



UNIVERSITÀ DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA INDUSTRIALE

LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA

PROGETTAZIONE ED ANALISI DI UN MOTORE ELETTRICO SINCRONO A POLI SALIENTI PER APPLICAZIONI IDROELETTRICHE

RELATORE

PROF. NICOLA BIANCHI
UNIVERSITÀ DI PADOVA

LAUREANDO

NICOLÒ PEZZUTTO

ANNO ACCADEMICO

2025-2026

PER CHI C'È SEMPRE STATO E CI SARÀ SEMPRE.

Abstract

La tesi si occuperà del dimensionamento e progettazione di un motore elettrico sincrono a poli salienti, installato all'interno di una centrale di pompaggio. Il motore dovrà soddisfare alcune richieste progettuali precise, allo scopo di sostituire una macchina elettrica già esistente. Il progetto verrà prima definito attraverso mezzi analitici, ed in seguito simulato elettricamente e termicamente utilizzando il software FEMM, basato sul metodo degli elementi finiti.

Contents

ABSTRACT	v
LISTA DELLE FIGURE	x
LISTA DELLE TABELLE	xiii
1 INTRODUZIONE	i
2 PROGETTO ANALITICO	5
2.1 Specifiche e dimensionamento preliminare	5
2.2 Dimensionamento dello statore	7
2.3 Scelta numero di cave	8
2.4 Lunghezza netta di statore	9
2.5 Dimensionamento del dente di statore	10
2.6 Isolante e conduttore	10
2.7 Dimensionamento cava di statore	12
2.8 Verifica risultati della cava di statore	13
2.9 Dimensionamento della corona di statore	13
2.10 Reattanza di dispersione approssimata	14
2.11 Dimensionamento del traferro	15
2.12 Dimensionamento del rotore	16
2.13 Avvolgimento	17
2.14 Circuito magnetico	19
2.14.1 Traferro	20
2.14.2 Dente di statore	21
2.14.3 Corona di statore	21
2.14.4 Polo e giogo	22
2.14.5 Somma amperspire risultanti	22
2.15 Caratteristica a vuoto	22
2.16 Reattanze di dispersione	23
2.16.1 Reattanza di dispersione in cava	24
2.16.2 Reattanza di dispersione alle testate	24
2.16.3 Reattanza di dispersione al traferro	25
2.16.4 Reattanza di dispersione totale	25
2.17 Diagramma di Potier-Blondel	25

2.18	Dimensionamento avvolgimento di rotore	28
2.18.1	Verifica geometrica e potenza eccitazione	29
2.19	Lunghezza delle testate	30
2.20	Perdite e rendimento	31
2.20.1	Perdite nel rame di statore	32
2.20.2	Perdite nel ferro dei denti di statore	33
2.20.3	Perdite nel ferro nella corona di statore	34
2.20.4	Perdite nella scarpa polare	34
2.20.5	Perdite meccaniche	34
2.20.6	Perdite totali e rendimento	35
2.21	Gabbia di avviamento	36
3	SIMULAZIONE ELETTRICA	39
3.1	Introduzione FEMM e disegno della macchina	39
3.2	Definizione parametri simulazione	41
3.2.1	Definizione problema	41
3.2.2	Materiali	41
3.2.3	Condizioni al contorno	43
3.2.4	Correnti	44
3.3	Simulazioni a vuoto	44
3.3.1	Flusso concatenato	45
3.3.2	Fem a vuoto	46
3.4	Simulazioni a carico	48
3.4.1	Simulazione a carico per I_s nominale	48
3.4.2	Simulazione a carico per P_n nominale	51
3.4.3	Curva a V	53
4	SIMULAZIONE TERMICA	55
4.1	Introduzione e modifica disegno della macchina	55
4.2	Definizione parametri simulazione	55
4.2.1	Materiali	56
4.2.2	Condizioni al contorno	58
4.3	Simulazione al punto di lavoro nominale	59
4.3.1	Simulazione al 100% di P_e	59
4.3.2	Simulazione al 65% di P_e	61
4.4	Commenti	63
5	AVVIAMENTO	65
5.1	Introduzione	65
5.2	Prova a vuoto	66
5.3	Prova a rotore bloccato	69

5.4	Restanti parametri circuito equivalente	71
5.5	Coppia ottenuta con le barre autoavvianti	72
6	CONCLUSIONI	77
6.1	Commento dei risultati	77
6.2	Possibili punti di riflessione	79
6.2.1	Progetto analitico	79
6.2.2	Simulazione elettrica	79
6.2.3	Simulazione termica	79
6.2.4	Avviamento	80
	BIBLIOGRAFIA	81
	RINGRAZIAMENTI	83

Lista delle figure

2.1	Andamento coefficiente costruttivo c_d .	6
2.2	Andamento carico elettrico K_s .	8
2.3	Stella di cava.	17
2.4	Matrice di cava	18
2.5	Curva B-H del materiale M330-A50	19
2.6	Curva del coefficiente di Carter	20
2.7	Caratteristica di magnetizzazione	23
2.8	Esempio di diagramma di Potier-Blondel	26
2.9	Esempio avvolgimento di testata	31
2.10	Grafico andamento perdite meccaniche	35
3.1	Sezione disegnata su FEMM	40
3.2	Dati del problema	41
3.3	Esempio di finestra per inserimento proprietà dei materiali	42
3.4	Andamento curva BH per il ferro su FEMM	43
3.5	Flussi concatenati, con $I_e = 560 A$.	45
3.6	Andamento FEM a vuoto nelle tre fasi, con $I_e = 560 A$.	46
3.7	Induzioni a vuoto, con legenda	47
3.8	Induzioni al traferro a vuoto	47
3.9	Andamento della coppia al variare dell'angolo elettrico (I_s nominale).	49
3.10	Induzioni con I_s nominale, con legenda	50
3.11	Induzioni al traferro per I_s nominale	50
3.12	Andamento della coppia al variare dell'angolo elettrico (P_n nominale).	51
3.13	Induzioni con P_n nominale, con legenda	52
3.14	Induzioni al traferro per P_n nominale	52
3.15	Curva a V del motore sincrono.	54
4.1	Dettaglio cava motore sincrono FEH.	56
4.2	Finestra per materiali in FEH.	56
4.3	Distribuzione delle temperature nel motore con $P_e = 100\%$	60
4.4	Andamento della corrente al variare dell'altezza di cava	60
4.5	Esempio distanziamento tra spire d'indotto	61
4.6	Andamento delle temperature con $P_e = 65\%$	62
5.1	Esempio circuito equivalente	66

5.2	Circuito equivalente per la prova a vuoto	66
5.3	Variazione di L_m con il flusso concatenato Λ_{s0}	68
5.4	Caratteristica di magnetizzazione del motore	68
5.5	Circuito equivalente per la prova a rotore bloccato	69
5.6	Parametri corrispondenti per la prova a rotore bloccato	70
5.7	Andamento della resistenza rotorica al variare della frequenza.	71
5.8	Andamento dell'induttanza rotorica al variare della frequenza.	71
5.9	Andamento della coppia per valori decrescenti di frequenza rotorica	73
5.10	Andamento della corrente assorbita per valori decrescenti di frequenza rotorica	74
5.11	Andamento del fattore di potenza in funzione della corrente assorbita	74

Lista delle tabelle

1.1	Dati nominali della macchina originale	3
2.1	Specifiche di progetto	5
2.2	Valori scelti per passo polare e cave	9
2.3	Dimensioni piattina prescelta	12
2.4	Valori del coefficiente c_3 al variare di q	14
2.5	Valori tipici della caduta di tensione percentuale	15
2.6	Valori del traferro al variare dell'angolo elettrico e meccanico	15
2.7	Matrice di cava.	19
2.8	Valori di amperspire richieste alla tensione nominale	22
2.9	Valori correttivi per la reattanza di dispersione	24
2.10	Valori di P_e percentuali richiesti per taglia di motore	30
2.11	Valori del coefficiente k_k	33
2.12	Rendimento tipico in funzione della potenza nominale.	36
3.1	Valori induzione misurati nelle regioni interessate	47
3.2	Punto di lavoro del motore per I_s e I_e nominale	49
3.3	Valori induzione misurati nelle regioni interessate, per I_s nominale	50
3.4	Punto di lavoro del motore per P_n e I_e nominale	51
3.5	Valori induzione misurati nelle regioni interessate, per P_n nominale	52
3.6	Tabella punti di funzionamento a $P_n = 5 MW$	53
4.1	Conducibilità termica assegnata ai materiali	57
4.2	Temperature registrate nelle varie regioni per $P_e = 100\%$	60
4.3	Temperature registrate nelle varie regioni per $P_e = 65\%$	62
5.1	Correnti assegnate all'istante $t = t^*$ (prova a vuoto)	67
5.2	Correnti assegnate all'istante $t = t^*$ (prova a rotore bloccato)	69
6.1	Induzioni attese e registrate, per regione di macchina	77
6.2	Correnti nominali e fattori di potenza, attesi e registrati	78
6.3	Temperature massime registrate nella simulazione	78
6.4	Valori registrati all'avviamento	78

1

Introduzione

Le centrali idroelettriche di pompaggio svolgono un lavoro fondamentale per il funzionamento ottimale della rete elettrica. Nei momenti di basso carico (come, ad esempio, di notte) o di sovrapproduzione di energia elettrica (situazione sempre più frequente, vista la sempre maggiore presenza di fonti rinnovabili collegate a rete), esse possono essere impiegate per il pompaggio dell'acqua da un bacino a quota inferiore verso un bacino di quota superiore. Arricchendo d'acqua i bacini, si crea così capacità di produzione idroelettrica nei momenti di maggiore carico. Ciò ha un duplice vantaggio: viene prodotta energia elettrica a basso costo, e contestualmente si riduce la presenza di fonti fossili nel mix energetico. Non ultimo, le centrali idroelettriche presentano un notevole vantaggio rispetto agli attuali impianti rinnovabili: possono infatti partecipare al servizio di controllo della tensione e della frequenza, in quanto possono scambiare potenza attiva e reattiva con la rete.

L'interesse per le centrali di pompaggio non è tuttavia recente. L'idea di utilizzare l'acqua come "riserva energetica" è risalente già ai primi del Novecento con la centrale Schaffhausen, Svizzera, per una taglia di 1.5 MW [1]. La centrale presentava una soluzione separata, ossia motore e generatore distinti, rispettivamente accoppiati ad una pompa ed una turbina. Inizialmente, questa tipologia di impianto risultava poco appetibile dal punto di vista economico, dati gli elevati costi di progettazione e produzione di due macchine elettriche diverse. Nei decenni seguenti, si è cominciato a progettare una soluzione unica, con un generatore che svolgesse anche l'azione di pompaggio. Tra i primi e di maggior successo esempi di ciò fu la centrale di Flatiron, Colorado, messa in esercizio negli anni '50.

Nota la lunga tradizione delle centrali di pompaggio, non stupisce come oggi sia talvolta necessario provvedere alla sostituzione di vecchi modelli di macchine elettriche. In questo contesto si inserisce il seguente lavoro di tesi, nel quale si andrà a progettare e simulare un motore elettrico sincrono a 18 poli. La macchina progettata, da installare in una centrale idroelettrica in Romania, dovrà andare a sostituire un motore elettrico già esistente, operante in parallelo ad altre 6 macchine di taglia uguale. Essa dovrà svolgere esclusivamente la parte di pompaggio, quindi non sarà necessario studiarne il comportamento da generatore. Il committente ha richiesto alcune particolari specifiche, di cui si dovrà tenere conto nella fase di studio:

- **Taglia e alimentazione**

Il motore ha potenza nominale di 5 MW, con tensione di alimentazione pari a 10 kV. La macchina verrà alimentata direttamente dalla tensione di rete, in assenza di convertitori statici.

- **Raffreddamento**

Nella versione originale, era presente un sistema di raffreddamento ad aria. Nel nuovo progetto, la macchina disporrà di un raffreddamento a camicia d'acqua esterno, permettendo un abbassamento delle temperature operative più efficace.

- **Avviamento**

Il motore dovrà essere azionato senza l'ausilio di motori esterni o di convertitori statici. A tale scopo, le barre di avviamento saranno opportunamente progettate e simulate.

Nel corso della tesi, mi occuperò inizialmente del dimensionamento attraverso una trattazione di tipo analitico, per andare poi a testare la bontà delle scelte compiute attraverso FEMM, un programma di simulazione agli elementi finiti. Questo software, semplice ed accessibile, mi permetterà di verificare il comportamento della macchina dal punto di vista elettrico e termico. Inevitabilmente, ciò comporterà una parziale revisione della geometria del motore. Nella parte conclusiva della tesi, i risultati verranno commentati e si andrà a definire altri possibili punti di studio.

Grandezza	Valore
Potenza nominale	5 MW
Tensione nominale	10 kV
Corrente nominale	340 A
Numero di poli	18
Frequenza	50 Hz
Velocità	333 rpm
Sovravelocità	450 rpm
$\cos \varphi$	0.85
Peso statore	21.1 ton
Peso rotore	22 ton

Table 1.1: Dati nominali della macchina originale

2

Progetto analitico

Nel seguente capitolo, verranno implementate metodologie di tipo analitico per il dimensionamento, progettazione e assestamento delle prestazioni attese. Questa trattazione farà ampio uso di tabelle, grafici e formule empiriche, per arrivare infine ad una geometria di macchina attendibile. Saranno presenti, nel corso del capitolo, vari punti in cui i risultati verranno confrontati con coefficienti o intervalli di valori plausibili. In tale modo, sarà possibile verificare se le scelte di progetto finora compiute trovano riscontro con la pratica ingegneristica.

2.1 SPECIFICHE E DIMENSIONAMENTO PRELIMINARE

Si riportano di seguito le specifiche richieste da progetto:

Grandezza	Valore
Potenza nominale	5 MW
Numero di fasi	3
Tensione nominale	10 kV
Numero di poli	18
Frequenza	50 Hz

Table 2.1: Specifiche di progetto

Sono inoltre noti ulteriori dati:

- **Raffreddamento**

Camicia d'acqua esterna allo statore

- **Asse di rotazione**

Verticale

- **Fattore di potenza**

Per il passaggio dalla potenza nominale P_n alla potenza apparente S_n , si assume lo stesso fattore di potenza della macchina originale, ossia $\cos \varphi = 0.85$.

Per il dimensionamento di massima del diametro al traferro D_s e della lunghezza di macchina L_{stk} , si utilizza il coefficiente costruttivo c_d , il cui andamento è riportato nel grafico di seguito. Tale curva, di natura orientativa, è stata ricavata secondo l'esperienza costruttiva [2].

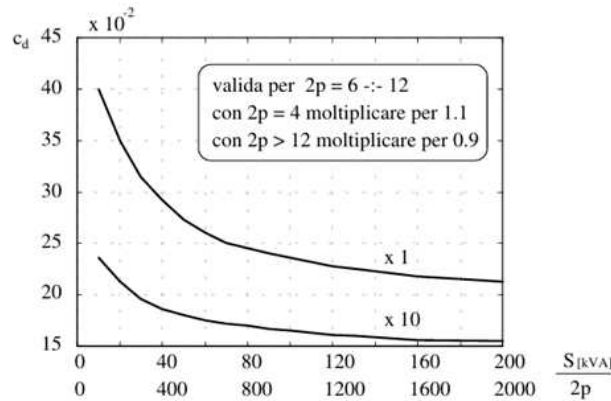


Figure 2.1: Andamento coefficiente costruttivo c_d .

Si ottiene dunque $c_d = 0.18$. Si può quindi applicare la prima relazione empirica, che lega le seguenti grandezze:

$$D_s^2 L_{stk} = c_d \frac{S_n}{2p} = 3.53 \text{ m}^2$$

La seconda relazione empirica è data dal seguente rapporto:

$$\frac{L_{stk}}{D_s} = \frac{0.8 - 1.6}{\sqrt{2p}}$$

Scegliendo un coefficiente al numeratore attorno a 1.1 (tipico di macchine più lunghe), è possibile scrivere il seguente sistema di equazioni:

$$\begin{cases} D_s^2 L_{stk} = 3.53 \, m^2 \\ \frac{L_{stk}}{D_s} = 0.26 \end{cases}$$

Dalla risoluzione del sistema, si ottiene:

$$\begin{cases} D_s = 2.30 \, m \\ L_{stk} = 0.60 \, m \end{cases}$$

Ne consegue che il semipasso polare risulti:

$$\tau_p = \frac{\pi D_s}{2p} = 401.4 \, mm$$

2.2 DIMENSIONAMENTO DELLO STATORE

Per il calcolo dei restanti parametri geometrici di statore, si utilizza come riferimento il valore di picco tipico dell'induzione al traferro, pari a $\hat{B}_g = 1 \, T$. Si può dunque calcolare il valore del flusso Φ , ipotizzando un andamento sinusoidale:

$$\Phi = \hat{B}_g \frac{D_s L_{stk}}{p} = 0.153 \, Wb$$

L'avvolgimento statorico è generalmente collegato a stella, al fine di cancellare le armoniche di terzo ordine nella tensione concatenata [2]. Ne risulta che la tensione stellata di macchina sia:

$$E_n = \frac{V_n}{\sqrt{3}} = 5774 \, V$$

Approssimando il coefficiente di avvolgimento $k_w = 0.9$, si può ottenere il numero di conduttori per fase:

$$N_s = \frac{E_n}{\frac{\pi}{\sqrt{2}} f \Phi k_w} \approx \frac{E_n}{2 f \Phi} = 378$$

Dalla potenza apparente, si ricava la corrente di statore:

$$I_s = \frac{S_n}{3E_n} = 340 \text{ A}$$

Per verificare che i valori finora ottenuti abbiano riscontro in macchine già esistenti, utilizzerò il valore del carico elettrico K_s , espresso in valore efficace:

$$K_s = \frac{3k_w N_s I_s}{\pi D_s} = 48024 \text{ A}$$

Il seguente grafico, in funzione del semipasso polare, ci garantisce che, per $\tau_s = 0.41 \text{ m}$, il valore efficace del carico elettrico è in linea con le aspettative.

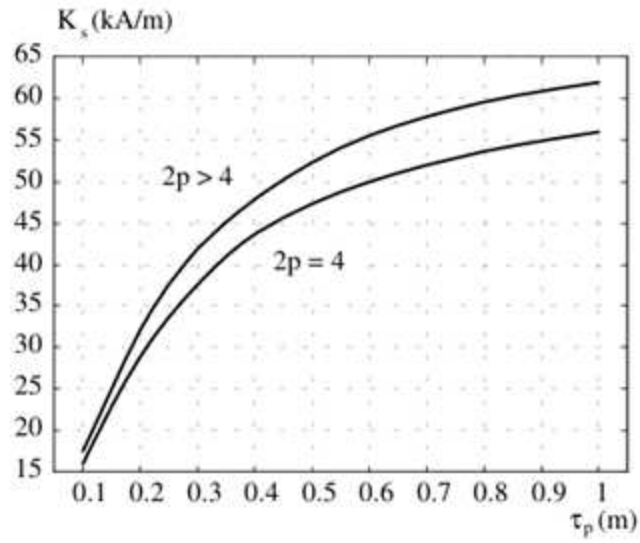


Figure 2.2: Andamento carico elettrico K_s .

2.3 SCELTA NUMERO DI CAVE

Generalmente, il passo di cava p_s (definibile come lo spazio compreso tra gli assi di due denti statorici consecutivi) viene scelto all'interno dell'intervallo:

$$p_s = [20 \text{ mm} - 40 \text{ mm}]$$

di ampiezza via via crescente al crescere della taglia della macchina. Altro range comune è il numero di cave Q_s , tendenzialmente compreso tra:

$$Q_s = \frac{\pi D_s}{p_s} = [100 - 200]$$

Si può introdurre una nuova grandezza di macchina, denominata numero di cave per polo e per fase:

$$q_s = \frac{Q_s}{m 2p} = [4.5 - 8.5]$$

Tale numero può essere intero oppure un intero ± 0.5 . Se intero, nella forza magnetomotrice al traferro saranno presenti solamente le armoniche di ordine dispari, mentre nel secondo caso sono presenti anche le armoniche pari.

Una sintesi di questi parametri è complessa, in quanto non è possibile rientrare in tutti e tre gli intervalli contemporaneamente. Attraverso uno studio iterativo, testando diversi valori ed osservando come ciò modificasse gli altri, ho trovato come buon compromesso i seguenti dati:

Grandezza	Valore
Passo di cava	38.2 mm
Numero di cave	189
Numero di cave polo/fase	3.5

Table 2.2: Valori scelti per passo polare e cave

Si procede ora con la definizione del numero di conduttori serie per cava, definito dalla seguente formula:

$$n_{cs} = \frac{3N_s}{Q_s} = 6$$

Scegliendo come numero di paralleli di macchina $n_{pp} = 2$, si ricava come numero di conduttori in cava:

$$n_c = 12$$

2.4 LUNGHEZZA NETTA DI STATORE

Al fine di limitare le perdite per correnti parassite, il blocco di statore è formato da un pacco di lamierini, tra loro isolati. Generalmente, si adottano lamierini formati da una lega di Ferro-

Silicio (con una percentuale di Silicio compresa tra il 2% – 2.5%), dallo spessore di mezzo millimetro. Pertanto, per tenere conto dell'isolamento tra lamierini, viene introdotto un coefficiente di impaccamento $k_{pack} \approx 0.95$. Altro fattore importante per la definizione della lunghezza netta di statore è la presenza di canali di raffreddamento. Assumendo la presenza di 6 canali, di spessore $\delta_{cv} = 8 \text{ mm}$ ciascuno, si ottiene la lunghezza effettiva dello statore:

$$L_{fe} = (L_{stk} - 6\delta_{cv}) k_{pack} = 524 \text{ mm}$$

2.5 DIMENSIONAMENTO DEL DENTE DI STATORE

Si adottano conduttori a piattina, tipici per macchine in media tensione. Noto il passo di cava p_s , sarà ora necessario dimensionare l'apertura di cava w_s e l'altezza di cava h_s . Per fare ciò, è prima necessario stimare l'induzione al dente B_t , compresa nell'intervallo:

$$B_t = [1.6 - 1.9] T$$

Conservativamente, opterò per $B_t = 1.8 T$. Supponendo che l'induzione al traferro sia entri completamente ai denti (ipotesi accettabile per induzioni inferiori ai 2 T), allora è valida l'uguaglianza:

$$B_g p_s L_{stk} = B_t w_t L_{fe}$$

Andando a sostituire i restanti valori già noti, risulta uno spessore ai denti pari a:

$$w_t = 24.2 \text{ mm}$$

Da ciò, è infine possibile ottenere l'apertura di cava come:

$$w_s = p_s - w_t = 14 \text{ mm}$$

2.6 ISOLANTE E CONDUTTORE

La definizione del conduttore e degli spessori d'isolante è centrale per il dimensionamento dell'intera macchina elettrica. Come già detto, vengono utilizzati conduttori a piattina, i quali presentano uno strato d'isolante detto "nastratura". In genere, per macchine operanti in media

tensione, i materiali utilizzati sono Mylar poliestere o Nomex, talvolta utilizzati in coppia con strati sovrapposti l'uno all'altro. Queste nastrature sono caratterizzate da grandi rigidità dielettriche e dalla classe termica F, ovvero possono lavorare fino a $155\text{ }^{\circ}\text{C}$ di temperatura massima. Di quest'ultimo punto se ne dovrà tenere conto nel corso delle simulazioni termiche. Per il progetto, considero come spessore di nastratura:

$$s_p = 0.4\text{ mm}$$

Per la scelta della piattina, è necessario in primo luogo stimare la sezione richiesta. Conoscendo la corrente di statore I_s ed il numero di paralleli di macchina n_{pp} , si adotta un valore tipico di densità di corrente allo statore:

$$J_s = 4\text{ A/mm}^2$$

Da cui possiamo ottenere una sezione di conduttore stimata:

$$S_c = \frac{I_s}{n_{pp} J_s} = 42.5\text{ mm}^2$$

Questo valore andrà ad essere inevitabilmente ritoccato nel corso dello studio. Si introduce in seguito il coefficiente semi-empirico i , il quale fornisce una stima spannometrica dello spessore di isolante compreso tra matassa e dente [2]:

$$i = 0.8 + 0.2 V_{n[kV]} = 2.8\text{ mm}$$

La lunghezza della piattina è dunque stimabile come segue:

$$l_{piatt} = w_s - 2i = 8.4\text{ mm}$$

e quindi, il suo spessore:

$$h_{piatt} = \frac{S_c}{l_{piatt}} = 5.06\text{ mm}$$

Tra le piattine commerciali, non risultano essere presenti conduttori che soddisfino le dimensioni richieste. Inoltre, il rapporto tra base ed altezza della piattina risulta molto alto, comportando effetti indesiderati sulla distribuzione della corrente lungo la sezione. Pertanto, si sceglie di suddividere il conduttore principale in due piattine di altezza inferiore, con benefici in termini di minori perdite Joule allo statore. Va infine segnalato come, modificando la sezione fi-

nale della piattina, la densità di corrente del conduttore aumenta di qualche punto percentuale. Nel seguito dell'analisi, ho constatato come la scelta fatta sia complessivamente accettabile. Le dimensioni della piattina e la densità di corrente sono riportate nella tabella di seguito.

Grandezza	Valore
Altezza di piattina h_{piatt}	2.65 mm
Lunghezza di piattina l_{piatt}	8 mm
Sezione di piattina S_c	20.65 mm^2
Densità di corrente J_s	4.12 A/mm^2

Table 2.3: Dimensioni piattina prescelta

2.7 DIMENSIONAMENTO CAVA DI STATORE

Per la tensione prevista, si stima uno spessore di isolante tra matassa e dente pari a:

$$s_n = 2.4 \text{ mm}$$

Inoltre, è previsto uno spazio di "lasco", necessario per il posizionamento fisico della matassa all'interno della cava, stimabile come:

$$s_e = 0.1 \text{ mm}$$

Si può quindi riaggiustare l'apertura di cava w_s e lo spessore del dente w_t come segue:

$$w_s = l_{piatt} + 2s_e + 2s_n + 2s_p = 13.8 \text{ mm}$$

$$w_t = p_s - w_s = 24.4 \text{ mm}$$

Ne risulta un dente leggermente più ampio di quanto previsto. Si può dunque ricalcolare l'induzione al dente come in precedenza:

$$B_t = \frac{L_{stk} p_s B_g}{w_t L_{fe}} = 1.78 \text{ T}$$

Si può ora procedere con l'altezza totale di cava. Stimando l'altezza della bietta posta all'ingresso della cava come $h_{wedge} = 5.4 \text{ mm}$ e lo spessore dell'isolante tra i due strati di matasse $s_l =$

2 mm, si può ricavare:

$$h_s = n_c \cdot 2 \cdot h_{piatt} + 2 \cdot s_p \cdot n_c + 4 \cdot s_n + s_l + h_{wedge} = 90.2 \text{ mm}$$

2.8 VERIFICA RISULTATI DELLA CAVA DI STATORE

Sono presenti due rapporti costruttivi per studiare l'attendibilità delle dimensioni ottenute. Il primo prende nome di k_{fill} , ed è il rapporto tra la sezione netta di rame in cava e la superficie totale della cava. In linea generale, k_{fill} dovrebbe essere compreso nell'intervallo:

$$k_{fill} = 0.4 - 0.5$$

Nel caso di studio, risulta essere:

$$k_{fill} = \frac{n_c S_c}{h_s w_s} = 0.4$$

Appena compreso nel limite. Il secondo rapporto è la ratio tra l'altezza di cava h_s e l'apertura di cava w_s , che dev'essere compreso tra:

$$\frac{h_s}{w_s} = 5 - 7$$

Nel caso trattato.

$$\frac{h_s}{w_s} = 6.54$$

Dunque perfettamente compreso nell'intervallo accettabile.

2.9 DIMENSIONAMENTO DELLA CORONA DI STATORE

Alla corona di statore, sono attendibili valori di induzione compresi nell'intervallo:

$$B_{bi} = 1.3 - 1.5 \text{ T}$$

Assumendo il valore superiore, e considerando un valore di flusso magnetico pari alla metà di quello al traferro:

$$\Phi_{bi} = \frac{\Phi}{2} = 76.4 \text{ mWb}$$

Si ottiene la sezione di corona, come segue:

$$h_{bi} = \frac{\Phi_{bi}}{B_{bi} L_{fe}} = 97 \text{ mm}$$

Il diametro esterno del motore è quindi:

$$D_e = D_s + 2 \cdot h_s + 2 \cdot h_{bi} = 2674 \text{ mm}$$

2.10 REATTANZA DI DISPERSIONE APPROSSIMATA

Un modo utile per stimare la caduta di tensione dovuta alla reattanza di dispersione è la formula di Rebora [3]:

$$X_\sigma = 2 \pi f 2p n_{cs}^2 q^2 L_{stk} c_3 10^{-6}$$

con il fattore c_3 correlato a q , secondo la seguente tabella:

q	2	3	4	5	6	8	10	12
c_3	3.1	2.9	2.75	2.6	2.4	2.2	2.0	1.85

Table 2.4: Valori del coefficiente c_3 al variare di q .

Nel caso di studio, la reattanza di dispersione approssimata risulta essere

$$X_\sigma = 4.19 \Omega$$

Andando a calcolare la caduta di tensione, dovremmo osservare se essa ricade nell'intervallo previsto per macchine di taglia medio-grande:

$$\Delta V_{\%} = \frac{X_\sigma I}{E_n} = 24.6 \%$$

Il valore di $\Delta V_{\%}$, sebbene più grande di quanto atteso, rientra comunque nell'intervallo tipico delle macchine di taglia grande. È necessario sottolineare che la reattanza di dispersione è calcolata in modo approssimato, solamente in seguito sarà possibile assegnare un valore più preciso.

Dimensione	$\Delta V_{\%}$
Macchina piccola	10% – 15%
Macchina media	15% – 20%
Macchina grande	20% – 25%

Table 2.5: Valori tipici della caduta di tensione percentuale

2.1.1 DIMENSIONAMENTO DEL TRAFERRO

Sono anche qui presenti formule empiriche di natura orientativa. Una classica relazione per il dimensionamento del traferro nelle macchine a poli salienti risulta essere:

$$g_0 = [1 - 1.4] \cdot \frac{n_{cs} q I}{\hat{B}_g} \cdot 10^{-6} = 7.15 - 10 \text{ mm}$$

con g_0 la distanza minima tra il polo rotorico e lo statore. Tra le misure comprese nell'intervallo, scelgo $g_0 = 10 \text{ mm}$. Sebbene ciò aumenti l'eccitazione di macchina richiesta, questa scelta comporta una maggiore stabilità e vincoli meccanici meno ristretti [4].

Essendo desiderabile un'andamento sinusoidale dell'induzione al traferro, la scarpa polare viene sagomata secondo la funzione inversa del coseno, come di seguito:

$$g(\theta) = \frac{g_0}{\cos(p\theta)}$$

Con θ l'angolo meccanico, di valore nullo nel punto di traferro minimo. Moltiplicare θ per il numero di coppie polari p è necessario per la conversione da angolo meccanico ad angolo elettrico. Nella seguente tabella, ho riportato l'andamento dell'angolo meccanico, elettrico e traferro. Generalmente, un polo copre approssimativamente dai 120 ai 130 gradi elettrici.

$\theta_m [deg]$	0	1	2	3	4	5	6	7
$\theta_e [deg]$	0	9	18	27	36	45	54	63
$g [mm]$	10	10.12	10.51	11.22	12.36	14.14	17.01	22.03

Table 2.6: Valori del traferro al variare dell'angolo elettrico e meccanico

2.12 DIMENSIONAMENTO DEL ROTORE

Considerando l'inserimento della gabbia smorzatrice, si dimensiona l'altezza della scarpa polare preliminarmente come segue:

$$h_{sp} \approx \frac{2}{3} h_s = 60 \text{ mm}$$

Questo valore, relativamente alto, andrà poi ad essere ritoccato in fase di simulazione. Il flusso al polo va calcolato tenendo in considerazione i fenomeni dispersivi, che lo rendono maggiore rispetto al valore assunto al traferro:

$$\Phi_{pr} = [1.1 - 1.2] \Phi_p$$

Considerando l'estremo superiore dell'intervallo, si ricava:

$$\Phi_{pr} \approx 1.2 \Phi_p = 0.183 \text{ Wb}$$

Per quanto concerne il giogo, solitamente presenta un flusso maggiorato rispetto al traferro di circa il 30%. Tuttavia, per ottenere il valore del flusso corretto, esso deve essere diviso per un fattore 2:

$$\Phi_{gg} \approx 1.3 \frac{\Phi_p}{2} = 0.1 \text{ Wb}$$

Accertati i flussi nel polo e nel giogo, possiamo ora calcolarne le dimensioni. Nel caso del polo, assumendo un'induzione $B_p = 1.5 \text{ T}$, la larghezza del polo risulta essere:

$$L_{polo} = \frac{\Phi_{pr}}{B_p k_{pack} L_{stk}} = 214 \text{ mm}$$

Mentre, per l'altezza del polo, si stima essere:

$$h_p \approx \frac{2}{3} L_p = 143 \text{ mm}$$

Al giogo, prendendo come riferimento un valore di induzione massimo $B_{gg} = 1.25 \text{ T}$, otteniamo l'altezza del giogo come segue:

$$h_{gg} = \frac{\Phi_{gg}}{B_{gg} L_{stk}} = 132 \text{ mm}$$

2.13 AVVOLGIMENTO

Si procede dunque con lo studio dell'avvolgimento di statore. La periodicità dell'avvolgimento t è data dal massimo comun denominatore tra il numero di cave Q_s ed il numero di coppie polari p :

$$t = MCD [Q_s; p] = MCD [189, 9] = 9$$

La stella di cava risulta essere composta da $\frac{Q_s}{t} = 21$ raggi, ciascuno composto da $t = 9$ vettori sovrapposti. In seguito, è riportata la stella di cava, la quale rappresenta solamente i primi 21 vettori:

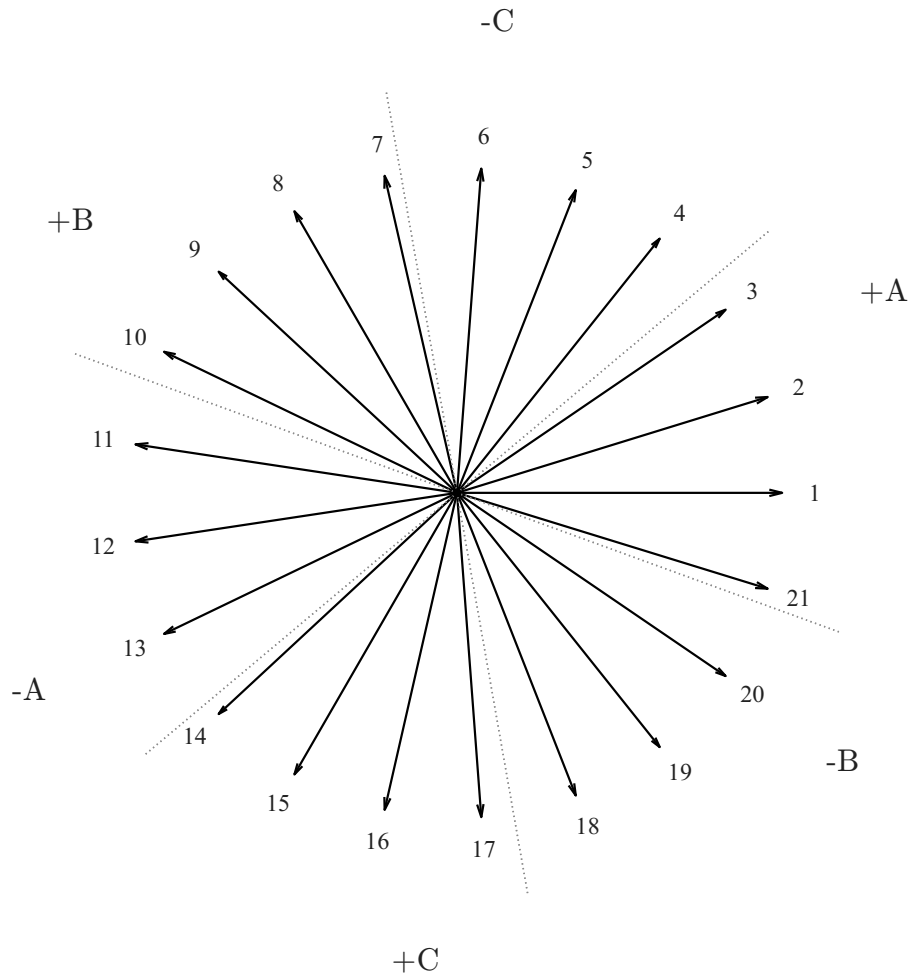


Figure 2.3: Stella di cava.

Essendo il motore caratterizzato da un numero q frazionario, l'avvolgimento sarà necessariamente embricato a doppio strato. Si può calcolare l'angolo meccanico ed elettrico tra le cave:

$$\alpha_m = \frac{360}{Q_s} = 1.9^\circ$$

$$\alpha_m^e = p \alpha_m = 17.14^\circ$$

Il passo polare, data la natura dell'avvolgimento, non risulterà intero.

$$y_q = \frac{Q_s}{2p} = 10.5$$

Si decide di applicare un raccorciamento, in modo da tale da minimizzare il contributo della quinta e settima armonica. Affinchè ciò avvenga, è necessario che l'angolo di raccorciamento β_r sia compreso nell'intervallo [2]:

$$\beta_r^e = [26 - 36]$$

Applicando un raccorciamento di una cava e mezza, è possibile ottenere il (quasi) totale annullamento della settima armonica. Ne risulta che:

$$\beta_r^e = 1.5 \cdot \alpha_m^e = 25.7$$

$$y_p = 9$$

È possibile quindi costruire la matrice di cava, con relativa rappresentazione grafica:

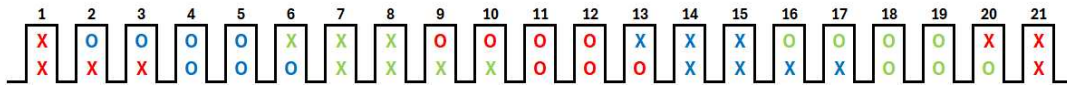


Figure 2.4: Matrice di cava

In rosso, è rappresentata la fase A, in verde la fase B, ed in blu la fase C. La X indica il verso entrante della corrente, mentre la O indica il verso uscente. È inoltre rappresentato il doppio strato, posto nella posizione superiore, con passo di cava $y_q = 9$.

$$\begin{aligned}
k_a &= [1 \quad 0.5 \quad 0.5 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad -0.5 \quad -0.5 \quad -1 \quad -1 \quad -0.5 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0.5 \quad 1] \\
k_b &= [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0.5 \quad 1 \quad 1 \quad 0.5 \quad 0.5 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad -0.5 \quad -0.5 \quad -1 \quad -1 \quad -0.5 \quad 0] \\
k_c &= [0 \quad -0.5 \quad -0.5 \quad -1 \quad -1 \quad -0.5 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0.5 \quad 1 \quad 1 \quad 0.5 \quad 0.5 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]
\end{aligned}$$

Table 2.7: Matrice di cava.

Infine, è necessario calcolare il coefficiente di avvolgimento. Per fare ciò, si ottiene prima il coefficiente di distribuzione [5]:

$$k_d = \frac{\sin q \frac{\alpha_m^e}{2}}{q \sin \frac{\alpha_m^e}{2}} = 0.959$$

ed in seguito il coefficiente di passo [5]:

$$k_p = \cos \frac{\beta_r^e}{2} = 0.975$$

Il prodotto tra i due coefficienti fornisce il coefficiente di avvolgimento:

$$k_w = k_d \cdot k_p = 0.935$$

2.14 CIRCUITO MAGNETICO

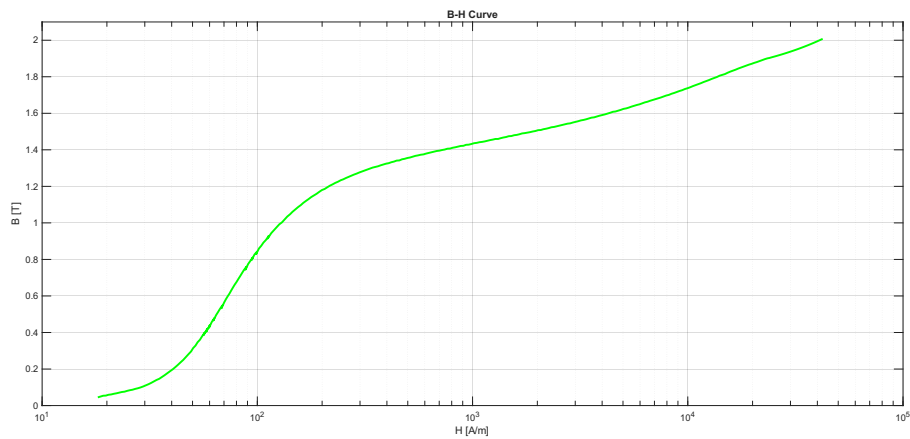


Figure 2.5: Curva B-H del materiale M330-A50

Il calcolo del circuito magnetico è fondamentale per ottenere il numero di amperepire necessarie per eccitare magneticamente la macchina. Innanzitutto, è necessario segnalare la curva B-H del lamierino M330-A50, impiegato per la costruzione del motore, come sopra riportato. In seguito, verranno calcolate le magnetospire necessarie per ciascun settore della macchina.

2.14.1 TRAFERRO

L'induzione al traferro non è uniforme, in quanto le linee di flusso tendono a concentrarsi nei pressi dei denti statorici. Ciò comporta, a parità di flusso utile, una maggiore tensione magnetica richiesta. Per tenere conto di tale fenomeno si introduce il coefficiente di Carter k_{carter} , funzione dell'apertura di cava. Il suo andamento è stimabile attraverso il grafico qui riportato [3]:

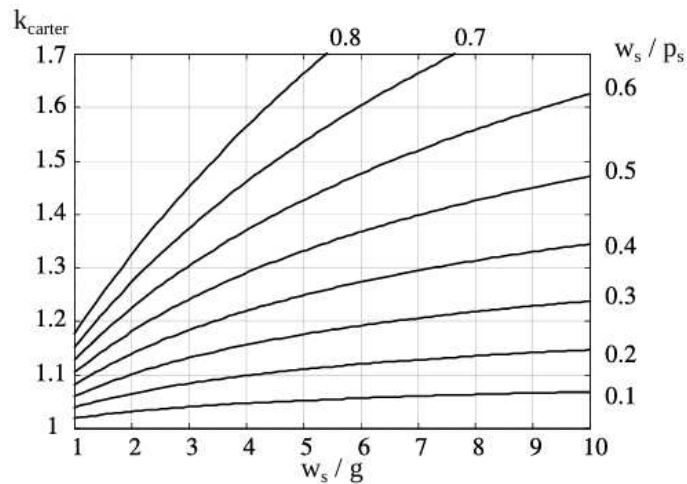


Figure 2.6: Curva del coefficiente di Carter

Come si può notare, k_{carter} aumenta al crescere dei rapporti $\frac{w_s}{g}$ e $\frac{w_s}{p_s}$. Nel caso di studio, scelgo come valore del coefficiente di Carter:

$$k_{carter} = 1.1$$

Dunque, le amperepire di traferro si possono ottenere come:

$$H_g \cdot g \cdot k_{carter} = \frac{B_g}{\mu_0} g k_{carter} = 8720 \text{ A}$$

2.14.2 DENTE DI STATORE

L'induzione non è costante lungo tutto il dente. Pertanto, si decide di approssimare il comportamento dell'intero dente utilizzando l'induzione misurata ad un terzo dell'altezza. Si calcola dunque il diametro corrispondente:

$$D_{h_s/3} = D_s + \frac{2}{3}h_s = 2360 \text{ mm}$$

Il passo di cava, misurato ad un terzo del dente:

$$p_{s.h_s/3} = \frac{\pi D_{h_s/3}}{Q_s} = 39.23 \text{ mm}$$

La larghezza del dente, nota l'ampiezza di cava (costante):

$$w_{t,h_s/3} = p_{s.h_s/3} - w_s = 25.43 \text{ mm}$$

Si può ora computare l'induzione associata a tale sezione:

$$B_t = B_g \frac{p_s L_{stk}}{w_{t,h_s/3} L_{fe}} = 1.71 \text{ T}$$

Andando ad osservare il corrispondente valore sulla curva del lamierino, risulta $H_t = 8649 \text{ A/m}$, il quale, moltiplicato per la lunghezza del dente:

$$H_t \cdot h_t = 780 \text{ A}$$

2.14.3 CORONA DI STATORE

Si può stimare il diametro medio della corona come $D_e - h_{bi}$, e calcolare di conseguenza il percorso "medio" di una linea di flusso, come segue:

$$l_{bi} = \frac{\pi (D_e - h_{bi})}{2 \cdot 2p} = 225 \text{ mm}$$

L'induzione alla corona non risulta essere costante. Come valore orientativo, prendo in considerazione $B_{bi}^* = 0.85 B_{bi} = 1.28 \text{ T}$. Osservando dal grafico, ad esso corrisponde $H_{bi}^* = 298 \text{ A/m}$. Dunque:

$$H_{bi}^* \cdot l_{bi} = 67 \text{ A}$$

2.14.4 POLO E GIOGO

Si assume la tensione magnetica alla scarpa polare come trascurabile. Per quanto concerne il polo, noto il valore d'induzione $B_p = 1.5 \text{ T}$, si ottiene $H_p = 1905 \text{ A/m}$. Conseguentemente:

$$H_p \cdot h_p = 272 \text{ A}$$

Come la scarpa polare, la tensione magnetica associabile al giogo può essere trascurata.

2.14.5 SOMMA AMPERSPIRE RISULTANTI

Sommando le amperspire ottenute alla tensione nominale, si può ottenere il coefficiente di saturazione della macchina k_{sat} , utile a capire se la macchina sia troppo (o troppo poco) saturata. Esso viene ottenuto come segue:

$$k_{sat} = \frac{A_g + A_t + A_{bi} + A_p}{A_g} = 1.13$$

Il range nominale è compreso tra 1.1 – 1.2, di conseguenza si può dedurre come la macchina sia sufficientemente saturata, e le scelte progettuali finora adottate sono accettabili. Nella tabella seguente, sono infine riportati i valori di amperspire ottenuti.

	Lunghezza [mm]	B [T]	H [A/m]	Amperspire [A]
Traferro	10	1	$1/\mu_0$	8720
Dente	90	1.71	8649	780
Corona	225	1.28	298	67
Polo	143	1.5	1905	272

Table 2.8: Valori di amperspire richieste alla tensione nominale

2.15 CARATTERISTICA A VUOTO

Il circuito magnetico, calcolato in precedenza, è stato computato per la tensione nominale di motore V_n . Tuttavia, come si vedrà in seguito, è necessario ottenere la curva caratteristica della macchina per diversi livelli di tensione, al fine di ricostruire il diagramma di Potier e di stimare l'eccitazione richiesta al rotore. Per fare ciò, è necessario ricalcolare le amperspire richieste per

valori di induzione crescenti. Si assume che l'induzione e la tensione di macchina siano direttamente proporzionali tra loro. Il risultato di tale operazione è riportato nel seguente grafico:

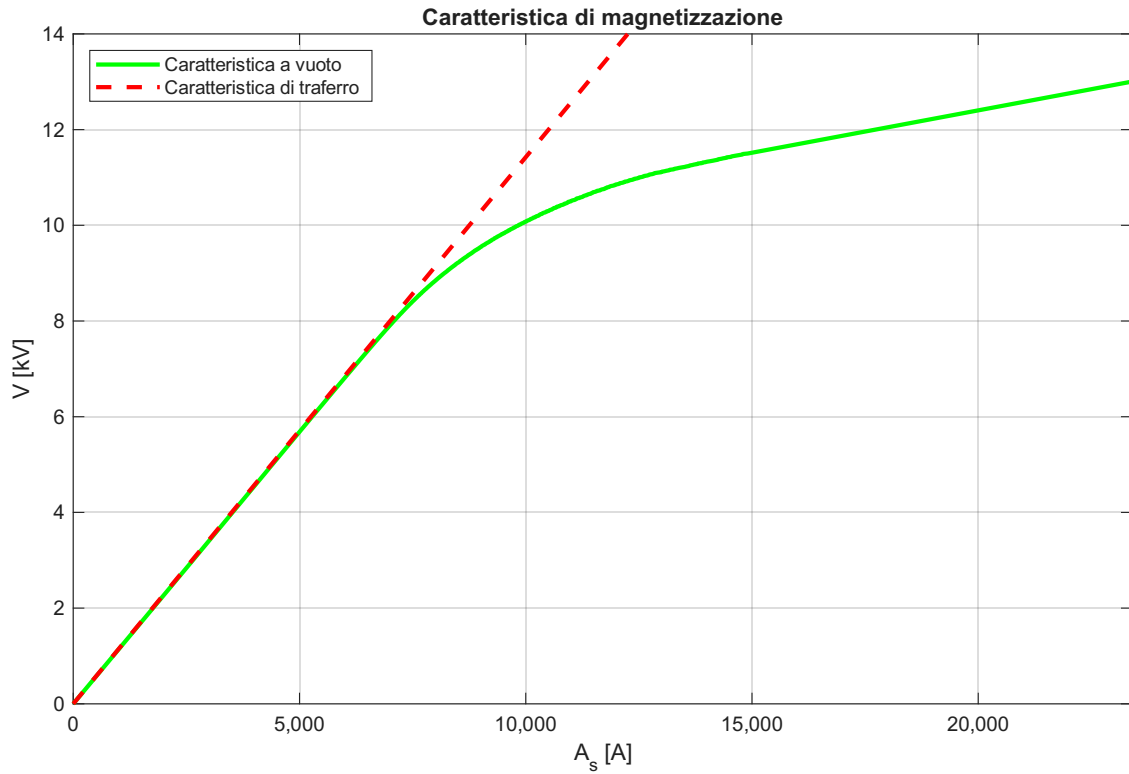


Figure 2.7: Caratteristica di magnetizzazione

Come valore di tensione superiore si è scelto $1.3 V_n$. All'aumentare della tensione, si vengono a generare fenomeni di saturazione magnetica, specialmente ai denti, che comportano una diversa distribuzione del flusso. Infatti, per induzioni di valore superiore a $2 T$, la permeanza magnetica dell'aria non risulta più trascurabile, ed il flusso inizia a stabilirsi in zone diverse dal dente, come cave, spazi tra lamierini, canali di raffreddamento. In virtù di ciò, la richiesta di amperspire risulta inferiore [3].

2.16 REATTANZE DI DISPERSIONE

La reattanza di dispersione totale del motore è suddivisibile in tre categorie [2]:

2.16.1 REATTANZA DI DISPERSIONE IN CAVA

Si calcola il coefficiente k_{slot} per le cave rettangolari:

$$k_{slot} = \frac{h_{so}}{w_s} + \frac{h_{si}}{3w_s} = 2.56$$

Supponendo un avvolgimento a passo intero:

$$L_{\sigma slot} = \mu_0 L_{stk} n_{cs}^2 q k_{slot} = 4.4 \text{ mH} X_{\sigma slot} = \omega L_{\sigma slot} = 1.37 \Omega$$

Tuttavia, è necessario tenere conto del raccorciamento di una cava e mezza effettuato. Dalla tabella:

τ'_p/τ_p	1	0.9	0.8	0.7	0.667
k_c	1	0.92	0.85	0.77	0.75

Table 2.9: Valori correttivi per la reattanza di dispersione

Si può ricavare che:

$$X'_{\sigma slot} = 0.88 \cdot X_{\sigma slot} = 1.14 \Omega$$

2.16.2 REATTANZA DI DISPERSIONE ALLE TESTATE

Esistono formule empiriche che possono approssimare il valore della reattanza di dispersione, come segue:

$$X_{\sigma ew} = \omega \mu_0 \tau_p n_{cs}^2 q^2 2p \lambda_{ew} = 0.55 \Omega$$

con $\lambda_{ew} = 0.44$, tipico coefficiente per avvolgimenti a doppio strato. Per tenere conto del raccorciamento, si può ottenere la reattanza di dispersione effettiva moltiplicando il valore precedente per il quadrato di k_p :

$$X'_{\sigma ew} = k_p^2 \cdot X_{\sigma ew} = 0.53 \Omega$$

2.16.3 REATTANZA DI DISPERSIONE AL TRAFERRO

È stimabile come segue:

$$X_{\sigma g} = \omega \mu_0 L_{stk} n_{cs}^2 q^2 2p \lambda_g = 1.65 \Omega$$

con $\lambda_g = 0.88$. Applicando sempre il coefficiente correttivo dovuto alla presenza di un raccorciamento:

$$X'_{\sigma g} = k_p^2 \cdot X_{\sigma g} = 1.57 \Omega$$

2.16.4 REATTANZA DI DISPERSIONE TOTALE

Dalla somma dei valori precedentemente calcolati, si ottiene:

$$X_{\sigma} = X'_{\sigma slot} + X'_{\sigma ew} + X'_{\sigma g} = 3.84 \Omega$$

La caduta di tensione relativa risulta essere:

$$\Delta V = \sqrt{3} X_{\sigma} I = 1907 V$$

corrispondente a circa il 19% della tensione nominale.

2.17 DIAGRAMMA DI POTIER-BLONDEL

Questa tipologia di diagramma è fondamentale per il calcolo dell'eccitazione necessaria alla macchina. Sono noti i valori della tensione ai morsetti V , della corrente di statore I , e del fattore di potenza $\cos\varphi$, e la caduta di tensione dovuta alla reattanza di dispersione ΔV . Data la salienza della macchina, va studiato il suo comportamento sia con riferimento all'asse diretto che all'asse in quadratura. Ad oggi, tale analisi avviene per mezzo di programma di simulazione elettromagnetica, con metodi computazionali basati sugli elementi finiti. È possibile stimare la reazione d'indotta all'asse polare e interpolare per mezzo delle relazioni analitiche:

$$A_d = 1.07 n_{cs} q I_d$$

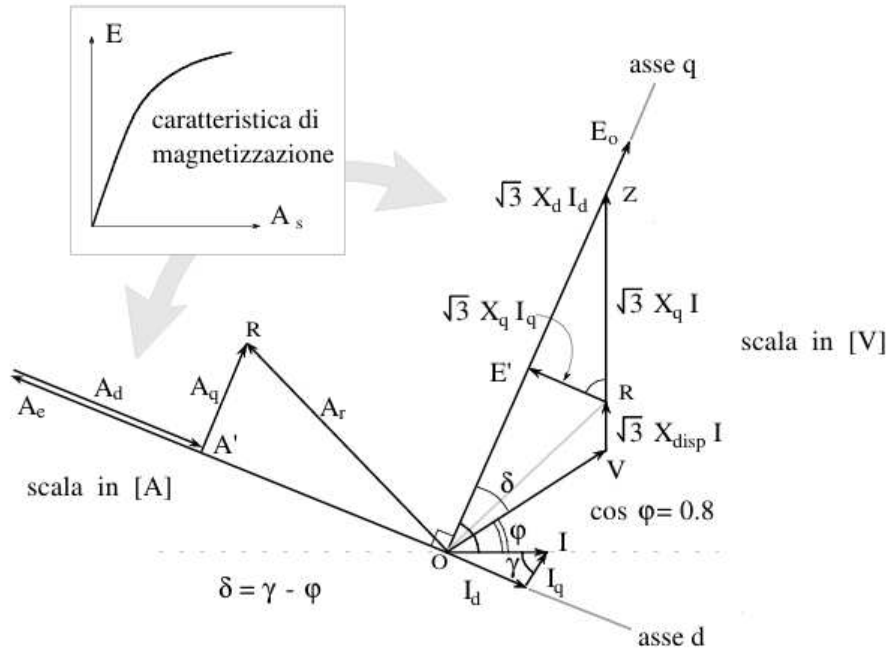


Figure 2.8: Esempio di diagramma di Potier-Blondel

$$A_q = 0.62 n_{cs} q I_q$$

Sapendo che le amperspire difficilmente possono saturare il ferro, possiamo stimare inizialmente che $I = I_q$, e dunque:

$$A_q^* = 0.62 n_{cs} q I = 4427 A$$

Si può osservare, dalla curva caratteristica trovata in precedenza, la caduta di tensione ad essa associata:

$$\sqrt{3} X_q I = 5032 V$$

Andando ora a scomporre la tensione V nelle sue componenti reale ed immaginaria, si può ottenere la fem indotta a carico V_R , come segue:

$$V_{R_{real}} = V_R \cos \varphi = 8500 V$$

$$V_{R_{imag}} = V_R \sin\varphi - \sqrt{3} X_\sigma I = 3361 \text{ V}$$

$$|V_R| = \sqrt{V_{R_{real}}^2 + V_{R_{imag}}^2} = 9147 \text{ V}$$

Dal modulo della fem a carico, si ottiene la forza magnetomotrice risultante A_r :

$$A_r = 8389 \text{ A}$$

Note le componenti di V_R , è possibile trovare l'angolo associato:

$$\alpha_{V_R} = \arctan \frac{V_{R_{imag}}}{V_{R_{real}}} = 21.57$$

Ed ottenere quindi le componenti di A_r :

$$A_{r_{real}} = A_r \sin(21.57) = 3085 \text{ A}$$

$$A_{r_{imag}} = A_r \cos(21.57) = 7802 \text{ A}$$

Si procede ora con il calcolo dell'angolo di fase γ , ottenuto come segue:

$$\gamma = \arctan \left(\frac{V_{R_{imag}} - \sqrt{3} X_q I - \sqrt{3} X_\sigma I}{V_{R_{real}}} \right) = -11.12$$

Si può ora scomporre la corrente di linea lungo i due assi:

$$I_d = I \sin(\gamma) = -65.6 \text{ A} \quad (2.1)$$

$$I_q = I \cos(\gamma) = 333.6 \text{ A} \quad (2.2)$$

Vengono ora ricalcolate le amperespire associate:

$$A_d^* = 1.07 n_{cs} q I_d = -1434 \text{ A}$$

$$A_q^* = 0.62 n_{cs} q I_q = 4344 \text{ A}$$

Si possono ora ricavare le componenti della forza magnetomotrice a vuoto:

$$A_{e_{real}} = A_{r_{real}} + A_q^* \cos(\gamma) + A_d^* \sin(\gamma) = 7631 A$$

$$A_{e_{imag}} = A_{r_{imag}} - A_q^* \sin(\gamma) + A_d^* \cos(\gamma) = 7193 A$$

La forza magnetomotrice a vuoto è data dal modulo delle sue componenti:

$$A_e = \sqrt{A_{e_{real}}^2 + A_{e_{imag}}^2} = 10487 A$$

Cautelativamente, a tale valore va applicato un coefficiente maggiorativo pari a 1.1, per un valore finale di:

$$A_e = 11536 A$$

2.18 DIMENSIONAMENTO AVVOLGIMENTO DI ROTORE

La tensione al rotore può essere di 3 possibili valori normalizzati: 60 V, 110 V e 220 V [2]. Opterò per la prima opzione. Per la densità di corrente, si possono scegliere valori diversi, a seconda della soluzione adottata:

- **Conduttore a filo**

Comporta una densità di corrente inferiore, attorno a $J_e = 2.5 A/mm^2$. Tipica per macchine di piccola taglia, quindi non adatta al caso considerato.

- **Piattine disposte verticalmente**

Accettabile per macchine di taglia maggiore. Densità di corrente alla piattina più elevata: $J_e = 3 A/mm^2$.

- **Piattine disposte orizzontalmente**

Garantiscono una densità di corrente più elevata, fino a $J_e = 4 A/mm^2$.

Per ragioni di compattezza, ho scelto la terza tipologia di avvolgimento. In fase di studio del comportamento termico della macchina, questo valore verrà ad essere ritoccato.

Tenendo conto della caduta di tensione, si procede con il calcolo della tensione alle spire, collegate in serie:

$$V_{pole} = \frac{0.95 V_e}{2p} = 3.17 V \quad (2.3)$$

Supponendo che le piattine abbiano larghezza pari allo spazio in fondo al polo ($l_e = 52 \text{ mm}$), possiamo stimare la lunghezza dell'avvolgimento:

$$l_e = 2 \cdot (L_p + l_{pe}) + 2 \cdot (L_{stk} + l_{pe}) = 1.84 \text{ m} \quad (2.4)$$

Da tale dato, è possibile stimare la sezione della piattina. Assumendo la resistività del rame $\rho_{cu} = 0.021 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$:

$$S_e = \rho_{cu} \frac{l_e A_e}{V_{pole}} = 140.4 \text{ mm}^2$$

Andando ad arrotondare le dimensioni, si ottiene una possibile piattina:

$$\begin{cases} l_{piattina} = 40 \text{ mm} \\ h_{piattina} = 3.5 \text{ mm} \\ S_e = 140 \text{ mm}^2 \end{cases}$$

La corrente di rotore ed il numero di spire sono direttamente ricavabili come segue:

$$I_e = J_e \cdot S_e = 560 \text{ A}$$

$$N_e = \frac{A_e}{I_e} = 21$$

2.18.1 VERIFICA GEOMETRICA E POTENZA ECCITAZIONE

Si procede ora con la verifica se è presente sufficiente spazio fisico per allocare il circuito eccitatore. Si suppone un isolamento $s_{ip} = 0.5 \text{ mm}$ tra una piattina e l'altra, ed un isolamento di $s_{im} = 2 \text{ mm}$ tra le piattine e il ferro di rotore. L'altezza del pacco di piattine deve risultare inferiore all'altezza di polo:

$$h_e = N_e \cdot h_{piattina} + (N_e - 1) \cdot s_{ip} + 2 \cdot s_{im} = 87.5 \text{ mm} < 143 \text{ mm}$$

È necessario inoltre verificare che l'avvolgimento abbia sufficiente spazio non solo in altezza, ma anche in larghezza. Perchè ciò avvenga, deve essere verificata la condizione:

$$2 \cdot l_{pe} + L_p < D_i \cdot \tan\left(\frac{\pi}{2p}\right)$$

con D_i il diametro interno del rotore, ossia il diametro allo statore a cui sono stati sottratti traferro e polo. Nel caso di studio:

$$306 \text{ mm} < 323 \text{ mm}$$

Infine, si computa la potenza di eccitazione, come segue:

$$P_e = V_e \cdot I_e = 33600 \text{ W} = 0.57\% S_n$$

Dalla presente tabella, si può dedurre che la potenza di eccitazione risulta essere leggermente inferiore a quanto atteso per la taglia di motore considerata:

S_n [kVA]	$P_{e\%}$ [%]
10	5 - 7
100	2 - 4
1000	0.6 - 1.2
10000	0.3 - 0.6
30000	0.2 - 0.4

Table 2.10: Valori di P_e percentuali richiesti per taglia di motore

2.19 LUNGHEZZA DELLE TESTATE

Anche in questo caso, è possibile ricorrere a formule di natura empirica per la stima della lunghezza delle testate. Generalmente, la stima preliminare risulta sovrastimata rispetto alla realtà costruttiva, per ragione cautelative.

$$L_{ew} \approx 0.1 + 1.5 \cdot \tau_p = 0.702 \text{ m}$$

Si può tuttavia procedere con una stima più accurata. Indichiamo con $\delta_1 = 20 \text{ mm}$ la lunghezza con cui l'avvolgimento esce perpendicolarmente dallo statore, d la distanza tra le matasse (necessaria per il raffreddamento), calcolata come segue:

$$d = w_s + 10 = 24 \text{ mm}$$

La distanza effettiva tra due lati della stessa matassa è computata come segue:

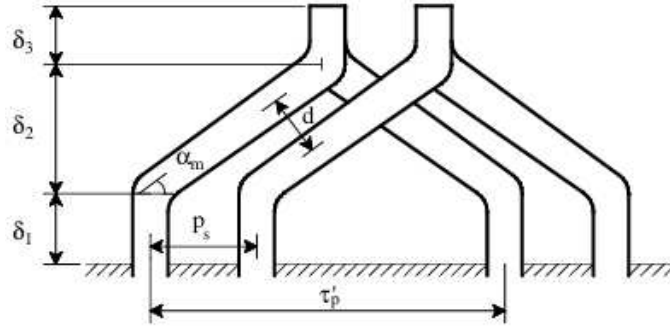


Figure 2.9: Esempio avvolgimento di testata

$$\tau'_p = y_p \cdot p_s = 344 \text{ mm}$$

L'inclinazione delle testate è calcolata attraverso il rapporto tra d e p_s :

$$\alpha_m = \arcsin\left(\frac{d}{p_s}\right) = 39^\circ$$

Ne consegue che:

$$\delta_2 = \frac{\tau'_p}{2} \tan \alpha_m = 139 \text{ mm}$$

ed infine, empiricamente:

$$\delta_3 = \frac{2}{3} h_s = 60 \text{ mm}$$

La lunghezza complessiva è quindi stimabile come segue:

$$L_{ew} = 2 \cdot \delta_1 + 2 \cdot \frac{\tau'_p}{2} \frac{1}{\cos \alpha_m} + 2 \cdot \delta_3 + \frac{h_s}{2} = 0.648 \text{ m}$$

Possiamo quindi notare come la formula empirica approssimata risulti essere sovrastimata rispetto ad una stima più accurata.

2.20 PERDITE E RENDIMENTO

Nella seguente sezione, verranno calcolate le perdite nei vari settori di macchina interessati. Alla fine, verrà stimato il rendimento come rapporto tra la potenza attiva P_n (al netto delle perdite)

e P_n stessa.

2.20.1 PERDITE NEL RAME DI STATORE

Si procede con il calcolo del volume e del peso del rame. Nota la lunghezza dell'avvolgimento:

$$L_c = L_{stk} + L_{ew} = 1.248 \text{ m}$$

Si può ricavare il volume dell'avvolgimento di statore:

$$V_{cu} = L_c S_{cu} n_c Q_s = 0.117 \text{ m}^3$$

Assumendo il valore del peso specifico del rame $\gamma_{cu} = 8900 \text{ kg/m}^3$, si ottiene:

$$G_{cu} = \gamma_{cu} \cdot V_{cu} = 1043 \text{ kg}$$

Le perdite nel rame risultano quindi:

$$P_{cu[DC]} = \rho_{cu} V_{cu} J_s^2 = 51184 \text{ W}$$

Questo calcolo non tiene però conto della distribuzione non uniforme della densità di corrente lungo la superficie di piattina. Ciò implica una sottovalutazione delle perdite. Per bilanciare la stima, si utilizzano lo spessore di penetrazione δ_p :

$$\delta_p = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} = 0.01147 \text{ m}$$

con $\sigma = 38.5 \text{ MS/m}$ conducibilità del conduttore. Si può ora ottenere l'altezza ridotta ξ :

$$\xi = \sqrt{\frac{l_{piatt}}{w_s}} \cdot \frac{h_{piatt}}{\delta_p} = 0.176$$

Si possono ora ottenere i seguenti coefficienti empirici, funzione dell'altezza ridotta:

$$\varphi(\xi) = 1 + \frac{4}{45} \xi^2 = 1.0028 \quad \psi(\xi) = \frac{1}{3} \cdot \xi^4 = 0.000319$$

Si può quindi calcolare, per la piattina di strato k-esimo, il coefficiente maggiorativo:

$$k_k = \varphi + (k^2 - k) \cdot \psi$$

Essendo il conduttore suddiviso in due sotto-piattine, è necessario calcolare k_k per un totale di $2 \cdot n_c = 24$ volte;

k	1	2	3	4	5	6	7	8
k_k	1.0034	1.0047	1.0066	1.0091	1.0123	1.0162	1.0206	1.0257
k	9	10	11	12	13	14	15	16
k_k	1.0315	1.0378	1.0449	1.0525	1.0608	1.0698	1.0793	1.0895
k	17	18	19	20	21	22	23	24
k_k	1.1004	1.1119	1.1240	1.1368	1.1502	1.1642	1.1789	1.1942

Table 2.11: Valori del coefficiente k_k .

Si adotta come valore medio $k_{avg} = 1.072$.

Il fattore maggiorativo per le perdite in alternata è computato come segue:

$$k_{ac} = \frac{k_{avg} \cdot L_{stk} + L_{ew}}{L_c} = 1.035$$

Il valore finale delle perdite nel rame di statore risulta essere:

$$P_{cu[AC]} = k_{ac} \cdot P_{cu[DC]} = 53623 \text{ W}$$

2.20.2 PERDITE NEL FERRO DEI DENTI DI STATORE

Per il calcolo delle perdite nel ferro in questa regione, è necessario conoscere l'induzione massima. Tuttavia, essendo il dente di forma trapezoidale, l'induzione non risulta essere costante lungo l'altezza. Si fa quindi riferimento all'induzione massima calcolata ad un terzo dell'altezza di dente. Nel caso considerato: $B_t = 1.75 \text{ T}$. Si ottiene prima lo spessore massimo del dente, in corrispondenza del collegamento tra dente e corona:

$$w'_s = \frac{\pi (D_s + 2h_s)}{Q_s} - w_s = 27.43 \text{ mm}$$

e, successivamente, si ottiene il peso dei denti del motore:

$$G_{tooth} = \gamma_{fe} \cdot \frac{w_s + w'_s}{2} h_s Q_s L_{fe} = 1807 \text{ kg}$$

con $\gamma_{fe} = 8700 \text{ kg/m}^3$ il peso specifico del ferro. Per il calcolo delle perdite nel ferro, è necessario conoscere il valore delle perdite specifiche p_{fe} . Andando ad osservare nelle curve del materiale considerato, per i valori d'induzione stimati le perdite specifiche risultano essere $p_{fe} = 3.8 \text{ W/kg}$. Dunque, applicando un ulteriore coefficiente maggiorativo pari ad 1.8:

$$P_{fe_{tooth}} = 1.8 \cdot p_{fe} \cdot G_{tooth} = 12360 \text{ W}$$

2.20.3 PERDITE NEL FERRO NELLA CORONA DI STATORE

Si procede in modo simile a prima. Prima si calcola il peso della corona:

$$G_{bi} = \gamma_{fe} \pi (D_e - h_{bi}) h_{bi} L_{fe} = 3216 \text{ kg}$$

poi, nota l'induzione massima alla corona, si ottiene il valore delle perdite specifiche nella curva del materiale: $p_{fe_{bi}} = 3 \text{ W/kg}$. Infine, applicando un coefficiente maggiorativo pari a 1.5:

$$P_{fe_{bi}} = 1.5 p_{fe_{bi}} G_{bi} = 14470 \text{ W}$$

2.20.4 PERDITE NELLA SCARPA POLARE

Le perdite alla scarpa polare sono dovute alla variazione del flusso magnetico, causate dalla presenza delle aperture di cava allo statore. Esse sono calcolabili attraverso una formula di natura empirica:

$$P_{sup} = 1.65 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{p_s w_s}{g_0} P_{fe} = 2334 \text{ W}$$

2.20.5 PERDITE MECCANICHE

Sono dovute ai cuscinetti utilizzati e dagli eventuali ventilatori calettati sull'albero della macchina. Orientativamente, esiste una formula che ne rende possibile una prima approssimazione:

$$P_{mecc} = (0.25 - 0.4) S_n \sqrt{n} \approx 43000 \text{ W}$$

Valore ottenuto nel caso più sfavorevole.

È inoltre possibile ottenere una stima delle perdite meccaniche per via grafica. Note la velocità

periferica del rotore $v = 45 \text{ m/s}$ ed il prodotto $D\sqrt{L} = 1780$ (con D e L espresse in cm), si può osservare che i risultati ottenuti attraverso la formula approssimata siano in linea con quelli attesi [2].

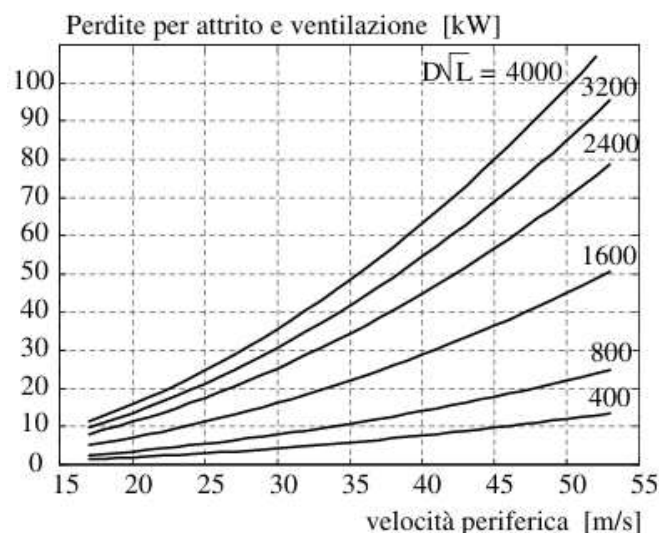


Figure 2.10: Grafico andamento perdite meccaniche

2.20.6 PERDITE TOTALI E RENDIMENTO

Una volta note tutte le perdite della macchina, è possibile ottenere la cifra totale attraverso la somma di tutti i contributi:

$$P_{tot} = P_{cu} + P_{fe_{tooth}} + P_{fe_{bi}} + P_{sup} + P_{mecc} + P_e = 159 \text{ kW}$$

Cautelativamente, per tenere conto delle perdite addizionali insite nella macchina, è buona norma maggiorare del 10% le perdite totali, portando così la cifra a:

$$P_{tot} = 174.84 \text{ kW}$$

Si può ora procedere con la stima del rendimento. Si calcolano due rendimenti: il primo per un fattore di potenza unitario, ed il secondo per $\cos\varphi = 0.85$.

$$\eta_{\cos\varphi=1} = \frac{S_n}{S_n + P_{tot}} = 97.11 \%$$

$$\eta_{\cos\varphi=0.8} = \frac{S_n \cos\varphi}{S_n \cos\varphi + P_{tot}} = 96.41 \%$$

Si possono ora vedere i valori di rendimento attesi a seconda della taglia. Si nota come la macchina risulti avere rendimenti leggermente superiori alle attese.

Potenza (kVA)	25	50	100	500	2500	10000	30000
$\eta_{\cos\varphi=1} (\%)$	88–90	90–92	91–93	93–95	94–96	97	98
$\eta_{\cos\varphi=0.8} (\%)$	85–86	86–88	88–90	91–93	92–94	96	97

Table 2.12: Rendimento tipico in funzione della potenza nominale.

2.2.1 GABBIA DI AVVIAMENTO

Si stimano innanzitutto il numero di barre da inserire in ciascuna scarpa polare con la presente formula semi-empirica:

$$q_{sb} \approx \frac{2 Q_s}{3 2p} = 7$$

Per quanto riguarda il dimensionamento della sbarra, Walker offre una via interessante per ottenere il raggio [4]:

$$r_{bar} = \sqrt{\frac{\pi \cdot R_s \cdot 15}{\pi \cdot q_{sb} 2p \cdot 100}} = 3.7 \text{ mm}$$

Tuttavia, essendo le barre destinate all'avviamento del motore, è necessario alzare la sezione della barra ad almeno il doppio dell'area. Si sceglie dunque una barra di raggio $r_{bar} = 5.25 \text{ mm}$. Le barre devono essere disposte, per quanto possibile, ad una distanza di un passo di cava l'una dall'altra, al fine di ridurre al minimo le perdite dovute alla pulsazione dell'induzione, generata dalla presenza delle cave di statore [3] [4].

Per il calcolo della sezione dell'anello di cortocircuito, si stima una corrente di barra all'avviamento pari a:

$$I_{bar} = J_{bar} \cdot S_{bar} = 1030 \text{ A}$$

con $J_{bar} = 12 \text{ A/mm}^2$. La corrente d'anello risulterà quindi:

$$I_{ring} = \frac{q_{sb}}{\pi} I_{bar} = 2300 \text{ A}$$

Stimando una densità di corrente all'anello maggiorata di un fattore 1.2 rispetto alle barre, si ottiene finalmente:

$$S_{ring} = \frac{I_{ring}}{1.2 \cdot J_{bar}} = 160 \text{ mm}^2$$

Ciò conclude il processo di dimensionamento preliminare del motore. Come già detto in precedenza, molti dei valori sopra esposti sono di natura orientativa o "provvisoria", e dovranno poi ottenere riscontro nelle prove di simulazione. Molti di essi verranno ad essere inevitabilmente ritoccati, al fine di ottenere una macchina più realistica e con prestazioni maggiormente in linea con le richieste di progetto.

3

Simulazione elettrica

3.1 INTRODUZIONE FEMM E DISEGNO DELLA MACCHINA

FEMM (Finite Element Method Magnetism) è un software di simulazione 2D basato sugli elementi finiti. Relativamente facile da utilizzare ed implementare, FEMM permette di definire e simulare 4 tipologie di problemi, molto tipici per il design delle macchine elettriche [6]:

- **Magnetism Problem**
- **Heat Flow Problem**
- **Electrostatic Problem**
- **Current Flow Problem**

Nel corso della tesi, mi occuperò di simulare le prime 2 tipologie di problema. In particolare, in questo capitolo andrò a trattare il comportamento del motore dal punto di vista magnetico. Per prima cosa, sarà necessario definire graficamente la sezione di macchina da disegnare. Non è necessario disegnare l'intera sezione del motore: è sufficiente rappresentare solamente una sezione della stessa, per poi sfruttare le condizioni di simmetria. Ciò ha l'enorme vantaggio

di ridurre il peso computazionale della simulazione, mantenendo comunque la coerenza della risultati. Avendo scelto un numero di cave per polo e per fase frazionario, si rende necessario rappresentare almeno due poli [7]:

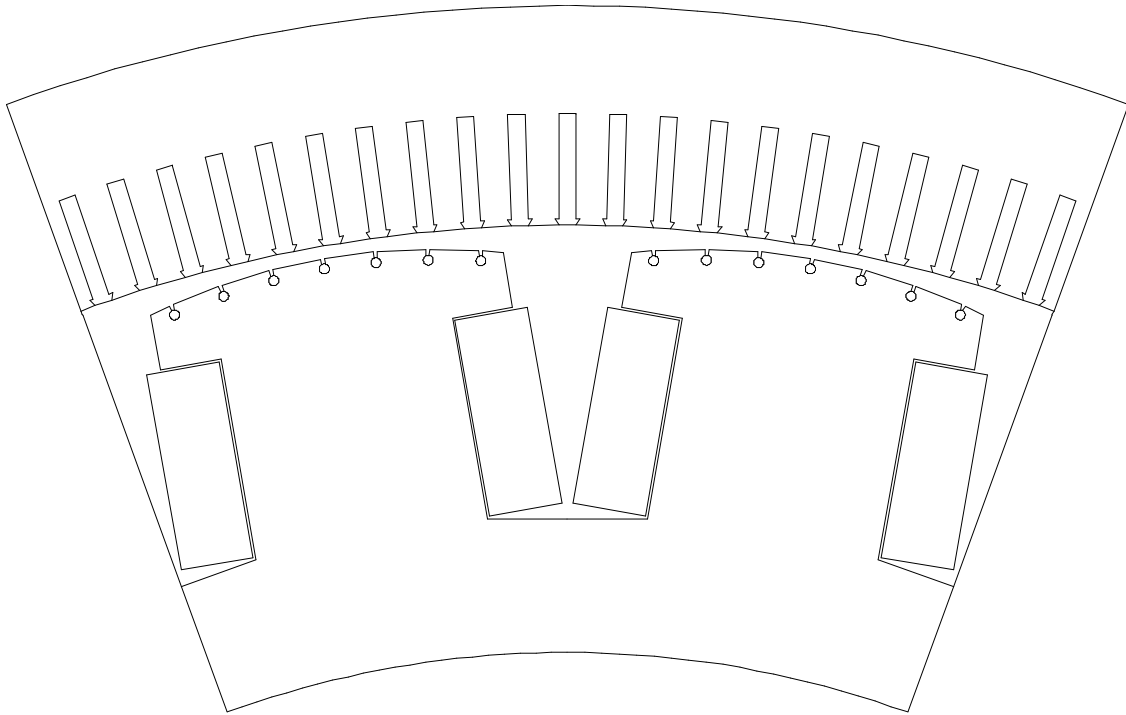


Figure 3.1: Sezione disegnata su FEMM

Sono a prima vista riconoscibili le varie regioni di macchina: lo statore con 21 cave, il traferro, il rotore con la gabbia smorzatrice e l'avvolgimento eccitatore. Come segnalato precedentemente, sono presenti alcune piccole modifiche:

- **Scarpa polare**

È stata aumentata l'estensione della scarpa, al fine di alloggiare più "comodamente" la gabbia smorzatrice, permettendo che le barre fossero maggiormente distanziate. Inoltre, l'altezza della scarpa, ritenuta eccessiva, è stata abbassata a circa $h_{sp} \approx 45 \text{ mm}$, inferiore al progetto analitico.

- **Avvolgimento eccitatore**

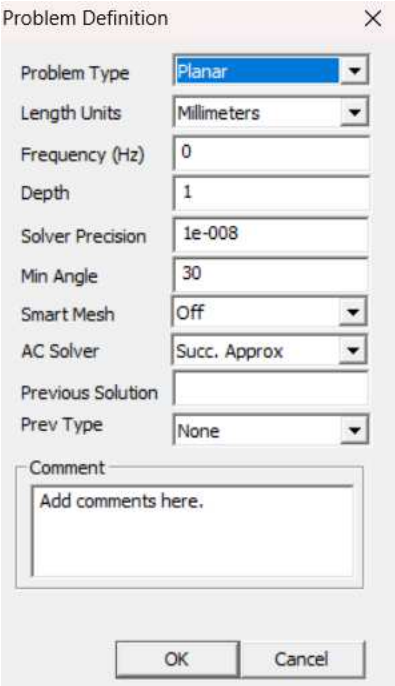
L'avvolgimento è stato espanso in ogni direzione possibile. Sebbene ciò non comporti vantaggi nella simulazione elettrica, questa modifica risulterà fondamentale per il calcolo delle perdite termiche volumetriche. Infatti, a parità di potenza per l'eccitazione, l'aumento del rame di rotore permette di abbassare le perdite volumetriche da inserire nella simulazione.

Le altre grandezze, al netto di qualche lievissimo aggiustamento, non sono state ritoccate.

3.2 DEFINIZIONE PARAMETRI SIMULAZIONE

3.2.1 DEFINIZIONE PROBLEMA

All'apertura di FEMM, dopo aver scelto la sezione "Magnetostatic Problem" sono richiesti i dati per la definizione del problema, attraverso la seguente finestra:



Problem Definition

Problem Type: Planar

Length Units: Millimeters

Frequency (Hz): 0

Depth: 1

Solver Precision: 1e-008

Min Angle: 30

Smart Mesh: Off

AC Solver: Succ. Approx

Previous Solution:

Prev Type: None

Comment: Add comments here.

OK Cancel

Figure 3.2: Dati del problema

Una volta assegnato la tipologia di problema ("Planar") e l'unità di misura ("Millimeters"), si definisce la profondità, nel nostro caso pari alla lunghezza del ferro L_{fe} [7].

3.2.2 MATERIALI

Perché la simulazione del motore sia coerente con la realtà fisica dei fenomeni, i materiali presenti nella sezione considerata devono essere opportunamente definiti. Nella presente finestra, vengono inserite le proprietà fisiche del materiale [6]:

Figure 3.3: Esempio di finestra per inserimento proprietà dei materiali

Nella finestra di riferimento, sono tre le sezioni d'interesse per la simulazione: la curva B-H (lineare o non lineare). la permeanza magnetica relativa, riferita ad entrambi gli assi (μ_x e μ_y) e la conducibilità elettrica σ , espressa in MS/m . Nel motore, sono distinguibili 3 materiali:

- **Aria**
Curva BH: lineare;
 $\mu_x = 1, \mu_y = 1$;
 $\sigma = 0 \text{ MS/m}$
- **Rame**
Curva BH: lineare;
 $\mu_x = 1, \mu_y = 1$;
 $\sigma = 56 \text{ MS/m}$
- **Ferro**
Curva BH: non lineare;
 $\sigma = 0 \text{ MS/m}$

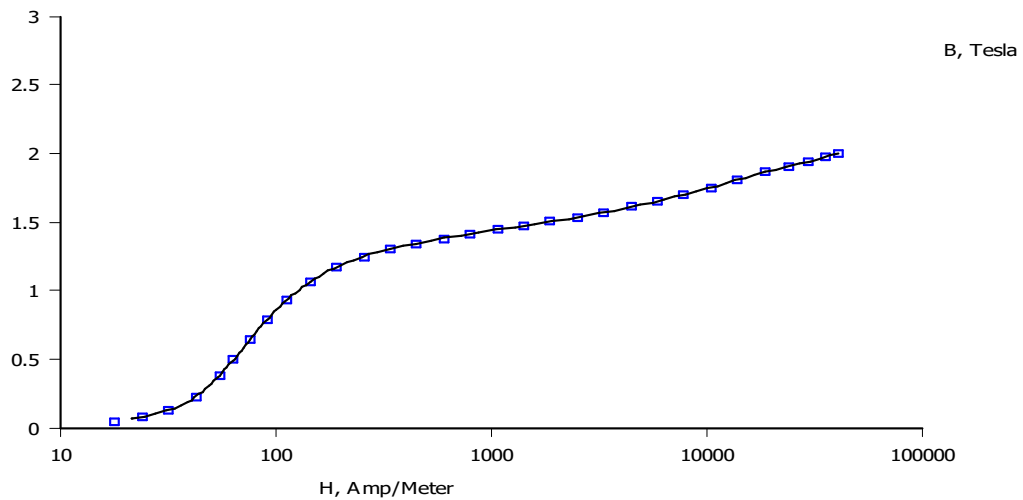


Figure 3.4: Andamento curva BH per il ferro su FEMM

3.2.3 CONDIZIONI AL CONTORNO

Le condizioni al contorno (o Boundary Conditions) sono necessarie per definire il "perimetro" della simulazione magnetostatica. La loro definizione è fondamentale per assicurarsi una simulazione basata sulla realtà e, se opportunamente utilizzate, possono ridurre l'area simulata, con benefici in termini di peso computazionale. Nel corso delle simulazioni, sono state utilizzate tre diverse tipologie di BC:

- **Prescribed A**

Anche detta "condizione di Dirichlet", consiste nel forzare il valore del vettore magnetico (lungo l'asse z) a 0. Così facendo, le componenti B_x e B_y restano "confinare" all'interno della sezione di motore. Questa condizione viene applicata al bordo esterno della corona di statore ed al bordo interno del giogo.

- **Periodic**

Questa condizione garantisce che il potenziale vettore magnetico A sia uguale in entrambe i bordi interessati da questa BC. Per tale ragione, questa condizione deve essere necessariamente assegnata a due segmenti "in coppia". Queste condizioni vengono assegnate ai lati esterni della sezione.

- **Periodic Air Gap**

Particolarmente utile per simulare la rotazione del rotore, senza dover necessariamente ricalcolare la mesh. Per essere applicata, vengono definiti due archi, a breve distanza l'uno dall'altro, posti all'interno del traferro. A questi due archi, detti anche "Sliding Band",

viene assegnata la condizione di Periodic Air Gap. Ciò permette che, andando a ruotare il rotore (limitato dall'arco inferiore) venga garantita la continuità dei fenomeni magnetici.

3.2.4 CORRENTI

L'ultimo passaggio consiste nella definizione degli avvolgimenti e delle relative regioni di corrente che verranno utilizzate nelle simulazioni [6]. Sebbene in questa fase non vengano assegnati specifici valori di corrente all'interno di FEMM, è necessario identificare e nominare opportunamente cave e circuiti. Tale operazione consente infatti di richiamare le diverse regioni direttamente dagli script MATLAB, dove avviene l'assegnazione dei valori di corrente richiesti per ciascuna simulazione. In questo modo è possibile modificare in maniera automatica le condizioni di alimentazione della macchina senza intervenire manualmente sul modello FEMM.

- **Rame di statore**

Le cave presentano l'etichetta "Islot" più il numero della cava, numerate progressivamente da destra verso sinistra.

- **Rame di rotore**

Vengono assegnate le etichette "current POS" e "current NEG" a seconda del segno della corrente (entrante o uscente). Vengono inoltre assegnate il numero di spire N_e , come ricavato dallo studio analitico

3.3 SIMULAZIONI A VUOTO

Per la prova a vuoto, si procede come segue. Si ipotizzano i circuiti statorici aperti (dunque I_s nulla), ed i circuiti rotorici alimentati con corrente d'eccitazione nominale $I_e = 560 A$. Facendo ruotare il rotore, è possibile ottenere i valori del flusso concatenato $\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$ e le fem indotte alle tre fasi. Per fare ciò, è necessario definire la matrice di cava, disposta come già segnalato nel capitolo sulla progettazione analitica. Attraverso uno script MATLAB, è possibile registrare i valori del flusso al variare dell'angolo rotorico, ed in seguito graficare i risultati.

3.3.1 FLUSSO CONCATENATO

Il valore medio del potenziale magnetico vettore, in una cava di sezione S_q è:

$$\frac{1}{S_q} \int_{S_q} A_z dS \quad (3.1)$$

La simulazione è svolta per una coppia polare, dunque i risultati della simulazione vanno moltiplicati per $p = 9$. Noti il numero di conduttori serie per cava n_{cs} e la lunghezza del ferro L_{fe} , il flusso concatenato per la fase j-esima risulta essere [7]:

$$\lambda_j = p L_{fe} n_{cs} \sum_{q=1}^{Q/p} k_{jq} \frac{1}{S_q} \int_{S_q} A_z dS$$

con $Q/p = 21$, il numero di cave rappresentate nel disegno. k_{jq} , elemento della matrice di cava, indica se il conduttore di cava appartiene o meno alla fase j-esima considerata. Se $k_{jq} = 0$, significa che nella cava q-esima non è presente la fase j-esima. Se $k_{jq} = \pm 1$, indica che nella cava q-esima sono presenti entrambi i lati di matassa della fase j-esima. $k_{jq} = \pm 0.5$ viene utilizzato se è presente solo un lato di matassa. Il segno indica il verso della corrente: + se concorde con il verso dell'asse z (uscente), - se discorde (entrante).

Il risultato di ciò è il grafico riportato in seguito.

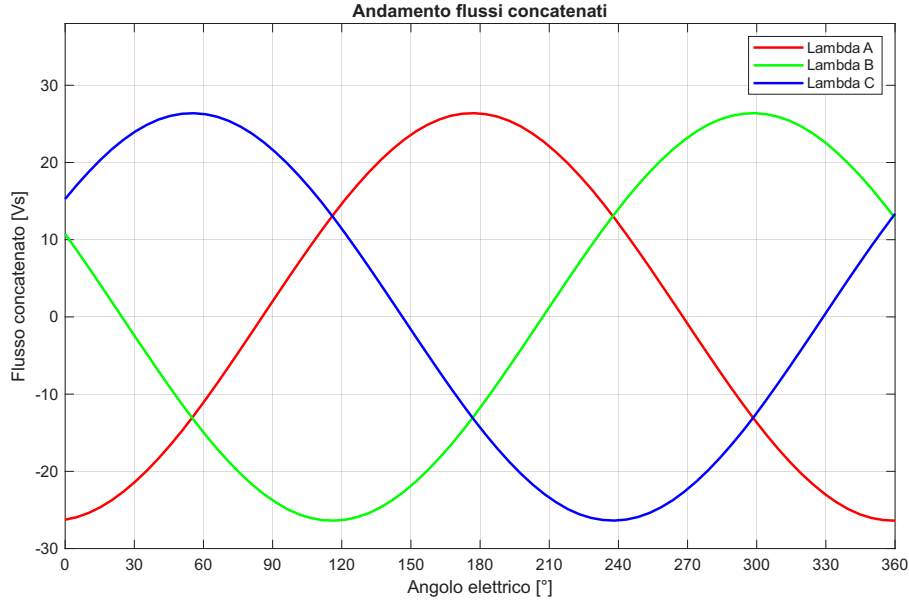


Figure 3.5: Flussi concatenati, con $I_e = 560 A$.

3.3.2 FEM A VUOTO

Per ottenere la forza magnetomotrice a vuoto sulle 3 fasi, è sufficiente derivare in funzione dell'angolo rotorico i valori del flusso concatenato prima ottenuto, moltiplicando poi per la pulsazione elettrica ω_e :

$$E_{a0} = \omega_e \cdot \frac{d\lambda_a}{d\theta_e}$$

Il risultato, sulle tre fasi, è quello che segue:

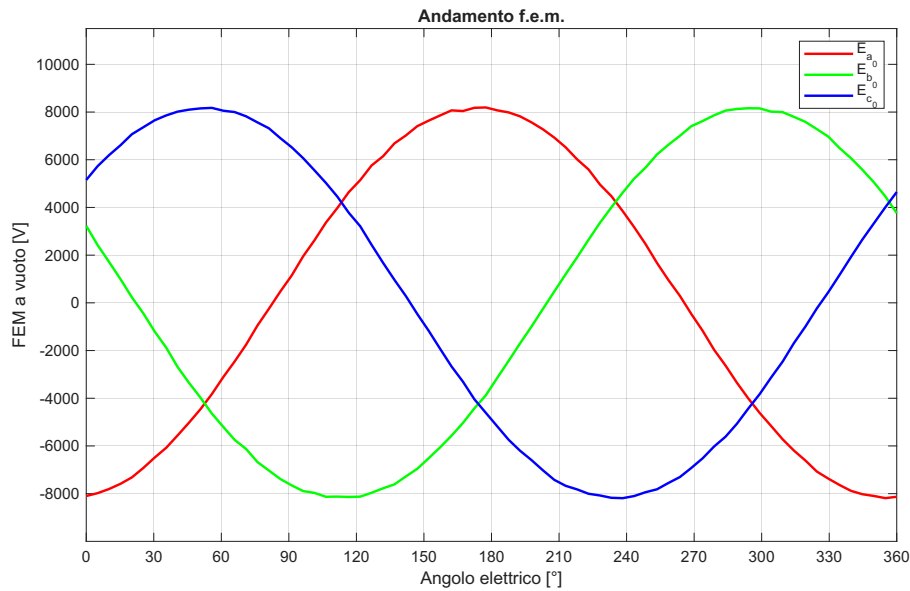


Figure 3.6: Andamento FEM a vuoto nelle tre fasi, con $I_e = 560 \text{ A}$.

È possibile ottenere il valore efficace della fem a vuoto, sempre attraverso MATLAB. Per l'eccitazione rotorica nominale, essa risulta:

$$E_{0_{rms}} \approx 5843 \text{ V}$$

di poco superiore ai 5774 V stellati della tensione di alimentazione. Nel grafico seguente, è riportato il plot dell'induzione a vuoto all'interno della macchina:

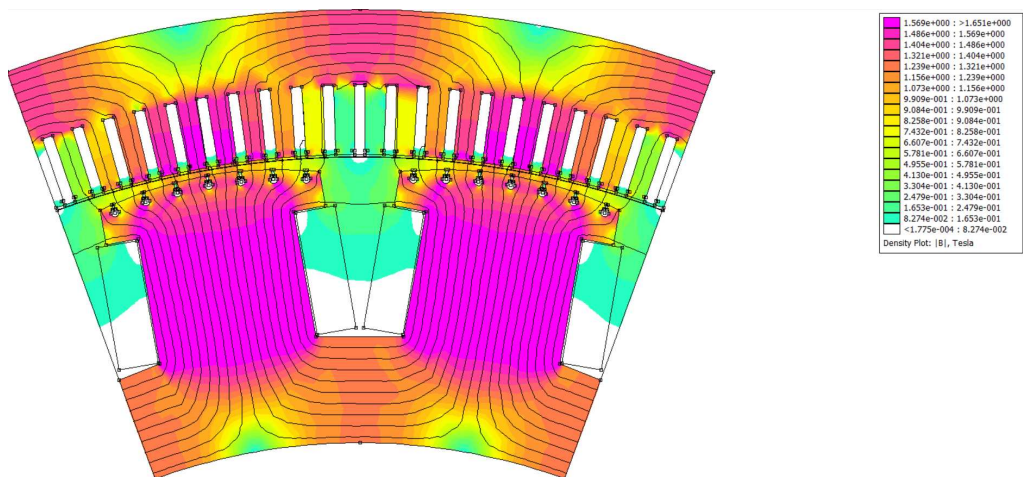


Figure 3.7: Induzioni a vuoto, con legenda

	$B [T]$
Giogo	1.24
Dente	1.65
Corona	1.47
Polo	1.65

Table 3.1: Valori induzione misurati nelle regioni interessate

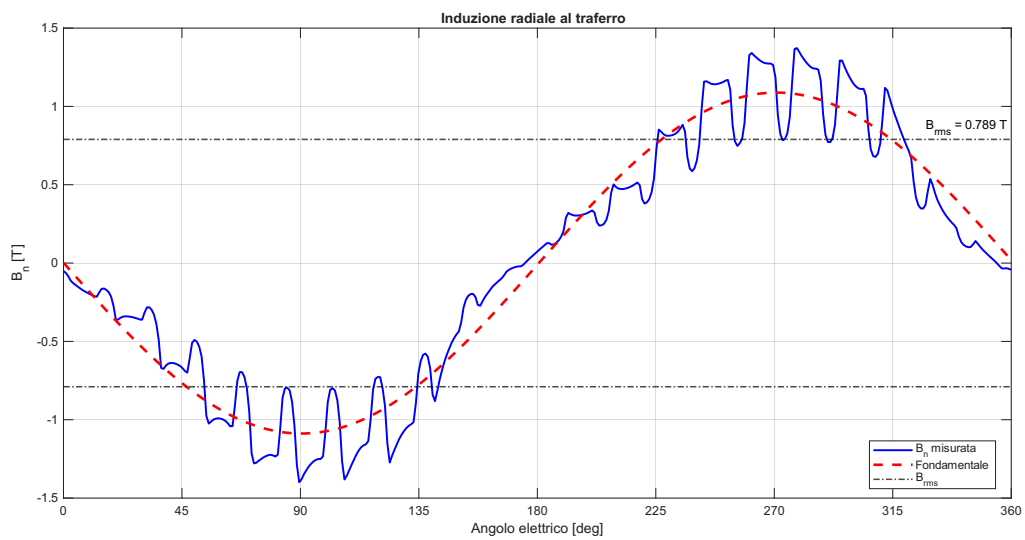


Figure 3.8: Induzioni al traferro a vuoto

3.4 SIMULAZIONI A CARICO

Il motore considerato viene alimentato alla tensione nominale $V_n = 10 \text{ kV}$, ed è stato progettato per una taglia di $P_n = 5 \text{ MW}$. Fissato il carico meccanico e la corrente di eccitazione I_e , il motore varia autonomamente la corrente assorbita ed il fattore di potenza. Questa tesi andrà a discutere il comportamento del motore, fissata la tensione di alimentazione, al variare degli altri parametri.

La coppia nominale T_n viene ottenuta in due modalità diverse, le quali una volta confrontate possono garantire la bontà dei risultati delle simulazioni. Il primo metodo consiste nell'integrare il tensore degli sforzi di Maxwell sull'intera superficie del traferro, come segue [7]:

$$T_m = \frac{L_{fe}}{g \mu_0} p \int_{S_g} r B_r B_\theta dS$$

con r un valore di raggio generico, B_r e B_θ i valori dell'induzione radiale ed azimutale, rispettivamente. Questo metodo, che ci permette di ottenere il valore della coppia direttamente dalla simulazione FEMM, risente maggiormente della discretizzazione della mesh e della qualità della soluzione numerica.

Il secondo metodo ricava la coppia elettromagnetica a partire dai flussi concatenati e dalle correnti espressi nel sistema di riferimento dq :

$$T_{dq} = \frac{3}{2} p (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d)$$

A differenza del metodo precedente, è presente un minore ripple tra i valori della coppia. Andando a simulare il motore a carico, si potrà notare come, sebbene non vi sia mai una corrispondenza puntuale tra i due metodi, lo scarto tra le soluzioni ottenute è basso, ed i valori medi delle due curve sono quasi coincidenti.

3.4.1 SIMULAZIONE A CARICO PER I_s NOMINALE

La prima simulazione consiste nello studiare il motore nella condizione di assorbimento della corrente di linea nominale I_s . Come si vedrà, ciò non corrisponde necessariamente al punto di funzionamento nominale, ma ad un possibile sovraccarico meccanico. Si procede come segue: mantenendo I_s e I_e costanti, si itera il valore dell'angolo θ_{ie} (angolo compreso tra I_s e l'asse diretto), fino a trovare il valore della tensione nominale V_n . Una volta garantita la corrispondenza con la tensione di alimentazione, si calcolano i valori della potenza attiva P e reattiva Q ,

ed ottenendo infine il valore dell fattore di potenza $\cos\varphi$. Di seguito, è riportato l'andamento della coppia generata:

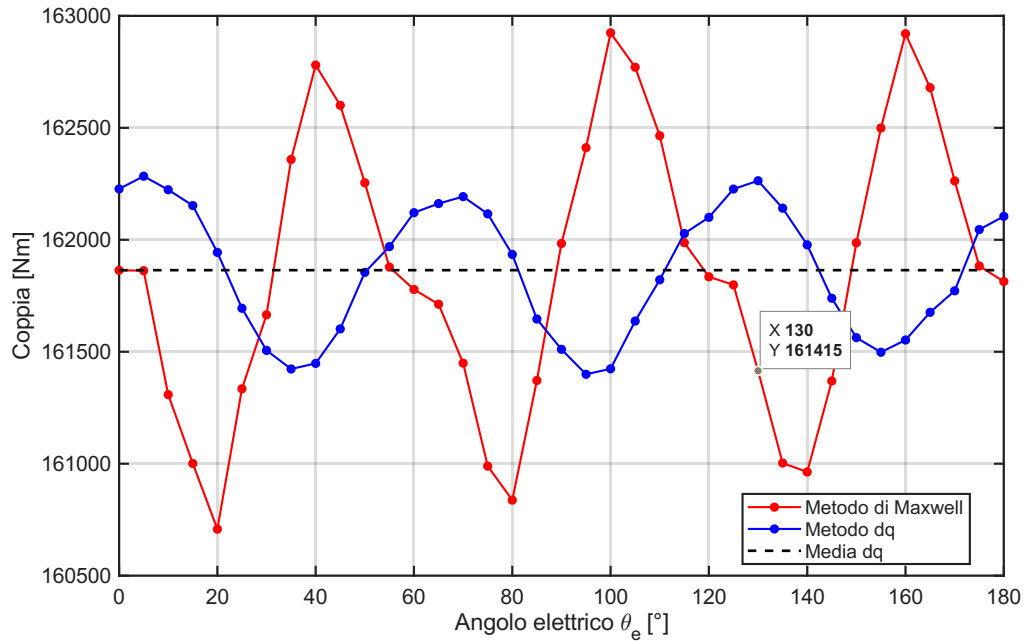


Figure 3.9: Andamento della coppia al variare dell'angolo elettrico (I_s nominale).

Si può notare come i valori medi della coppia, calcolata nelle due metodologie diverse, siano comunque coincidenti. Per la corrente nominale di statore I_s , viene assorbita una potenza P maggiore della nominale, generando dunque una coppia superiore di quella richiesta da progetto. Ciò ci induce a pensare che il motore, progettato per sostenere una corrente nominale elevata, possa operare anche in condizioni di sovraccarico meccanico. Infine, possiamo notare come la macchina lavori in condizione di sottoeccitazione: il motore assorbe infatti all'incirca 1.55 MVAR induttivi. Il fattore di potenza, molto vicino all'unità, è induttivo.

Coppia generata T	161860 Nm
Potenza attiva P	5.66 MW
Potenza reattiva Q	1.55 MVAR
Fattore di potenza $\cos\varphi$	0.964

Table 3.2: Punto di lavoro del motore per I_s e I_e nominale

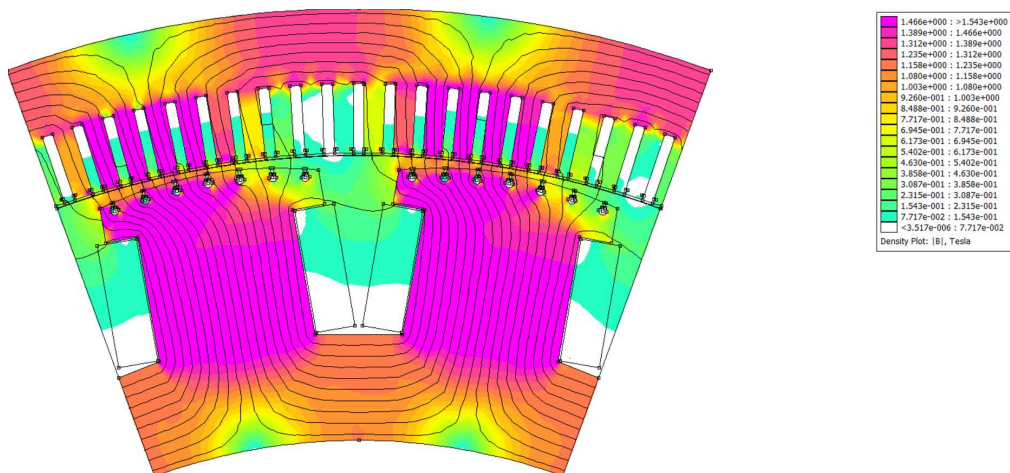


Figure 3.10: Induzioni con I_s nominale, con legenda

	$B [T]$
Giogo	1.17
Dente	1.72
Corona	1.32
Polo	1.55

Table 3.3: Valori induzione misurati nelle regioni interessate, per I_s nominale

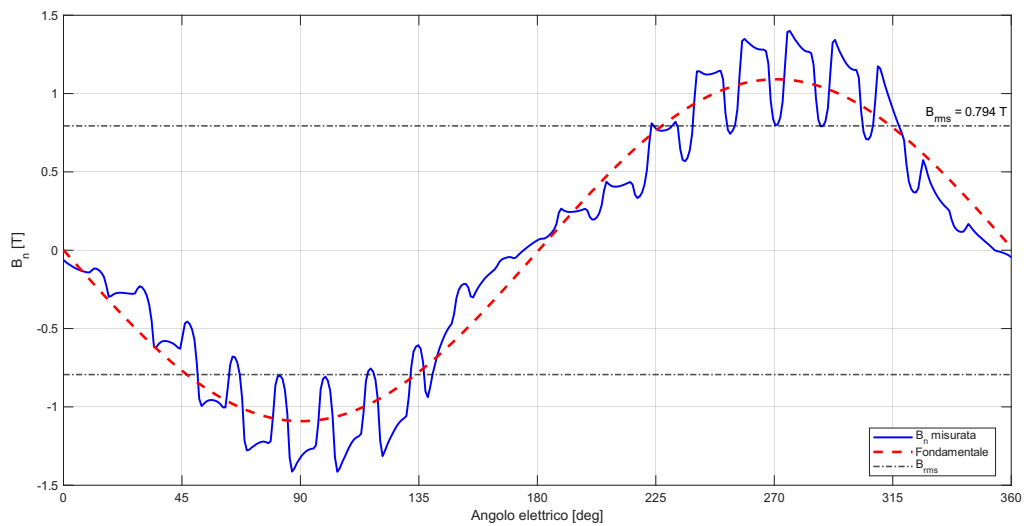


Figure 3.11: Induzioni al traferro per I_s nominale

3.4.2 SIMULAZIONE A CARICO PER P_n NOMINALE

Si procede ora con la simulazione per il carico atteso. Supponendo di mantenere la corrente d'eccitazione I_e e la tensione ai morsetti V_n nominali, ci si attende che, per assorbire la potenza richiesta, sia necessaria una corrente allo statore I_s inferiore. Attraverso la variazione progressiva dei parametri I_s e θ_{ie} , si ottiene la condizione di funzionamento nominale per $I_s = 296 \text{ A}$:

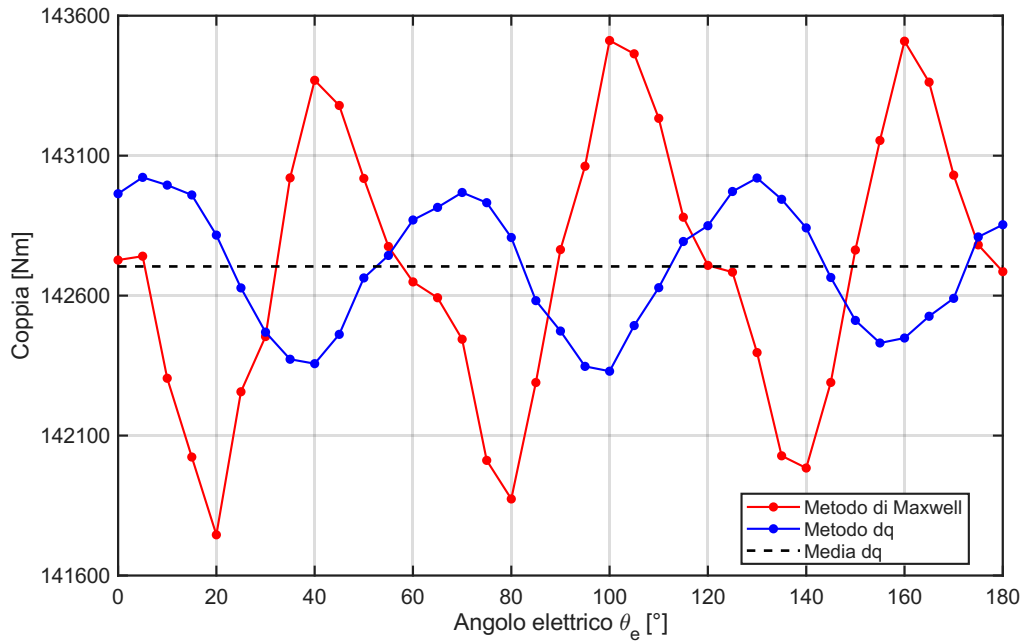


Figure 3.12: Andamento della coppia al variare dell'angolo elettrico (P_n nominale).

Anche in questo caso, si può notare come le curve delle coppie, ottenute con le due metodologie diverse, garantiscono lo stesso risultato. Il motore lavora con un fattore di potenza sempre molto vicino all'unità, sebbene assorba anche in questo caso della potenza reattiva. Nella simulazione termica, si dovrà tenere conto della minore corrente assorbita allo statore, con conseguente minore perdite Joule in cava.

Coppia generata T	143266 Nm
Potenza attiva P	5.00 MW
Potenza reattiva Q	1.09 MVAR
Fattore di potenza $\cos\varphi$	0.97

Table 3.4: Punto di lavoro del motore per P_n e I_e nominale

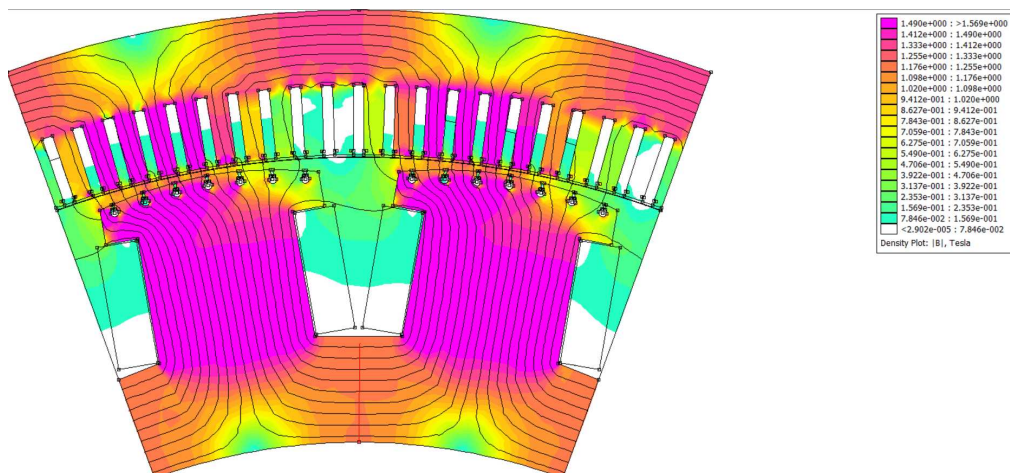


Figure 3.13: Induzioni con P_n nominale, con legenda

	$B [T]$
Giogo	1.18
Dente	1.72
Corona	1.35
Polo	1.58

Table 3.5: Valori induzione misurati nelle regioni interessate, per P_n nominale

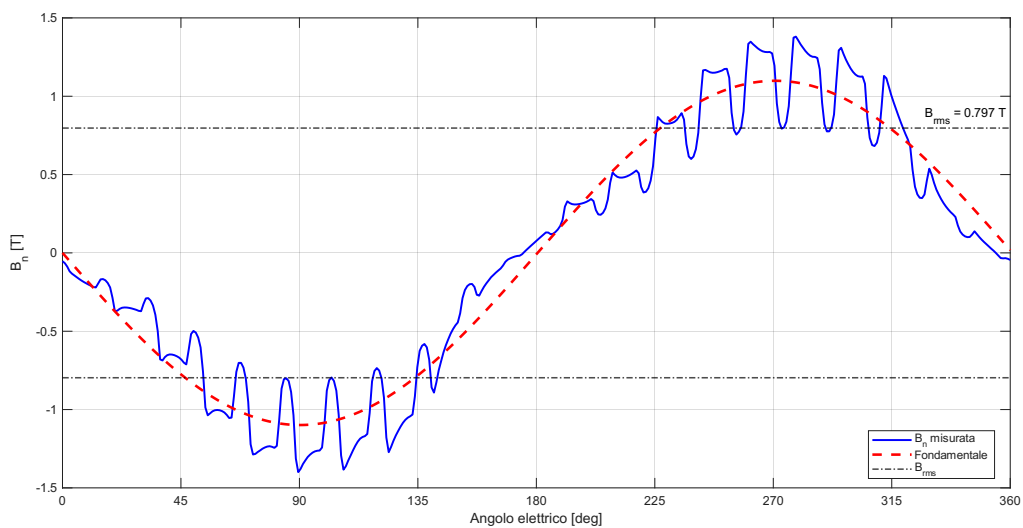


Figure 3.14: Induzioni al traferro per P_n nominale

3.4.3 CURVA A V

Una volta considerato un carico meccanico costante, è possibile, attraverso un opportuno controllo della corrente di eccitazione I_e , variare lo scambio della potenza reattiva con la rete [5]. La corrente assorbita allo statore I_s , una volta definiti i parametri di funzionamento, varia in conseguenza di ciò. La potenza reattiva è particolarmente utile per la stabilità di rete. Una differenza di pochi mHz , misurata sulla frequenza di $50 Hz$, può portare al collasso dell'intera rete elettrica, se non tempestivamente contrastata con lo scambio di potenza reattiva [8]. Per tale ragione, sebbene non sia lo scopo principale della progettazione del motore sincrono, può essere interessante studiare come esso reagisca a diversi valori di corrente d'eccitazione I_e . Si è proceduto come segue. È stata definita una curva di funzionamento a $P_n = 5 MW$ costante e, andando a variare la corrente d'eccitazione, si è studiato la corrente assorbita ed il fattore di potenza. Le correnti d'eccitazione studiate rientrano nell'intervallo:

$$I_e \in [0.8 - 1,8] I_e \text{ nominale}$$

Attraverso le simulazioni compiute, si nota come la macchina tenda a lavorare a valori sempre più alti di $\cos\varphi$ al crescere della corrente di eccitazione. In un punto compreso tra $1.1 I_e$ e $1.2 I_e$, il motore assorbe la corrente minima dalla rete, lavorando a fattore di potenza unitario. Continuando ad alzare I_e , si inverte il segno della potenza reattiva scambiata con la rete: da carico induttivo (sottoeccitato), il motore opera come carico capacitivo (sovraccitato).

I_e [A]	I_s [A]	Q [MVAR]	$\cos\varphi$ [/]
448	334	2.87	0.867
504	310	2.01	0.928
560	296	1.09	0.977
616	290	0.39	0.997
672	290	-0.32	0.998
728	295	-1.04	0.979
784	305	-1.71	0.946
840	317	-2.42	0.908
896	335	-2.93	0.863

Table 3.6: Tabella punti di funzionamento a $P_n = 5 MW$

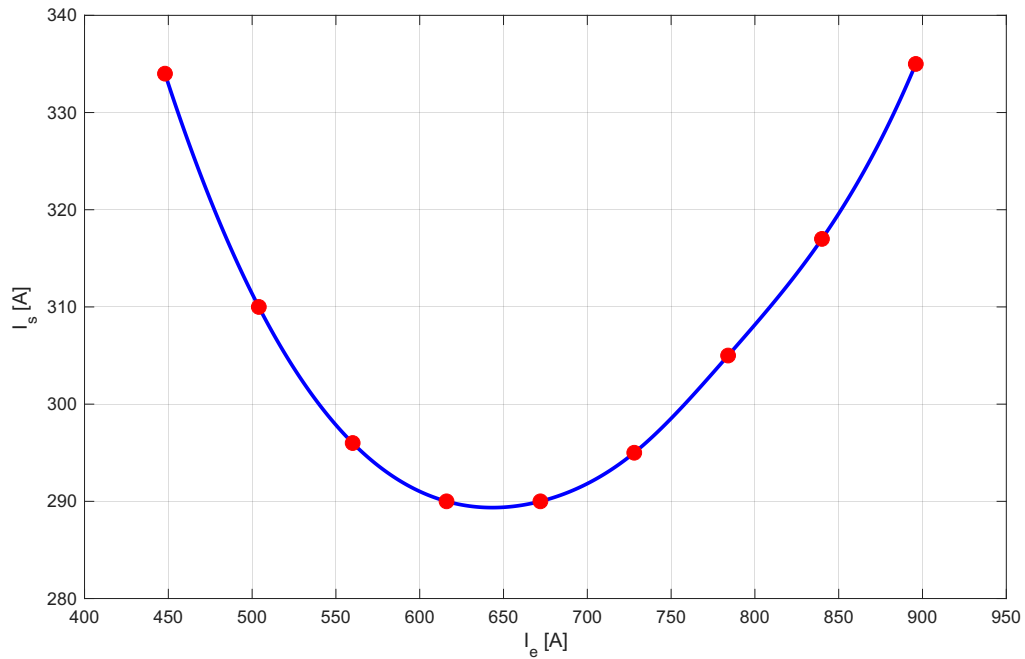


Figure 3.15: Curva a V del motore sincrono.

I risultati delle simulazioni vengono inseriti nel grafico. In rosso, sono rappresentati i punti di lavoro simulati, mentre la curva in blu rappresenta i possibili punti di lavoro del motore a P_n costante.

I punti di lavoro segnati non corrispondono necessariamente a possibili funzionamenti della macchina. Come si vedrà nel prossimo capitolo, il vincolo della densità di corrente agli avvolgimenti di rotore (e dunque le perdite d'eccitazione P_e) può risultare molto stringente. Lo smaltimento del calore al rame di rotore limita molto le possibilità del controllo della potenza reattiva scambiata a rete, rendendo necessario limitare lo spazio di manovra effettivo per I_e .

4

Simulazione termica

4.1 INTRODUZIONE E MODIFICA DISEGNO DELLA MACCHINA

I limiti termici del motore elettrico costituiscono un vincolo fondamentale per la progettazione e lo studio del funzionamento della macchina. Temperature eccessive possono non solo impattare negativamente sul rendimento del motore, ma compromettere la durata della vita della macchina stessa. Il calore non efficacemente dissipato può causare l'invecchiamento precoce degli isolanti, generando guasti prematuri possibilmente deleteri per il motore.

Gli isolanti più comuni, scelti per questa taglia di macchina, rientrano nella cosiddetta Classe F [9], ossia prevedono come temperatura di lavoro massima

$$T_{max} = 155^{\circ}C$$

Per poter rappresentare adeguatamente i fenomeni di trasmissione del calore, in cava sarà presente la distinzione tra il conduttore in rame (in cui verranno inserite le perdite Joule) e lo spessore di isolante elettrico.

4.2 DEFINIZIONE PARAMETRI SIMULAZIONE

Similmente a come è stato fatto per il "Magnetostatic Problem", in un "Heat Flow Problem" è necessario definire il problema attraverso una finestra, in cui vengono reinseriti gli stessi dati

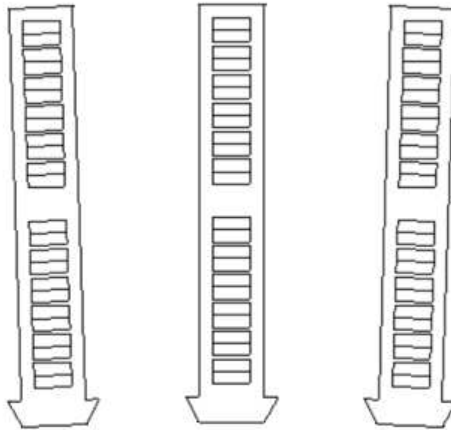


Figure 4.1: Dettaglio cava motore sincrono FEH.

utilizzati in precedenza. Tuttavia, diversamente a prima, al fine di calcolare i corretti valori del volume del rame, è necessario inserire, nella finestra "Depth", l'intera lunghezza di macchina $L_{stk} = 600 \text{ mm}$ [6].

4.2.1 MATERIALI

Il modo in cui vengono definiti i materiali in un "Heat Flow Problem" è diverso rispetto a prima. La finestra che permette l'inserimento dei materiali è come segue:

Figure 4.2: Finestra per materiali in FEH.

Oltre alla possibilità di nominare il materiale, si può inserire la conducibilità termica λ , espressa in $W/(mK)$, suddivisa nella componente sull'asse x e sull'asse y . Poiché lo studio avviene a regime stazionario, il calore specifico volumetrico ρc_p , necessario per osservare l'evoluzione temporale del fenomeno della trasmissione termica, viene trascurato. La generazione di volume per unità di volume q''' , misurata in W/m^3 , è il parametro che definisce la potenza termica generata dal volume considerato.

Di seguito, sono riportate i valori di λ per le regioni considerate. Nel caso dell'aria, il suo valore tipico ($\lambda_{air} = 0.026 W/(mK)$) è stato alzato per tenere conto dei fenomeni di spostamento d'aria dovuti all'azione del rotore e del ventilatore calettato all'albero. Non si segnalano comportamenti diversi tra le direzioni x e y , di conseguenza verrà riportato un unico valore.

Materiale	$\lambda \left[\frac{W}{mK} \right]$
Aria	0.06
Rame	360
Ferro	30
Isolante	0.15
Case	60

Table 4.1: Conducibilità termica assegnata ai materiali

Per assegnare le perdite volumetriche si procede come segue. Note le perdite q (ipotizzate dallo studio analitico, oppure derivate dalle simulazioni elettriche), si calcola il volume della regione interessata, attraverso il comando preposto su FEMM. Il volume utilizzato deve essere quello intero di macchina, quindi il volume locale va moltiplicato per il numero delle coppie polari, in modo da ottenere il volume complessivo della regione analizzata:

$$q''' = \frac{q}{V_{loc} p} \left[\frac{W}{m^3} \right]$$

Nel caso di studio trattato, vi sono diverse fonti di calore presenti. La più impattante è l'avvolgimento eccitatore che, come si vedrà, se non opportunamente raffreddata può causare una seria compromissione del lavoro del motore. L'avvolgimento di statore, seppur fonte di

grandi perdite, non genera preoccupazioni per la tenuta generale dell'isolante di cava e della macchina alle condizioni nominali. Poichè suddiviso in più piattine, la distribuzione delle perdite viene modificata in base a ciò: si utilizzeranno q''' più elevati per le piattine poste nella parte inferiore di cava. Le perdite nel ferro, seppur presenti, non destano particolare preoccupazione. Sono state assegnate q''' ai denti, alla corona ed alla scarpa rotorica, basandosi sulle perdite stimate nel progetto analitico.

4.2.2 CONDIZIONI AL CONTORNO

Esattamente come nel caso delle simulazioni elettriche, la definizione delle condizioni al contorno è fondamentale per una corretta simulazione dei flussi termici. Tra le tipologie presenti, le condizioni al contorno utilizzate sono le seguenti:

- **Convection**

Per simulare la camicia d'acqua esterna, è necessario introdurre il coefficiente di convezione termica α_w , che lega lo scambio termico tra la superficie esterna dello statore ed il liquido refrigerante:

$$q = \alpha_w \cdot A \cdot (T - T_0)$$

con q lo scambio termico tra le superfici, A la superficie di scambio, T la temperatura della parete e T_0 la temperatura di riferimento del liquido refrigerante (in questo caso, l'acqua). Per il caso di studio preso in considerazione, stimo come valore per la camicia d'acqua forzata $\alpha_w = 1000 \text{ W/m}^2\text{K}$.

- **Periodic**

Questa condizione sancisce la continuità delle temperature tra lati opposti della simulazione, garantendo la simmetria dello studio. Come nel caso di "Magnetostatic Problem", tale condizione va applicata a segmenti "in coppia".

Per completare la simulazione, è necessario valutare, in prima approssimazione, la resistenza termica tra il giogo ed il rotore [10]. Si stima una lunghezza dell'albero pari a circa tre volte la lunghezza di macchina:

$$L_{shaft} \approx 3 L_{stk} \approx 1.8 \text{ m}$$

Ora, supponendo che il calore si divida in due parti e si disperda verso le estremità dell'albero, possiamo vedere la rete termica come un parallelo di due resistenze, calcolate considerando metà dell'albero. La resistenza termica risultante sarà quindi:

$$R_{th} = \frac{1}{4} \cdot \frac{L_{shaft}}{\lambda_{iron} \cdot S_{shaft}} = 0.00397 \text{ K/W}$$

Si procede poi facendo equivalere la resistenza termica così computata con la resistenza termica convettiva equivalente:

$$R_{th} = \frac{1}{\alpha_c S_{contact}}$$

con $S_{contact}$ la superficie di contatto tra giogo e albero. Dalla sostituzione, risulta il coefficiente convettivo equivalente, che sarà poi inserito nei parametri di simulazione:

$$\alpha_{shaft} = 86 \text{ W/m}^2\text{K}$$

Sia per la camicia d'acqua esterna che per il rotore, ho considerato come temperatura esterna di riferimento $T_0 = 40^\circ\text{C}$.

4.3 SIMULAZIONE AL PUNTO DI LAVORO NOMINALE

4.3.1 SIMULAZIONE AL 100% DI P_e

I volumi e le potenze, calcolate come detto in precedenza, sono in forte margine di sicurezza. Non vengono tenute conto le dispersioni alle testate e, nell'avvolgimento di rotore, non si considera calore asportato per la circolazione d'aria, sia essa dovuta al movimento del rotore o dal ventilatore calettato sull'albero. Il risultato delle simulazioni così impostate è riportato di seguito. Come si può notare, le perdite dell'avvolgimento di campo risultano estremamente impattanti. L'avvolgimento (che internamente raggiunge fino a $T = 268^\circ\text{C}$) causa un surriscaldamento generalizzato in tutto il resto della macchina. Le temperature registrate nel polo ($T = 195^\circ\text{C}$) risultano essere ben oltre quelle prescritte dalle norme per la classe termica prevista. Fa eccezione l'avvolgimento di statore. Avendo utilizzato come caso di studio il punto di lavoro nominale ricavato dalle simulazioni FEMM ($I_s = 296 \text{ A}$), le temperature si assestano tra i 140°C ed i 155°C , con locali superamenti di un grado. Tendenzialmente, ciò dovrebbe destare preoccupazione per la tenuta dell'isolante di cava. Tuttavia, non avendo tenuto conto delle perdite alle testate ed essendoci posti volutamente nella condizione più sfavorevole, si può considerare ciò un risultato soddisfacente.

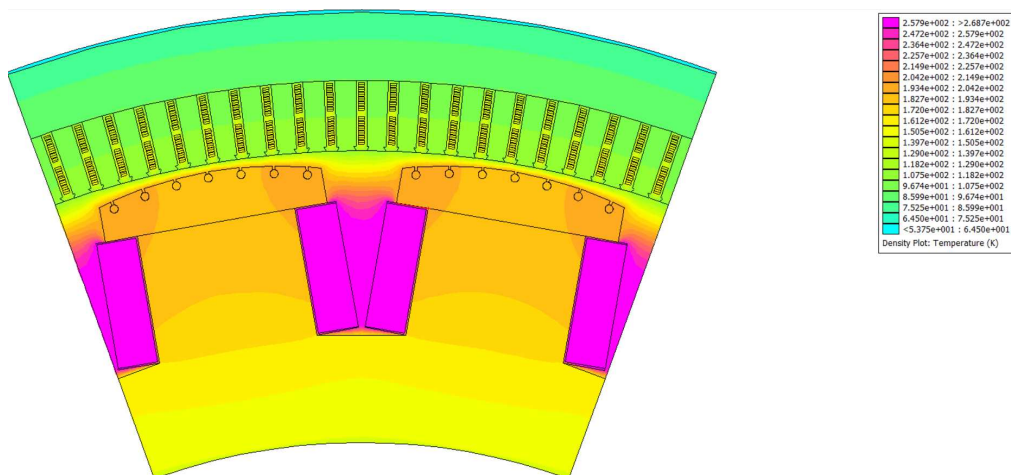


Figure 4.3: Distribuzione delle temperature nel motore con $P_e = 100\%$

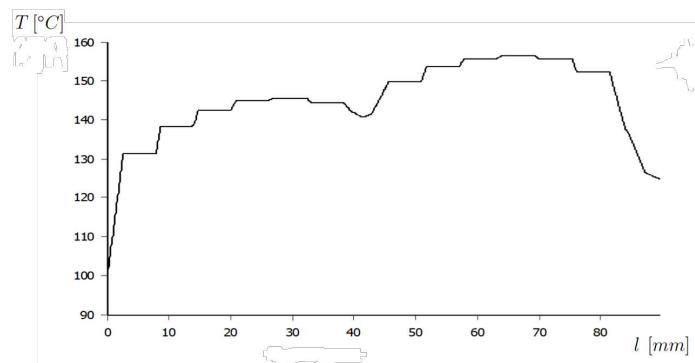


Figure 4.4: Andamento della corrente al variare dell'altezza di cava

Regione	T [$^{\circ}C$]
Scarpa	210
Polo	195
Giogo	160
Albero	150
Corona	86
Dente	110
Case	55

Table 4.2: Temperature registrate nelle varie regioni per $P_e = 100\%$

4.3.2 SIMULAZIONE AL 65% DI P_e

Come precedentemente appurato, le condizioni imposte per la simulazione risultano essere eccessivamente stringenti. Nella realtà fisica, parte del calore degli avvolgimenti di statore è asportato attraverso le testate e attraverso canali di raffreddamento inseriti all'interno della scarpa polare. Gli avvolgimenti, in corrispondenza delle testate, possono inoltre presentare dei "distanziatori", in modo che una quota maggiore di superficie del conduttore sia lambita dall'aria, con effetti positivi in termini di raffreddamento.

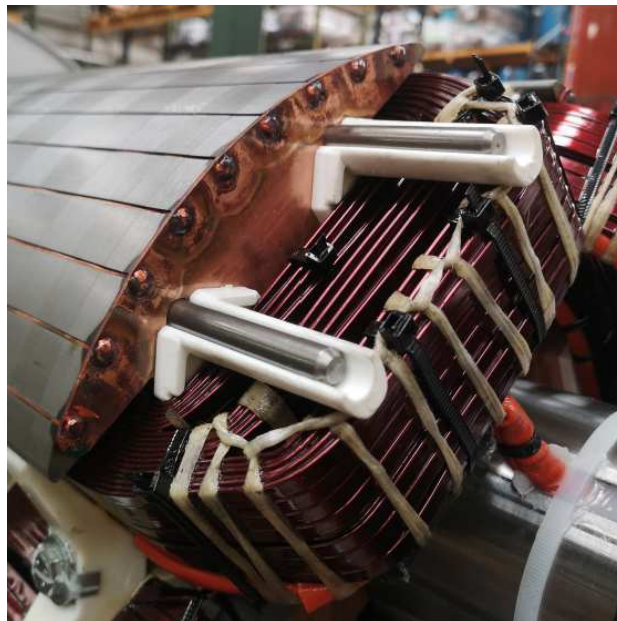


Figure 4.5: Esempio distanziamento tra spire d'indotto

Oltre a ciò, il già citato ventilatore calettato sull'albero contribuisce molto all'asportazione del calore degli avvolgimenti. Talvolta, nelle grandi macchine sincrone di grandissima taglia, è spesso presente una soluzione ancora più radicale: un ventilatore esterno (non calettato) viene progettato allo scopo preciso di raffreddare la macchina. Nonostante i maggiori costi dovuti alla progettazione, costruzione ed installazione di un ventilatore esterno, sono presenti vantaggi indubbi sulla qualità del raffreddamento, oltre ad un lieve miglioramento nelle prestazioni, non essendo presenti parte delle perdite meccaniche [4].

Si procede dunque aumentando il volume del rame di rotore di circa il 50%, ossia considerando lo spazio delle testate. Ciò comporta un abbassamento delle perdite specifiche q''' di all'incirca un terzo. I risultati della simulazione sono riportati di seguito:

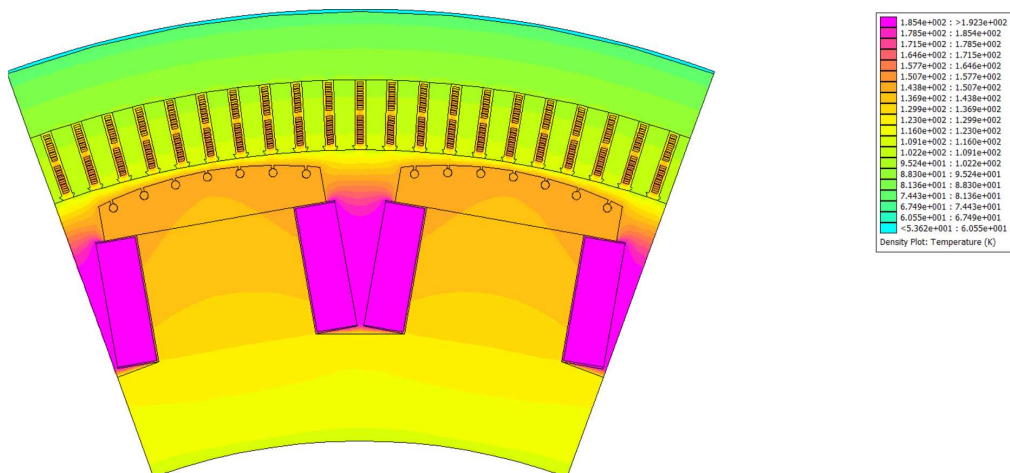


Figure 4.6: Andamento delle temperature con $P_e = 65\%$

Regione	T [$^{\circ}C$]
Scarpa	150
Polo	140
Giogo	120
Albero	114
Corona	86
Dente	110
Case	55

Table 4.3: Temperature registrate nelle varie regioni per $P_e = 65\%$

Sebbene vi sia un sensibile miglioramento, le cautele considerate non sono sufficienti per avere le temperature desiderate. All'interno del rotore viene misurata una $T = 195^{\circ}C$, ben superiore ai $155^{\circ}C$ prescritti.

Al netto di qualche grado centigrado, l'avvolgimento di statore sembra invece mantenere lo stesso comportamento apprezzato nel caso precedente. È possibile dedurre che i sistemi di statore e rotore sono scarsamente accoppiati termicamente, e che sia dunque possibile studiarli separatamente.

4.4 COMMENTI

La letteratura specializzata riporta come, per macchine di taglia pari a quella studiata, generalmente è sufficiente provvedere con un ventilatore per il raffreddamento dell'avvolgimento di campo [4] [9]. Tuttavia, con lo studio bidimensionale condotto attraverso gli elementi finiti, ciò non risulta di facile modellazione. Per uno studio approfondito in materia, è necessario appoggiarsi a software di simulazione fluidodinamica tridimensionale, come CFD, per studiare lo scambio termico tra le superfici di rame e l'aria di ventilazione. Questi software permettono inoltre di definire con più accuratezza i coefficienti convettivi utilizzati per la camicia d'acqua α_w e per l'albero α_{shaft} , per una simulazione ancora più realistica del fenomeno termico.

5

Avviamento

5.1 INTRODUZIONE

L'autoavviamento del motore con la frequenza di rete è tra le richieste progettuali elencate ad inizio tesi. In fase di avviamento, con l'avvolgimento d'eccitazione chiuso attraverso una resistenza [11], il motore è alimentato alla tensione di rete, ed assorbe un'elevata corrente di spunto. La gabbia smorzatrice svolge un ruolo analogo a quello del rotore a gabbia di un motore asincrono: le barre, cortocircuitate dagli anelli di estremità, sono attraversate da correnti indotte, generando una coppia. All'aumentare della velocità di rotore (e dunque con l'abbassamento dello scorrimento s), la caratteristica coppia-velocità assume un andamento del tutto analogo a quello di una macchina asincrona. A scorrimento basso ($s \approx 0.01$), viene alimentato l'avvolgimento d'eccitazione, consentendo l'aggancio del rotore al campo magnetico rotante e il passaggio al funzionamento sincrono [12] [4].

In questo capitolo, verranno simulate su FEMM la prova a vuoto e la prova a rotore bloccato, necessarie per ottenere i parametri del circuito equivalente [7]. Nella prova a vuoto, sarà possibile ottenere il valore dell'induttanza di magnetizzazione L_m , variabile in funzione del flusso Λ_s , mentre nella prova a rotore bloccato saranno ottenuti i valori della resistenza rotorica $R_{r,2D}$ e dell'induttanza di dispersione totale $L_{\sigma,2D}$, funzione della frequenza rotorica f_r . I restanti parametri, dovuti alla geometria tridimensionale della macchina, verranno stimati analiticamente in seguito. Sono trascurate le perdite a vuoto P_0 , motivo per cui la resistenza a

vuoto R_0 non viene considerata. Una volta ricavati, si studiano i punti di funzionamento per scorrimenti via via sempre più piccoli. In questo modo, è possibile graficare l'andamento della coppia, la corrente assorbita ed il fattore di potenza in funzione della frequenza di rotore.

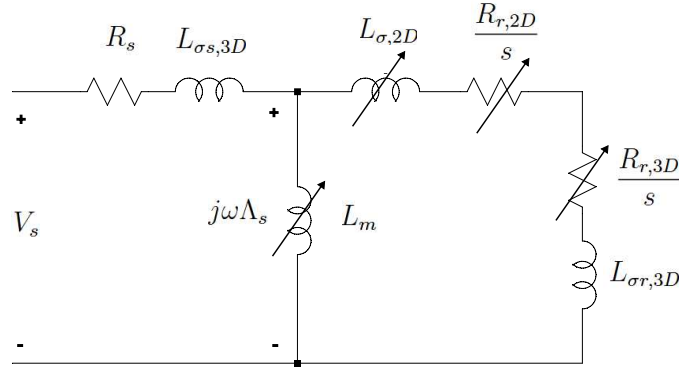


Figure 5.1: Esempio circuito equivalente

5.2 PROVA A VUOTO

Per la prova a vuoto, si suppone che il rotore sia sincrono con il campo magnetico rotante principale. Ciò garantisce l'assenza di corrente alle barre rotoriche. Assegnata una corrente I_{s0} allo statore, assorbita a vuoto, si procede calcolando le correnti alle fasi i_a , i_b ed i_c . Per fare ciò, si considerano le correnti di fase scelte ad un opportuno istante t^* , tale da garantire la simmetria elettromagnetica [7].

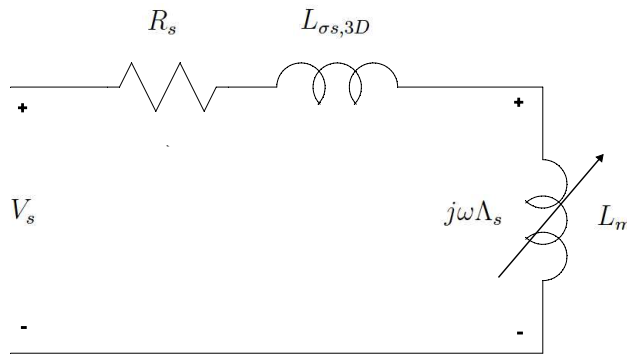


Figure 5.2: Circuito equivalente per la prova a vuoto

Fase	$i(t^*)$
A+	$\sqrt{2} I_{s_0}$
B+	$-\frac{\sqrt{2}}{2} I_{s_0}$
C+	$-\frac{\sqrt{2}}{2} I_{s_0}$
A-	$-\sqrt{2} I_{s_0}$
B-	$\frac{\sqrt{2}}{2} I_{s_0}$
C-	$\frac{\sqrt{2}}{2} I_{s_0}$

Table 5.1: Correnti assegnate all'istante $t = t^*$ (prova a vuoto)

Nota la matrice di cava, è possibile ricavare la corrente alla cava q-esima, come noto:

$$I_q = \sum_{j=a,b,c}^3 n_{cs} k_{jq} i_{oq}(t^*)$$

È ora possibile risolvere il problema di campo. Attraverso la circuitazione del vettore potenziale magnetico A_z , si ottiene il valore del flusso concatenato alla fase j-esima:

$$\Lambda_{oj} = p L_{fe} n_{cs} \sum_{q=1}^{21} k_{jp} \frac{1}{S_q} \int A_z dS$$

Una volta ottenuto il valore del flusso concatenato alle tre fasi, è possibile ottenere il valore efficace del flusso concatenato a vuoto dagli avvolgimenti Λ_0 . Infine, l'induttanza non lineare L_m è ottenuta come [7]:

$$L_m = \frac{\Lambda_0}{I_{s_0}}$$

I risultati di queste simulazioni sono riportati di seguito. Come si può notare, L_m varia di poco in termini relativi, nonostante le tensioni e le correnti portino a pensare ad una condizione di saturazione. Ciò può avere come spiegazione l'elevato spessore del traferro. Infatti, nonostante la riluttanza del ferro cresca all'aumentare del flusso, la riluttanza del traferro rimane comunque preponderante. Nelle simulazioni a rotore bloccato, terrò come valore di $L_m = 47 \text{ mH}$.

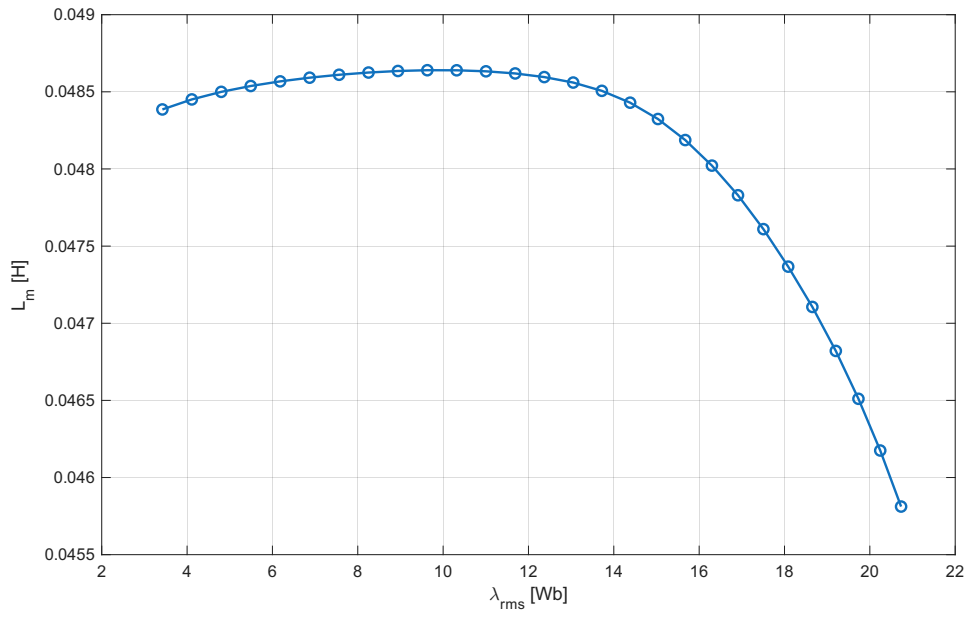


Figure 5.3: Variazione di L_m con il flusso concatenato Λ_{s0}

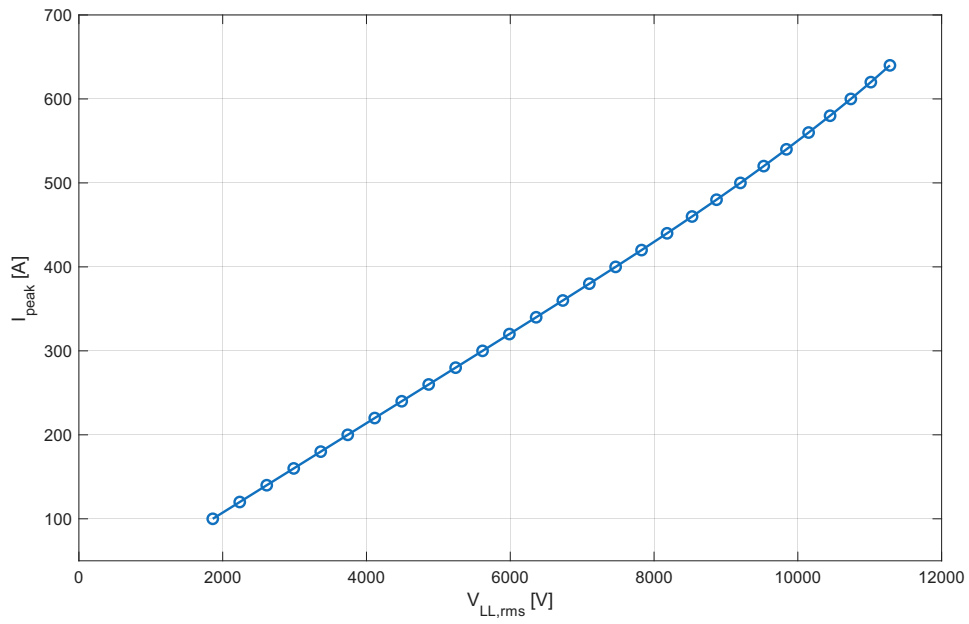


Figure 5.4: Caratteristica di magnetizzazione del motore

5.3 PROVA A ROTORE BLOCCATO

Questa prova è necessaria per il calcolo della resistenza $R_{r,2D}$ e induttanza $L_{r,2D}$, associate alle barre rotoriche. Il rotore viene mantenuto bloccato, mentre agli avvolgimenti statorici vengono iniettate correnti sinusoidali. Poichè a rotore bloccato è valida l'uguaglianza $f_s = f_r$, è possibile studiare la dipendenza di $R_{r,2D}$ e $L_{r,2D}$ al variare della frequenza di alimentazione. Poichè la prova viene effettuata a correnti nominali (e dunque tensioni basse), è lecito supporre un comportamento lineare dei materiali ferromagnetici. In conseguenza di ciò, si assume che l'induttanza L_m abbia valore costante [7].

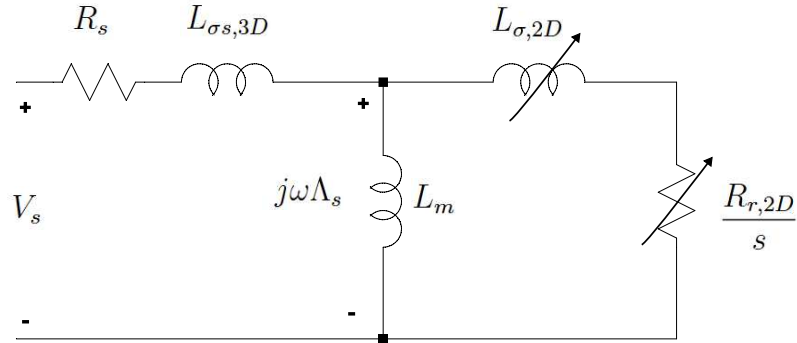


Figure 5.5: Circuito equivalente per la prova a rotore bloccato

Fase	$i(t^*)$
A+	$\sqrt{2} I_m$
B+	$-\frac{\sqrt{2}}{2} I_m - j\frac{\sqrt{6}}{2} I_m$
C+	$-\frac{\sqrt{2}}{2} I_m + j\frac{\sqrt{6}}{2} I_m$
A-	$-\sqrt{2} I_m$
B-	$\frac{\sqrt{2}}{2} I_m + j\frac{\sqrt{6}}{2} I_m$
C-	$\frac{\sqrt{2}}{2} I_m - j\frac{\sqrt{6}}{2} I_m$

Table 5.2: Correnti assegnate all'istante $t = t^*$ (prova a rotore bloccato)

Una volta risolto il problema di campo, è possibile ottenere i valori della potenza dissipata alle barre rotoriche P_{bars} :

$$P_{bars} = \frac{1}{2\sigma_{cu}} pL \int_{S_{cu}} \vec{j}_z \cdot \vec{\tilde{j}}_z dS$$

ed il valore medio dell'energia magnetica induttiva:

$$W_m = pL_{fe} \frac{1}{2} \int_D \frac{\hat{B}}{\sqrt{2}} \frac{\hat{H}}{\sqrt{2}} dS$$

Nell'ipotesi di un campo magnetico perfettamente sinusoidale, queste grandezze sono costanti nel tempo. È possibile quindi ottenere i parametri della resistenza equivalente R_{eq} ed induttanza equivalente L_{eq} , come segue:

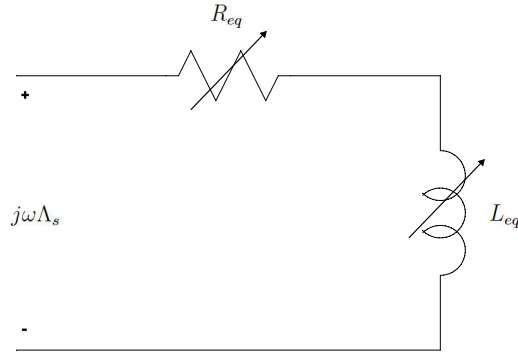


Figure 5.6: Parametri corrispondenti per la prova a rotore bloccato

$$R_{eq} = \frac{P_{bars}}{3 I_s^2}$$

$$L_{eq} = \frac{2 W_m}{3 I_s^2}$$

Nota l'induttanza L_m . È possibile estrarre i valori di $R_{r,2D}$ e $L_{r,2D}$, per le frequenze simulate.

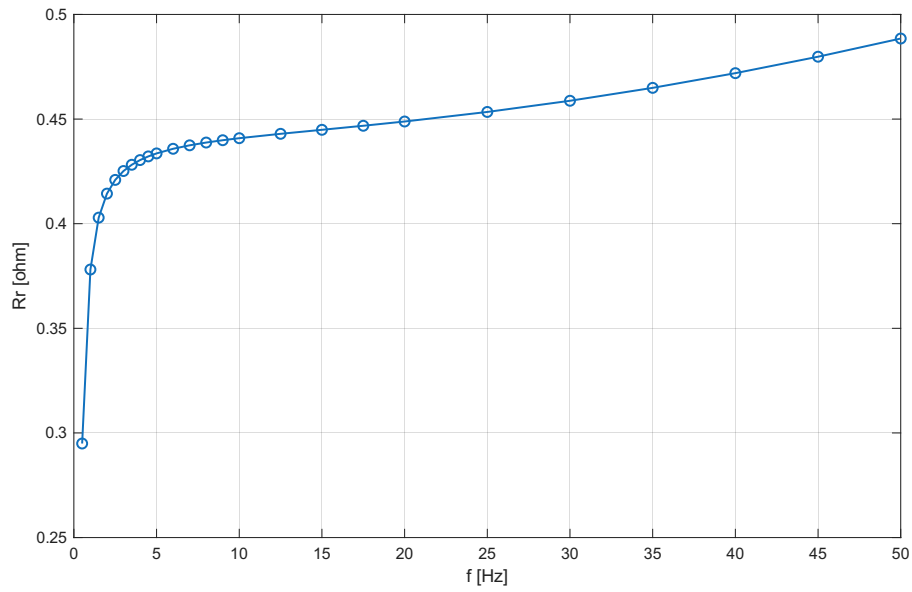


Figure 5.7: Andamento della resistenza rotorica al variare della frequenza.

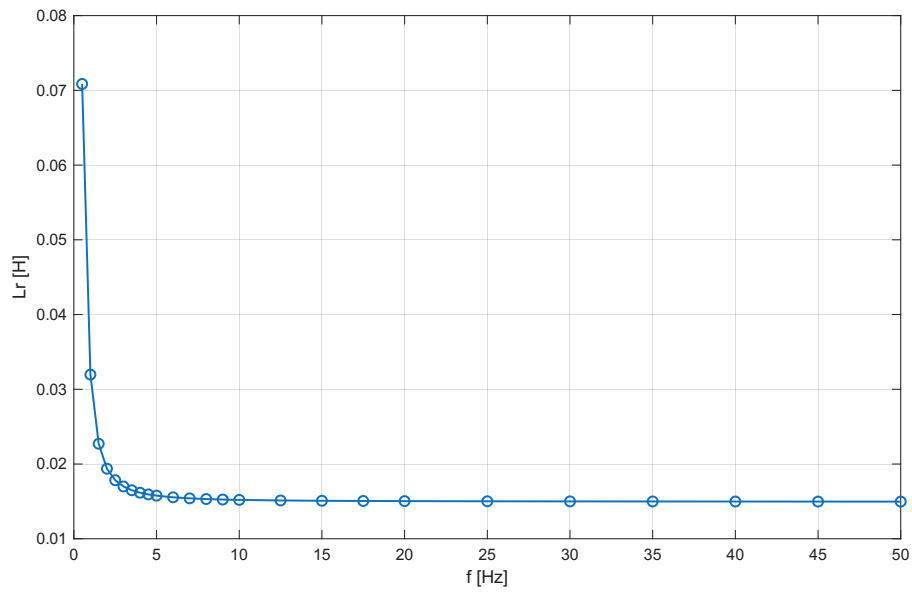


Figure 5.8: Andamento dell'induttanza rotorica al variare della frequenza.

5.4 RESTANTI PARAMETRI CIRCUITO EQUIVALENTE

I parametri finora ottenuti sono stati ricavati da simulazioni bidimensionali, non tenendo conto della geometria tridimensionale della macchina. In primo luogo, è necessario ricavare la

resistenza statorica R_s e l'induttanza di dispersione $L_{\sigma s,3D}$. La resistenza statorica, utilizzando quanto già appurato nel corso del progetto analitico, è la seguente:

$$R_s = \frac{P_{cu,s}}{3 \cdot I_s^2} = 0.154 \Omega$$

Mentre, per quanto concerne l'induttanza di dispersione $L_{\sigma s,3D}$, si ricorre a metodi di natura empirica:

$$L_{\sigma s,3D} = \mu_0 c_a c_b 2p n_{cs}^2 q_s L_{fe}$$

con i coefficienti c_a , legato al traferro:

$$c_a = 1 + \frac{0.125 \cdot 10^{-3}}{g} = 1.1025$$

ed il coefficiente c_b , legato al rapporto tra diametro al traferro D_s e la lunghezza di macchina L_{stk} :

$$c_b = 1.194 + 0.796 q_s + \frac{0.614}{p^2} \left(\frac{D_s}{L_{stk}} \right)^2 = 4.0914$$

Ne risulta un'induttanza di dispersione pari a:

$$L_{\sigma s,3D} = 6.14 \text{ mH} \quad (5.1)$$

La resistenza all'anello rotorico è stimata con la presente formula:

$$R_{r,3D} = \rho_{cu} \frac{3 (k_w N)}{2\pi p^2 S_{ring}} = 0.027 \Omega$$

L'induttanza associata all'inclinazione delle barre è considerata nulla.

5.5 COPPIA OTTENUTA CON LE BARRE AUTOAVVIANTI

Una volta ricostruito il circuito equivalente, si può ricavare l'andamento della coppia, oltre che la corrente assorbita ed il fattore di potenza. Nota la tensione di alimentazione $V_s = 5774 \text{ V}$, si ottiene la corrente assorbita I_s :

$$Z_{rot} = \frac{R_{\sigma r,2D} + R_{\sigma r,3D}}{s} + j\omega(L_{\sigma r,2D} + 1L_{\sigma r,3D})$$

$$Z_{eq} = \frac{Z_m \cdot Z_{rot}}{Z_m + Z_{rot}}$$

$$I_s = \frac{V_s}{R_s + j\omega L_{\sigma s,3D} + Z_{eq}}$$

Nota la corrente assorbita dalla rete, è possibile dividerla nella sua componente a vuoto ed al rotore:

$$I_0 = I_s \cdot \frac{Z_{eq}}{Z_m}$$

$$I_{12} = I_s \cdot \frac{Z_{eq}}{Z_{12}}$$

Infine, è possibile ottenere la coppia tramite la nota relazione [5]:

$$C = 3 \frac{R_{12}}{s \Omega_0} I_{12}^2$$

Andando ad inserire i valori trovati nelle prove su FEMM e tramite coefficienti empirici, si ottengono i seguenti grafici:

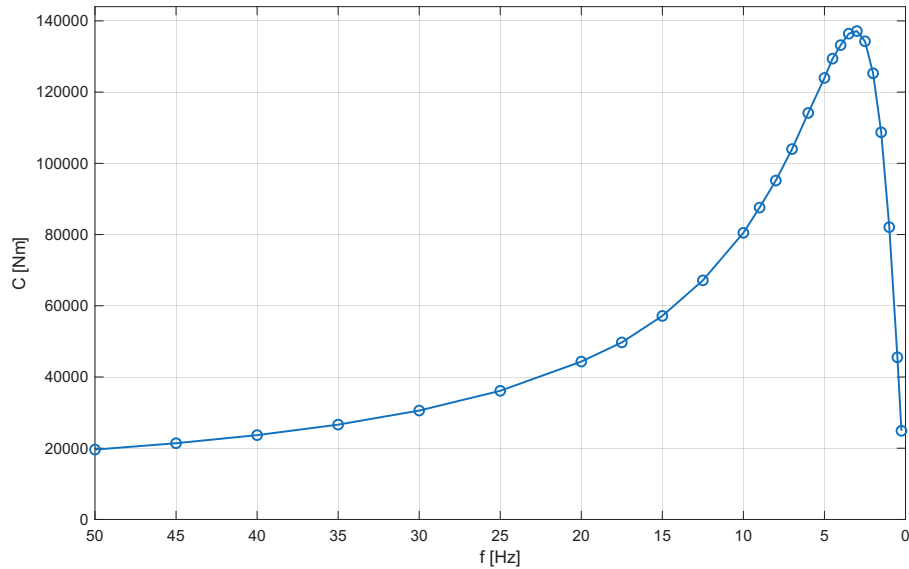


Figure 5.9: Andamento della coppia per valori decrescenti di frequenza rotorica

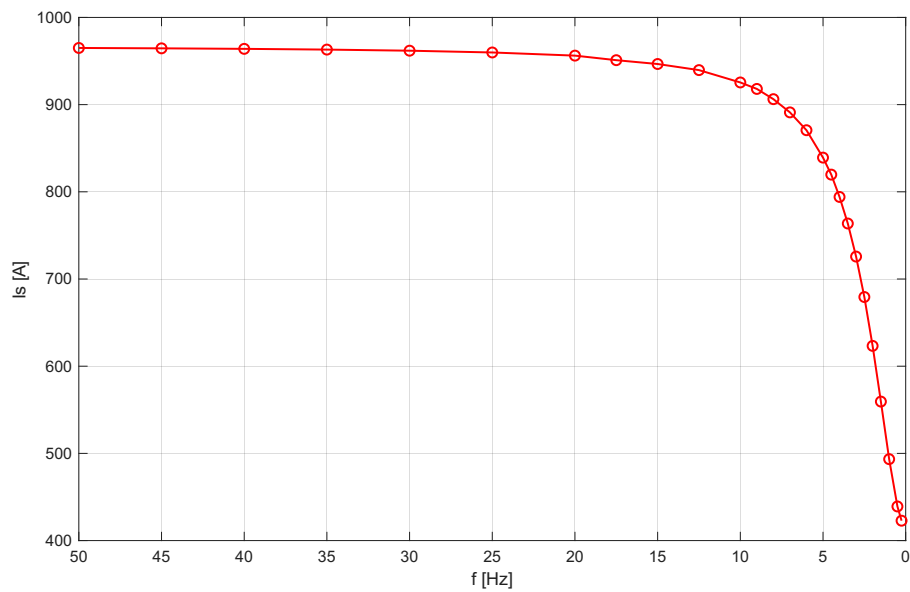


Figure 5.10: Andamento della corrente assorbita per valori decrescenti di frequenza rotorica

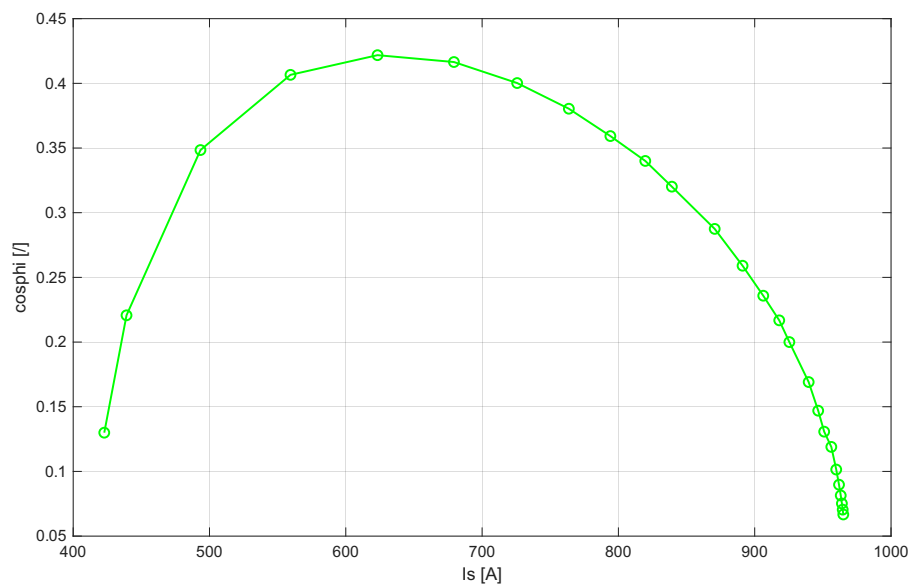


Figure 5.11: Andamento del fattore di potenza in funzione della corrente assorbita

Si possono trarre alcune conclusioni da questi dati. Innanzitutto, la coppia all'avviamento, per i valori trovati, risulta essere comunque piuttosto bassa, attestandosi attorno ai 20000 Nm , all'incirca il 14% della coppia sincrona nominale. Dall'esperienza costruttiva [4], i valori attesi per la coppia di spunto sono compresi nell'intervallo tra il 15% – 20% della coppia sincrona,

dunque leggermente superiori a quanto ottenuto nelle simulazioni. La coppia massima generata è di poco inferiore ai 140 kNm , dunque molto vicina alla coppia sincrona nominale, come atteso [4]. La corrente di spunto all'avviamento è di circa 965 A , ossia 2.83 volte la corrente nominale $I_s = 340$. Si deve perciò ipotizzare un avviamento in tempi rapidi, al fine di non stressare eccessivamente l'isolante di cava. Infine, va segnalato il fattore di potenza estremamente basso della corrente, in particolar modo all'avviamento.

6

Conclusioni

6.1 COMMENTO DEI RISULTATI

Nel corso di questa tesi, mi sono occupato del dimensionamento e progettazione di un motore elettrico sincrono a poli salienti attraverso un'impostazione analitica. Questo motore, che andrà a sostituire una macchina già esistente, è stato in seguito simulato attraverso il software agli elementi finiti FEMM, testandone le prestazioni elettriche e termiche. Ciò ha permesso un confronto tra le richieste di progetto ed i risultati delle simulazioni. Nelle simulazioni elettriche, è emerso una diversa distribuzione delle induzioni per le regioni di studio:

Regione	$B [T]$ attese	$B [T]$ simulate
Polo	1.5	1.58
Giogo	1.25	1.18
Corona	1.5	1.35
Dente	1.78	1.72

Table 6.1: Induzioni attese e registrate, per regione di macchina

Nella simulazione della coppia, si è verificato come, per il carico meccanico richiesto e la tensione di alimentazione nominale, il motore operi con un fattore di potenza maggiore rispetto a quello atteso. Ciò significa che viene assorbita una minore corrente allo statore, con benefici in

termini di tenuta termica. Infine, si segnala come il diagramma a V abbia un andamento atteso, simile agli esempi riportati nella letteratura [5].

	Valori attesi	Valori simulati
I_s	340 [A]	296 [A]
$\cos\varphi$	0.85	0.977

Table 6.2: Correnti nominali e fattori di potenza, attesi e registrati

Nelle simulazioni termiche, si è visto come le perdite dovute alla potenza di eccitazione siano particolarmente invasive. Sia nel caso peggiore (perdite totalmente concentrate nelle parti attive) sia nel caso in cui vengano separate le perdite alle testate, il software di simulazione bidimensionale non certifica il mantenimento delle condizioni di Classe F:

	T_{max} [$^{\circ}C$]
$P_e = 100\%$	268
$P_e = 65\%$	190

Table 6.3: Temperature massime registrate nella simulazione

Per la simulazione dell'avviamento, si è visto come l'induttanza di magnetizzazione sia elevata e poco variabile all'aumentare del flusso. Nel grafico della coppia si è visto un valore basso, sebbene atteso, di coppia di spunto. Ciò può comportare tempi lunghi per l'avviamento, con stress notevole per l'isolante in cava. È necessario far notare l'elevata corrente di spunto: quasi 3 volte superiore alla corrente nominale stimata.

	Risultati simulazione
T_{start}	20000 [Nm]
I_{start}	965 [A]
$\cos\varphi$	0.05

Table 6.4: Valori registrati all'avviamento

6.2 POSSIBILI PUNTI DI RIFLESSIONE

Nell'ultima sezione, reputo necessario segnalare possibili altri punti di studio ed approfondimento. Per ciascun capitolo, riporterò qualche spunto di analisi, per possibili rivisitazioni del progetto.

6.2.1 PROGETTO ANALITICO

Nella scelta del numero di cave, si è cercato di mantenere il limite di $Q_s < 200$, al fine di evitare eccessivi costi di costruzione. Può essere interessante studiare i possibili avvolgimenti di statore per q_s maggiori, al contempo allargando il diametro al traferro D_s . Nella scelta del traferro g si è scelto di utilizzare una dimensione maggiore, al fine di privilegiare la stabilità di macchina. In futuro, un possibile punto di simulazione può essere un traferro di spessore inferiore, con minore richiesta di eccitazione (e dunque I_e minore) e maggiore L_m all'avviamento.

6.2.2 SIMULAZIONE ELETTRICA

Nel mondo della progettazione elettrica, la simulazione basata sugli elementi finiti è fondamentale per la definizione della geometria di macchina, sia bidimensionale che tridimensionale. Le dimensioni geometriche possono essere ritoccate e simulate nuovamente, al fine di osservare come le grandezze elettriche variano. Infine, attraverso una simulazione dei vari punti di lavoro, si possono ricavare curve a V per potenze diverse da quella nominale, ed osservare come varia il punto di lavoro alla corrente I_s minima. Con la stessa logica, possono essere ricostruite altre curve tipiche dei motori sincroni, come la curva di capacità.

6.2.3 SIMULAZIONE TERMICA

La simulazione termica ha offerto buoni risultati per quanto concerne il circuito di statore a carico, dimostrando un funzionamento all'interno della classe termica F di riferimento. Tuttavia, non può essere detto altrettanto per la simulazione termica dell'avvolgimento di campo. Anche nelle ipotesi più favorevoli, l'eccitazione presenta temperature ben al di sopra dei limiti dichiarati. Ciò induce a pensare che la tipologia di simulazione utilizzata, basata sugli elementi definiti con geometria di riferimento bidimensionale, sia parzialmente limitata per questo tipo di studio. Una simulazione fluidodinamica tridimensionale, basata su software CFD, può essere risolutiva e chiarificatrice sui veri limiti termici del motore. Inoltre, una simulazione CFD

può fornire dati sulle resistenze termiche presenti nel sistema, permettendo una modellazione efficace dei fenomeni di scambio termico. Valori come i coefficienti convettivi equivalenti per la camicia d'acqua esterna α_w e l'albero α_{shaft} , stimati con buona approssimazione, possono essere ottenuti con maggiore aderenza al caso di studio presente.

6.2.4 AVVIAMENTO

Lo studio svolto, basato dall'unione di prove simulate e grandezze ottenute analiticamente, ha permesso di ottenere una curva della coppia in linea con le attese. La corrente di spunto assorbita, di poco inferiore al triplo della corrente nominale I_s , risulta estremamente sfasata rispetto alla tensione di alimentazione, a causa dell'induttanza di magnetizzazione L_m molto bassa. In una possibile rivisitazione del progetto, sarebbe di grande interesse studiare il variare di L_m per valori di traferro inferiori, oppure producendo una seconda gabbia smorzatrice, per ottenere una coppia di spunto maggiore. Infine, non sono presenti indicazioni sulle temperature registrate durante il processo di avviamento. Un'analisi termica, capace di analizzare il comportamento transitorio dei flussi termici, andrebbe ad arricchire il lavoro di tesi svolto.

Bibliografia

- [1] B. R. Landis, F. "turbine." encyclopedia britannica. [Online]. Available: <https://www.britannica.com/technology/turbine>.
- [2] N. Bianchi and S. Bolognani, *Metodologie di progettazione delle macchine elettriche / Nicola Bianchi, Silverio Bolognani*. Padova: CLEUP, 2001.
- [3] G. Smeda, *Costruzione delle macchine elettriche / Giovanni Smeda*, 3rd ed. Bologna: Riccardo Patron, 1950.
- [4] J. H. Walker, *Large synchronous machines : design, manufacture, and operation / by J. H. Walker*. Oxford: Clarendon press, 1981.
- [5] M. Andriollo, *Macchine elettriche rotanti : teoria ed esercizi / M. Andriollo ... [et al.]*. Bologna: Esculapio, 2016.
- [6] D. Meeker, *Finite Element Method Magnetics Version 4.2 User's Manual*, Finite Element Method Magnetics, Jan. 2018, version 4.2. [Online]. Available: <https://www.femm.info/Archives/doc/manual.pdf>
- [7] N. Bianchi, *Calcolo delle macchine elettriche col metodo degli elementi finiti / Nicola Bianchi*. Padova: CLEUP, 2001.
- [8] R. Benato, *La trasmissione dell'energia nelle reti elettriche di potenza / Roberto Benato*, 4th ed. S.l: s.n., 2024.
- [9] G. C. Stone, *Electrical insulation for rotating machines : design, evaluation, aging, testing, and repair / Greg Stone ... [et al.]*. New York [etc.] Piscataway (N.J.): Wiley IEEE Press, [2004].
- [10] P. H. Mellor, D. Roberts, and D. Turner, "Lumped parameter thermal model for electrical machines of tefc design," in *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*, vol. 138, no. 5. IET, 1991, pp. 205–218.

- [11] M. Liwshitz-Garik and C. C. Whipple, *2: A-c machines / Michael Liwshitz-Garik*. New York (etc.): D. Van Nostrand, c1946.
- [12] S. J. Chapman, *Electric Machinery Fundamentals / Stephen J. Chapman*, 4th ed. Boston (etc.): McGraw-Hill, 2005.

Ringraziamenti

Ringrazio innanzitutto il mio relatore, il Professore Nicola Bianchi, per l'aiuto ed il consiglio preziosamente offerti nel corso di questa tesi.

Desidero ringraziare la mia famiglia. I miei genitori, Antonio e Catia, per il sostegno, il conforto e le premure che non mi hanno mai fatto mancare in tutti questi anni. Mio fratello, Matthias, per l'esempio limpido che è stato e continua ad essere. Non sarei un centesimo della persona che sono oggi senza di loro. Ringrazio anche Lisa, che ormai fa parte di questa famiglia da tantissimo tempo.

Ringrazio i miei nonni, Iginio, Anna, Gino e Fiorina. Per tutte le storie, tutti i dolci, tutti i momenti che ho ancora la fortuna di condividere con loro.

Ringrazio i miei zii, Ornella, Adriano, Giuseppe, Giuliana, sempre presenti e carichi di affetto. Ringrazio in particolare anche mia zia Debora, per tutti gli scherzi che mi ha fatto e le risate che mi ha strappato.

Ringrazio i cugini con cui sono cresciuto insieme, Denise e Thomas, per tutti i giochi improbabili che ci siamo inventati nel corso degli anni. Ringrazio i cugini che ho visto e tutt'ora continuo a vedere crescere, Tommaso e Rachele, per tenermi aggiornato sul mondo dei giovanissimi d'oggi.

Dai Niki, tasi su un fiá...

Siccome a fare il serio per più di due righe non ne sono capace, seguiranno ora un elenco di ringraziamenti decisamente più ironici ma non per questo meno sentiti.

Ringrazio il gruppo dei The Bluzees: Seba, Giga, Mattia e Andrea, per le poche canzoni provate e per i molti locali recensiti, su cui potremmo scrivere una guida gastronomica best-seller.

Ringrazio (ma giusto perché mi tocca) Aron e Paso, per le mattine seduti sulle panchine del Re Leone e le sere passate a consumare la benzina della MIA 500 (sia mai che si esca con la vostra di macchina)

Ringrazio la dottoressa Sara, per gli auguri sgrammaticati ad ogni Natale e Pasqua ed le sue recensioni di fuoco ad Acegas.

Ringrazio l'Avvocato Cetera, per le numerose consulenze di natura giudiziaria, erogate sempre senza fattura davanti ad un caffè dai Chimici.

Ringrazio la compagnia dei fisici (ex, presenti e futuri): Gabriele, Matteo, Andrea, Il Seba e Sofia, per avermi insegnato molto poco di Fisica ma tantissimo sulla Facoltà di Fisica a Padova.

Ringrazio Alberto e Giuseppe, per avermi sempre dato una mano a bullizzare ex-fisici reinventatisi letterati.

Doumo Arigatou Nicholas-san, per le preziose lezioni di giapponese offerte negli anni.

Ringrazio i mantovani Giacomo, Jo e Piombo, per le serate passate in palestra, le partite a Geoguessr con il Mantova in sottofondo e le riparazioni straordinarie di zanzariere difettose.

Ringrazio Federico da Mareson, per avermi spiegato per filo e per segno quali aree della provincia di Belluno vadano evitate come la peste.

Ringrazio Lorenzo da Mestre, per la combo caffè + cicchetto dai Tre Scalini mentre si discute sull'ennesimo report da consegnare.

Ringrazio Francesco DS, Francesco DM e Sang per le serate passate a studiare (voi, sia chiaro, mica io) e l'iconica sveglia di Tigerman.