare le dimensioni esterne di macchina si risolve il sistema di equazioni 8.2.

$$\begin{cases} \pi \cdot \frac{D_e^2}{4} \cdot L_{stk} = 1.17 \cdot 10^{-4} \\ \frac{D_e}{D_s} = 1.56 \\ \frac{L_{stk}}{D_s} = 0.963 \\ D_e = 134 [mm] \\ D_s = 85.9 [mm] \\ L_{stk} = 82.7 [mm] \end{cases} \quad (8.2)$$

Noto il diametro esterno di statore, è possibile calcolare il traferro secondo l'espressione 4.1, il cui risultato è  $g = 0.45 [mm]$ .

## 8.2 Dimensionamento dello statore

Per quanto riguarda la scelta delle caratteristiche geometriche di statore si seguono diversi approcci. Viene considerato il caso in cui si vogliono mantenere parametri come il fattore di saturazione  $k_{air,s} = w_s/p_s$  ed il rapporto  $h_s/h_{bi}$ , ed il caso in cui si assegna un determinato campo d'induzione al traferro scelto osservando macchine simili nella tabella di dati delle lamiere commerciali.

Il primo approccio porterà ad una lamiera di statore abbastanza diversa da quelle considerate nella tabella di dati di partenza, mentre il secondo approccio porterà ad una lamiera di statore che più si avvicina a quelle già prese in considerazione. In entrambi i casi si vuole definire una lamiera di statore più indicata, rispetto ad una lamiera commerciale.

### 8.2.1 Scelta del numero di cave

La scelta del numero di cave viene eseguita facendo riferimento a dei valori tipici, provenienti dall'esperienza. Per macchine piccole tipicamente il passo di cava risulta essere circa  $p_s = 10 [mm]$ ; il numero intero di cave prossimo a questo valore del passo di cava è 24. Ricalcolando il passo di cava si ottiene  $p_s = 11.24 [mm]$ .

### 8.2.2 Calcolo delle grandezze di statore

#### Primo caso

Il primo caso consiste nel mantenere alcune proporzioni su grandezze geometriche corrispondenti alla macchina che presenta il più alto fattore di salienza, ricavata precedentemente.

Si sceglie di mantenere il rapporto  $p_s/w_t = 0.566$  ed il rapporto  $h_s/h_{bi} = 0.6858$ . Mantenere questi rapporti equivale a mantenere il valore del campo d'induzione al traferro, pari a  $B_g = 0.96 [T]$ . Nelle relazione 8.3 e 8.4 vengono riportati i valori che assumono le grandezze appena citate.

Per le cave si assumono i valori riportati in tabella 8.2.

$$w_t = 0.566 \cdot p_s = 6.36 [mm] \quad (8.3)$$

$$\begin{cases} h_s + h_{bi} = \frac{D_e - D_s}{2} = 24.05 [mm] \\ \frac{h_s}{h_{bi}} = 0.6858 \\ h_s = 9.78 [mm] \\ h_{bi} = 14.27 [mm] \end{cases} \quad (8.4)$$

$w_{so}$	1.5 [mm]
$h_{so}$	0.475 [mm]
$h_{wed}$	0.5 [mm]
$S_{slot}$	58 [mm <sup>2</sup> ]

Tabella 8.2

#### Secondo caso

Il secondo caso consiste nell'imporre un campo d'induzione al traferro, tipico per macchine che presentano dimensioni simili. Dalle tabella 2.2 si evince

che per diametri esterni di statore intorno a 130 [mm] il campo d'induzione al traferro è 0.8 [T], per cui si assume questo valore. Secondo questo valore, attraverso le relazioni 2.4 e 2.5, e imponendo  $B_{bi} = 1.5$  [T] e  $B_t = 1.7$  [T], si ricavano  $h_{bi}$  e  $w_t$ . Nelle relazione 8.5 e 8.6 vengono riportati i valori che assumono le grandezze appena citate.

Per le cave si assumono gli stessi valori rispetto al primo caso, riportati in tabella 8.2, con la differenza che la superficie di cava risulterà essere  $S_{slot} = 92.67$  [mm<sup>2</sup>].

$$w_t = \frac{B_g}{B_t} \cdot p_s = 5.3 \text{ [mm]} \quad (8.5)$$

$$\begin{cases} h_s + h_{bi} = \frac{D_e - D_s}{2} = 24.05 \text{ [mm]} \\ h_{bi} = \frac{1}{2} \frac{B_g}{B_{bi}} \frac{D_s}{p} = 11.45 \text{ [mm]} \\ h_s = 12.6 \text{ [mm]} \end{cases} \quad (8.6)$$

### 8.3 Dimensionamento del rotore

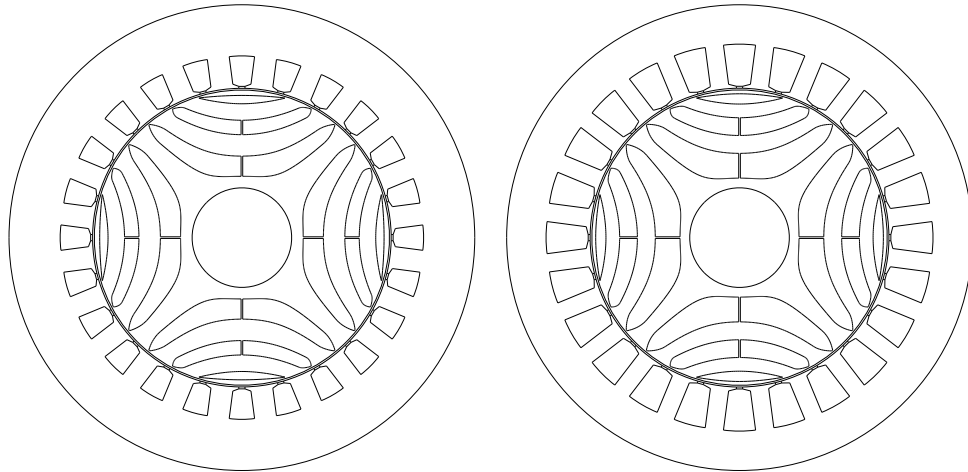
Per quanto riguarda il dimensionamento del rotore si seguono le stesse procedure introdotte in precedenza. Dal momento che i due diversi casi presentano rapporto  $k_{air,s}$  diversi tra loro, e mantenendo la relazione  $k_{air,s} = k_{air,r}$ , gli spessori del ferro e delle barriere di flusso, risulteranno diversi tra loro. In particolare, essendo  $k_{air,s1} < k_{air,s2}$  lo spessore delle barriere nel secondo caso risulterà maggiore del primo caso. Le figure in 8.1 mostrano i due progetti ricavati attraverso le diverse ipotesi iniziali.

### 8.4 Prestazioni delle due macchine progettate

Una volta eseguito il progetto in entrambi i casi, si passa a definire le prestazioni utilizzando le procedure introdotte nella sezione in cui è stata presentata l'analisi della macchina per via analitica.

Inizialmente vengono presentate le condizioni di alimentazione della macchina, partendo dal valore di picco del campo d'induzione al traferro e facendo riferimento al secondo approccio, in cui si impone che la corrente di asse d sia pari alla corrente di asse q. Per i due diversi casi si ottengono le grandezze riportate in tabella 8.3.

Si può osservare che nel primo caso, per sviluppare un campo al traferro di quel valore, è necessario caricare maggiormente la macchina. Tuttavia, a causa di una sezione non abbastanza elevata, la densità di corrente eccede i valori ammissibili, se  $J_d = J_q$ . Si potrebbe pensare di diminuire la corrente



(a) progetto di macchina, primo caso. (b) progetto di macchina, secondo caso.

Figura 8.1

Grandezze	Progetto 1	Progetto 2
$\hat{B}_g$	0.96 [T]	0.8 [T]
$\hat{U}_s$	643.7 [A $\cdot$ sp]	536 [A $\cdot$ sp]
$\hat{K}_s$	29967 [A/m]	24972 [A/m]
$\hat{I}_s$	354.7 [A]	295.6 [A/m]
$\hat{I}_s d$	250.8 [A]	208.6 [A]
$J_d$	7.64 [A/mm <sup>2</sup> ]	4 [A/mm <sup>2</sup> ]
$J$	10.75 [A/mm <sup>2</sup> ]	5.68 [A/mm <sup>2</sup> ]
$L_d$	$5.3 \cdot 10^{-5}$ [H]	$5.3 \cdot 10^{-5}$ [H]
$L_q$	$1.06 \cdot 10^{-5}$ [H]	$1.12 \cdot 10^{-5}$ [H]
$k_{sal}$	5	4.72
$C$	8 [Nm]	5.48 [Nm]
$\cos\phi_{max}$	0.67	0.65

Tabella 8.3: risultati analisi

di asse q, ma ciò comporterebbe un abbassamento della coppia.

Per quanto riguarda il secondo progetto, la macchina risulta meno caricata per cui la corrente risulta minore. La densità di corrente, invece, è minore per un duplice motivo, dal momento che la superficie di cava è maggiore rispetto al primo caso. Di conseguenza è possibile caricare maggiormente la macchina, aumentando la corrente di asse q per portare la coppia ad un valore prossimo a quello di progetto.

Sempre con riferimento alla tabella, si può osservare che nel secondo caso si riesce ad ottenere un livello di anisotropia maggiore, dato probabilmente dallo spessore maggiore delle barriere. Tuttavia, sulla base dei risultati ottenuti per via analitica, è possibile considerare le due macchine soltanto in maniera approssimata; ad esempio, riferendosi all'induttanza di asse d, essa viene calcolata non tenendo conto della presenza delle barriere, per cui i valori per entrambi i casi sono gli stessi. Per un'analisi più accurata, vengono valutate le macchine agli elementi finiti.

Ipotizzando di caricare il secondo progetto di macchina con un carico elettrico pari a quello relativo alla prima si ottengono le nuove prestazioni, riportate in tabella 8.4.

$K_s$	$J$	$L_q$	$k_{sal}$	$T$
29967 [A/m]	6.8 [A/mm <sup>2</sup> ]	$9.49 \cdot 10^{-6}$ [H]	5.59	7.83 [Nm]

**Tabella 8.4:** prestazioni progetto 2

In questo caso, aumentando la corrente di asse q, risulta anche una leggera diminuzione dell'induttanza apparente di asse q, ed un conseguente aumento del fattore di salienza, dal momento che l'induttanza di asse d rimane la stessa. Come detto precedentemente, la coppia è aumentata ma non risulta pari a quella del progetto 1 poiché il campo d'induzione al traferro è leggermente superiore.

### 8.4.1 Valutazione delle induttanze agli elementi finiti

La valutazione del livello di salienza per entrambe le macchine viene fatto sulla base dei valori del rapporto delle induttanze apparenti, ottenuto attraverso il FEM. Si procede allo stesso modo di come fatto in precedenza nella sezione in cui è stata validata la procedura analitica. I risultati ottenuti per i due progetti vengono riportati in 8.7.



$$\begin{cases} L_{d1} = 5.495 \cdot 10^{-5} [H] \\ L_{d2} = 5.350 \cdot 10^{-5} [H] \\ L_{q1} = 1.075 \cdot 10^{-5} [H] \\ L_{q2} = 9.713 \cdot 10^{-6} [H] \end{cases} \quad (8.7)$$

Si nota che l'induttanza di asse d del primo progetto è maggiore rispetto a quella del secondo progetto; ciò è dovuto ad una quantità di ferro maggiore nel percorso del flusso secondo l'asse diretto.

Dalla tabella 8.3, si nota inoltre che, a parità di condizioni, ovvero per  $J_d = J_q$  il primo progetto presenta anche un'induttanza di asse q che risulta essere più bassa rispetto a quella del progetto 2, favorendo un più alto livello di anisotropia.

A partire da queste considerazioni si considera una modifica del progetto 1, che consiste nel sostituire lo statore con quello del progetto 2, al fine di capire se si riescono ad ottenere migliori prestazioni.

## 8.5 Analisi delle macchine agli elementi finiti

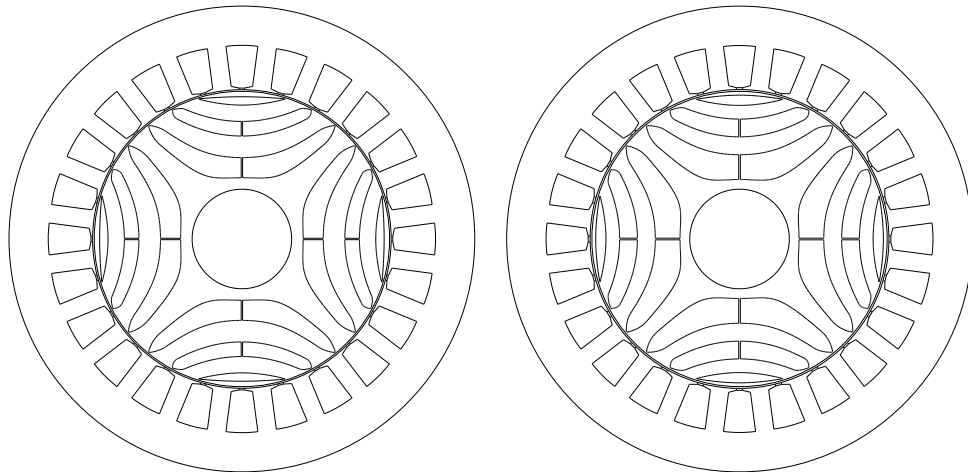
Per effettuare un confronto tra i due progetti, viene effettuata un'analisi agli elementi finiti, eseguendo le stesse procedure applicate al lamierino commerciale 13 della tabella di partenza. In particolare, si pone l'attenzione sull'andamento e sul valore medio della coppia sviluppata dalle due macchine, riportate in figura 8.2.

### 8.5.1 Risultati analisi e confronto

Per le simulazioni FEMM si impone la densità di corrente in cava riportata nella tabella 8.4. Secondo questo valore della corrente, si valuta il livello di saturazione della macchina; i disegni risolti vengono riportati in 8.3.

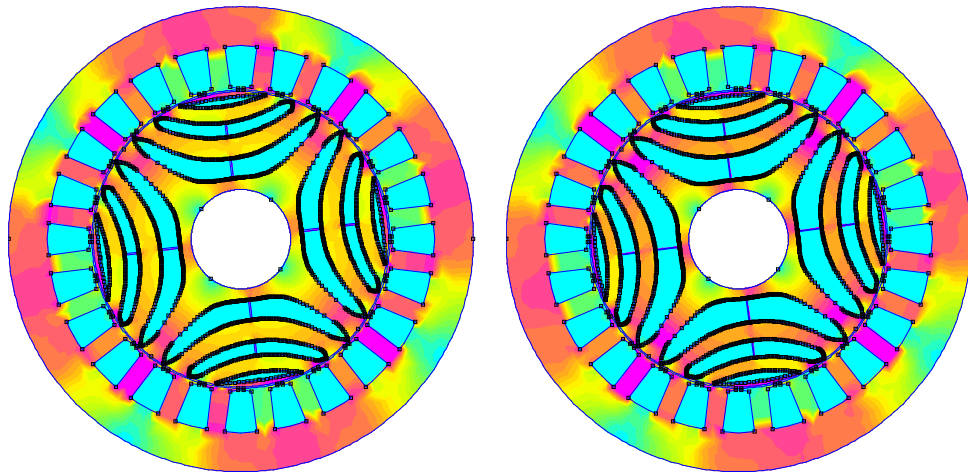
Si può notare che le macchine risultano saturate in maniera diversa, in particolare la macchina relativa alla figura 8.2(a) presenta un livello di saturazione non uniforme tra statore e rotore, dato dall'aver scelto un  $k_{air,r}$  diverso da  $k_{air,s}$ .

Per ottenere la posizione angolare secondo la quale la macchina sviluppa la coppia massima, si effettuano le stesse procedure riportate nel capitolo in cui sono state calcolate le prestazioni del progetto migliore; in questo caso si ottiene una posizione di coppia massima pari a  $\theta^e = 60^\circ$ .



**(a)** *progetto di macchina modificato*, **(b)** *progetto di macchina, secondo caso, primo caso.*

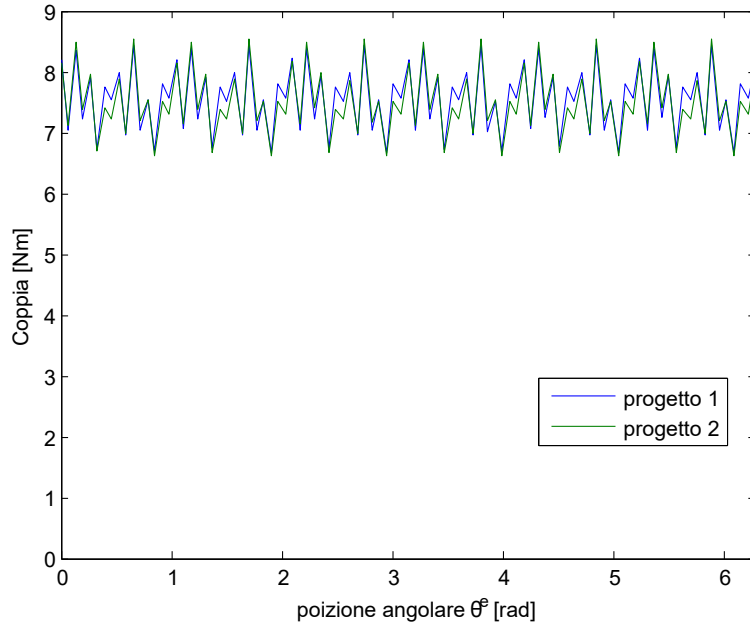
**Figura 8.2**



**(a)** *progetto di macchina modificato*, **(b)** *progetto di macchina, secondo caso, primo caso.*

**Figura 8.3**

Nelle figure 8.4 e 8.5 vengono riportati rispettivamente gli andamenti della coppia a regime e gli spettri armonici.



**Figura 8.4:** andamenti della coppia per le diverse posizioni di rotore

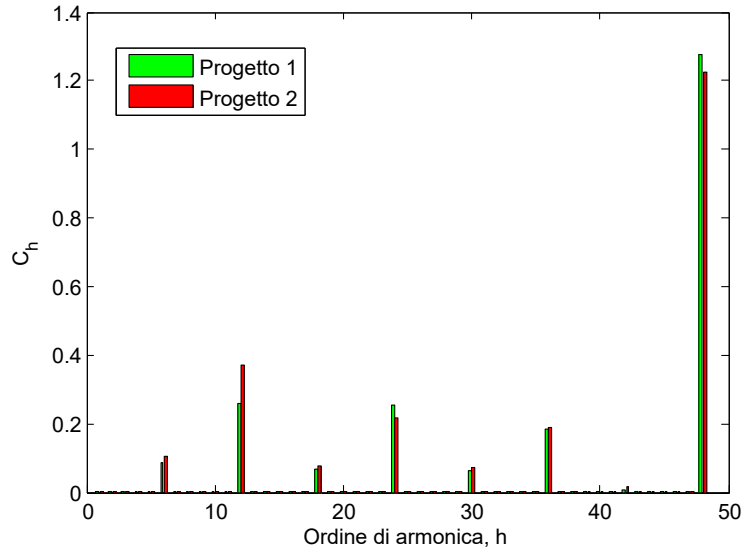
La macchina con rotore del primo caso e statore del secondo, presenta un valore medio leggermente più alto, pari a 7.6 [Nm] in confronto a 7.5 [Nm] del progetto 2, ed un minore contenuto armonico, dato probabilmente dal minore livello di saturazione complessivo. I valori di ripple di coppia vengono riportati in 8.8.

$$\begin{cases} \Delta C_{1\%} = 23.47\% \\ \Delta C_{2\%} = 25.65\% \end{cases} \quad (8.8)$$

Per cui, in termini di coppia, la scelta di utilizzare un  $k_{air,r}$  diverso dal  $k_{air,r}$  conferisce un miglioramento delle prestazioni.

### 8.5.2 Prestazioni del progetto 1 modificato

In questa sottosezione vengono calcolati dei parametri che descrivono le prestazioni della macchina, come il  $\cos\phi$ , la potenza in ingresso ed il rendimento della macchina, utilizzando le stesse procedure viste in precedenza.



**Figura 8.5:** confronto spettri armonici

### Fattore di potenza

Facendo riferimento al modello riportato in 7.16, è necessario calcolare la resistenza dell'avvolgimento, utile anche per il calcolo delle perdite nel rame; nell'espressione 8.9 viene riportato il suo valore. Oltre alla resistenza è opportuno riportare i valori di correnti e flussi di asse d e q per ottenere le tensioni di asse d e q, come descritto nella relazione 8.10

$$R = \rho_{cu} \cdot \frac{N_s(L_{ew} + L_{stk})}{K_{fill} \cdot S_{slot}} = 9.2 \cdot 10^{-4} [\Omega] \quad (8.9)$$

$$\begin{cases} v_d = R \cdot i_d - \omega \lambda_q = -0.6965 [V] \\ v_q = R \cdot i_q + \omega \lambda_d = 3.3484 [V] \end{cases} \quad (8.10)$$

a questo punto è possibile ottenere il fattore di potenza, che risulta essere peggiorativo poiché non tiene conto delle perdite nel ferro. Dall'espressione 7.17 si ottiene  $\phi = 41,76^\circ$  a cui corrisponde  $PF = 0.746$ .

### Calcolo del rendimento

Sulla base del valore di Coppia media ottenuto, si ricalcola la potenza meccanica, la quale risulta essere pari a  $P_m = C_{avg} \cdot \omega_m = 1193.8 [W]$ . Per il calcolo del rendimento si valutano le perdite nel rame, le perdite nel ferro di statore e le perdite meccaniche. Le perdite nel rame vengono riportate nell'espressione 8.11.

$$P_J = 3 \cdot R \cdot I^2 = 173.13 [W] \quad (8.11)$$

Per quanto riguarda le perdite nel ferro, dalla macchina risolta si ottengono i valori di campo di induzione,  $B_t = 1.6 [T]$  e  $B_{bi} = 1.4 [T]$ , a quali corrispondo i seguenti valori di perdite specifiche  $c_{p,t} = 6 [W/kg]$  e  $c_{p,bi} = 3.7 [W/kg]$ . Sulla base di questi valori e del peso di denti e corona, vengono ottenute le perdite nell'espressione 8.12.

$$\begin{cases} G_t = \gamma_{fe} \cdot vol_t = 1.03 [kg] \\ G_{bi} = \gamma_{fe} \cdot vol_{bi} = 2.84 [kg] \\ P_{fe} = k_{magg,t} \cdot c_{p,t} \cdot G_t + k_{magg,bi} \cdot c_{p,bi} \cdot G_{bi} = 28 [W] \end{cases} \quad (8.12)$$

Le perdite meccaniche calcolate con la 7.24 e risultano essere pari a  $P_{mecc} = 14 [W]$ .

Infine viene riportato il rendimento nell'espressione 8.13.

$$\eta\% = \frac{P_m}{1.1 \cdot (P_J + P_{fe} + P_{mecc}) + P_m} \cdot 100 = 83.5\% \quad (8.13)$$

## 8.6 Conclusioni sui progetti realizzati

Le condizioni ipotizzate per la progettazione del motore sincrono a riluttanza con specifiche di progetto riportate in 8.1, hanno portato alla valutazione della macchina di figura 8.2a, non potendo conservare le caratteristiche del progetto migliore individuato in precedenza, dal momento che la densità di corrente in cava sarebbe risultata troppo elevata.

Le prestazioni risultano migliorare impostando le stesse caratteristiche del rotore relativo alla migliore configurazione ottenuta in precedenza. Il rendimento risulta essere peggiore ma in linea con macchine che presentano dimensioni simili, come è possibile osservare in [6].

# Conclusioni

L'elaborato si è basato sulla valutazione del progetto di una macchina sincrona a riluttanza basato su lamiere commerciali di statore, per cui, al fine di poter valutare il legame tra dei parametri legati alla macchina e le caratteristiche geometriche è stato necessario processare la tabella di dati di partenza, ordinandola secondo dei particolari criteri. La procedura di progettazione ed analisi automatica del rotore ha permesso di ottenere efficacemente informazioni sul livello di anisotropia, facendo riferimento al rapporto tra le induttanze apparenti di asse diretto ed in quadratura. Per valutare tutte le lamiere è stato necessario assegnare un valore di densità di corrente uguale per tutte le macchine che, seppur elevato, ha reso possibile una valutazione complessiva. I risultati hanno confermato come il livello di anisotropia decada con l'aumentare del rapporto tra diametro esterno e diametro interno e con il numero di coppie polari. Sulla base di queste considerazioni, è stato possibile ottenere un progetto migliore che, dopo aver eseguito l'analisi agli elementi finiti per un valore della densità di corrente tipica del funzionamento continuativo, ha dimostrato delle ottime prestazioni, unitamente alle peculiarità di questa tipologia di macchina, la quale presenta un elevato ripple di coppia.

Infine, attraverso l'esempio di progettazione in cui è stato progettato sia il rotore che lo statore, si è potuto constatare che il fattore  $k_{air,r}$  può essere modulato per poter ottimizzare la macchina, rinunciando ad una saturazione uniforme tra statore e rotore.

# Bibliografia

- [1] A. Vagati, “Video lezioni consorzio NETTUNO UNINETTUNO Prof. A.Vagati Azionamenti Elettrici II Politecnico di Torino.”
- [2] T. Hubert, M. Reinlein, A. Kremser, and H.-G. Herzog, “Preliminary Design of Reluctance Synchronous Machines using simplified Magnetic Circuit Analysis,” *IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, 2015.
- [3] Bermar, “Motori sincroni a riluttanza, <http://www.bermar.it>.”
- [4] Kienle-spiess, “Induction machines, stator and rotor lamination, <http://www.kienle-spiess.de/induction-machines.html>.”
- [5] Eurotranciatura, “Lamierini tranciati, macchine ad induzione, <http://www.catalogo.euro-group.it/>.”
- [6] N. Bianchi, H. Mahmoudi, and S. Bolognani, “Fast synthesis of permanent magnet assisted synchronous reluctance motors,” *IET Electr. Power Appl.*, 2016, Vol. 10, Iss. 5, pp. 312–318, 2016.
- [7] A. Vagati, M. Pastorelli, G. Franceschini, and C. Petrache, “Design of low-torque-ripple synchronous reluctance motors,” *IEEE Industry Application Society, Annual Meeting New Orleans, Louisiana, October 59, 1997*, 1997.
- [8] A. Vagati, B. Boazzo, P. Guglielmi, and G. Pellegrino, “Design of Ferrite-Assisted Synchronous Reluctance Machines Robust Toward Demagnetization,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, VOL. 50, NO. 3, MAY/JUNE 2014, 2014.
- [9] N. Bianchi, *Calcolo delle Macchine Elettriche col Metodo degli Elementi Finiti*. 2004.