

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

Dipartimento di Ingegneria Industriale

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria dell'Energia Elettrica



**PROGETTO E ANALISI DI MOTORI SINCRONI
DI PICCOLA POTENZA CON ROTORE A
MAGNETI PERMANENTI INTERNI**

Relatore:

Prof. Nicola Bianchi

Co-Relatore:

Prof. Luigi Alberti

Laureando:

Stefania Sgarbossa

1128731

ANNO ACCADEMICO 2017/2018

*A mia madre, la mia insegnante di vita,
sempre presente in ogni mio traguardo...*
*A Francesco, per aver sempre creduto in me
in ogni situazione..*

Sommario

L'obiettivo di questa tesi è progettare un motore a magneti permanenti che soddisfi le specifiche tecniche richieste dall'azienda. I campi di applicazione di questo motore sono nel settore HVAC/R (Heating, Ventilation, Air Conditioning/ Refrigeration), nei compressori e nelle pompe. Esso deve rispondere ai requisiti imposti dalle normative europee riguardanti le classi di rendimento IEC 3. Il committente ha chiesto di mantenere fissa la geometria di statore e ha lasciato piena libertà nella scelta del rotore; le geometrie analizzate presentano un rotore con magnetizzazione radiale. Inizialmente, si esegue un studio di due motori con rotore liscio e diversa dimensione dei magneti per individuare le variabili che possono migliorarne il funzionamento. L'analisi ha evidenziato che questi motori presentavano un'ondulazione di coppia elevata. Per cercare di ridurla al minimo, si è deciso di progettare trenta motori sagomati con diversa dimensione e posizione dei magneti. Tra tutte queste combinazioni, si sono scelti sei motori che rispondono alle specifiche richieste dell'azienda e con una minima ondulazione di coppia. Le prove in sovraccarico alla corrente di smagnetizzazione hanno evidenziato la presenza del fenomeno; per ridurre al minimo la porzione dei magneti interessata dalla smagnetizzazione, si è deciso di ridurre la larghezza dei magneti. Infine, si sono progettati dei motori s-type e dei motori con barriere d'aria con l'obiettivo di ridurre ulteriormente il ripple.

Indice

1	Descrizione di un motore IPM	1
1.1	Equazioni elettriche e magnetiche del motore	4
1.2	Limiti e regioni di funzionamento	5
1.3	Calcolo della Coppia a Carico	8
1.3.1	Tensore degli sforzi di Maxwell	9
1.3.2	Metodo dei lavori virtuali	9
1.3.3	Metodo mediante i flussi concatenati e le correnti	10
1.4	Tipo di simulazioni svolte	10
1.4.1	Simulazione a vuoto	10
1.4.2	Simulazione a carico con variazione di α_{ie}	12
1.4.3	Simulazione a carico al variare della posizione rotorica	13
2	Specifiche e scelte di progetto	15
2.1	Geometria di statore	15
2.2	Materiali	18
2.2.1	Ferro di statore e rotore	18
2.2.2	Magneti permanenti	18
2.3	Scelte progettuali	20
3	Procedura di disegno	21
3.1	Procedura di disegno di rotore sagomato	22
4	Prima fase dell'analisi	27
4.1	Analisi di motori non sagomati	29
4.1.1	Prove a vuoto	29
4.1.2	Prove a carico	33
4.1.3	Prove in sovraccarico	36
4.2	Analisi di motori sagomati	37
4.2.1	Motori sagomati con spessore di magnete di due millimetri	38
4.2.2	Motori sagomati con spessore di magnete di tre millimetri	46
4.3	Prove in sovraccarico	54

5	Seconda fase dell'analisi	61
5.1	Nuove geometrie con spessore di magneti di due millimetri . . .	61
5.1.1	Prove a vuoto	63
5.1.2	Prove a carico	65
5.1.3	Prove in sovraccarico	66
5.2	Nuove geometrie con spessore di magneti di tre millimetri . . .	67
5.2.1	Prove a vuoto	69
5.2.2	Prove a carico	71
5.2.3	Prove in sovraccarico	71
5.3	Scelta della migliore geometria	73
6	Terza fase dell'analisi	75
6.1	Analisi di motori s-type	76
7	Quarta fase dell'analisi	81
7.1	Analisi di motore senza barriere d'aria	81
7.1.1	Prova a vuoto	82
7.1.2	Prove a carico	84
7.1.3	Funzionamento in sovraccarico	85
7.2	Analisi di motore con con barriere d'aria	86
7.3	Scelta della migliore geometria	91
7.3.1	Prova a vuoto	91
7.3.2	Prova a carico	92
7.3.3	Prova in sovraccarico	94
8	Analisi definitiva	95
8.1	Caratteristiche a carico	96
8.2	Analisi di motori di diversa taglia	101
8.2.1	Calcolo delle perdite	102
8.3	Dimensionamento dell'avvolgimento di statore	104
8.3.1	Alimentazione trifase	106
8.3.2	Alimentazione monofase	107
8.3.3	Alimentazione in continua	109
A	Sistema di riferimento d-q	117
B	Normativa vigente	119

Capitolo 1

Descrizione di un motore IPM

Il motore sincrono è un tipo di motore elettrico in corrente alternata in cui il rotore possiede la stessa velocità di rotazione del campo magnetico rotante. Generalmente è alimentato da una tensione trifase, ma per i motori di piccola potenza l'alimentazione è monofase.

È costituito da un rotore, su cui sono presenti diversi poli magnetici di polarità alterna creati o da magneti permanenti o elettromagneti alimentati da una corrente continua, e da uno statore in cui sono montati gli avvolgimenti. Quest'ultimi sono fissi nelle cave di statore e sono disposti in modo da avere gli assi a 120° elettrici l'uno dall'altro. Negli avvolgimenti circolano tre correnti alternate sinusoidali aventi la stessa frequenza f e lo stesso valore \hat{I} . La variazione nel tempo della corrente produce un campo magnetico rotante equivalente a quello prodotto da un magnete con 2 poli (N-S) posto in rotazione da un sistema meccanico.

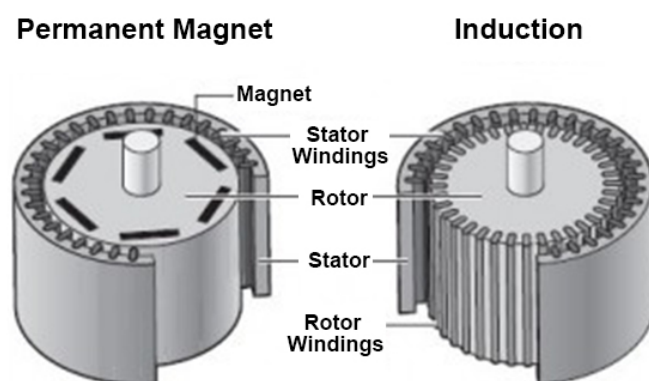


Figura 1.1: Struttura di un motore sincrono a magneti permanenti rispetto a un motore asincrono

L'avviamento di questo tipo di motore è relativamente complesso quando collegato direttamente alla rete. Per questo motivo esso è solitamente alimentato da inverter.

I motori sincroni si possono suddividere in

- Motori a magneti permanenti superficiali, detti SPM (Superficial Permanent Magnet)
- Motori a magneti permanenti interni, detti IPM (Interior Permanent Magnet)
- Motori a riluttanza.

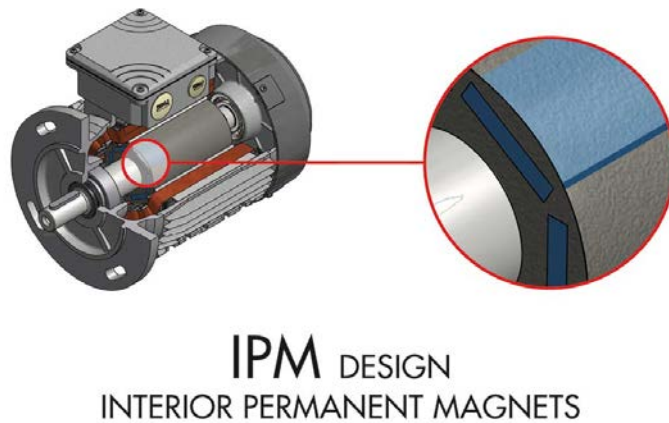


Figura 1.2: Schematizzazione di un motore IPM

Il motore a magneti permanenti interni è un motore sincrono che ha dei magneti permanenti (PM) alloggiati internamente al rotore. Il motore IPM viene utilizzato principalmente dove è richiesta un'elevata velocità di rotazione e con potenze impiegate medio-piccole.

Rispetto ai motori asincroni, il rendimento dei motori IPM è più elevato a parità di potenza elettrica assorbita; presentano un'elevato rapporto coppia-volume e una maggiore leggerezza dovuta alla mancanza dell'avvolgimento di eccitazione nel rotore. A parità di potenza, il suo costo di realizzazione è mediamente più elevato rispetto ad un equivalente motore asincrono. Inoltre, non avendo le spazzole, essi hanno una vita utile più elevata e una minor necessità di manutenzione.

In base a come sono posizionati i magneti, il rotore può essere (vedi figura 1.3):

- Rotore con magneti a magnetizzazione tangenziale
- Rotore con magneti a magnetizzazione radiale.

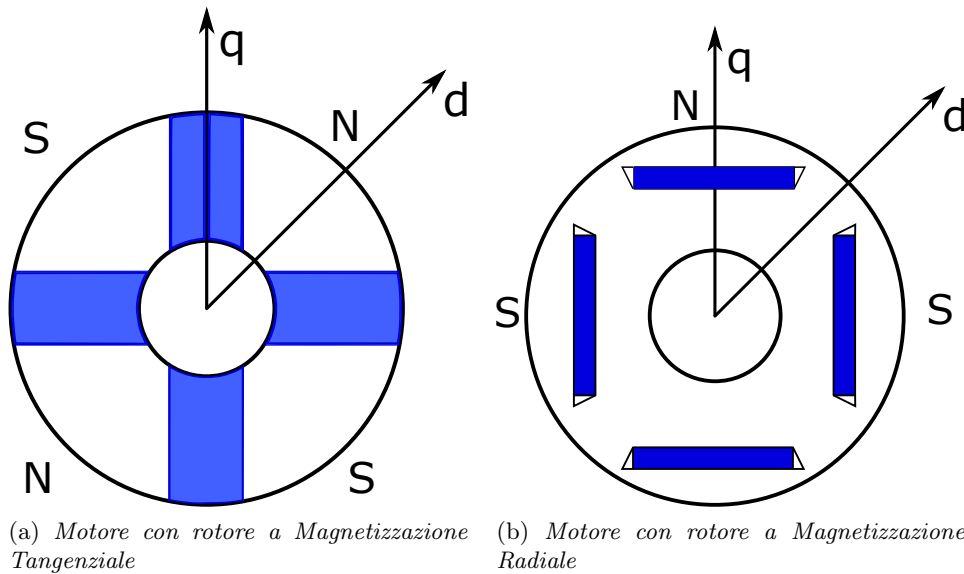


Figura 1.3: Strutture rotoriche di motori a Magneti Permanenti Interni a quattro poli

Nel primo caso, il flusso di ciascun polo è dato dalla somma del flusso di due magneti e questa configurazione è adottata quando sono impiegati magneti con bassa induzione residua e con elevato numero di poli. Infatti, si deve fare in modo che la somma dell'area dei due magneti superi l'area di un polo per ottenere un'elevata induzione magnetica e un addensamento delle linee di campo al traferro. Inoltre, l'albero deve essere amagnetico per evitare i ricircoli di flusso.

Nel secondo caso, essendo l'area del magnete più piccola dell'area del polo, si ottiene al traferro un'induzione minore che nel magnete. Inoltre, tale configurazione presenta un'elevata permeanza di asse q e una bassa permeanza di asse d , ovvero un'alta anisotropia rotorica.

In entrambe le configurazioni ci possono essere i ponticelli magnetici (Magnetic Isolation Bridge) che sono delle porzioni di ferro di rotore comprese tra le tasche d'aria e il traferro (figura 1.4). Essi sono usati per tenere compatta la struttura e devono essere ridotti al minimo in quanto essi costituiscono dei possibili percorsi magnetici.

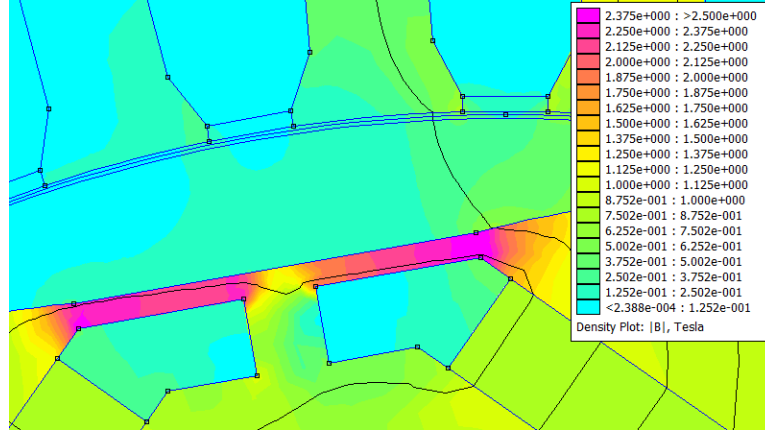


Figura 1.4: I ponticelli magnetici sono evidenziati in viola

1.1 Equazioni elettriche e magnetiche del motore

Lo studio delle caratteristiche elettriche e magnetiche del motore è compiuto a regime in un sistema di riferimento sincrono d-q (vedi appendice A). Le equazioni hanno validità anche in presenza di saturazione del ferro.

I flussi concatenati Λ_d e Λ_q sono espressi come

$$\begin{aligned}\Lambda_d(I_d) &= \Lambda_{pm} + L_d I_d \\ \Lambda_q(I_q) &= L_q(I_q) I_q\end{aligned}\quad (1.1)$$

dove Λ_d è espresso come sommatoria del flusso concatenato prodotto dai magneti permanenti e quello prodotto dagli avvolgimenti di statore. Il flusso Λ_{pm} si ricava dalla simulazione a vuoto. L'induttanza L_d si può ritenere costante al variare della corrente I_d .

Le due componenti di tensione, sempre a regime, sono date da

$$\begin{cases} V_d = R I_d - \omega_{me} \Lambda_q \\ V_q = R I_q + \omega_{me} \Lambda_d \end{cases}\quad (1.2)$$

Trascurando le cadute di tensione sulla resistenza dell'avvolgimento di statore, il modulo della tensione vale

$$|V| = \omega_{me} \sqrt{\Lambda_d^2 + \Lambda_q^2}\quad (1.3)$$

La coppia si può esprimere come

$$T = \frac{3}{2} p [\Lambda_d I_q - \Lambda_q I_d]\quad (1.4)$$

Questi parametri sono facilmente ricavabili dall'analisi agli elementi finiti.

1.2 Limiti e regioni di funzionamento

I valori di tensione e corrente che possono essere applicati al motore, devono rimanere entro specifici limiti; essi dipendono dai valori nominali o di targa del motore e dai valori nominali del sistema di alimentazione.

Per determinare i corrispondenti limiti e le regioni di funzionamento del motore si considera il suo funzionamento a regime. Per funzionamento a regime s'intende quello in cui sono costanti i valori di ampiezza delle correnti e delle tensioni sinusoidali statoriche, ed è costante la velocità ω di rotazione del rotore. Le grandezze elettriche trasformate nel sistema di riferimento rotante sincrono col rotore, indicate con V_d , V_q , I_d e I_q sono anch'esse costanti.

Per soddisfare le limitazioni di corrente di ciascuna fase, la corrente deve avere ampiezza in valore efficace non superiore al valore nominale I_n che è indicato nella targa del motore. Bisogna soddisfare questa limitazione perché al di sopra I_n , le perdite Joule di statore porterebbero la temperatura di lavoro a regime ad assumere valori inaccettabili per i materiali isolanti in esso presenti. Solo per brevi intervalli, cioè durante il funzionamento in sovraccarico, si ammettono correnti maggiori della nominale; tale funzionamento non può comunque superare il valore della corrente di smagnetizzazione oltre il quale la forza magneto-motrice delle correnti statoriche determina una smagnetizzazione irreversibile dei magneti permanenti posti nel rotore.

La tensione di statore deve rimanere entro il suo valore nominale V_n , che dipende dai criteri di isolamento e dal dimensionamento elettromagnetico del motore; i dati di targa si riferiscono di norma al valore nominale della tensione efficace concatenata.

In sintesi, il limite di funzionamento a regime per la corrente si potrà esprimere in funzione delle correnti trasformate I_d ed I_q con

$$I_d^2 + I_q^2 \leq I_N^2 \quad (1.5)$$

dove I_N è il modulo del valore nominale del vettore spaziale corrente statorica, corrispondente alla corrente nominale efficace di fase I_n . Per le matrici di trasformazione vale

$$I_N = \sqrt{2} I_n \quad (1.6)$$

Analogamente, il limite di tensione sarà

$$V_d^2 + V_q^2 \leq V_N^2 \quad (1.7)$$

dove V_N rappresenta il modulo del vettore tensione statorica corrispondente alla tensione nominale efficace concatenata V_n ; essa corrisponde a

$$V_N = \sqrt{2} V_n \quad (1.8)$$

Ai limiti di corrente e di tensione sopra esposti sono legati i corrispondenti limiti di coppia e di velocità. Tutto ciò può essere studiato ed evidenziato con l'ausilio di un piano $I_d - I_q$, sul quale si possono facilmente tracciare i luoghi limite di corrente e tensione per diverse velocità.

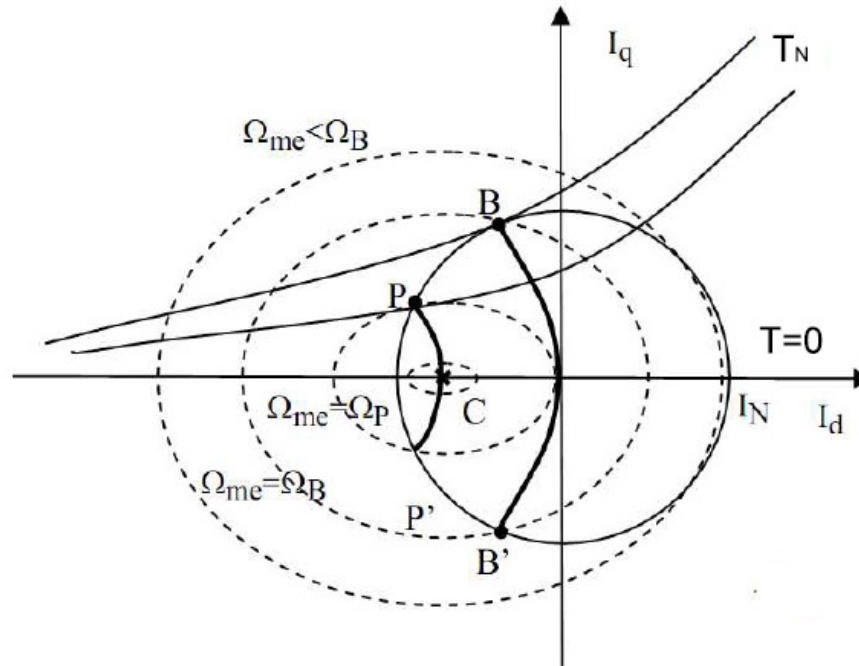


Figura 1.5: Limiti di funzionamento del motore IPM

Il limite di corrente è rappresentato da una circonferenza di raggio I_N centrata sull'origine degli assi; il limite di tensione descrive una famiglia di ellissi. Il centro C di questa famiglia ha coordinate:

$$\left(-\frac{\Lambda_{pm}}{L_d}, 0 \right) \quad (1.9)$$

L'ordinata del punto C rappresenta il valore della corrente di corto circuito (c.c). Quando essa è maggiore della corrente I_n il centro C è esterno alla circonferenza limite di corrente.

In figura 1.5 si riconosce il segmento BB' che è il luogo dei punti di lavoro in cui si manifesta il massimo rapporto coppia su corrente (MTPA). Nel punto B si ha coppia nominale positiva, mentre in B' si ha la stessa coppia ma con segno negativo. Il funzionamento del motore, nel rispetto dei limiti di tensione e di corrente, corrisponde ad un punto di lavoro interno sia al limite di corrente che al limite di tensione corrispondente a quella velocità di lavoro.

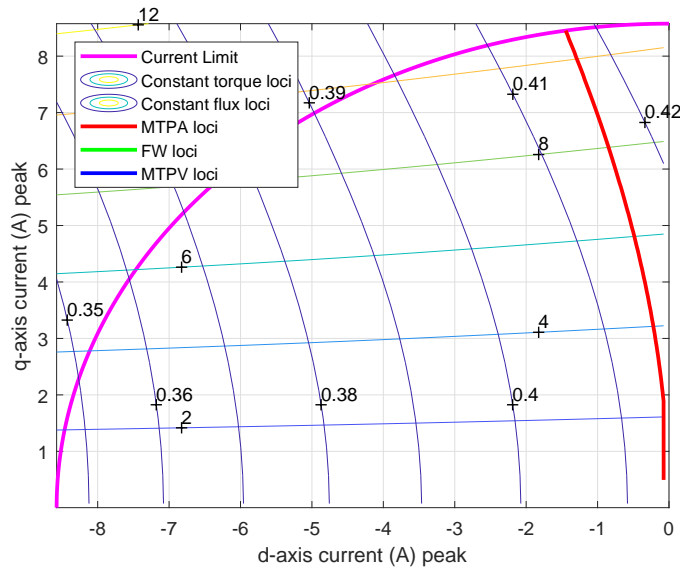


Figura 1.6: Regioni di funzionamento

Il motore IPM si presta bene per applicazioni dove sia richiesta una caratteristica meccanica caratterizzata da un tratto a coppia costante ed un tratto a potenza costante. Infatti, grazie alla sua struttura anisotropa, è possibile ottenere un'ampia regione a potenza costante, detta regione di deflussaggio.

A regime, il funzionamento limite del motore si può suddividere in due regioni:

- *Regione a Coppia costante:* Alle basse velocità, il motore opera con la corrente nominale, I_n con componente I_d e I_q tali da ottenere la massima coppia. Tale funzionamento si può mantenere dalla velocità nulla fino alla velocità base, n_b , in cui la tensione ai morsetti del motore raggiunge il valore nominale, V_n .
- *Regione a Coppia decrescente:* Il motore funziona a velocità superiori a n_b forzando una corrente di asse diretto smagnetizzante (negativa). Questa corrente produce una riduzione del flusso concatenato, per cui è possibile a parità di tensione aumentare la velocità del motore. Per contro, si ottiene una diminuzione della coppia, poiché le correnti I_d e I_q si spostano dal punto di massima coppia. Il funzionamento che si ottiene, caratterizzato dalla coppia decrescente all'aumentare della velocità, è comunemente chiamato funzionamento a "potenza costante", anche se questo ne è soltanto un'idealizzazione. Considerando il limite di funzionamento, il vettore di corrente (I_d , I_q) mantiene modulo costante e descrive un arco di cerchio portandosi verso valori di corrente

I_d sempre più negativi. Un'ampia regione di funzionamento è ottenuta ridimensionando il motore con $\Lambda_m \approx L_d I_n$.

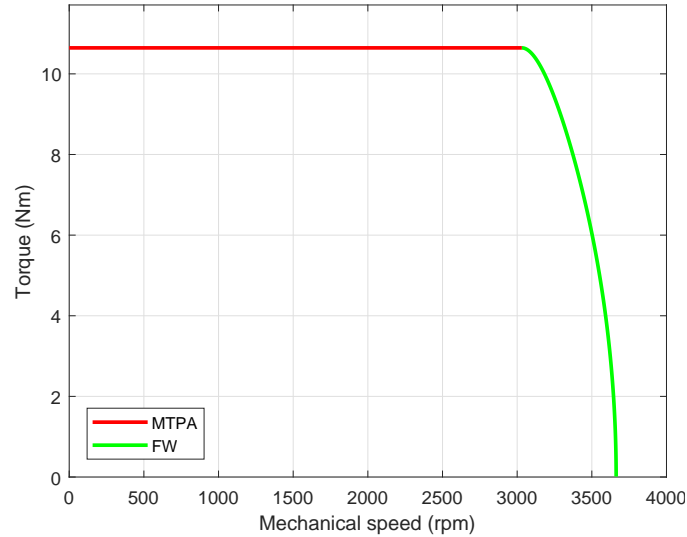


Figura 1.7: Caratteristica coppia-velocità

1.3 Calcolo della Coppia a Carico

La coppia prodotta da un motore a magneti permanenti è costituita da tre componenti:

- Coppia di impuntamento
- Coppia dovuta ai magneti permanenti
- Coppia di riluttanza.

Ciascuna di esse presenta un termine costante e uno oscillante al variare della posizione rotorica.

La coppia di impuntamento è dovuta alla sola interazione tra il campo generato dai magneti permanenti e i denti di statore. I denti di statore causano una variazione dell'energia magnetica dovuta alla variazione della posizione angolare del rotore ϑ_m . La coppia di impuntamento ha valore medio nullo.

La coppia dovuta ai magneti permanenti (PM) è dovuta all'interazione tra il campo messo in gioco dai PM e dal campo generato dalle correnti di statore.

La coppia di riluttanza, nota come coppia di salienza, è dovuta all'interazione tra la f.m.m. di statore, i denti di statore e l'anisotropia del rotore.

Il termine oscillante della coppia in questo caso è dovuto alle armoniche della f.m.m. di statore e che danno origine a una "coppia di impuntamento". Per mettere in evidenza la coppia, si possono fare simulazioni sostituendo il magnete permanente con l'aria.

Il calcolo della coppia a carico può essere eseguito con diversi metodi; tra questi, se ne scelgono tre

1. Calcolo attraverso il tensore degli sforzi di Maxwell: T_{mxw} .
2. Calcolo attraverso il principio dei lavori virtuali, compiendo uno spostamento elementare del rotore, e valutando le variazioni di densità volumiche di energia sui singoli componenti.
3. Calcolo attraverso il bilancio di energia ai morsetti del motore, utilizzando delle grandezze di tipo integrale, quali i flussi concatenati e le correnti entranti: T_{dq} .

1.3.1 Tensore degli sforzi di Maxwell

Il metodo del tensore degli sforzi di Maxwell permette di calcolare le forze elettromagnetiche agenti su un oggetto interessato da campo elettromagnetico. Per calcolare la coppia al traferro, il tensore degli sforzi di Maxwell può essere integrato su una circonferenza entro il traferro, moltiplicando il risultato per la lunghezza dei conduttori attivi, L_{fe} . Allo scopo di ridurre gli errori numerici di calcolo, la coppia è calcolata come valore medio sull'intera superficie S_g , cioè

$$T_{mwx} = p \frac{L_{fe}}{g \mu_0} \int_{S_g} r B_r B_\theta dS \quad (1.10)$$

dove g è l'ampiezza del traferro, B_r e B_θ sono i componenti radiali e azimutale dell'induzione e r indica il generico raggio.

1.3.2 Metodo dei lavori virtuali

In alternativa al precedente metodo di calcolo, si può adottare il principio dei lavori virtuali. Esso si basa sul bilancio di energia corrispondente ad uno spostamento elementare del rotore. I diversi contributi energetici sono calcolati integrando le densità volumetriche di energia magnetica sui singoli componenti del sistema. In presenza di non linearità viene utilizzata la coenergia magnetica del sistema, calcolando la coppia come variazione di questa a correnti costanti, cambiata di segno, come

$$T = - \frac{dW'_m}{d\vartheta_m} \Big|_{i=cost} \quad (1.11)$$

Questo metodo di calcolo risulta oneroso dal punto di vista computazionale perché richiede almeno due soluzioni di campo.

1.3.3 Metodo mediante i flussi concatenati e le correnti

La coppia si può calcolare valutando l'interazione dei flussi concatenati con le correnti ai morsetti dell'avvolgimento statorico. Facendo uso della trasformazione d-q ed eseguendo un bilancio di energia ai morsetti del motore ad ogni spostamento elementare del rotore, la coppia risulta

$$T = \frac{3}{2} p (\Lambda_d I_q - \Lambda_q I_d) \quad (1.12)$$

La coppia è ricavata con l'ipotesi di avvolgimento idealmente distribuito al traferro, per cui fornisce l'esatto valore medio della coppia elettromagnetica fornita dal motore.

1.4 Tipo di simulazioni svolte

Le simulazioni agli elementi finiti (FEM) consentono di prevedere, con un buon grado di precisione, le prestazioni dei motori in esame. Per definire le caratteristiche elettromagnetiche dei motori, si eseguono le seguenti simulazioni:

1. Simulazione a vuoto
2. Simulazione al variare dell'angolo di corrente α_{ie}
3. Simulazione al variare della posizione rotorica ϑ_m .

1.4.1 Simulazione a vuoto

Nelle simulazioni a vuoto si calcolano i seguenti parametri

- Flusso concatenato a vuoto e induzione al traferro
- Forza elettromotrice indotta
- Coppia d'impuntamento (Cogging Torque) .

Per il calcolo delle caratteristiche a vuoto il magnete è attivo, mentre i morsetti degli avvolgimenti di statore sono aperti.

Si fa variare l'angolo meccanico ϑ_m per individuare le principali grandezze elettriche in gioco; tra queste si è proceduto al calcolo dei flussi concatenati con le fasi, della f.e.m indotta e della coppia di dentatura.

Per costruire la forma d'onda del flusso concatenato di ogni fase, viene fatto ruotare il rotore. Per ciascuna posizione del rotore, si misura il potenziale vettore ($A_z(x,y)$). Si può così calcolare il flusso concatenato con la fase j -esima in modo puntuale

$$\Lambda_{j,pm} = 2p L_{fe} \frac{n_c}{n_{pp}} \sum_{q=1}^{Q/2p} k_{jq} \frac{1}{S_{slot}} \int_{S_{slot}} A_z dS \quad (1.13)$$

Dalla conoscenza della forma d'onda (vedi figura 1.8) è possibile calcolare la fondamentale del flusso concatenato e le sue armoniche; esso si può esprimere in serie di Fourier come

$$\Lambda_{pm}(\vartheta_m) = \sum_{k=1}^{N_k} \Lambda_{pm,k} \cos(k\vartheta_m) \quad (1.14)$$

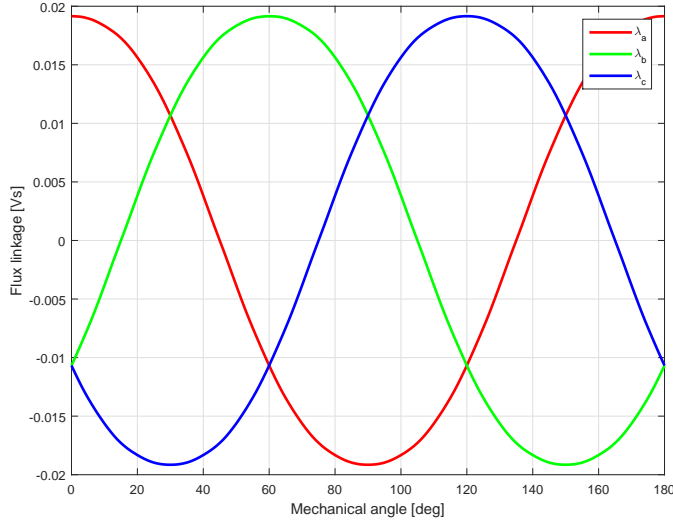


Figura 1.8: Andamento del flusso concatenato al variare di ϑ_m

La forza elettromotrice indotta per una fase a vuoto, si determina derivando il flusso concatenato rispetto al tempo. Si ottiene

$$\begin{aligned} e(\vartheta_m) &= \frac{d\Lambda_{pm}(\vartheta_m)}{dt} = \frac{d\Lambda_{pm}(\vartheta_m)}{d\vartheta_m} \omega_m \\ &= \omega_m \sum_{k=1}^{N_k} (-k) \Lambda_{pm,k} \sin(k\vartheta_m) \end{aligned} \quad (1.15)$$

Si determina infine la coppia di impuntamento come descritto nel paragrafo 1.3 mediante il tensore degli sforzi di Maxwell, il metodo dei lavori virtuali e mediante i flussi concatenati con le correnti.

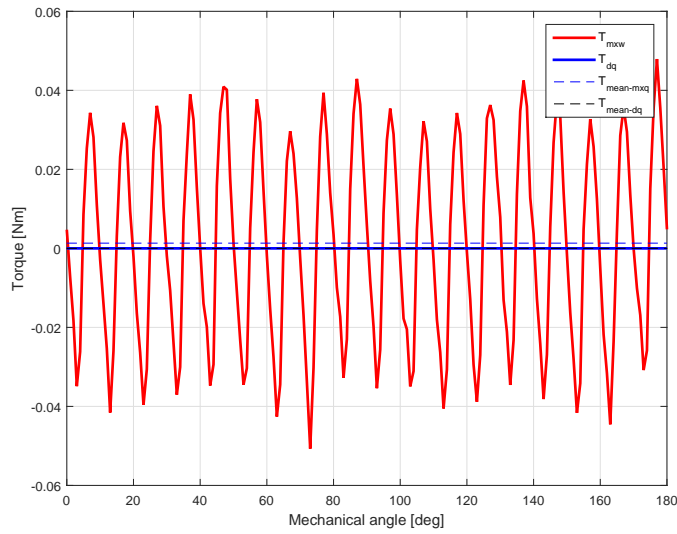


Figura 1.9: Andamento della coppia d'impuntamento

1.4.2 Simulazione a carico con variazione di α_{ie}

La coppia a carico può essere definita come

$$T = \frac{3}{2} p \lambda_{pm} \hat{I}(t) \cos(\alpha_{ie}) \quad (1.16)$$

dove λ_{pm} è il flusso prodotto dai magneti, \hat{I} è il valore di picco corrente ipotizzando di alimentare il motore con una terna simmetrica e α_{ie} è angolo tra il vettore spaziale delle correnti e il flusso λ_{pm} . Dall'equazione 1.16 si osserva che la coppia dipende dall'angolo tra il vettore spaziale della corrente e il flusso prodotto dai magneti permanenti. Generalmente, la coppia massima si raggiunge in un angolo $\alpha_{ie} \neq 90^\circ$. Questo punto di lavoro si trova lungo la caratteristica MTPA, detto $\alpha_{ie-MTPA}$ e si aggira intorno a $95^\circ - 110^\circ$.

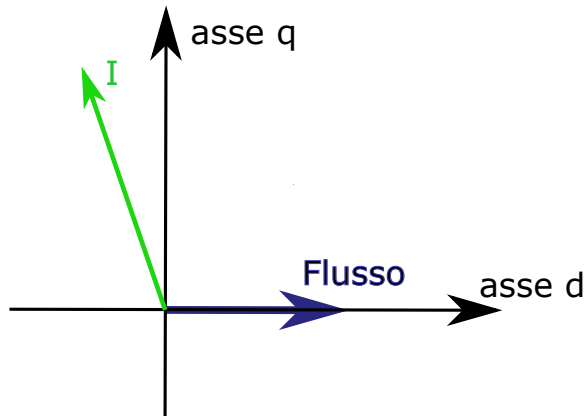


Figura 1.10: Vettore spaziale della corrente e del flusso

Nella simulazione con variazione di α_{ie} si fa variare l'angolo del vettore spaziale delle correnti, mantenendo fissa la posizione rotorica. Questo procedimento consente di determinare come varia la coppia in funzione di α_{ie} e di stabilire il valore di $\alpha_{ie-MTPA}$, in modo da avere la massima coppia per ampere.

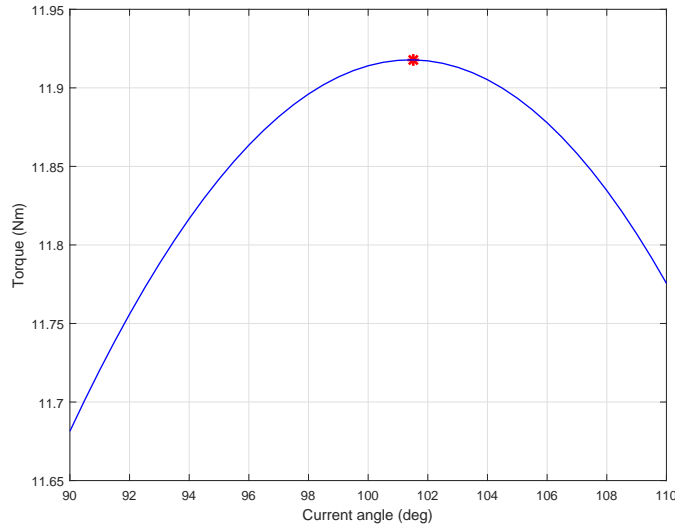


Figura 1.11: Coppia al variare dell'angolo elettrico α_{ie}

1.4.3 Simulazione a carico al variare della posizione rotorica

Questa simulazione consiste nel far ruotare l'angolo meccanico ϑ_m mantenendo inalterato l'angolo α_{ie} . Dalla simulazione si ricava la coppia T_{dq} calcolata in funzione delle correnti e dei flussi, e la coppia T_{mxw} calcolata con il tensore degli sforzi di Maxwell. Con il calcolo della T_{mxw} , è possibile mettere in evidenza l'ondulazione di coppia; conoscendo il valore minimo, massimo e il valore medio della coppia T_{mxw} , si ricava il ripple di coppia percentuale.

$$ripple\% = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{mean}} 100 \quad (1.17)$$

Il ripple di coppia deve essere ridotto al minimo, per poter diminuire il rumore durante il funzionamento alle basse velocità.

In figura 1.12 è riportato l'andamento della coppia calcolata sia mediante il tensore degli sforzi di Maxwell (in rosso) e mediante i flussi concatenati con le correnti (in blu).

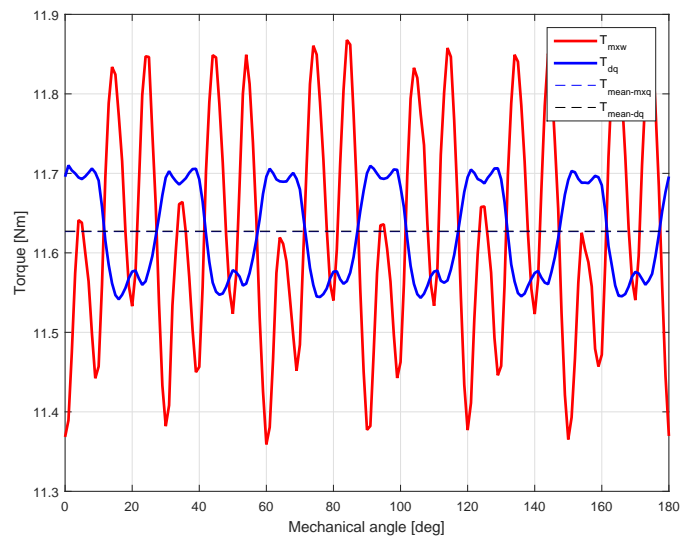


Figura 1.12: Coppia al variare dell'angolo meccanico ϑ_m

Capitolo 2

Specifiche e scelte di progetto

Tabella 2.1: Specifiche tecniche

Grandezza	Valore	Unità di misura
Potenza minima	2.200	[kW]
Potenza massima	3.000	[kW]
Frequenza di esercizio	100	[Hz]
Numero di poli	4	-
Velocità nominale	3000	[rpm]

In tabella 2.1 si riportano le specifiche richieste dall'azienda.

Il motore da progettare deve rispondere anche dei vincoli geometrici di rotore:

- Un traferro minimo $g_0 = 0.3$ mm
- I ponticelli magnetici devono avere uno spessore minimo $p = 0.7$ mm
- La lunghezza pacco lamellare deve essere al massimo $L_{stk} = 110$ mm
- La distanza tra due tasche d'aria contigue deve essere minimo $d = 2$ mm.

2.1 Geometria di statore

Come richiesto dal committente si mantiene la geometria di statore da loro fornita e si va a progettare una nuova geometria di rotore. Il lamierino statorico è di tipo MEC 80, dove 80 è la distanza tra centro del motore e la base su cui poggia la carcassa.

Lo studio agli elementi finiti si esegue considerando una geometria semplificata rispetto a quella fornita dall'azienda per diminuire i tempi di elaborazione numerica. Si modifica la geometria delle cave di statore mantenendo inalterato il valore della superficie di cava.

Tabella 2.2: Dati di statore

Grandezza	Valore	Unità di misura
Diametro esterno	125	[mm]
Diametro interno	80	[mm]
Numero di cave	36	-
Area di cava	58.95	[mm ²]
Altezza di cava	12.98	[mm]
Larghezza dente	3.38	[mm]

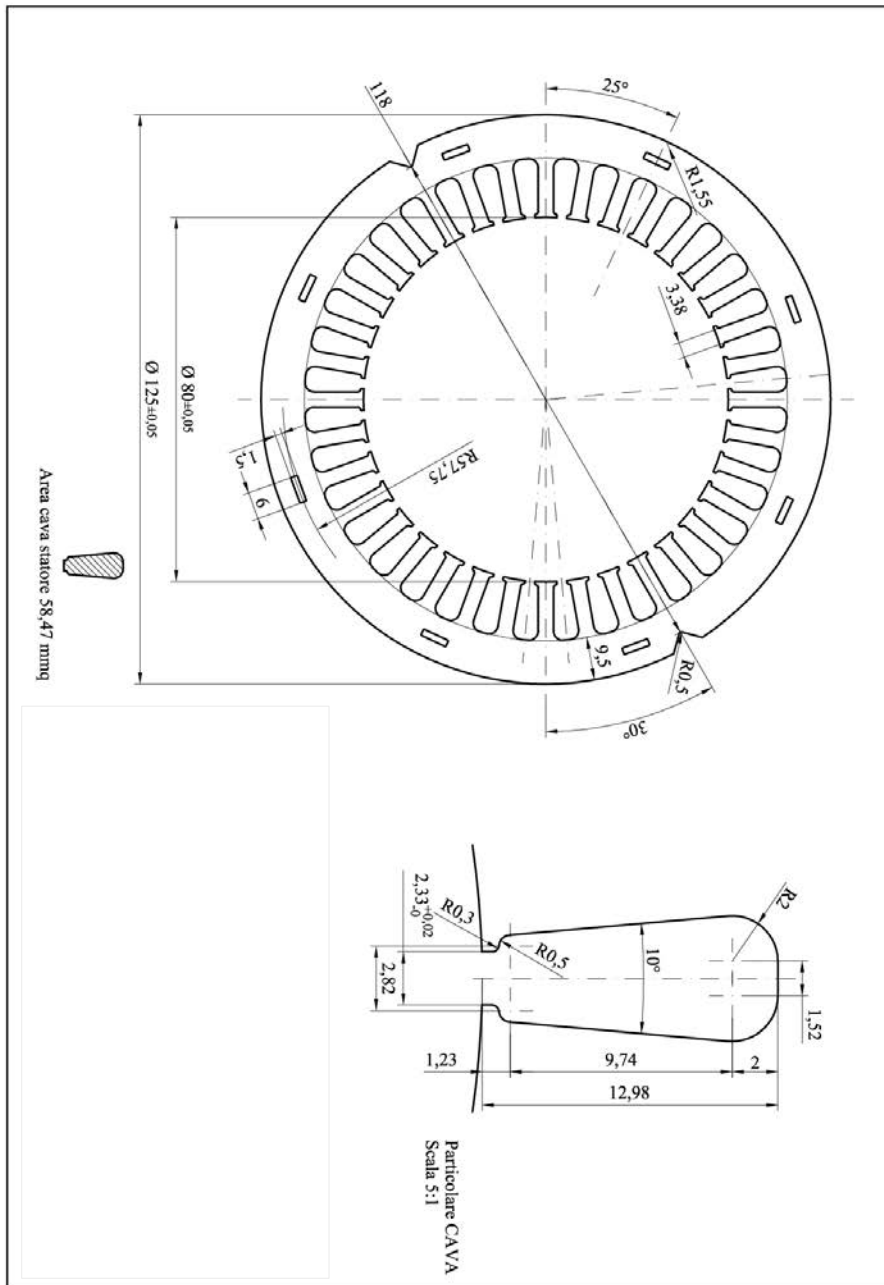


Figura 2.1: Statore MEC 80 per motore a 4 poli

2.2 Materiali

I materiali impiegati nella progettazione del motore sono forniti dall'azienda, e sono

- Per il ferro di statore e rotore si impiega un lamierino M400-50A
- I magneti permanenti sono di di Neodimio-Ferro-Boro
- I conduttori di statore sono in rame.

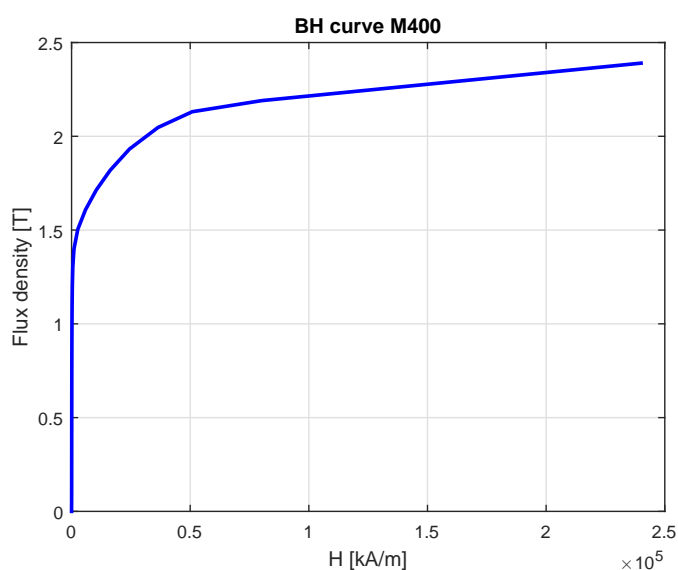


Figura 2.2: Curve lamierino ferro di rotore e statore M400 a 50 [Hz]

2.2.1 Ferro di statore e rotore

I lamierini impiegati sono di tipo M400 che hanno la curva caratteristica a 50 Hz in figura 2.2; a differenza di lamierini Terni, quelli M400 presentano dei grani non orientati i quali provocano maggiori perdite nel ferro e un maggiore ripple di coppia. Le perdite specifiche alla frequenza di 50 Hz e alla densità di flusso di $B = 0.9$ T sono $P_{\text{spec}} = 2.38 \frac{W}{Kg}$.

2.2.2 Magneti permanenti

I magneti permanenti implementati nelle simulazioni sono di Neodimio-Ferro-Boro (NdFeB), una lega magnetica che presenta una forza attrattiva superiore a quella di altre leghe come, ad esempio, la ferrite (lega ferromagnetica). Nei motori analizzati sono usati dei magneti N40SH, dove 40 sta a indicare

il prodotto di energia mentre il suffisso SH sta ad indicare la temperatura in Curie (equivalente a 150 °C) al di sopra del quale i magneti si smagnetizzano irreversibilmente. L'azienda ha preferito investire su dei magneti più costosi e potenti a discapito dei lamierini di ferro.

Le curve BH del magnete alle diverse temperature di esercizio sono tracciate in figura 2.3.

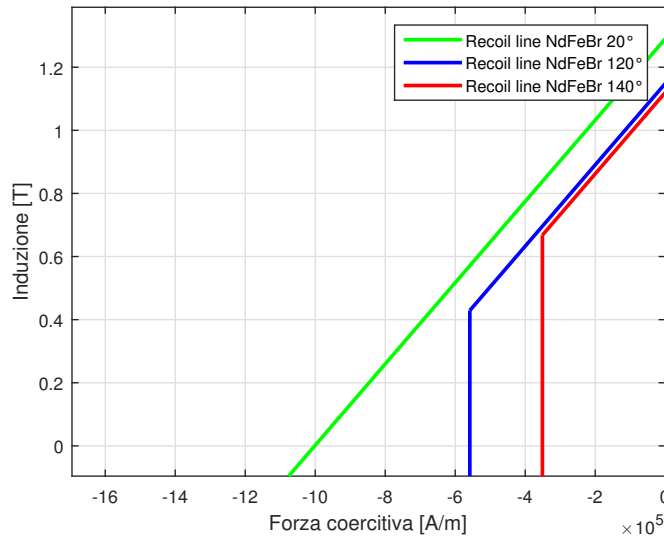


Figura 2.3: Curve B-H del magnete N40SH al variare della temperatura

Tabella 2.3: Caratteristiche principali del magnete a 20 °C

Parametro	Valore	Unità di Misura
B_{res}	1.29	[T]
H_{knee}	-1595	[kA/m]
H_{cb}	-1002	[kA/m]
μ_r	1.025	-
kT_{Br}	-0.11	%/ K
kT_{Hc}	-0.65	%/ K

In tabella 2.3 sono riportati i parametri significativi del magnete alla temperatura di 20 °C: B_{res} è l'induzione residua del magnete, H_{knee} rappresenta il campo magnetico sul ginocchio e H_{cb} è la forza coercitiva del magnete.

Dai parametri del magnete a 20 °C, è possibile ricavare i valori alla temperatura di 120 °C:

$$\Delta B_{res120} = \frac{kT_{Br}}{100} (120 - 20) B_{res} = -0.17 T \quad (2.1)$$

$$B_{res120} = (B_{res} + \Delta B_{res120}) = 1.148 \text{ T} \quad (2.2)$$

$$\Delta H_{knee120} = \frac{kT_{Hc}}{100} (120 - 20) H_{cj} = 1244.1 \frac{kA}{m} \quad (2.3)$$

$$H_{knee120} = (H_{cj} - \Delta H_{knee120}) = -350 \frac{kA}{m} \quad (2.4)$$

$$B_{knee120} = B_{res} + \mu_0 \mu_r H_{knee120} = 0.688 \text{ T} \quad (2.5)$$

Con lo stesso procedimento, si calcolano delle caratteristiche del magnete alla temperatura di 140 °C. Il tabella 2.4 sono riportati i valori calcolati.

Tabella 2.4: Parametri del magnete a 120 °C ed a 140 °C

Parametro	120 °C	140 °C
B_{res} [T]	1.148	1.12
B_{knee} [T]	0.43	0.83
H_{cb} [kA/m]	-890.4	868.5
H_{knee} [kA/m]	558.3	350.9

2.3 Scelte progettuali

Lo studio condotto è parte di un lavoro svolto dal laboratorio di Azionamenti Elettrici dell'Università di Padova. L'analisi descritta in questo elaborato, segue il lavoro tenuto da altri tesisti, che ha permesso di escludere a priori il rotore SPM. Esso non risponde alle richieste dell'azienda, presentando un costo elevato dovuto ai processi di bendaggio e ancoraggio dei magneti al rotore. Per questo motivo l'azienda ha deciso di scartare la configurazione di rotore con magneti superficiali.

La geometria scelta è quella a magneti permanenti interni con rotore a magnetizzazione radiale. Vista la necessità di contenere i costi, si è deciso di usare dei magneti di spessore di 2 e 3 mm e che coprono un angolo α_{pm} di 80°.

Capitolo 3

Procedura di disegno

Il software impiegato per la progettazione è F.E.M.M. 4.2 che permette di eseguire l'analisi agli elementi finiti dei vari motori nelle diverse configurazioni. Per velocizzare l'inserimento dei dati necessari per la definizione della geometria e dei materiali, si utilizza Matlab, programma autorizzato da F.E.M.M. 4.2 ad interfacciarsi a tale proposito.

Si sviluppano diversi codici in Matlab elencati di seguito.

- model
- motor_data
- model_properties
- draw_stator
- draw_rotor

I motori realizzati in ambiente F.E.M.M. 4.2, sono salvati come:

Materiale_DiametroStatore_DiametroMedioMagnete_SpessoreMagnete.fem

dove per *DiametroMedioMagnete* s'intende la distanza tra il punto medio di due magneti della stessa polarità.

Per esempio:

NdFeB_Ds80_Dm56_tm2.fem

dove NdFeB sta ad indicare il materiale impiegato per i magneti, Ds80 è il diametro di statore, Dm56 è il diametro medio del magnete e tm2 è lo spessore del magnete disegnato.

Si passa ora alla definizione dei diversi codici in Matlab; lo script *model* si occupa dell'esecuzione della procedura.

Il file *motor_data* contenute le principali specifiche tecniche della macchina; alcuni dei parametri sono elencati in tabella 3.1.

Tabella 3.1: Parametri contenuti nel file *motor_data*

Parametro	Simbolo
Numero coppie polari	p
Lunghezza motore	L_{stk}
Diametro statore	D_s
Diametro esterno di statore	D_e
Diametro albero di rotore	D_{ri}
Numero cave di statore	Q_s
Larghezza dente	w_t
Altezza cava	h_s
Apertura di cava	w_{so}
Altezza apertura di cava	h_{so}
Sezione di cava	S_{slot}
Angolo di cava	α_s
Spessore magnete	t_m
Conduttori per cava	n_c
Matrice cava	k_A, k_B, k_C

Nel file *model_properties* sono presenti le specifiche dei materiali da inserire nel disegno. Visto che la caratteristica di magnetizzazione del ferro di rotore e statore non è lineare, si implementa la curva B-H a 50 Hz.

Lo script *draw_stator* disegna in modo automatico lo statore. La sua procedura di disegno non è analizzata nel dettaglio perché la geometria di statore è fissa indipendentemente dalla geometria di rotore.

Vista la necessità di far ruotare il rotore in alcune simulazioni, si osserva che la mesh che si rigenera è diversa, in particolare al traferro, per ogni posizione del rotore. Questo procedimento può portare ad errori nel calcolo della coppia dovuti alla diversa disposizione degli elementi di una configurazione rispetto ad un'altra. Per contrastare l'insorgenza di errori, si preferisce suddividere il traferro in più zone in modo da avere la minima variazione della disposizione degli elementi durante la rotazione (vedi figura 3.1).

3.1 Procedura di disegno di rotore sagomato

La sagomatura del rotore è definita a partire dalla dimensione dei magneti e dalla loro posizione. La distanza dei magneti dal centro del motore è definita dal parametro R

$$R = \frac{D_m - t_m}{2} \quad (3.1)$$

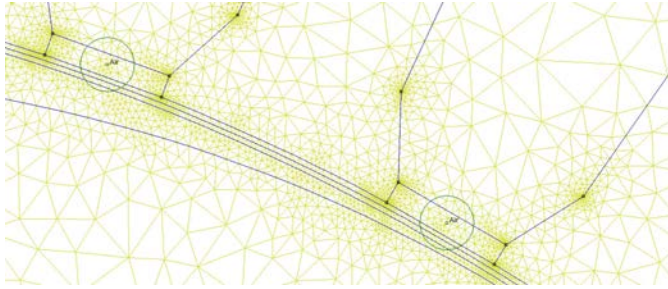


Figura 3.1: Mesh al traferro

La distanza R assume valori compresi tra 22 e 28 mm e permette di distinguere tra loro i diversi motori.

A partire dal parametro R e t_m , si posizionano i punti relativi al rotore; le loro coordinate sono

$$\begin{aligned} xA1 &= Dri/2; \\ yA1 &= 0; \\ xA2 &= -Dri/2; \\ yA2 &= yA1; \end{aligned} \quad (3.2)$$

Il centro del motore è definito come

$$\begin{aligned} x0 &= 0; \\ y0 &= 0; \end{aligned} \quad (3.3)$$

Si posizionano i punti relativi al magnete; C' è un punto sulla superficie inferiore del magnete

$$\begin{aligned} xC' &= 0; \\ yC' &= R; \end{aligned} \quad (3.4)$$

Si definiscono le coordinate dei punti del magnete; esse sono

$$\begin{aligned} xA &= -R \tan\left(\frac{\alpha_{pm}}{2}\right); \\ yA &= R; \\ xB &= R \tan\left(\frac{\alpha_{pm}}{2}\right); \\ yB &= R; \\ xC &= xB; \\ yC &= R + t_m; \\ xD &= -xA; \\ yD &= R + t_m; \end{aligned} \quad (3.5)$$

A partire dai punti A, B, C e D, si disegnano il punti della sagomatura del rotore.

$$\begin{aligned}
 xH &= xB + \frac{0.7}{\sqrt{2}}; \\
 yH &= yB + \frac{0.7}{\sqrt{2}}; \\
 xL &= xD - \frac{0.7}{\sqrt{2}}; \\
 yL &= xD - \frac{0.7}{\sqrt{2}}; \\
 xM &= 0; \\
 yM &= \frac{D_s}{2} - g_0;
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

Si definiscono le coordinate dei punti relativi alle tasche d'aria.

$$\begin{aligned}
 OS &= \frac{(yB - xB) - \frac{2}{\sqrt{2}}}{2}; \\
 OT &= \frac{(yB - xB) - \frac{2}{\sqrt{2}}}{2}; \\
 xS &= xB + OS; \\
 yS &= yB - OS; \\
 xS1 &= -xS; \\
 S1 &= yS; \\
 xT &= xC + OT; \\
 yT &= yC - OT; \\
 xT1 &= -xT; \\
 yT1 &= yT;
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Si collegano i punti relativi all'albero, al magnete e alla sagomatura del rotore; si copia la geometria tracciata per tre con angolo di rotazione 90° . Infine, si assegnano i materiali.

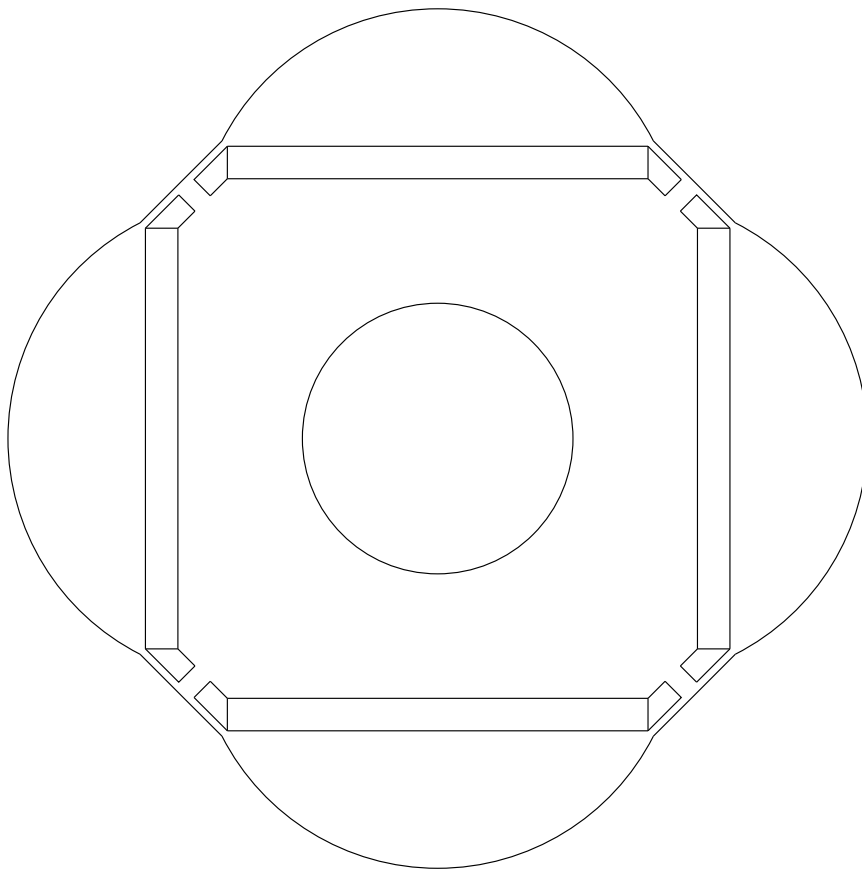


Figura 3.2: Esempio di rotore sagomato

Capitolo 4

Prima fase dell'analisi

Per giungere ad un modello finale da presentare all'azienda, si procede con una prima analisi di due motori IPM con rotore non sagomato. I magneti sono inseriti nella stessa posizione del rotore ma presentano una diversa dimensione. Queste due geometrie rappresentano i "modelli base" da cui poi verranno derivati i motori con rotore sagomato. Lo studio successivo è condotto considerando il solo funzionamento a carico. I motori analizzati, si differenziano per posizione e dimensione dei magneti. Tra i trenta motori sagomati si scelgono sei motori, tre con spessore t_m pari a 2 mm e tre con t_m uguale a 3 mm. Per definire la geometria migliore si eseguono prove a vuoto, a carico e in sovraccarico.

Per semplificare la progettazione dei motori, si costruiscono i modelli considerando un solo conduttore in cava ($n_c = n_{cs} = 1$). La matrice di cava, che rappresenta la distribuzione degli avvolgimenti di ciascuna fase nelle cave di statore, è riportata in tabella 4.2.

Inoltre, si è scelto di studiare le diverse geometrie di rotore considerando la lunghezza L_{stk} coincidente col valore massimo fornito dell'azienda. Per sfruttare al meglio le prestazioni del motore IPM, si è fissata una densità di corrente J pari a $6 \frac{A}{mm^2}$. Questo valore è stato ricavato a seguito di prove sperimentali sul motore asincrono di partenza ed è compatibile per la sua classe termica.

Tabella 4.1: Parametri delle prime prove

Parametro	Valore	Unità di misura
L_{stk}	110	[mm]
L_{fe}	105.6	[mm]
n_c	1	-
n_{pp}	1	-
J_{rms}	6	[A/mm ²]
k_{fill}	0.4	-
I_{peak}	200	[A]

Tabella 4.2: Matrice di cava

$k_a =$	{	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	-1	-1	-1
		0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
		0	0	0	-1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	0}
$k_b =$	{	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
		0	0	0	-1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	0
		1	1	1	0	0	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1}
$k_c =$	{	0	0	0	-1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	0
		1	1	1	0	0	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1
		0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0}

4.1 Analisi di motori non sagomati

Si esegue una prima analisi considerando motori a magneti permanenti interni con rotore liscio e traferro costante pari a g_0 ; le geometrie di rotore sono riportate in figura 4.1.

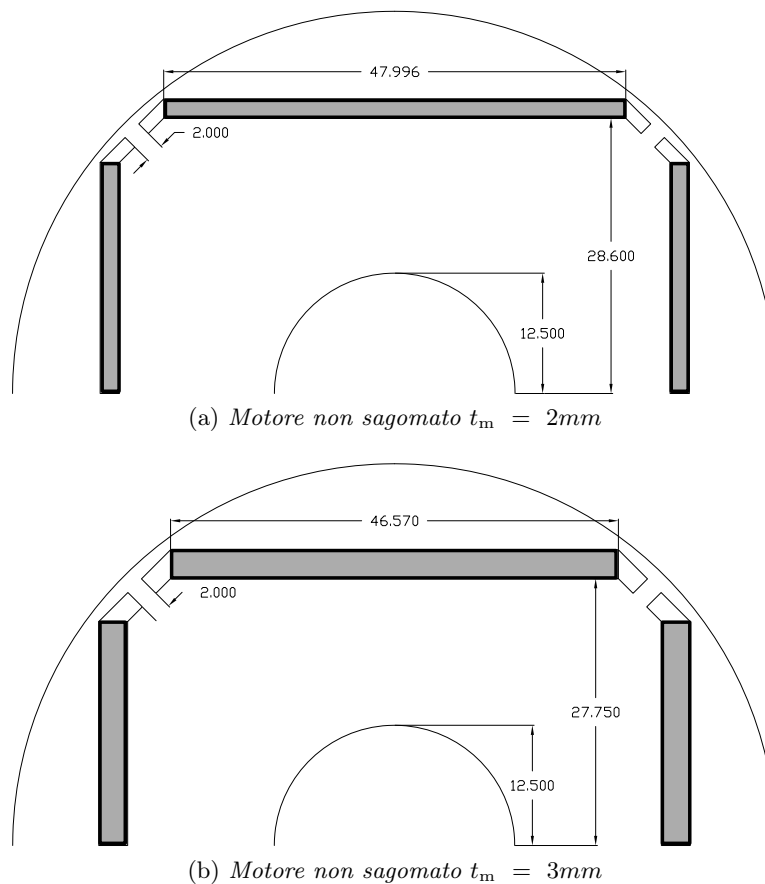


Figura 4.1: Lamierini di rotore di motori non sagomati

4.1.1 Prove a vuoto

Queste prove sono condotte per studiare l'andamento della coppia di impuntamento; gli avvolgimenti di statore sono aperti e i magneti sono attivi. Si ruota in senso orario il rotore di un'angolo meccanico ϑ_m di 180° con passo di 1° .

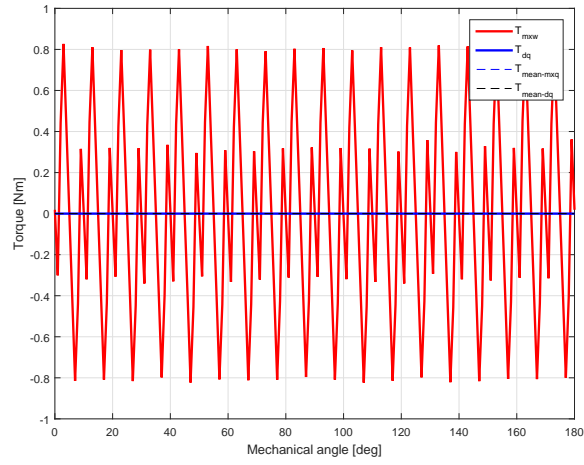
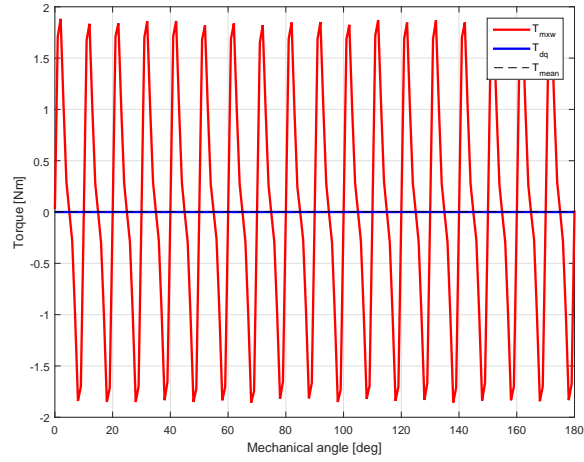
(a) Motore con $t_m = 2$ [mm](b) Motore con $t_m = 3$ [mm]

Figura 4.2: Andamento della coppia d'impuntamento

È possibile definire il valore del ripple percentuale della coppia di impuntamento valutato rispetto alla coppia nominale; i valori calcolati con l'equazione 4.1 sono riportati in tabella 4.3. Essi evidenziano come la coppia d'impuntamento incide in modo significativo su quella a carico (vedi figura 4.2).

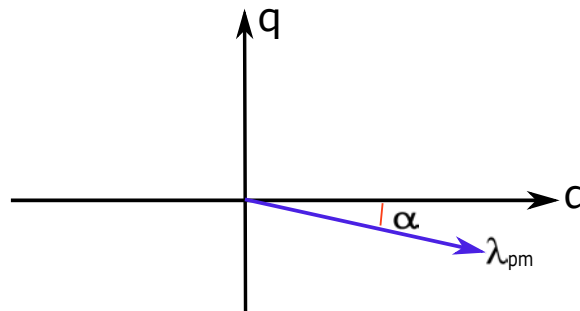
$$Ripple\% = \frac{(\max T_{cog} - \min T_{cog}) 100}{T_{nom}} \quad (4.1)$$

Tabella 4.3: Ripple della coppia di impuntamento e tensione a vuoto

Parametro	$t_m = 2$	$t_m = 3$
ripple%	13.16 %	29.82 %
E_{d0} [V]	0.013	0.019
E_{q0} [V]	12.81	13.24

Il vettore spaziale della forza elettromotrice indotta a vuoto non coincide con l'asse interpolare (vedi tabella 4.3). Questo fenomeno è legato al fatto che il flusso della fase A non coincide perfettamente con l'asse polare del rotore; l'errore risulta comunque trascurabile.

$$\alpha = 90 - \arctan\left(\frac{E_{q0}}{E_{d0}}\right) = 0.085^\circ \quad (4.2)$$

Figura 4.3: Sfasamento del vettore λ_{pm}

Si considera l'andamento dell'induzione al traferro; essa è dovuta alla sola componente dei magneti e, in figura 4.5, è possibile osservare l'effetto delle aperture di cava: sette sono le cave che si affacciano al magnete, sette sono i picchi dell'induzione.

Un'analisi importante è accertare la presenza o meno della saturazione nei ponticelli magnetici. Questa verifica è importante perché essi costituiscono un corto circuito magnetico: le linee di flusso in prossimità dei ponticelli scelgono questa via preferenziale per poi richiudersi su se stesse invece di passare per il traferro. In figura 4.4 è provata la presenza di una parziale saturazione dei ponticelli magnetici (in figura 4.5 si verifica che la maggior parte linee di flusso passano per il traferro).

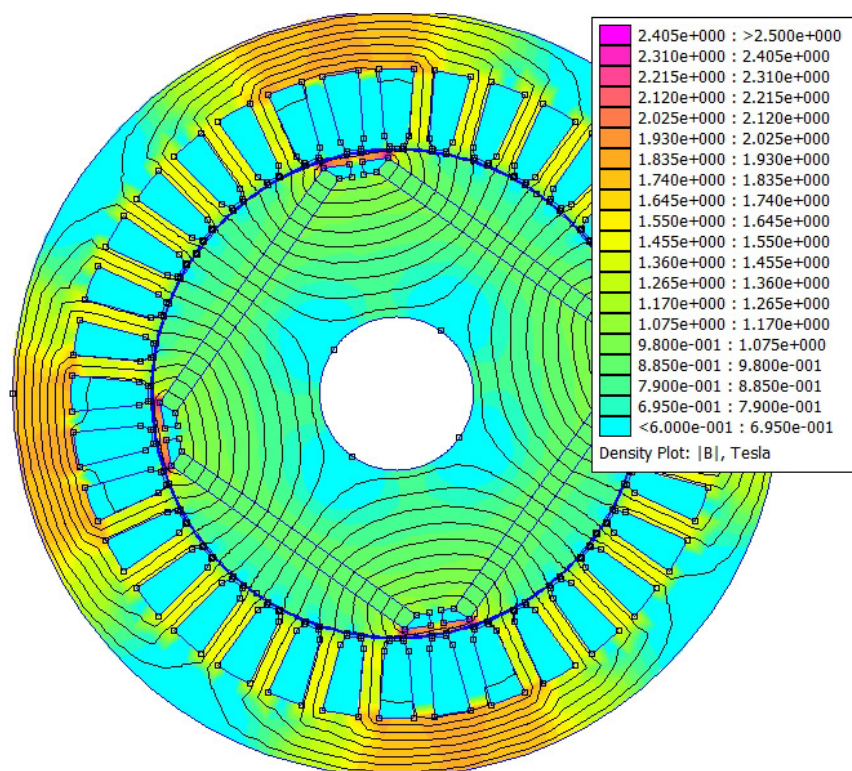


Figura 4.4: Saturazione dei ponticelli magnetici a vuoto

La forma d'onda della densità di flusso è molto simile ad un'onda quadra e il suo spettro armonico è riportato in figura 4.5. L'ampiezza delle armoniche dipende dalla geometria del rotore e sono quasi indipendenti dal flusso principale del polo.

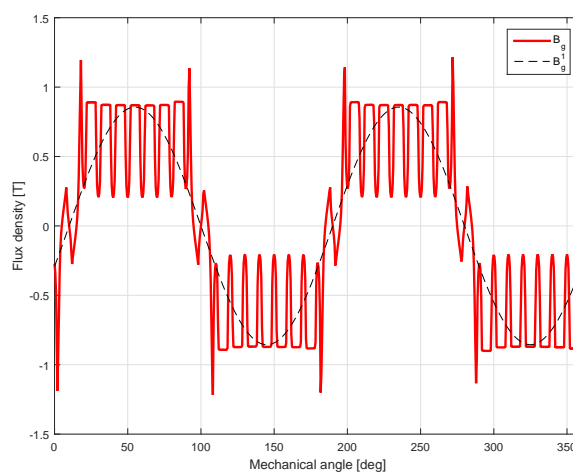


Figura 4.5: Induzione al traferro nella prova a vuoto del motore con $t_m = 2$ mm

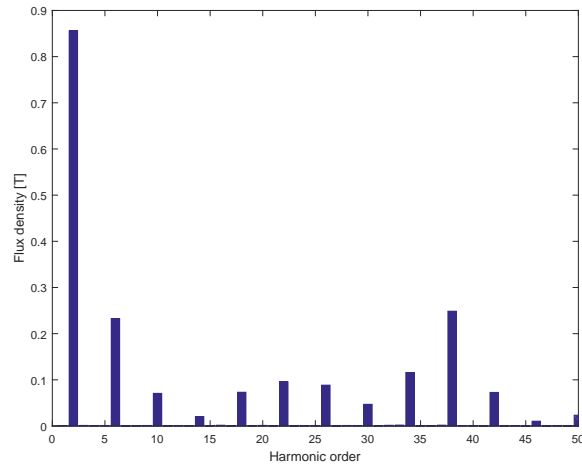


Figura 4.6: Spettro dell'induzione al traferro nella prova a vuoto del motore con $t_m = 2$ mm

4.1.2 Prove a carico

Prima di eseguire lo studio a carico, si pone l'asse della fase A in corrispondenza dell'asse polare del rotore (secondo il riferimento sincrono d-q). Le simulazioni a carico sono eseguite variando l'angolo elettrico α_{ie} tra 90° e 120° con l'obiettivo di individuare il punto di lavoro alla coppia massima a parità di corrente. Determinato il valore dell'angolo $\alpha_{ie-MTPA}$, si varia la posizione del rotore di un angolo meccanico ϑ_m pari a 180° con passo di 1° .

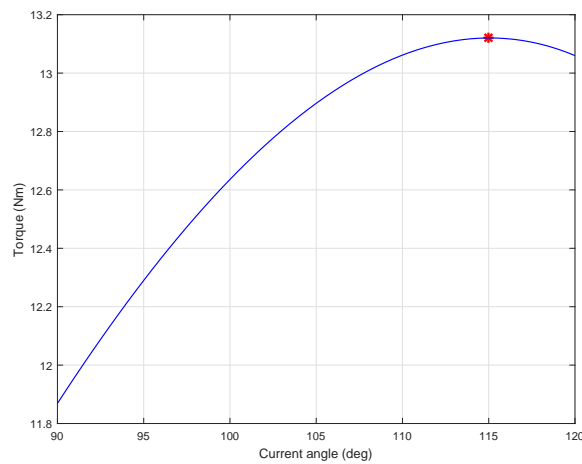


Figura 4.7: Andamento della coppia in simulazione $\Delta\alpha_{ie}$ di motore con $t_m = 3$ mm

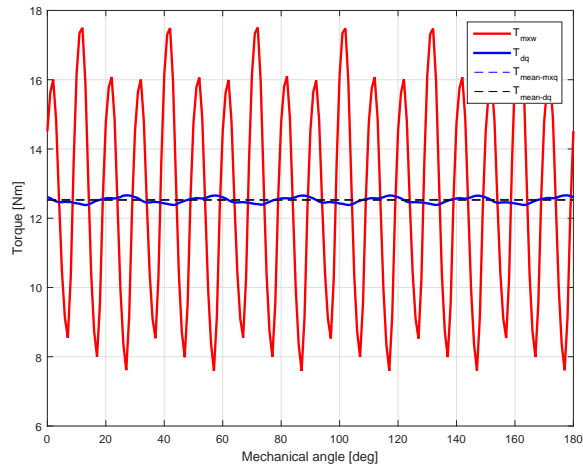
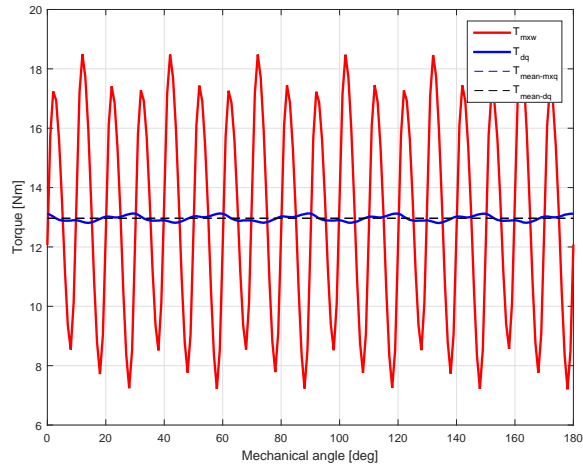
(a) Motore con $t_m = 2 \text{ mm}$ (b) Motore con $t_m = 3 \text{ mm}$

Figura 4.8: Andamento della coppia a carico

La coppia ha un'andamento ripetitivo: questo comportamento è legato alla periodicità del motore (vedi figura 4.8); essa è calcolabile sia dal punto di vista elettrico che da quello meccanico. Considerando che a livello elettrico il sistema presenta sei massimi (I_{a+} , I_{b+} , I_{c+} , I_{a-} , I_{b-} , I_{c-}), si ottiene

$$\frac{360^\circ}{6} = 60^\circ \quad (4.3)$$

Dal valore di quest'angolo elettrico, è possibile ricavare l'equivalente in gradi meccanici.

$$\frac{60^\circ}{p} = 30^\circ \quad (4.4)$$

dove p è il numero di coppie polari.

Come dimostrato analiticamente, è possibile eseguire delle simulazioni variando la posizione del rotore di un'angolo meccanico ϑ_m pari a 30° . La coppia ottenuta dalla simulazione con movimento del rotore ϑ_m di 30° presenta un'errore numerico legato alla creazione della mesh. Nonostante si sia diviso il traferro in più zone e si sia scelta una mesh stretta, la coppia è affetta da un piccolo errore numerico. Per questo motivo, si è preferito eseguire le simulazioni variando la posizione rotorica di 180° . In tabella 4.4 si riportano i valori misurati e calcolati nelle prove a carico; si osserva un ripple percentuale di coppia elevato.

Tabella 4.4: Risultati a carico

Parametro	$t_m = 2$	$t_m = 3$
T [Nm]	12.5	13.0
$\alpha_{ie-MTPA}$	117.5°	115.0°
ripple%	79.04 %	87.02 %
P_{in} [kW]	4.284	4.431
P_m [kW]	3.933	4.072
η	91.8 %	91.9 %
P_{JS} [kW]	0.173	0.173
P_{Fe} [kW]	0.145	0.153
B_{t-max} [T]	2.03	2.04
B_{bi-max} [T]	1.71	1.82

Si analizza l'andamento dell'induzione al traferro (vedi figura 4.9); la distribuzione della densità di flusso è dovuta sia ai magneti permanenti sia alle correnti statoriche. L'induzione al traferro raggiunge dei picchi superiori a 1.4 T; il suo spettro è ricco di armoniche.

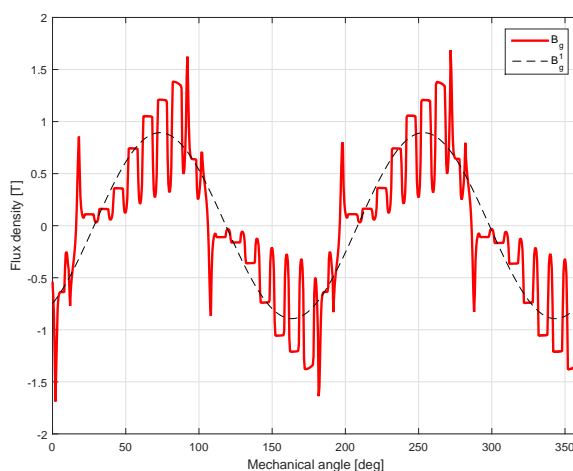


Figura 4.9: Andamento dell'induzione al traferro nel funzionamento a carico del motore con $t_m = 2$ mm

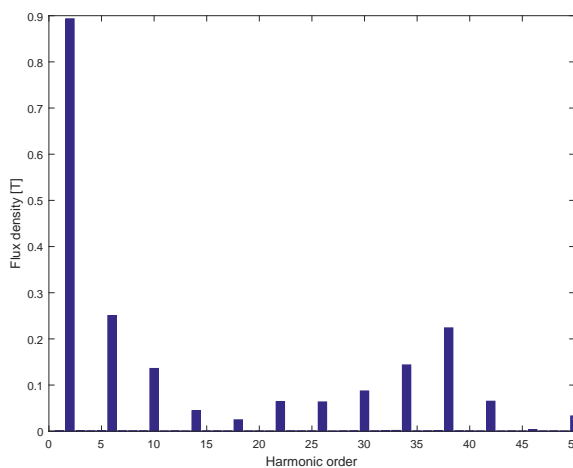
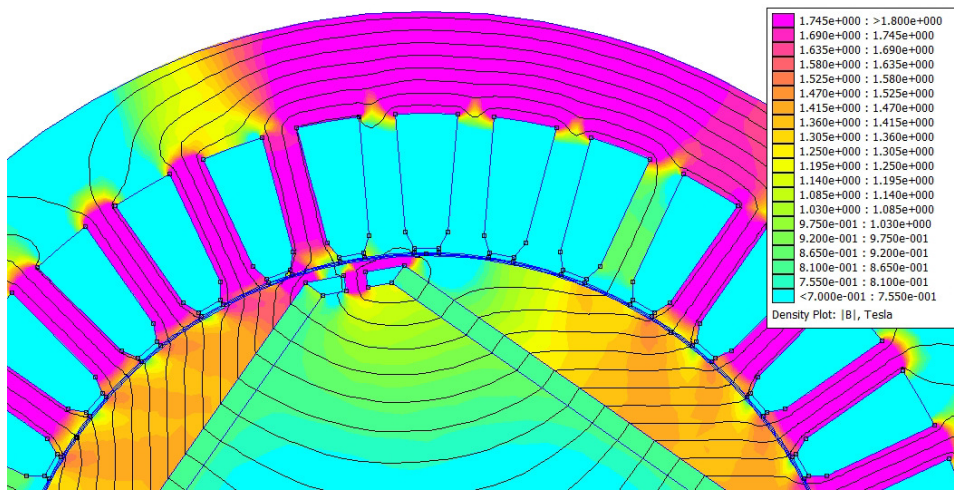
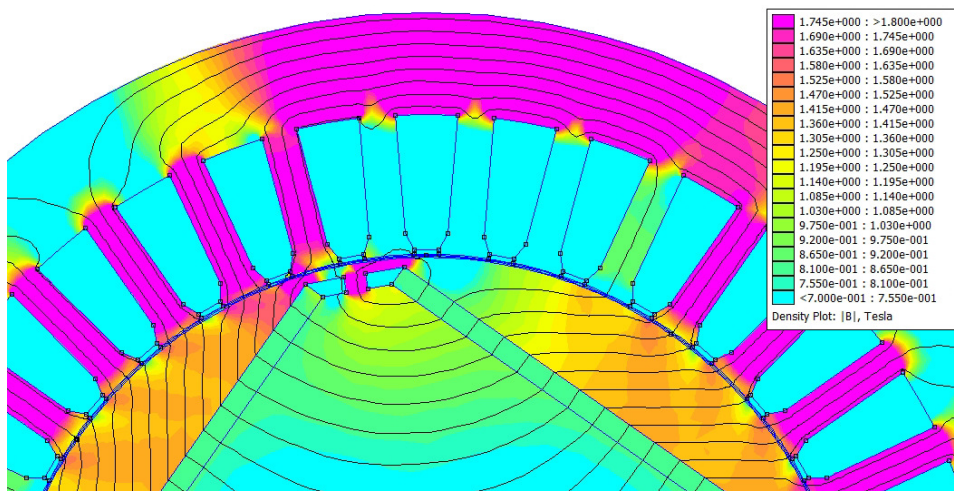


Figura 4.10: Spettro dell'induzione al traferro nel funzionamento a carico del motore $t_m = 2$ mm

4.1.3 Prove in sovraccarico

È necessario verificare il comportamento dei magneti in condizioni di sovraccarico. Si riporta in figura 4.11 e 4.12 la mappa della densità di flusso nei due motori quando sottoposti alle prove in sovraccarico alla corrente di smagnetizzazione. Si osserva che alcune porzioni dei magneti smagnetizzano irreversibilmente perché presentano un valore dell'induzione inferiore rispetto a quello del ginocchio della caratteristica B-H del materiale ($B_{knee} = 0.43$ T).

Figura 4.11: Prova in sovraccarico del motore $t_m = 2$ mmFigura 4.12: Prova in sovraccarico del motore $t_m = 3$ mm

4.2 Analisi di motori sagomati

Nel paragrafo 4.1 si è verificato che i motori a rotore liscio hanno un'elevata ondulazione di coppia sia a carico che a vuoto; in particolare, quest'ultima influisce in modo significativo sul valore della coppia nominale. Per ridurre l'ondulazione di coppia si è deciso di sagomare il rotore; la sagomatura della superficie del rotore fa sì che il valore dello spessore del traferro varia al variare dell'angolo di rotazione del rotore rispetto a un IPM non sagomato.

Questo procedimento si produce in una variazione del valore della riluttanza del traferro.

4.2.1 Motori sagomati con spessore di magneti di due millimetri

Il disegno di questo gruppo motori è tracciato imponendo lo spessore dei magneti e la loro distanza dal centro del motore. L'arco di ciascuna espansione polare di rotore è implementato dopo aver imposto il traferro minimo g_0 e dopo aver tracciato i magneti.

Per individuare le geometrie più promettenti si eseguono delle prove a carico e si valuta il valore del coppia media e quello del ripple di coppia in relazione al volume d'aria del traferro. Mano a mano che si sposta il magnete verso il centro del motore, il traferro aumenta e di conseguenza, anche il suo volume.

Sono prese in esame quindici geometrie diverse; esse si differenziano tra loro per posizione e grandezza dei magneti.

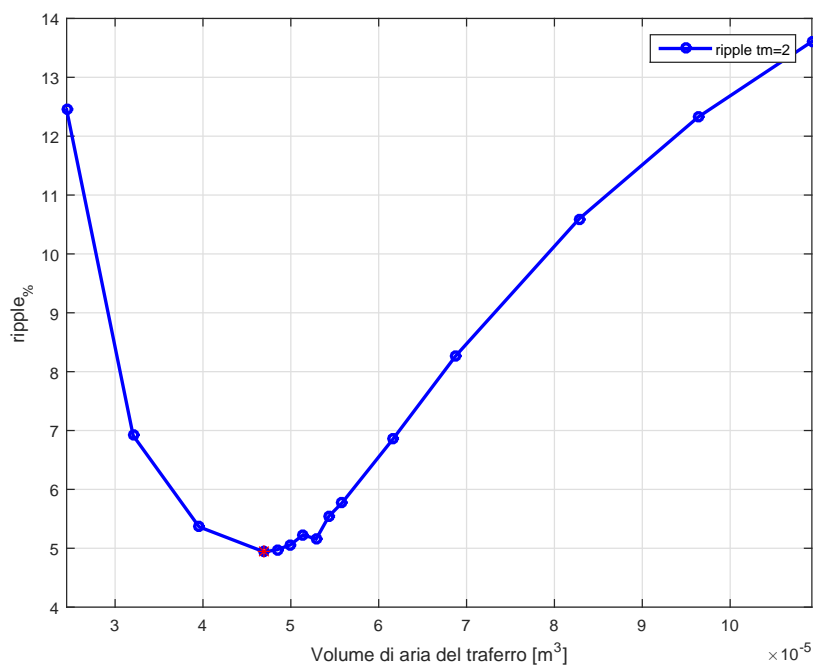


Figura 4.13: Andamento del ripple di coppia al variare del volume de traferro

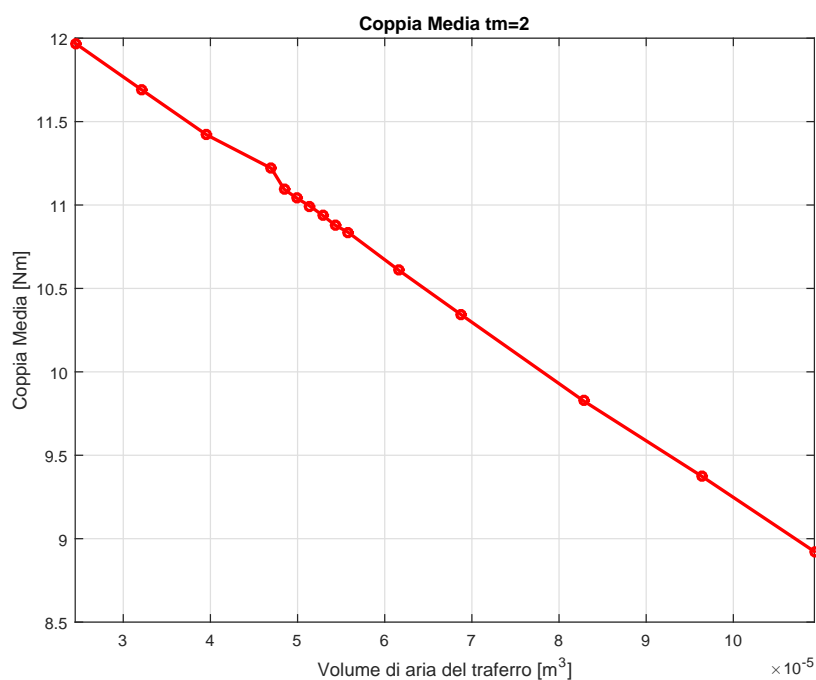


Figura 4.14: Andamento della coppia nominale al variare del volume del traferro

Le prove a carico dei quindici motori hanno permesso di individuare la geometria con volume d'aria del traferro tale per cui si ottiene il minor ripple percentuale di coppia (vedi figura 4.13). Invece, la coppia media diminuisce all'aumentare del volume del traferro; il suo andamento è legato sia alla riduzione della componente di eccitazione sia all'aumento della coppia di riluttanza.

Tutto ciò causa la diminuzione del valore di prima armonica dell'induzione al traferro B_{g1} .

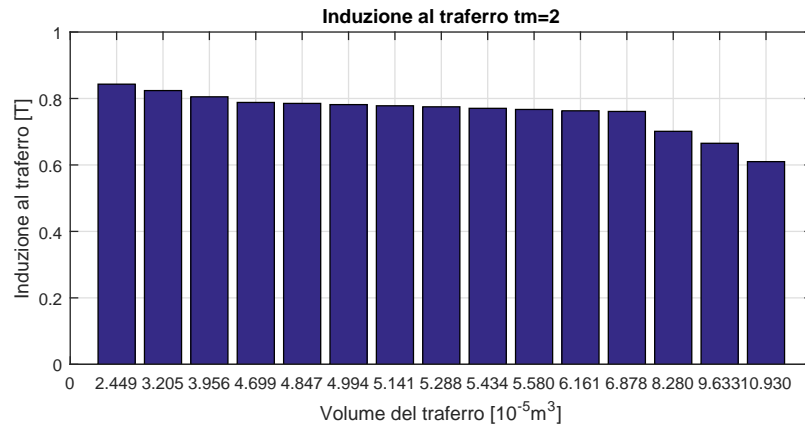
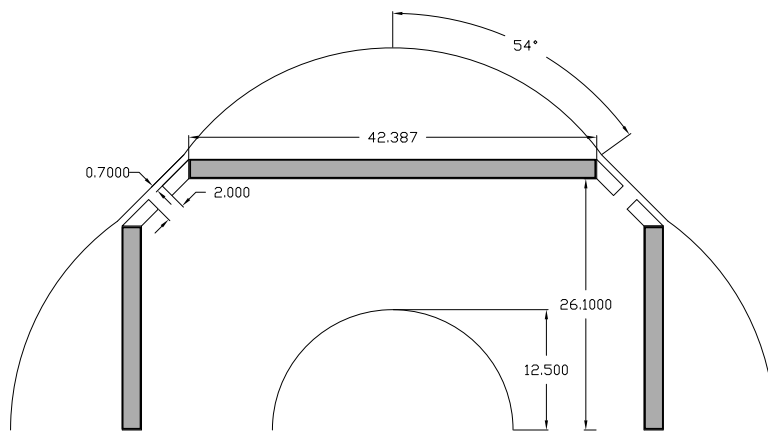


Figura 4.15: Valori di prima armonica dell'induzione al traferro B_{g1} dei quindici motori analizzati

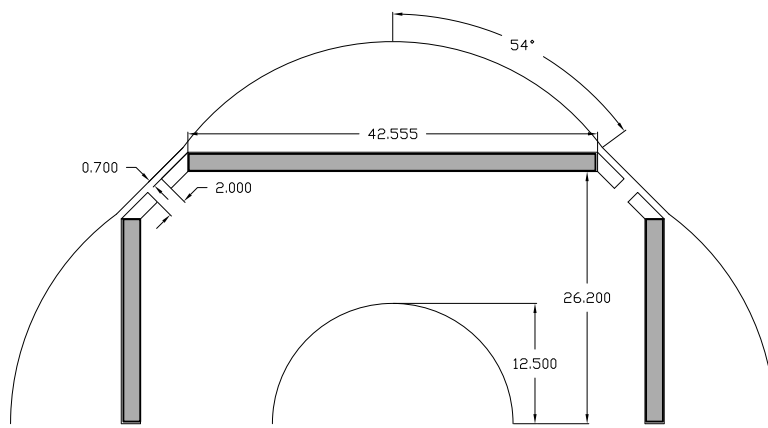
Tra le quindici geometrie analizzate, si è deciso approfondire il funzionamento di tre motori. Essi si studiano nel dettaglio perché presentano un basso ripple di coppia e una potenza nominale superiore a quella richiesta dal committente.

I motori in esame sono:

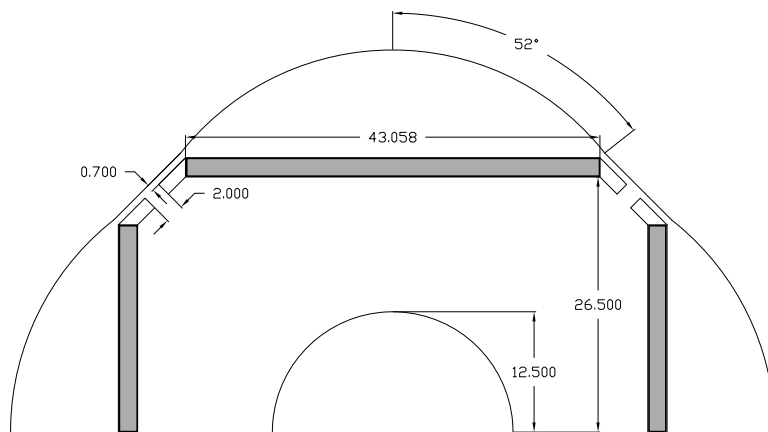
- $NdFeB_Ds80_Dm54-2_tm2$, dove il volume del traferro è $5.29e(-5) \text{m}^3$
- $NdFeB_Ds80_Dm54-4_tm2$, dove il volume del traferro di $5.14e(-5) \text{m}^3$
- $NdFeB_Ds80_Dm55_tm2$, dove il volume del traferro di $4.70e(-5) \text{m}^3$.



(a) Geometria $Ds80Dm54.2$



(b) Geometria $Ds80Dm54.4$



(c) Geometria $Ds80Dm55$

Figura 4.16: Geometrie scelte

Tabella 4.5: Risultati delle prove a vuoto

Parametro	Ds80Dm54.2	Ds80Dm54.4	Ds80Dm55
ΔT [Nm]	0.11	0.09	0.09
ripple%	0.99 %	0.89 %	0.80 %
E_{d0} [V]	-1.20e(-3)	-1.72e(-3)	-1.52e(-3)
E_{q0} [V]	11.64	11.70	11.87

Il funzionamento a vuoto dei tre motori, evidenzia che la coppia di impuntamento non influisce in modo significativo sul valore delle coppia nominale risultando, in termine di ripple percentuale esso è inferiore all'1 %. Si riporta in figura 4.17 l'andamento della coppia d'impuntamento solo della geometria Ds80Dm54.2 perché la forma d'onda della coppia degli altri motori è la stessa.

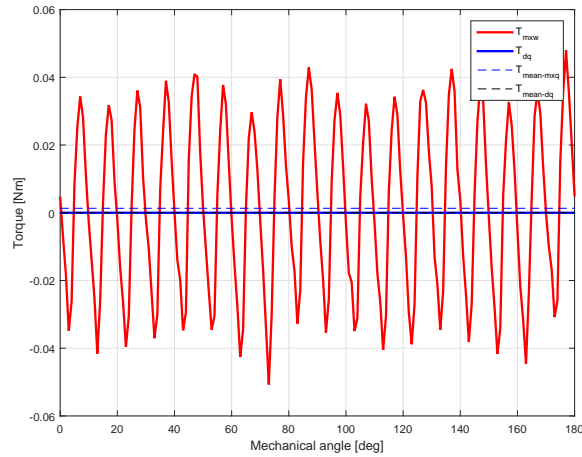


Figura 4.17: Coppia d'impuntamento nella geometria Ds80Dm54.2

Il valore della forza elettromotrice a vuoto, riportato in tabella 4.5, dimostra che il vettore del flusso concatenato della fase A si può considerare coincidente con l'asse polare del rotore a meno di un piccolo errore.

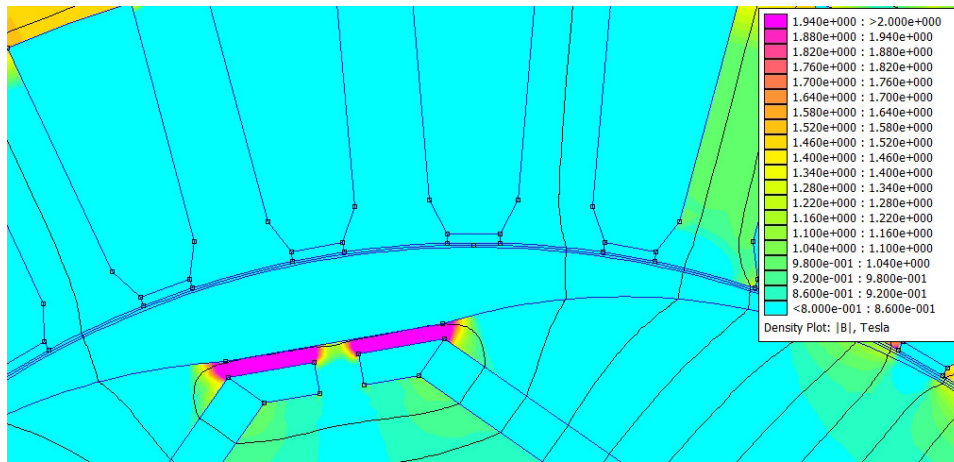


Figura 4.18: Saturazione dei ponticelli

Questo gruppo di motori è caratterizzato dalla presenza della saturazione nei ponticelli magnetici già nel funzionamento a vuoto (figura 4.18). Lo spettro armonico dell'induzione al traferro della geometria Ds80Dm54.4 è rappresentato in figura 4.20; si osserva che rispetto ai motori non sagomati si ha una riduzione del valore delle componenti armoniche superiori alla prima.

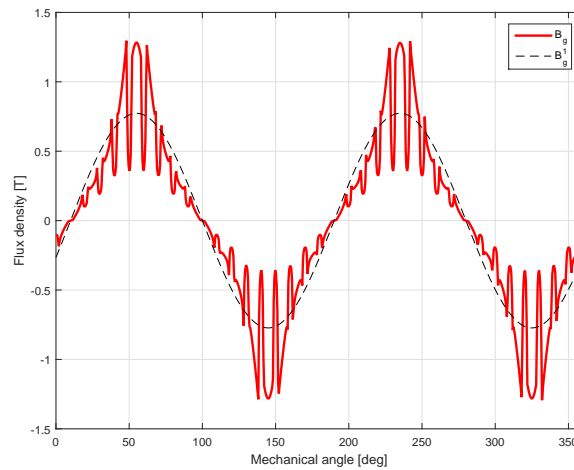


Figura 4.19: Andamento dell'induzione al traferro nella prova a vuoto della geometria Ds80Dm54.4

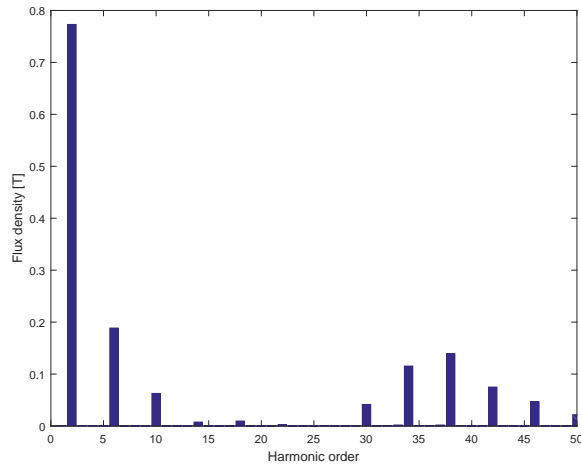


Figura 4.20: Spettro dell'induzione al traferro nella prova a vuoto della geometria Ds80Dm54.4

Tabella 4.6: Risultati delle prove a carico

Parametro	Ds80Dm54.2	Ds80Dm54.4	Ds80Dm55
T [Nm]	10.94	11.00	11.15
ripple%	5.43 %	5.34 %	5.11 %
$\alpha_{ie-MTPA}$	96.5°	97.0°	98.5°
P_{in} [kW]	3.756	3.774	3.825
P_m [kW]	3.435	3.453	3.503
η	91.5 %	91.5 %	91.6 %
P_{JS} [kW]	0.173	0.173	0.173
P_{Fe} [kW]	0.117	0.117	0.117
B_{bi-max} [T]	1.50	1.51	1.53
B_{t-max} [T]	1.84	1.83	1.81

Si considera il funzionamento a carico dei motori in esame; le prove eseguite, verificano che:

- L'ondulazione di coppia è contenuta e notevolmente inferiore a quella del paragrafo 4.1
- I motori rispondono alle richieste dall'azienda in termini di coppia nominale, ma essa risulta inferiore a quella determinata per i motori non sagomati
- Le perdite del ferro sono minori rispetto a quelle dei motori non sagomati perché la macchina risulta essere meno sfruttata. Invece, le perdite per effetto Joule rimangono costanti perché il volume dei conduttori e la corrente dell'avvolgimento è la stessa.

- I rendimenti dei motori sono maggiori rispetto al valore definito dalla normativa IEC sulle classi di efficienza dei motori elettrici: i rendimenti richiesti devo essere maggiori del 87.7 % .

In figura 4.21 è rappresentato l'andamento della coppia della geometria Ds80Dm54.4.

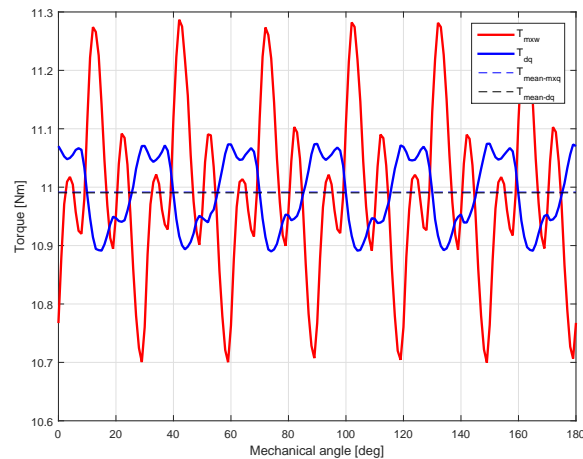


Figura 4.21: Andamento della coppia a carico della geometria Ds80Dm54.4

Si riporta in figura 4.22 l'induzione al trafero di una delle geometrie analizzate; per merito della variazione della geometria della superficie del rotore, si osserva una forma d'onda simile a quella di prima armonica. Infatti, dall'analisi dello spettro armonico della densità di flusso si nota che il valore di prima armonica si è ridotto rispetto ai non sagomati, però sono diminuite anche le ampiezze delle armoniche superiori (vedi figura 4.23).

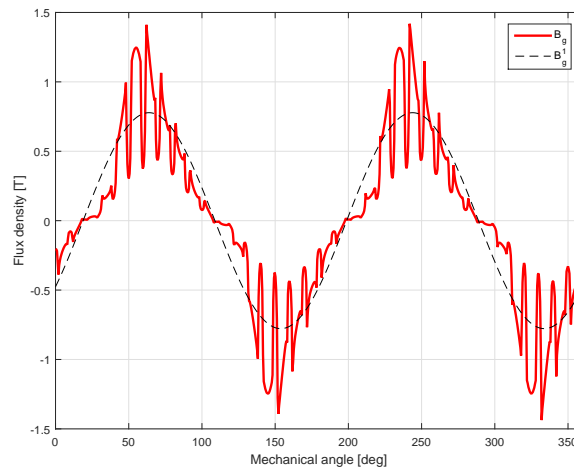


Figura 4.22: Andamento dell'induzione al trafero nella prova a carico della geometria Ds80Dm54.4

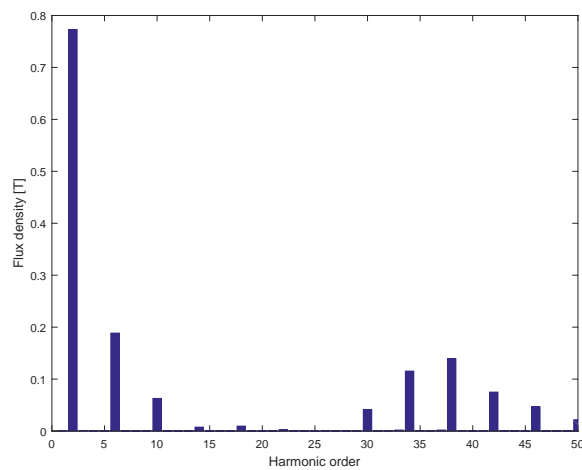


Figura 4.23: Spettro dell'induzione al trafero nella prova a carico della geometria Ds80Dm54.4

4.2.2 Motori sagomati con spessore di magneti di tre millimetri

Come nel paragrafo 4.2.1, si esegue lo studio a carico di quindici motori con spessore del magnete $t_m = 3$ mm. Essi si differenziano per diversa posizione e larghezza dei magneti.

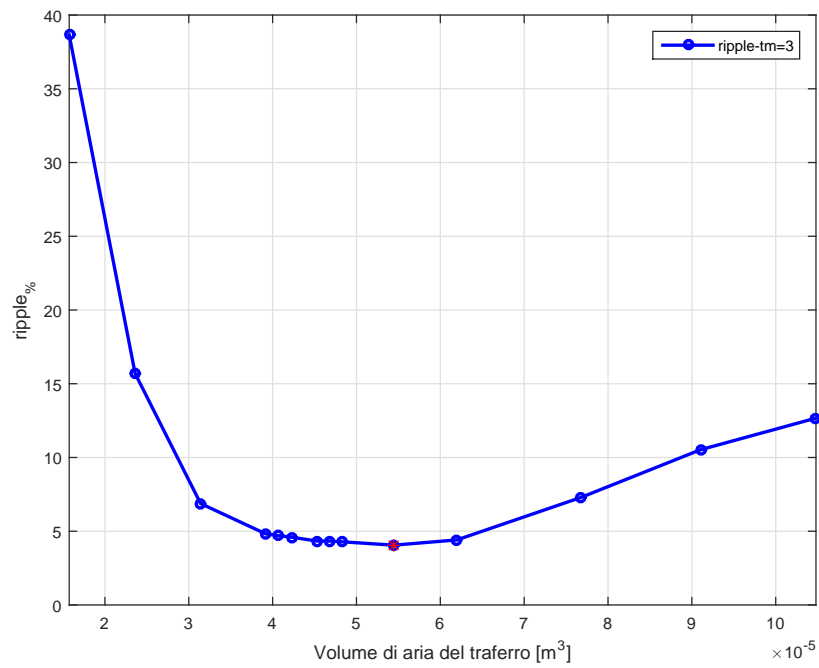


Figura 4.24: Andamento del ripple di coppia al variare al volume del trafero

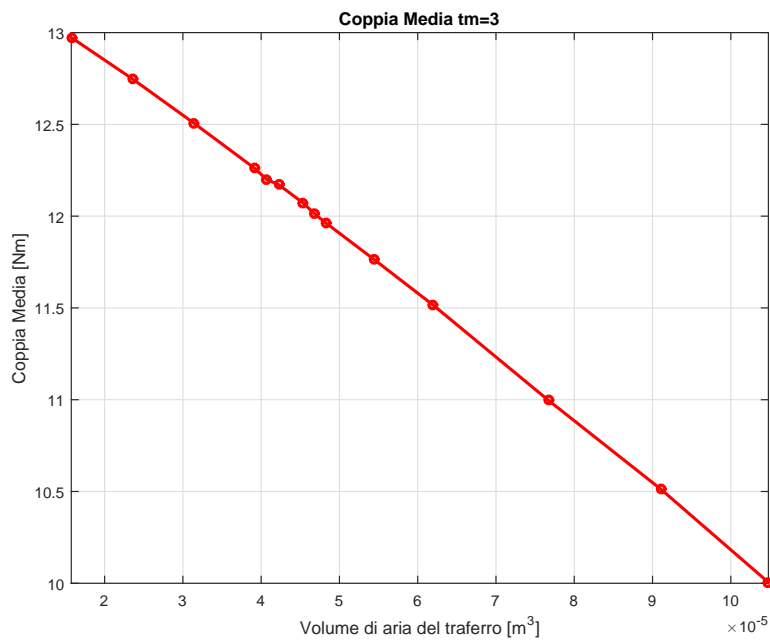


Figura 4.25: Andamento della coppia nominale al variare del volume del trafero

Osservando per ciascuna delle due famiglie di motori con magneti di spessore $t_m = 2$ mm e $t_m = 3$ mm i due che presentano il minor valore del ripple%, si evince che quello con t_m uguale a 3 mm presenta un maggior volume dei magneti e quindi, aspetto positivo, una maggiore induzione al traferro B_{g1} . Perciò ci si aspetta che questi motori presenteranno una maggiore coppia nominale e maggiori rendimenti.

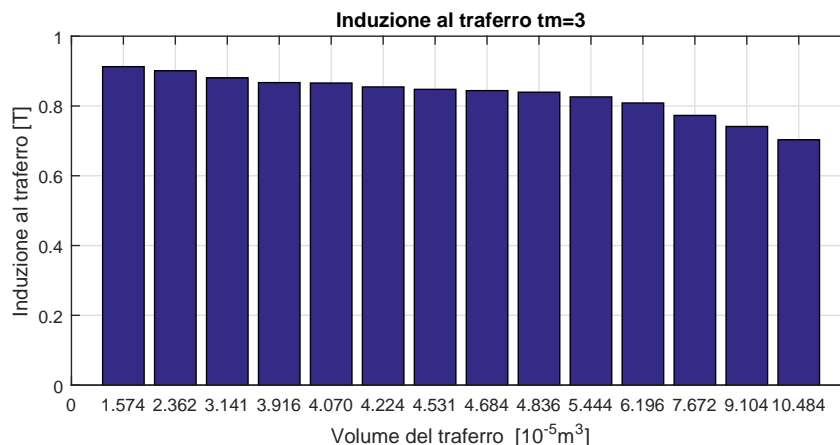
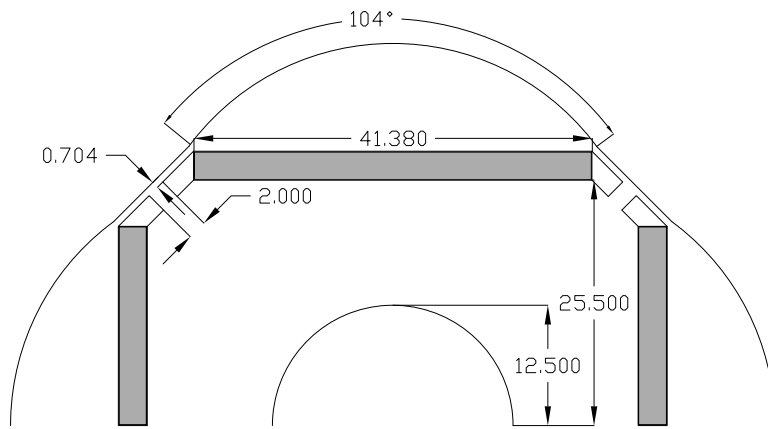


Figura 4.26: Valori della prima armonica dell'induzione al traferro B_{g1}

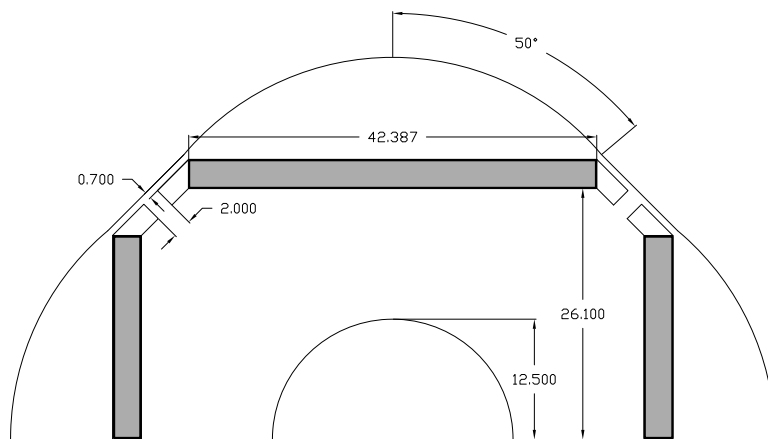
Tra le 15 geometrie analizzate, i motori con minor ripple di coppia sono:

- $NdFeB_Ds80_Dm54_tm3$, dove il volume del traferro è $4.84e(-5)$ m^3
- $NdFeB_Ds80_Dm55-2_tm3$, dove il volume del traferro è $4.68e(-5)$ m^3
- $NdFeB_Ds80_Dm55-8_tm3$, dove il volume del traferro è $4.07e(-5)$ m^3 .

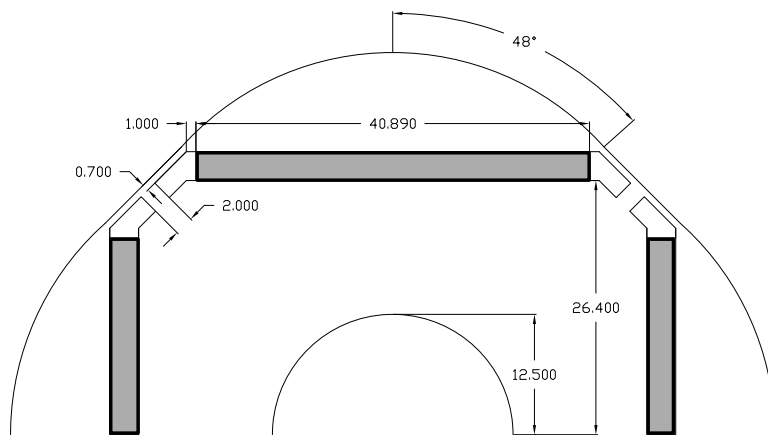
Il loro funzionamento sia a vuoto che a carico è confrontato con quello dei motori con magneti di spessore 2 mm.



(a) Geometria Ds80Dm54



(b) Geometria Ds80Dm55.2



(c) Geometria Ds80Dm55.8

Figura 4.27: Lamierini scelti

Tabella 4.7: Risultati delle prove a vuoto

Parametro	Ds80Dm54	Ds80Dm55.2	Ds80Dm55.8
ΔT [Nm]	0.15	0.21	0.23
ripple%	1.25 %	1.71 %	1.87 %
E_{d0} [V]	-1.1e(-3)	-1.6(-3)	-5.46e(-4)
E_{q0} [V]	12.42	12.72	12.88

L'analisi del funzionamento a vuoto evidenzia un ripple percentuale della coppia di impuntamento limitato rispetto al valore della coppia nominale, ma superiore rispetto a quello con magneti di 2 mm. In figura 4.28, si riporta l'andamento della coppia di dentatura della geometria Ds80Dm55.8.

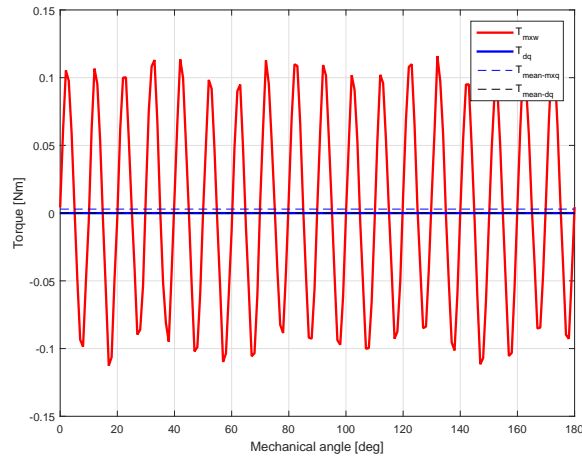


Figura 4.28: Andamento della Coppia d'impuntamento della geometria Ds80Dm55.8

Il vettore spaziale della forza elettromotrice E_0 si può ritenere posizionato in corrispondenza dell'asse interpolare a meno di un piccolo errore.

Si studia la forma d'onda dell'induzione al traferro; l'analisi del suo spettro armonico ci permette di osservare un'incremento del valore di prima armonica, mentre l'ampiezza delle armoniche superiori è diminuita. Ciò dimostra che il suo andamento si avvicina di molto a quello ideale.

Anche in questo caso si ha la saturazione dei ponticelli magnetici per tutti e tre i motori; essi presentano un'induzione pari a circa 1.9 T (vedi figura 4.31).

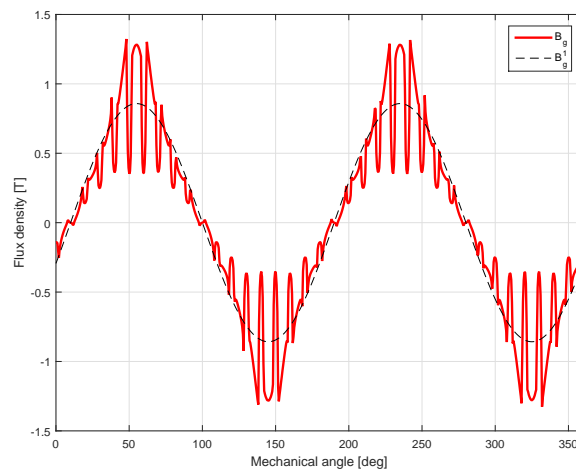


Figura 4.29: Andamento dell'induzione al traferro nella prova a vuoto della geometria Ds80Dm55.8

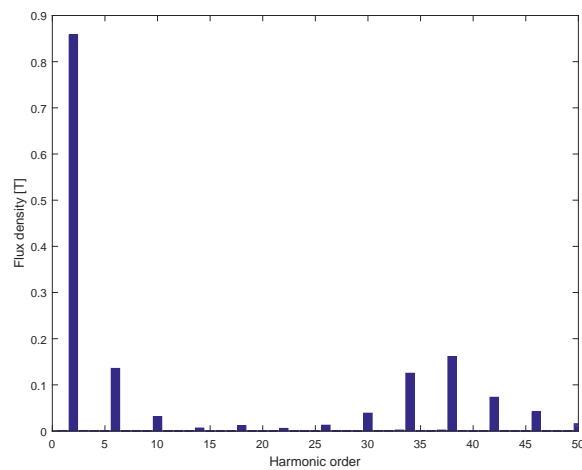


Figura 4.30: Spettro armonico dell'induzione al traferro nella prova a vuoto della geometria Ds80Dm55.8

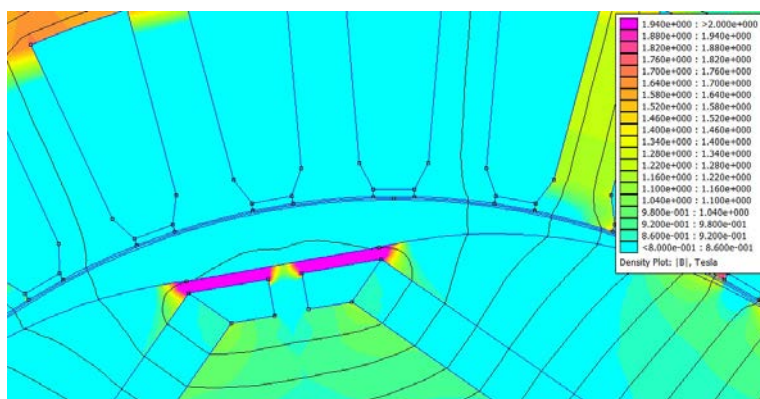


Figura 4.31: Saturazione ponticelli

Tabella 4.8: Risultati delle prove a carico

Parametro	Ds80Dm54	Ds80Dm55.2	Ds80Dm55.8
T [Nm]	11.76	12.35	12.21
ripple%	4.05 %	4.59 %	4.81 %
$\alpha_{ie-MTPA}$	98.5°	100.5°	101.5°
P_{in} [kW]	4.032	4.127	4.176
P_m [kW]	3.698	3.792	3.840
η	91.7 %	91.9 %	92.0 %
P_{JS} [kW]	0.173	0.173	0.173
P_{Fe} [kW]	0.127	0.127	0.128
B_{bi-max} [T]	1.58	1.62	1.71
B_{t-max} [T]	1.91	1.87	1.90

Si considera il funzionamento a carico; confrontando i risultati ottenuti con quelli dei motori con magneti di spessore 2 mm si ottiene

- Una minore ondulazione di coppia
- La coppia nominale è superiore
- I rendimenti sono maggiori
- Le perdite nel ferro di statore risultano superiori perché i motori presentano dei valori dell'induzione ai denti e alla corona maggiori.

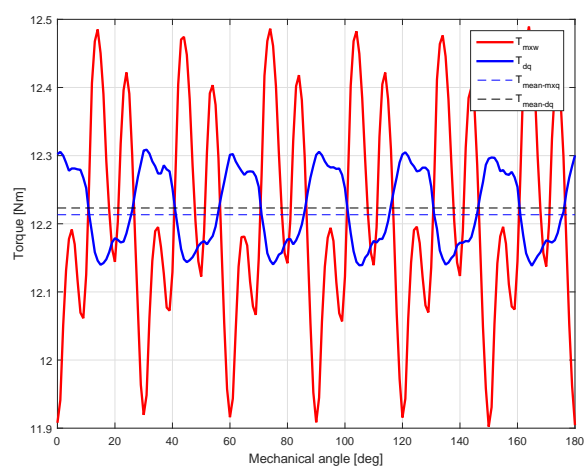


Figura 4.32: Andamento della coppia a carico nella geometria Ds80Dm55.8

In figura 4.33 e 4.34 sono rappresentati rispettivamente l'andamento dell'induzione al traferro e il suo spettro armonico. Come per le prove a vuoto, si evidenzia un maggior valore di prima armonica e una minore ampiezza delle armoniche superiori.

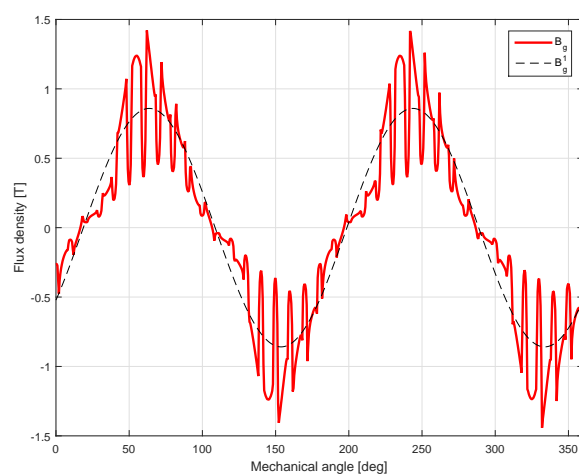


Figura 4.33: Andamento dell'induzione al traferro della prova a carico della geometria Ds80Dm55.8

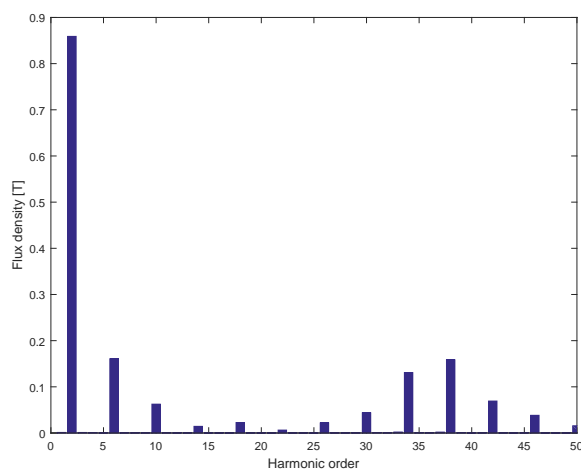


Figura 4.34: Spettro dell'induzione al traferro nella prova a carico della geometria Ds80Dm55.8

4.3 Prove in sovraccarico

L'analisi del motore in sovraccarico è importante per comprendere il suo comportamento in condizioni di funzionamento gravose. Generalmente, solo per brevi intervalli si ammettono correnti maggiori della nominale ed essa non deve superare il valore della corrente di smagnetizzazione. Alimentando il motore con una corrente maggiore di quest'ultima, si può avere la smagnetizzazione irreversibile di una parte o di tutti i magneti permanenti posti nel rotore.

Per testare il comportamento dei motori alla corrente di smagnetizzazione, si alimenta l'avvolgimento statorico con una corrente di asse d di ampiezza due volte la corrente di picco \hat{I} di 200 A, in più si considera di far lavorare il magnete a una temperatura di 120 °C e 140 °C.

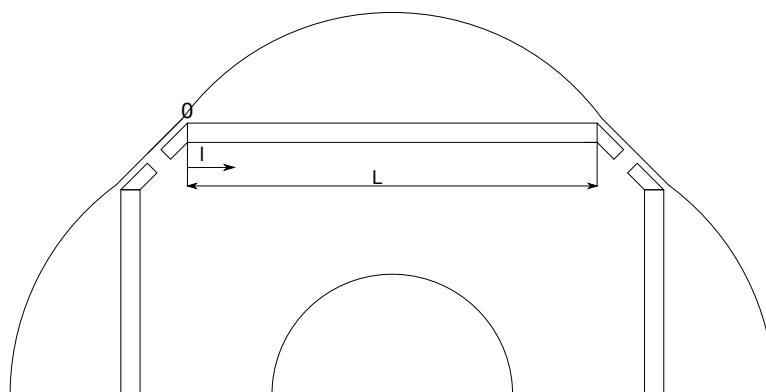
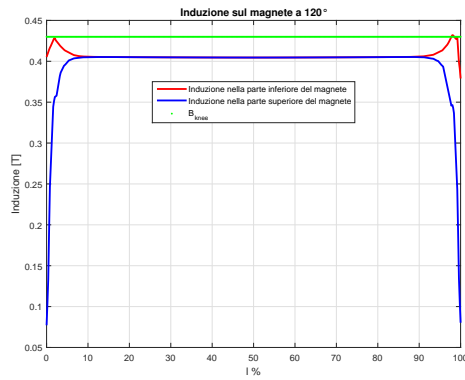


Figura 4.35: Riferimento per smagnetizzazione

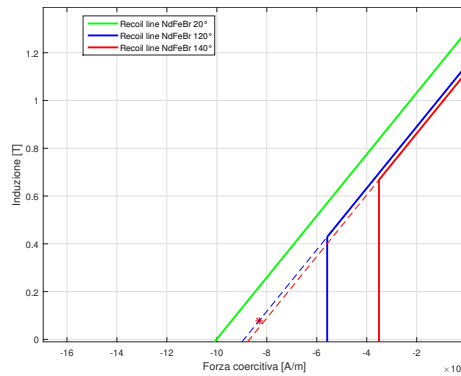
Per verificare la mancata smagnetizzazione del magnete a seguito della prova in esame, si valutano i valori sulla sua superficie superiore, intesa come quella del magnete lato traferro, e la superficie inferiore, intesa come quella lato albero rotore. Le curve in figura 4.36 a) e c) rappresentano il valore dell'induzione al variare della posizione su una delle due superfici del magnete alla temperatura di 120 °C e 140 °C.

Posizionato il punto 0 su una delle due superfici nelle ascisse, si riportano i valori della distanza dal punto 0 in rapporto alla larghezza del magnete. Si definisce la larghezza percentuale $l\%$ come

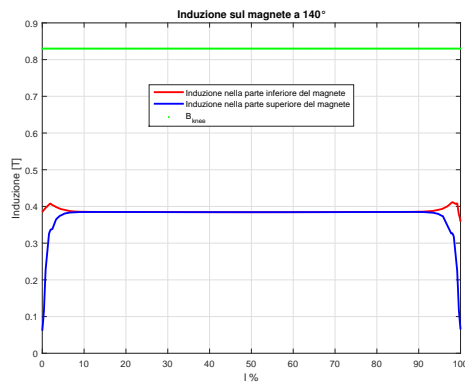
$$l\% = \frac{l}{L} 100 \quad (4.5)$$



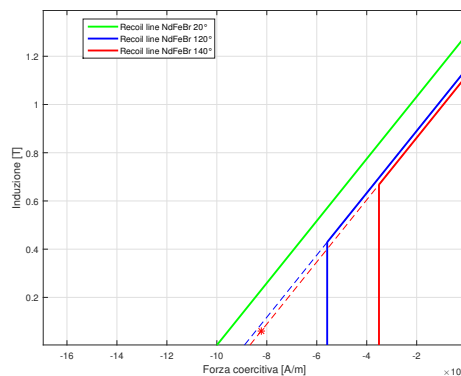
(a) Induzione nel magnete a 120 °C



(b) Induzione minima nel magnete a 120 °C su caratteristica B-H

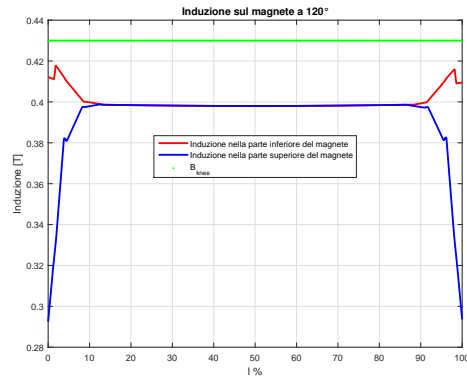


(c) Induzione nel magnete a 140 °C

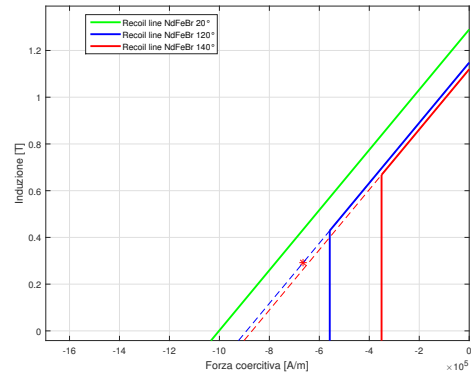
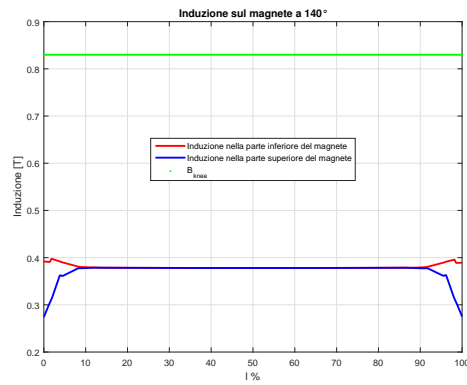


(d) Induzione minima nel magnete a 140 °C su caratteristica B-H

Figura 4.36: Prove in sovraccarico della geometria Ds80Dm55.0



(a) Induzione nel magnete a 120 °C

(b) Induzione minima nel magnete a 120 °C
B-H

(c) Induzione nel magnete a 140 °C

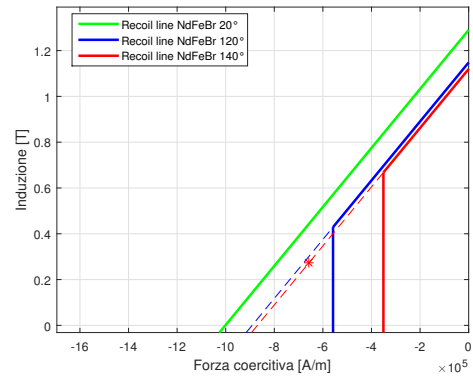
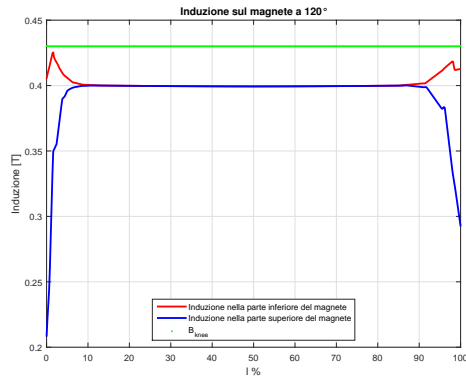
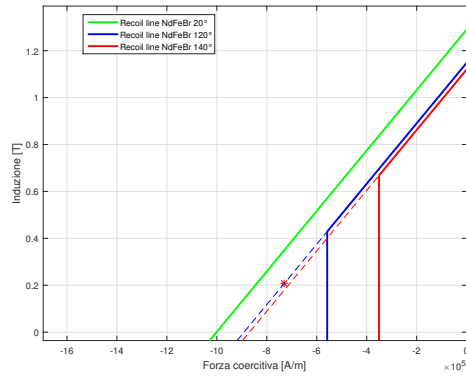
(d) Induzione minima nel magnete a 140 °C
su caratteristica B-H

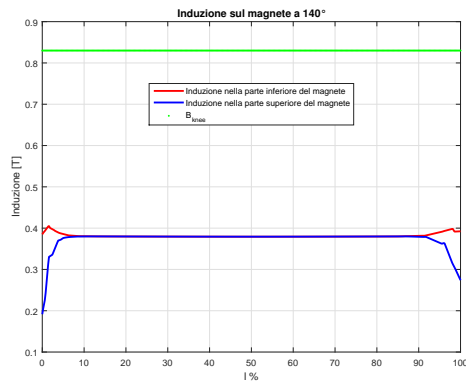
Figura 4.37: Prove in sovraccarico della geometria Ds80Dm54.2



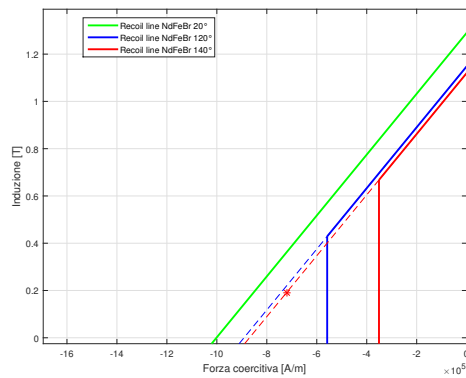
(a) Induzione nel magnete a 120 °C



(b) Induzione minima nel magnete a 120 °C su caratteristica B-H



(c) Induzione nel magnete a 140 °C

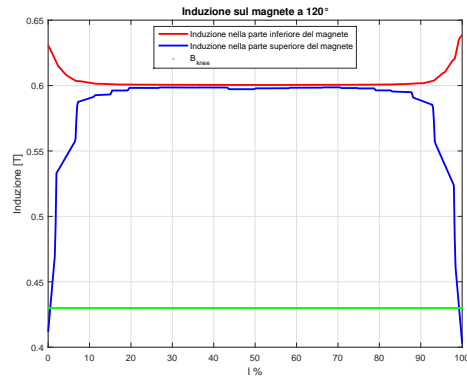


(d) Induzione minima nel magnete a 140 °C su caratteristica B-H

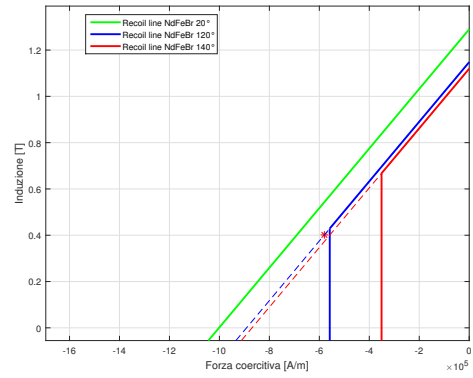
Figura 4.38: Prove in sovraccarico della geometria Ds80Dm54.4

Lo studio in condizioni di sovraccarico dei motori analizzati nel paragrafo 4.2.1 evidenzia la smagnetizzazione irreversibile di tutta la superficie superiore ed inferiore dei magneti sia alla temperatura di 120 °C che a 140 °C. Questo fenomeno non è riscontrato nel cuore del magnete dove i valori dell'induzione risultano leggermente superiori a quelli del ginocchio nella caratteristica B-H del magnete.

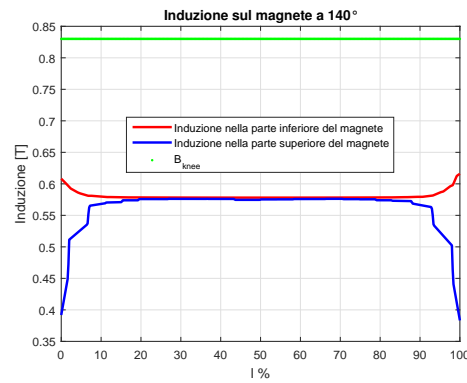
Infine, si eseguono le prove in sovraccarico dei motori scelti nel paragrafo 4.2.2.



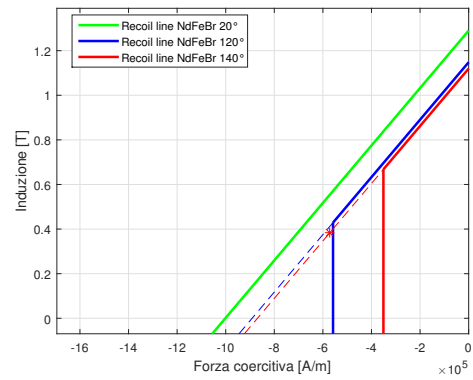
(a) Induzione nel magnete a 120 °C



(b) Induzione minima nel magnete a 120 °C su caratteristica B-H

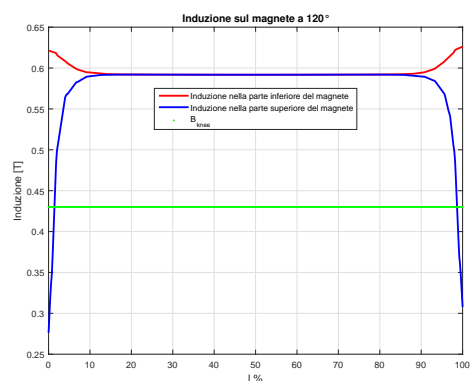


(c) Induzione nel magnete a 140 °C

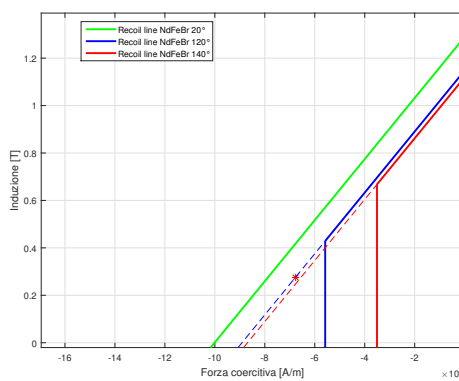


(d) Induzione minima nel magnete a 140 °C su caratteristica B-H

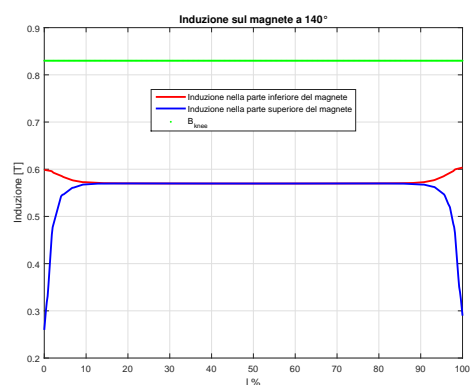
Figura 4.39: Prove in sovraccarico della geometria Ds80Dm55.2



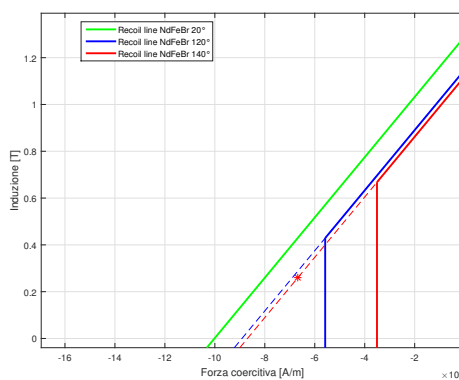
(a) Induzione nel magnete a 120 °C



(b) Induzione minima nel magnete a 120 °C su caratteristica B-H

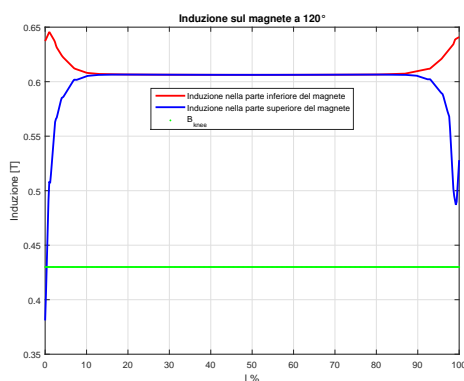


(c) Induzione nel magnete a 140 °C

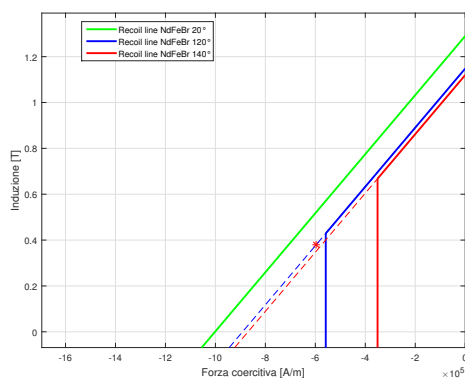


(d) Induzione minima nel magnete a 120 °C su caratteristica B-H

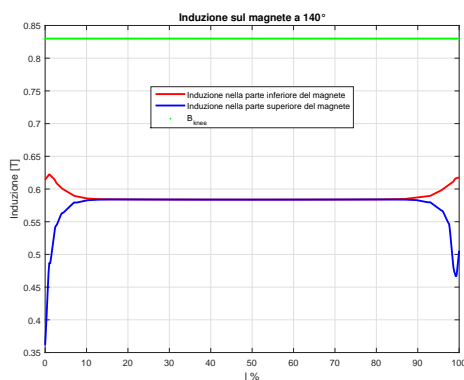
Figura 4.40: Prove in sovraccarico della geometria Ds80Dm54



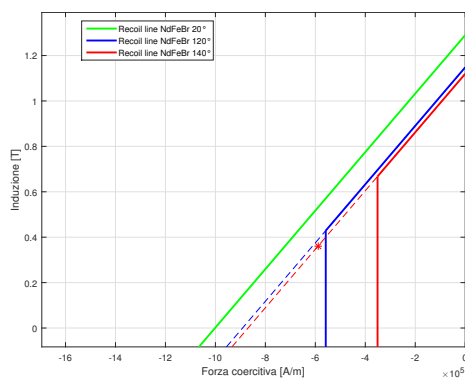
(a) Induzione nel magnete a 120 °C



(b) Induzione minima nel magnete a 120 °C su caratteristica B-H



(c) Induzione nel magnete a 140 °C



(d) Induzione minima nel magnete a 140 °C su caratteristica B-H

Figura 4.41: Prove in sovraccarico della geometria Ds80Dm55.8

Nel funzionamento in sovraccarico si verifica il superamento delle prove alla temperatura del magnete di 120 °C; l'area interessata dalla smagnetizzazione è circoscritta ai soli angoli dei magneti. Per quanto riguarda le prove alla temperatura di 140 °C, si osserva la smagnetizzazione irreversibile del magnete.

Capitolo 5

Seconda fase dell'analisi

A seguito delle analisi condotte nel capitolo 4, si può affermare che la sagomatura del rotore porta a un netto miglioramento del valore dell'oscillazione di coppia.

Le prove in condizioni di sovraccarico hanno però messo in luce una problematica che affligge la gran parte dei motori a magneti permanenti interni: la smagnetizzazione irreversibile di una parte o dell'intero magnete.

Alla temperatura di 140 °C è impossibile non smagnetizzare i magneti indipendentemente dalla loro dimensione. Ma, considerando i risultati delle prove a 120 °C, con dei semplici accorgimenti, è possibile mettere in sicurezza il magnete dal fenomeno della smagnetizzazione. Si modifica la larghezza dei magneti mantenendo la stessa geometria della superficie del rotore. Si riduce progressivamente la larghezza dei magneti del capitolo 4 alla ricerca della dimensione ottimale per la quale non si verificano zone smagnetizzate. Ad una diminuzione della larghezza del magnete si è deciso di aumentare le aree delle tasche d'aria mantenendo invariato lo spessore dei ponticelli.

Come nel capitolo 4, si costruiscono i modelli considerando un solo conduttore in cava; si studiano le diverse geometrie di rotore considerando la lunghezza $L_{stk} = 110$ mm. La densità di corrente J è imposta pari a $6 \frac{A}{mm^2}$.

5.1 Nuove geometrie con spessore di magneti di due millimetri

Le nuove dimensioni dei magneti permanenti sono riportate in figura 5.1; il loro volume è stato ridotto del 7% rispetto a quello delle geometrie precedenti.

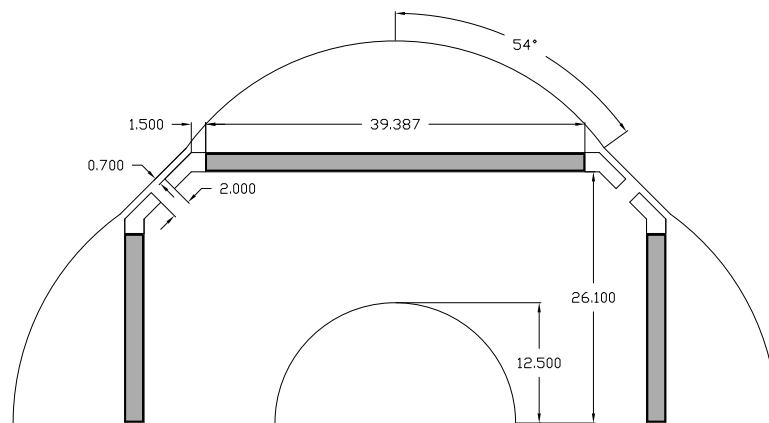
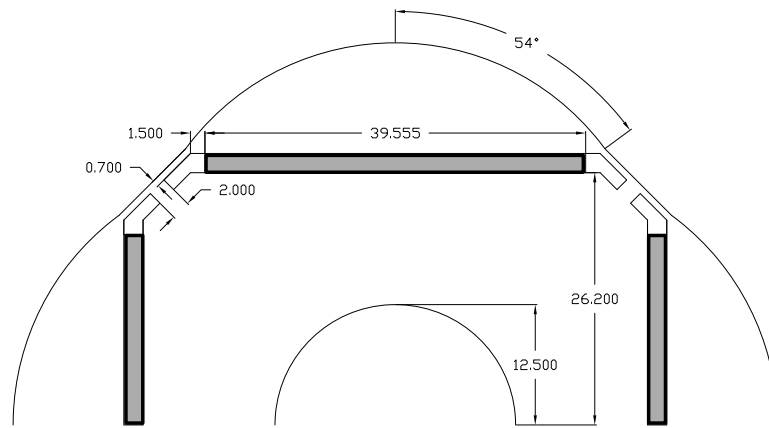
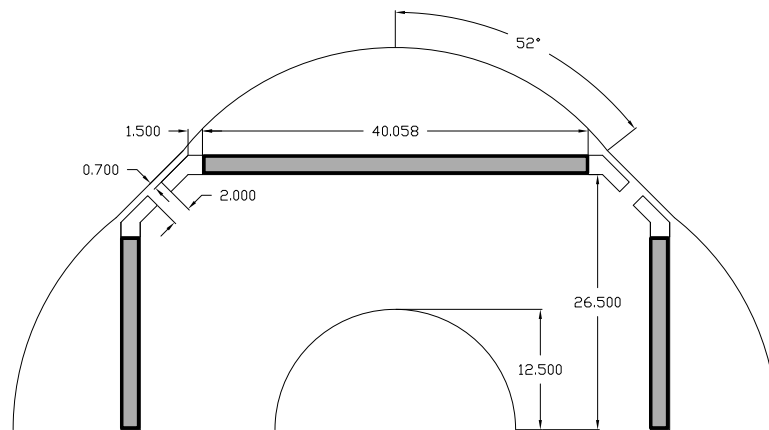
(a) *Geometria Dm54.2*(b) *Geometria Dm54.4*(c) *Geometria Ds80Dm55*

Figura 5.1: Geometrie analizzate

5.1.1 Prove a vuoto

Nel funzionamento a vuoto dei motori, si verifica un'aumento del valore del ripple della coppia di impuntamento (ΔT), ma nonostante tutto esso non influisce in modo eccessivo sul funzionamento della macchina. Si riporta l'andamento della coppia di impuntamento di uno dei motori progettati.

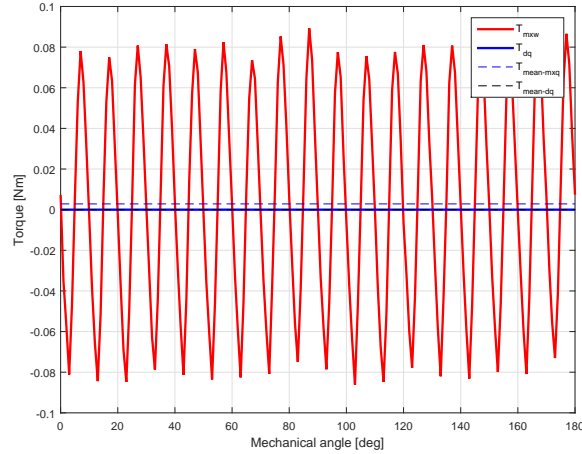


Figura 5.2: Coppia di impuntamento della geometria Ds80Dm54.4

Tabella 5.1: Risultati delle prove a vuoto

Parametro	Ds80Dm54.2	Ds80Dm54.4	Ds80Dm55
ΔT [T]	0.183	0.176	0.126
ripple%	1.76 %	1.67 %	1.50 %
E_{d0} [V]	-7.42e(-4)	-1.5e(-3)	-4.62e(-4)
E_{q0} [V]	11.09	11.16	11.35

La riduzione della larghezza dei magneti provoca una diminuzione del valore di prima armonica dell'induzione al traferro, mentre il suo spettro armonico rimane pressoché immutato. In tutti e tre i motori si ha la saturazione dei ponticelli magnetici riscontrando un valore di 1.8 T.

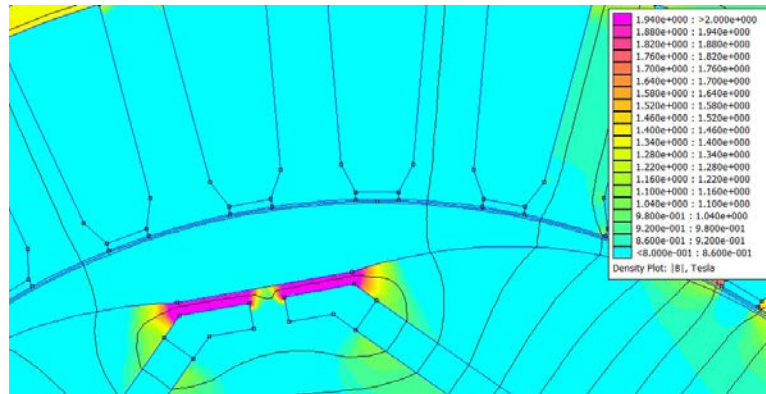


Figura 5.3: Saturazione dei ponticelli

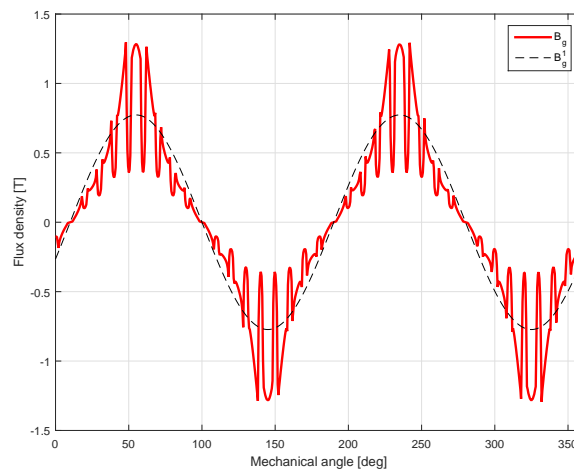


Figura 5.4: Andamento dell'induzione al traferro della geometria Ds80Dm54.4

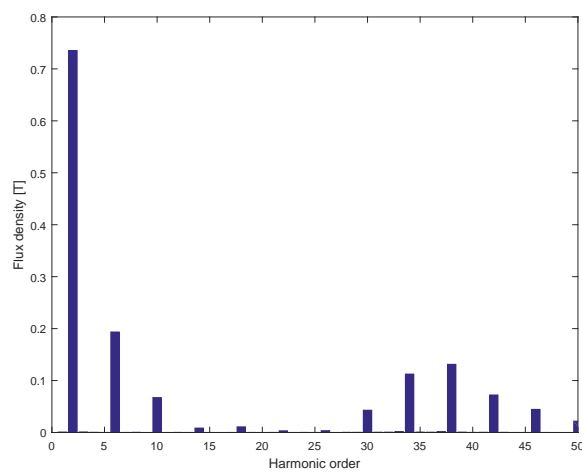


Figura 5.5: Spettro armonico dell'induzione al traferro della geometria Ds80Dm54.4

5.1.2 Prove a carico

Dalle simulazioni al variare di α_{ie} si verifica che l'angolo elettrico a cui si ha la coppia massima ($\alpha_{ie-MTPA}$) rimane immutato questo perché la riluttanza del traferro è la stessa.

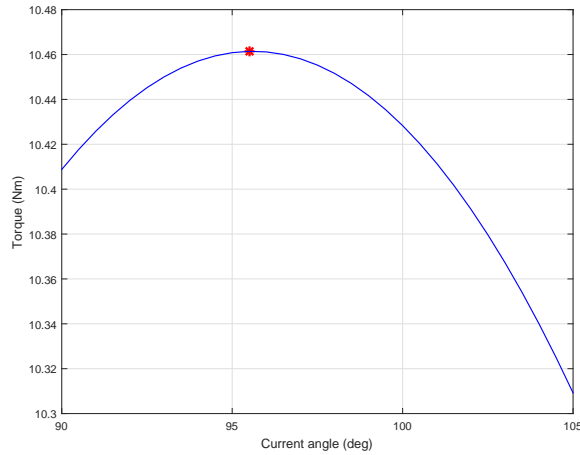


Figura 5.6: Coppia a carico al variare di α_{ie} della geometria Ds80Dm54.2

Variando l'angolo meccanico ϑ_m si verifica un'attesa diminuzione della coppia nominale dovuta alla riduzione della sola coppia prodotta dai magneti permanenti, mentre la coppia di riluttanza rimane pressoché invariata. L'ondulazione di coppia è aumentata di circa 1 % mentre le perdite nel ferro calcolate risultano all'incirca le stesse. Di seguito, si riporta l'andamento della coppia a carico della geometria Ds80Dm54.2.

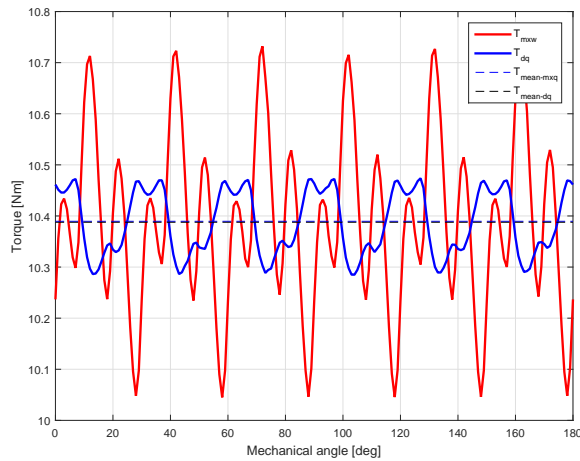


Figura 5.7: Coppia a carico nella geometria Ds80Dm54.2

Tabella 5.2: Risultati delle prove a carico

Parametro	Ds80Dm54.2	Ds80Dm54.4	Ds80Dm55
T [Nm]	10.38	10.46	10.63
ripple%	6.64 %	6.27 %	5.70 %
$\alpha_{ie-MTPA}$	95.5°	96°	98°
P_{in} [kW]	3.577	3.597	3.653
P_m [kW]	3.263	3.283	3.339
η	91.24 %	91.27 %	91.39 %
P_{JS} [kW]	0.173	0.173	0.173
P_{Fe} [kW]	0.111	0.111	0.111
B_{bi-max} [T]	1.50	1.51	1.53
B_{t-max} [T]	1.84	1.82	1.81

5.1.3 Prove in sovraccarico

Si considera il funzionamento dei motori alla corrente di smagnetizzazione; queste prove sono eseguite considerando il magnete alla temperatura di 120 °C.

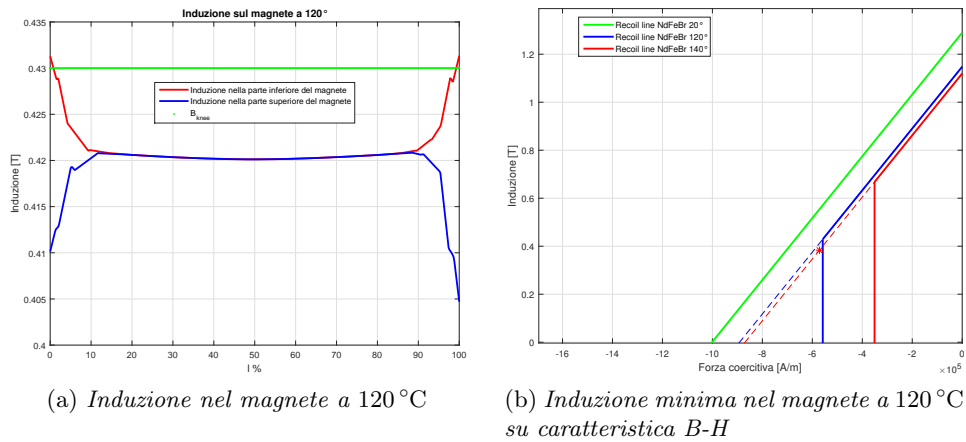
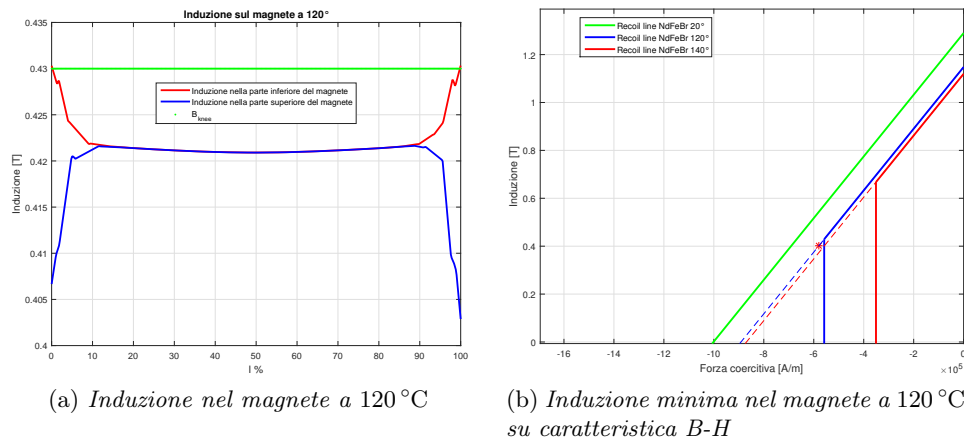


Figura 5.8: Prova di smagnetizzazione della geometria Ds80Dm54.2

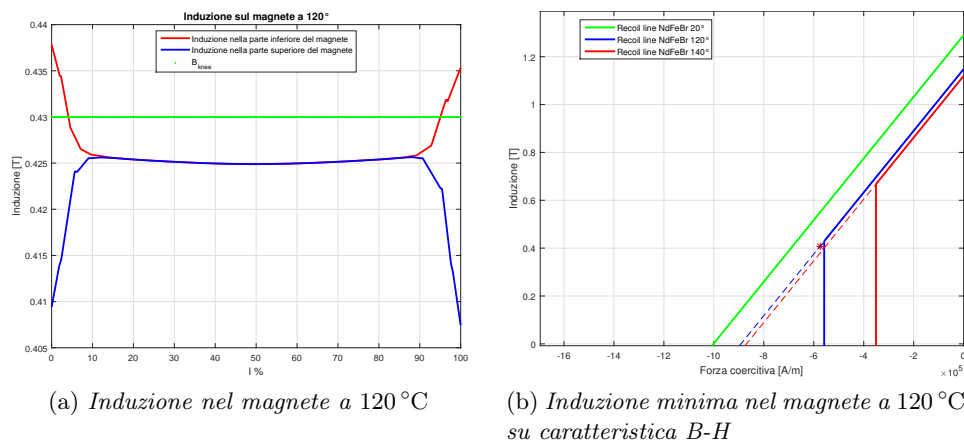
5.2. NUOVE GEOMETRIE CON SPESSORE DI MAGNETE DI TRE MILLIMETRI67



(a) Induzione nel magnete a 120 °C

(b) Induzione minima nel magnete a 120 °C su caratteristica B-H

Figura 5.9: Prova di smagnetizzazione della geometria Ds80Dm54.4



(a) Induzione nel magnete a 120 °C

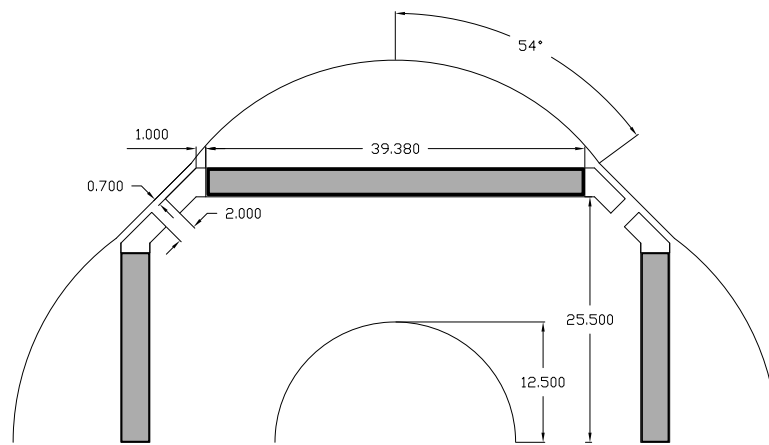
(b) Induzione minima nel magnete a 120 °C su caratteristica B-H

Figura 5.10: Induzione nel magnete nella geometria Ds80Dm55

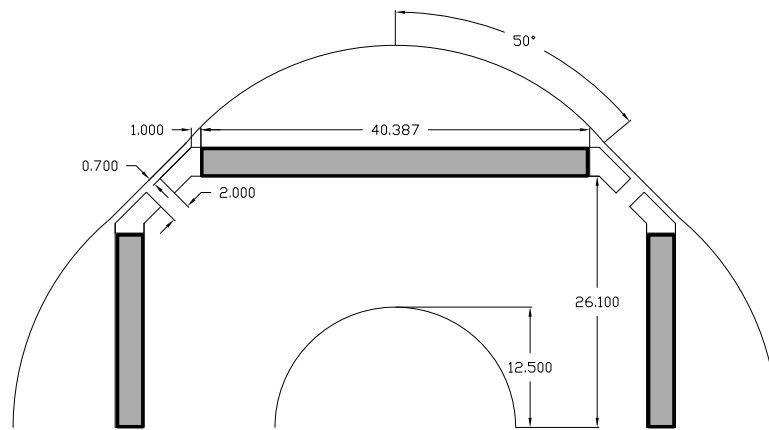
Le prove in sovraccarico confermano la smagnetizzazione di un'ampia regione del magnete; per questo motivo, i motori con spessore del magnete di due millimetri non sono considerati nella scelta finale.

5.2 Nuove geometrie con spessore di magnete di tre millimetri

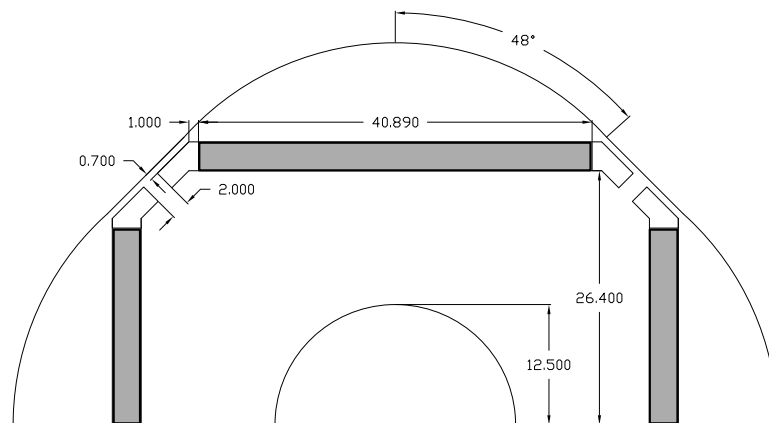
Le nuove geometrie di rotore sono tracciate in figura 5.11; i magneti permanenti sono ridotti del 5% rispetto alle geometrie precedenti (4.2.2), mentre il volume delle tasche d'aria subisce un'incremento del 40 %. La sagomatura della superficie del rotore è la stessa dei motori del paragrafo 4.2.2.



(a) Lamierino di statore e rotore della geometria Dm54



(b) Lamierino di statore e rotore della geometria Dm55-2



(c) Lamierino di statore e rotore della geometria Dm55.8

Figura 5.11: Geometrie analizzate

5.2.1 Prove a vuoto

Le prove a vuoto evidenziano un miglioramento del valore della coppia di impuntamento (vedi figura 5.12 e tabella 4.7).

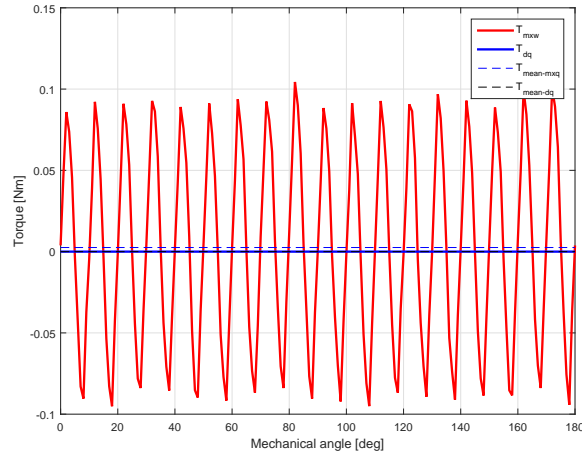


Figura 5.12: Coppia d'impuntamento della geometria Ds80Dm55.8

Tabella 5.3: Risultati delle prove a vuoto

Parametro	Ds80Dm54	Ds80Dm55.2	Ds80Dm55.8
ΔT [Nm]	0.152	0.144	0.200
ripple%	1.20 %	1.22 %	1.65 %
E_{d0} [V]	-1.5e(-3)	-2.3e(-3)	-6.37e(-4)
E_{q0} [V]	12.38	12.38	12.53

Il valore di prima armonica dell'induzione al traferro e il valore della forza elettromotrice a vuoto si è ridotto rispetto a quello delle geometria studiate nel paragrafo 4.2.2 (vedi figura 5.15). I ponticelli magnetici di tutti e tre i motori saturano.

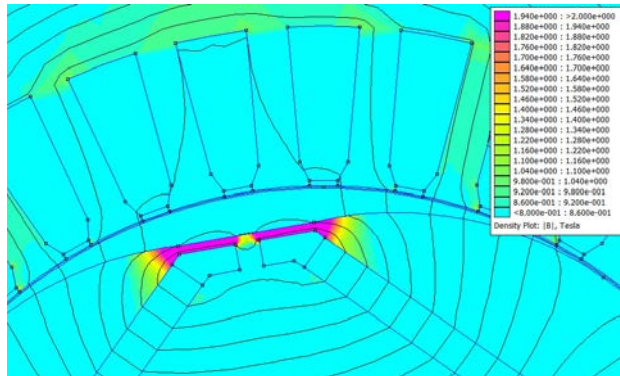


Figura 5.13: Saturazione dei ponticelli

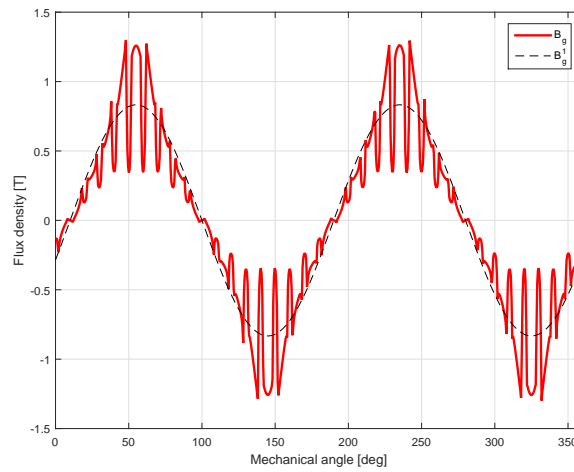


Figura 5.14: Andamento dell'induzione al traferro della geometria Ds80Dm55.8

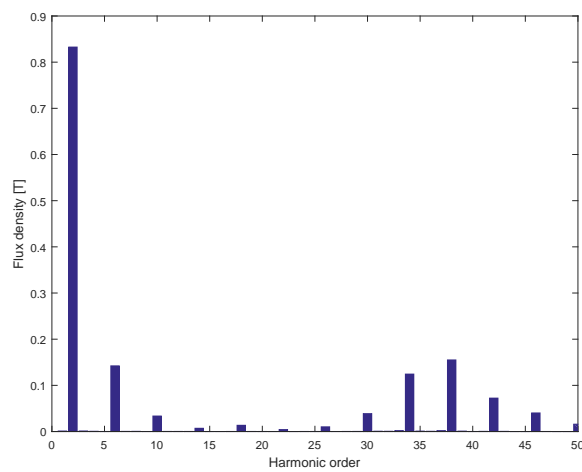


Figura 5.15: Spettro armonico dell'induzione al traferro di geometria Ds80Dm55.8

5.2.2 Prove a carico

Come nel paragrafo 5.1.2, si valuta il funzionamento a carico di questo gruppo di motori. Anche in questo caso si verifica una riduzione della coppia nominale e un aumento del ripple percentuale di coppia rispetto ai valori ricavati nel paragrafo 4.2.2.

Tabella 5.4: Risultati delle prove a carico

Parametro	Ds80Dm54	Ds80Dm55.2	Ds80Dm55.8
T [Nm]	11.69	11.73	11.90
ripple%	4.74 %	4.87 %	4.96 %
$\alpha_{ie-MTPA}$	98.5°	100.5°	102.0°
P_{in} [kW]	3.913	4.016	4.068
P_m [kW]	3.585	3.686	3.738
η	91.6 %	91.8 %	91.9 %
P_{JS} [kW]	0.173	0.173	0.173
P_{Fe} [kW]	0.123	0.122	0.123
B_{t-max} [T]	1.88	1.84	1.84

Il rendimento e le perdite nel ferro di statore risulta di poco inferiore a quelle riportati in tabella 4.8.

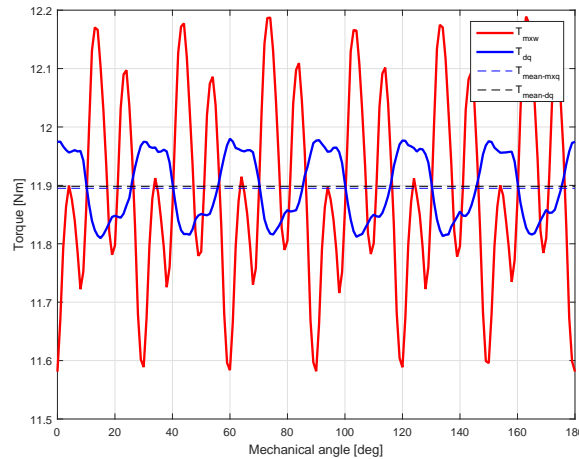
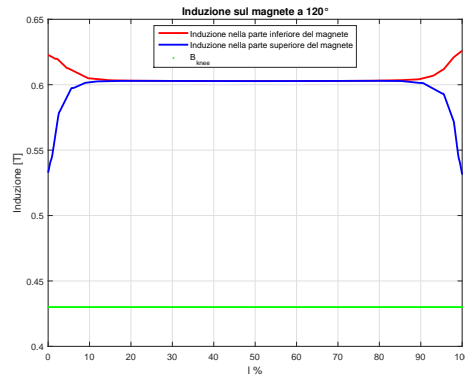


Figura 5.16: Andamento della coppia a carico al variare di ϑ_m della geometria Ds80Dm55.8

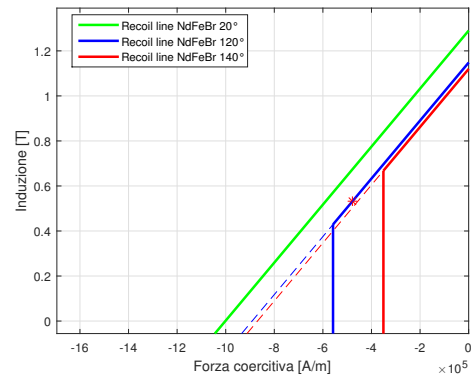
5.2.3 Prove in sovraccarico

Di seguito sono riportati gli andamenti della densità di flusso nel magnete simulati nelle prove in sovraccarico. Si fa lavorare il magnete alla temperatura

di 120 °C e si alimenta l'avvolgimento statorico con una corrente negativa di ampiezza 400 A.

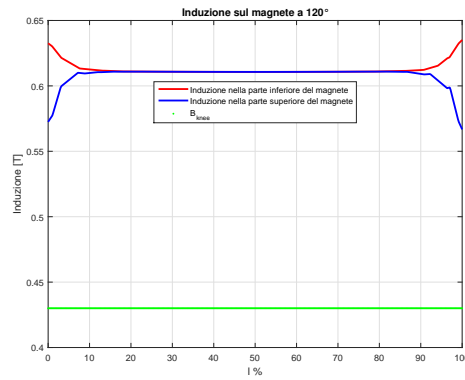


(a) Induzione nel magnete a 120 °C

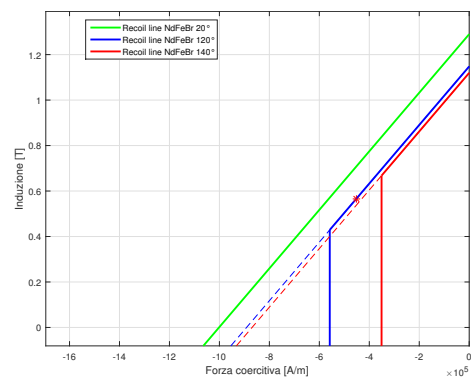


(b) Induzione minima del magnete a 120 °C su caratteristica B-H

Figura 5.17: Funzionamento in sovraccarico della geometria Ds80Dm54



(a) Induzione nel magnete a 120 °C



(b) Induzione minima del magnete a 120 °C su caratteristica B-H

Figura 5.18: Funzionamento in sovraccarico della geometria Ds80Dm55.2

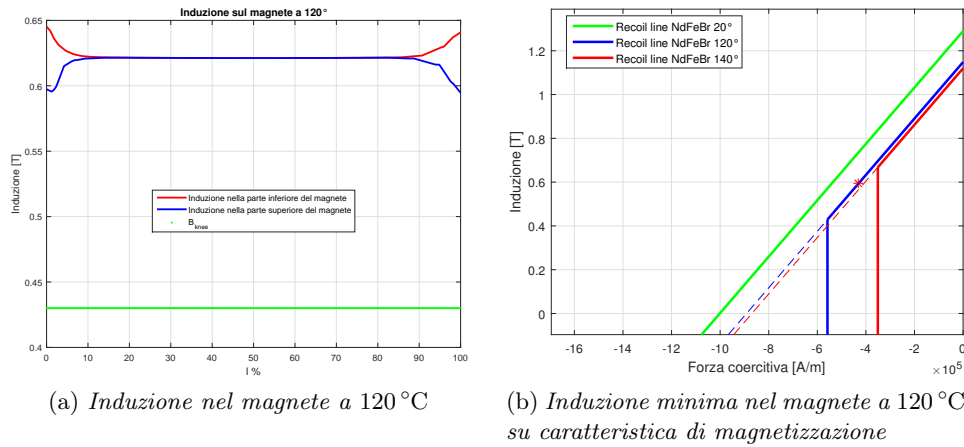


Figura 5.19: Funzionamento in sovraccarico della geometria Ds80Dm55.8

Tutti e tre i motori superano la simulazione del funzionamento alla corrente di smagnetizzazione. Dall'esito delle prove è evidente che modificare la larghezza della componente di eccitazione è un compromesso accettabile per mettere in sicurezza i magneti in condizioni di sovraccarico.

5.3 Scelta della migliore geometria

Visti i risultati delle prove di smagnetizzazione fin qui condotte, è possibile scartare in maniera definitiva i motori con rotore sagomato e spessore dei magneti di 2 mm.

Invece, per i motori con t_m uguale a 3 mm, le prove in sovraccarico non pregiudicano la possibile scelta dei motori del paragrafo 4.2.2 in quanto le aree interessate dal fenomeno sono comunque circoscritte. L'ottimizzazione della larghezza del magnete eseguita nel paragrafo 5.2 ha migliorato il comportamento alla corrente di smagnetizzazione a discapito delle prestazioni del motore.

Il committente ha richiesto di contenere i costi; perciò si valutano i volumi dei magneti permanenti e del ferro di statore e rotore di questi sei motori per la scelta finale. L'unico parametro che in questa sede ci permette di valutare i costi di ciascuna configurazione di rotore è il volume dei magneti. Si riportano in tabella 5.5 e 5.6 i volumi calcolati per i sei motori.

Tabella 5.5: Volumi dei magneti permanenti e delle lamierini di ferro del paragrafo 5.2

Parametro	Ds80Dm54	Ds80Dm55.2	Ds80Dm55.8
$V_{pm} [10^{-5} \text{ m}^3]$	4.99	5.11	5.18
$V_{fe} [10^{-4} \text{ m}^3]$	9.017	9.094	9.133

Tabella 5.6: Volumi dei magneti permanenti e delle lamierini di ferro del paragrafo 4.2.2

Parametro	Ds80Dm54	Ds80Dm55.2	Ds80Dm55.8
$V_{pm} [10^{-5} \text{ m}^3]$	5.24	5.37	5.39
$V_{fe} [10^{-4} \text{ m}^3]$	9.017	9.094	9.133

Tra i sei motori analizzati si è scelto quello col miglior compromesso tra

1. Migliori prestazioni
2. Minor costo dei magneti
3. Sicurezza nella prova in sovraccarico

La preferenza cade sul motore NdFeB_Ds80_Dm55-2_tm3 con magneti ridotti di cui si ricorda la geometria in figura 5.20.

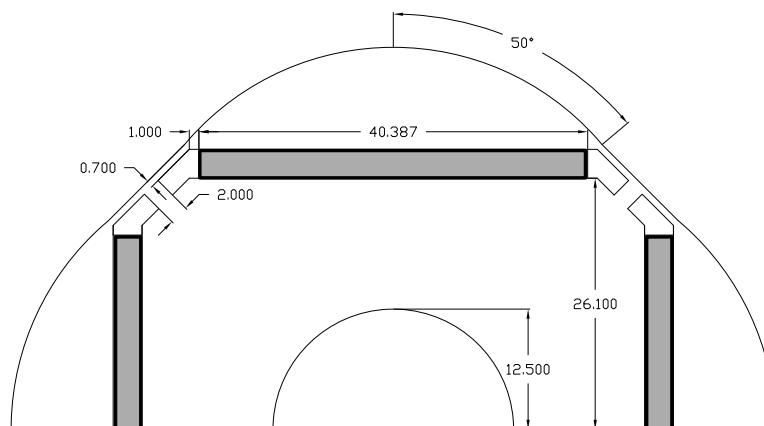


Figura 5.20: Lamierino di rotore scelto

Capitolo 6

Terza fase dell'analisi

Si procede con lo studio di un nuovo gruppo di motori; il motivo che ci spinge a condurre l'indagine è il desiderio di ridurre al minimo il rischio di smagnetizzare i magneti nel funzionamento in sovraccarico mantenendo inalterate le prestazioni.

Questo perché, come si è visto nel capitolo 5, aver considerato solo la diminuzione del magnete come possibile modo per ridurre il fenomeno di smagnetizzazione, ne aveva compromesso le prestazioni

Le nuove geometrie di rotore derivano dal motore analizzato nel paragrafo 4.2.2 che presenta diametro medio del magnete D_m di 55.2 mm e spessore t_m di 3 mm. Questa configurazione è scelta perché presenta il miglior compromesso tra una minore ondulazione di coppia e una maggiore coppia nominale dei motori analizzati nel paragrafo 4.2.2.

A partire dalla configurazione rotorica in figura 6.1, si è deciso di traslare i magneti verso il centro del motore senza modificare la sagomatura del rotore e la dimensione dei magneti e dei ponticelli. Con questi procedimenti il parametro D_m è modificato tra 48.2 mm e 54.2 mm con passo di 1 mm. Le geometrie di rotore sono salvate, come

NdFeB_Ds80_Dm 48.2_tm3.fem

dove 48.2 sta ad indicare la nuova posizione assunta dai magneti.

Come nei capitoli precedenti, si considera l'avvolgimento trifase di statore con un solo conduttore in cava, una densità di corrente J di $6 \frac{A}{mm^2}$ e una lunghezza dei conduttori attivi L_{stk} uguale a 110 mm.

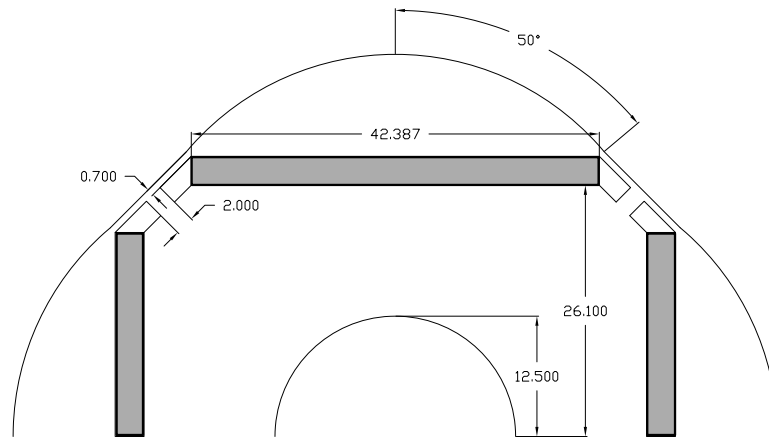


Figura 6.1: Lamierino di rotore

Visto che l'obiettivo primario di questo studio è ridurre al minimo il rischio di smagnetizzazione, si riportano nuovamente in figura 6.2 le curve dell'induzione nel magnete in condizioni di sovraccarico. Se a 120°C si ha una smagnetizzazione circoscritta, a 140°C il magnete è smagnetizzato irreversibilmente.

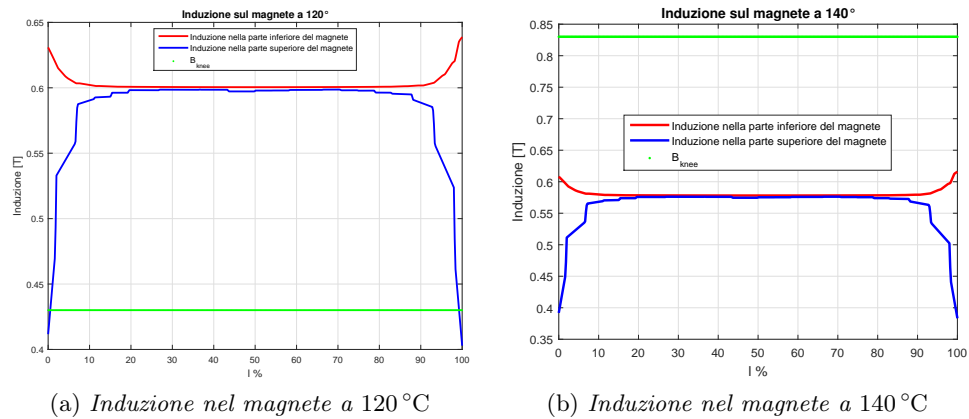


Figura 6.2: Prove in sovraccarico del motore in figura 6.1

6.1 Analisi di motori s-type

Le prove a carico sono simulate per valutare la coppia nominale e il suo ripple percentuale. Dai risultati ottenuti, si osserva che mano a mano che si traslano i magneti verso il centro del rotore si ha una diminuzione del valore della coppia nominale e un'aumento del ripple (vedi figure 6.3 e 6.4). Sulle ascisse dei grafici 6.3 e 6.4 si è inserito il parametro "spostamento magnete"; esso

sta ad indicare di quanto sono stati traslati il magneti dalla loro posizione iniziale in figura 6.1.

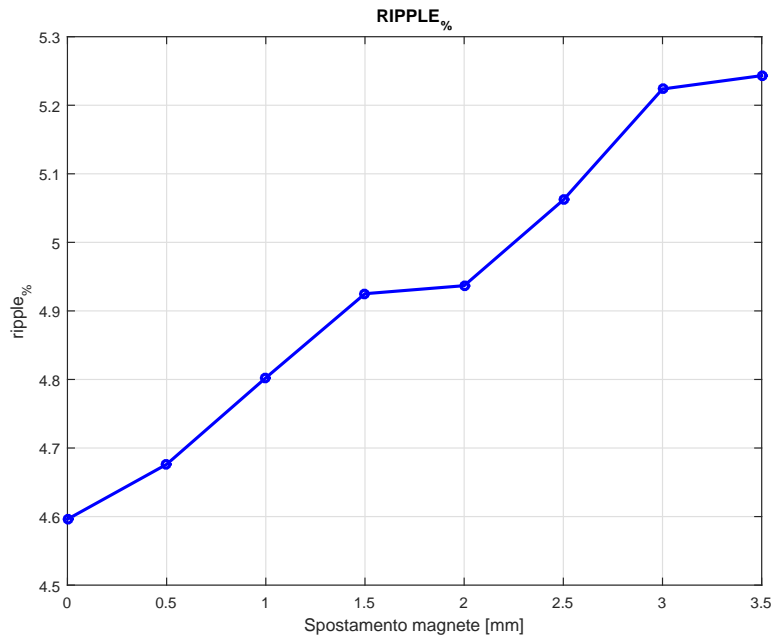


Figura 6.3: Ripple percentuale di coppia al variare della posizione del magnete

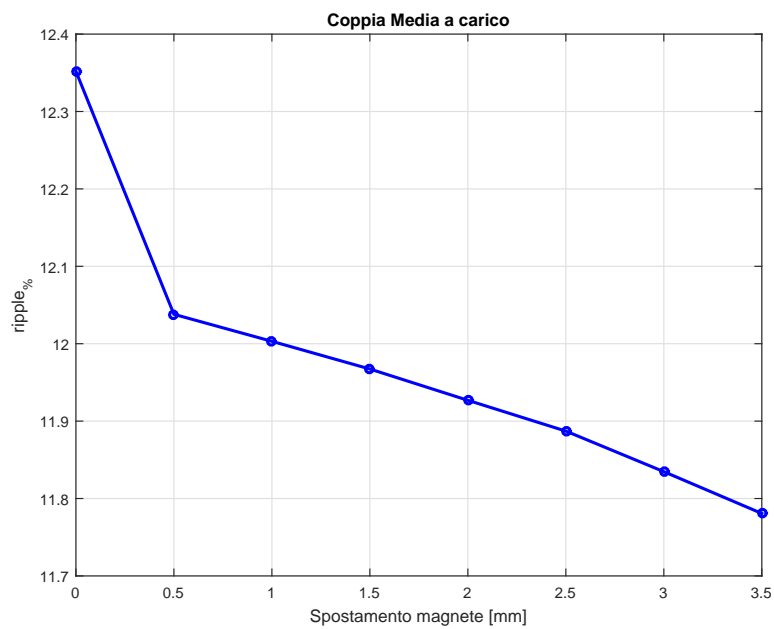


Figura 6.4: Coppia nominale al variare della posizione del magnete

Tabella 6.1: Risultati delle prove a carico

Parametro	Dm54.2	Dm53.2	Dm52.2	Dm51.2	Dm50.2	Dm49.2	Dm48.2
Spostamento magnete [mm]	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5
T [Nm]	12.04	12.00	11.97	11.93	11.89	11.83	11.78
ripple%	4.68 %	4.80 %	4.93 %	4.94 %	5.06 %	5.22 %	5.24 %
$\alpha_{ie-MTPA}$	100.5°	100.5°	100.5°	100.5°	100.5°	100.5°	100.5°
P_{in} [kW]	4.114	4.102	4.090	3.904	4.077	4.063	4.046
P_m [kW]	3.780	3.757	3.744	3.731	3.731	3.715	3.698
η	91.87 %	91.86 %	91.85 %	91.84 %	91.83 %	91.82 %	91.80 %
P_{js} [kW]	0.173	0.173	0.173	0.173	0.173	0.173	0.173
P_{Fe} [kW]	0.126	0.126	0.125	0.124	0.124	0.123	0.122
B_{bi-max} [T]	1.62	1.61	1.61	1.60	1.60	1.60	1.59
B_{t-max} [T]	1.86	1.86	1.85	1.85	1.85	1.84	1.84
B_{g01} [T]	0.845	0.842	0.840	0.837	0.834	0.831	0.827
A_{PM} [Vs]	0.0202	0.0202	0.0201	0.0200	0.0200	0.0199	0.0198
$\Delta T_{cogging}$ [Nm]	0.187	0.184	0.190	0.160	0.170	0.162	0.150

Infine, con l'obiettivo di verificare se c'è rischio della smagnetizzazione, si eseguono le prove in sovraccarico. In figura 6.6, si traccia l'andamento dell'induzione nel magnete del motore in figura 6.5.

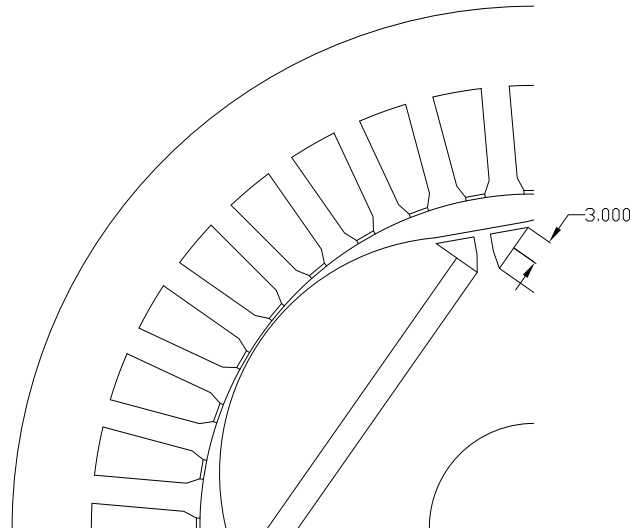


Figura 6.5: Lamierino di rotore NdFeB_Ds80_Dm49.2_tm3

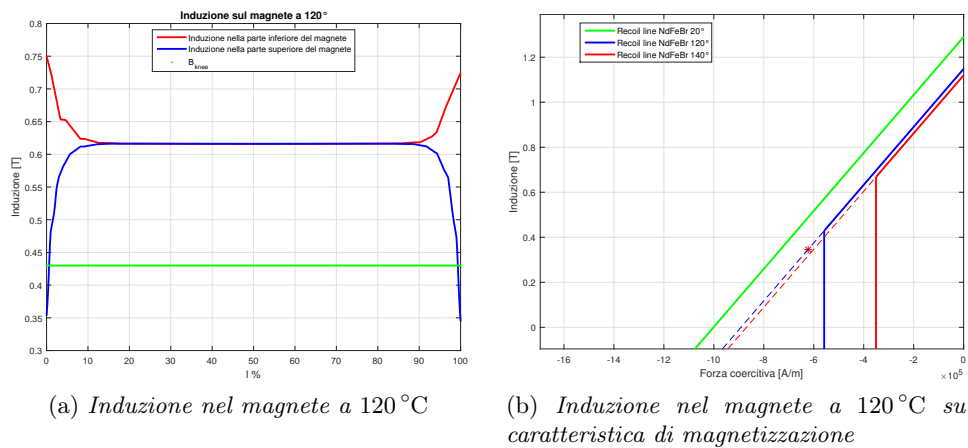


Figura 6.6: Induzione nel magnete nella geometria Ds80Dm49.2

Confrontando il valore dell'induzione nel magnete nella prova in sovraccarico dei motori s-type con quello della geometria di partenza, si osserva un leggero, quasi impercettibile miglioramento.

In conclusione, si può affermare che lo studio condotto non ha portato ai risultati sperati. Per questo motivo non si è scelta nessuna geometria tra

quelle analizzate.

Capitolo 7

Quarta fase dell'analisi

Prima di procedere con l'analisi del motore scelto in precedenza, si è voluta verificare la possibilità di mantenere le prestazioni inalterate del motore riducendo la minimo il ripple di coppia.

Questa possibilità è emersa dalla lettura dei risultati dello studio condotto da A. Kioumarsi, M. Mooallem, B. Fahimi di un'Università iraniana ([2]). Essi hanno ottenuto un'incremento della coppia nominale e una sostanziale riduzione del ripple percentuale di coppia introducendo delle barriere d'aria sulle espansioni polari del rotore. Queste barriere d'aria non sono altro che dei fori introdotti con lo scopo di modificare il percorso delle linee di flusso verso lo statore.

Per eseguire l'analisi, si è scelto come motore di partenza quello con diametro D_m uguale a 55.6 mm e spessore del magnete $t_m = 3$ mm in quanto presenta delle prestazioni migliori rispetto al motore precedentemente scelto ma ha un'ondulazione di coppia più alta, motivo per il quale era stato scartato.

Inizialmente, si studia il motore senza barriere d'aria; in un secondo momento si analizzano le nuove geometrie inserendo cinque e sei fori. In questa valutazione, si è scelto di mantenere equidistanti le barriere d'aria.

Si considera l'avvolgimento di statore con un solo conduttore in cava e si studiano le diverse geometrie di rotore considerando la lunghezza degli avvolgimenti attivi L_{stk} di 110 mm. La densità di corrente J è imposta a $6 \frac{A}{mm^2}$, valore ottimale che ha premesso di ottenere un buon sfruttamento dei motori precedentemente analizzati.

7.1 Analisi di motore senza barriere d'aria

La geometria di rotore del motore con $D_m = 55.6$ mm è tracciata in figura 7.1.

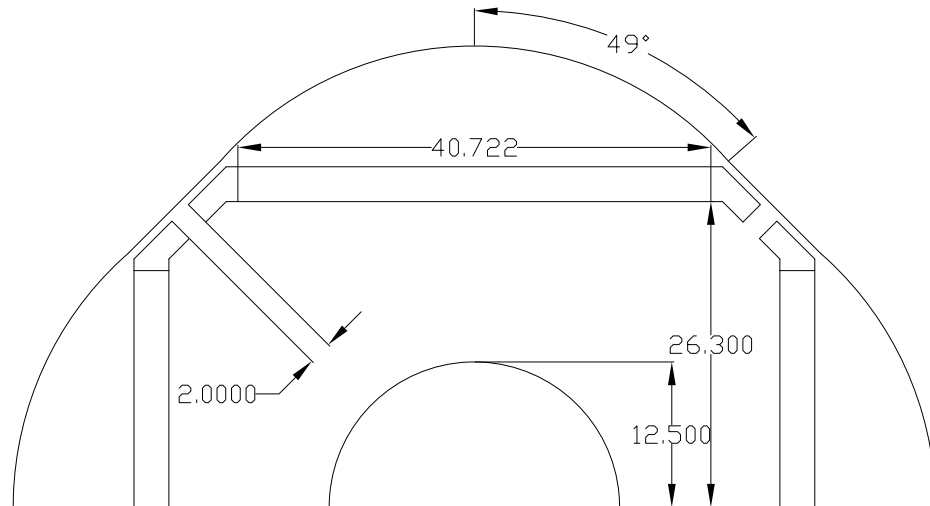


Figura 7.1: Geometria di partenza

7.1.1 Prova a vuoto

I risultati della prova a vuoto sono riportati in tabella 7.1; in figura 7.2 si rappresenta l'andamento della coppia d'impuntamento.

Tabella 7.1: Risultati prova a vuoto

Parametro	
ΔT [Nm]	0.16
ripple%	1.36 %
E_{0d} [V]	-1.3e(-3)
E_{0q} [V]	12.49
B_{g01} [T]	0.832

Il passo successivo è l'analisi dell'induzione al traferro: il suo valore di prima armonica è di circa 0.83 T. La mappa della densità di flusso nel funzionamento a vuoto è riprodotta in figura 7.3.

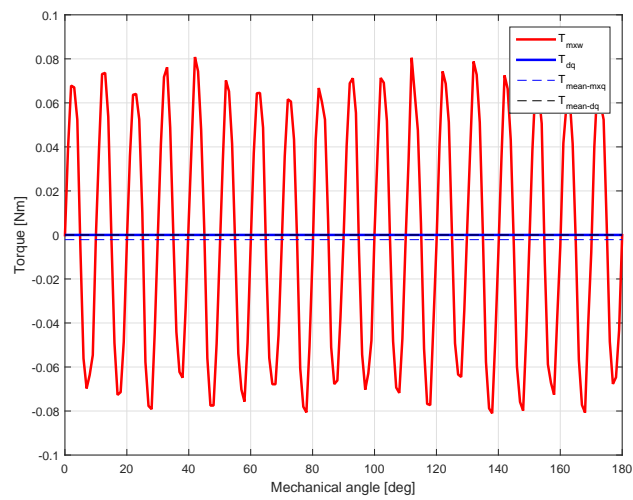


Figura 7.2: Andamento della coppia d'impuntamento

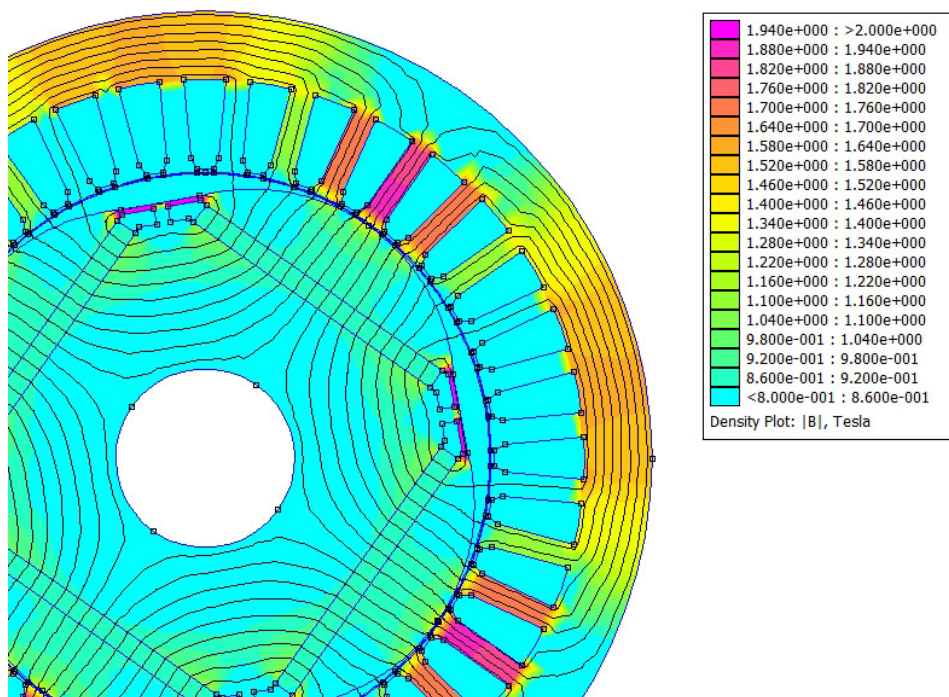


Figura 7.3: Mappa dell'induzione nel funzionamento a vuoto

7.1.2 Prove a carico

L'andamento della coppia a carico è tracciato in figura 7.4.

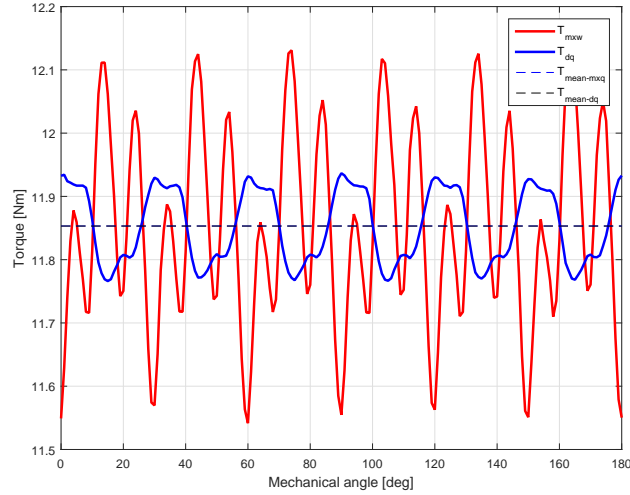


Figura 7.4: Coppia a carico

Il valore della coppia nominale, del suo ripple percentuale, del rendimento, delle perdite per effetto Joule e delle perdite nel ferro di statore sono riportati in tabella 7.2. L'induzione massima ai denti e alla corona di statore sono accettabili per questo tipo di macchina. La distribuzione della densità di flusso nel motore è riportata in figura 7.5.

Tabella 7.2: Risultati prova a carico

Parametro	
T [Nm]	11.85
α_{ie}	101.5
ripple%	4.97 %
P_{in} [kW]	4.056
P_m [kW]	3.724
η	91.81 %
P_{JS} [kW]	0.173
P_{Fe} [kW]	0.125
B_{t-max} [T]	1.86
B_{bi-max} [T]	1.61

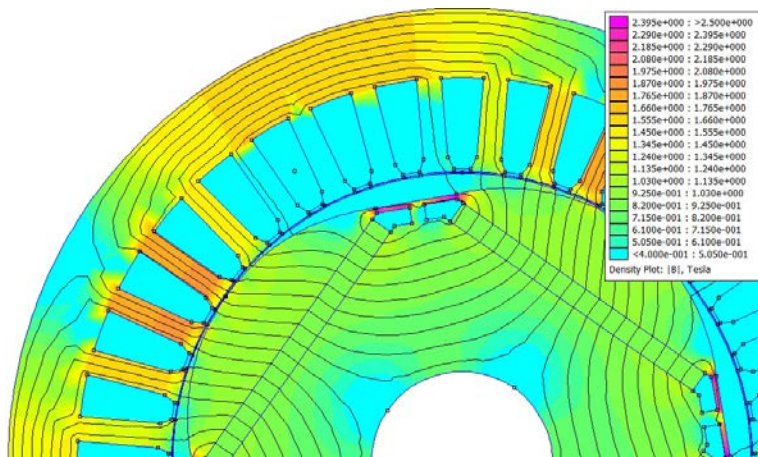
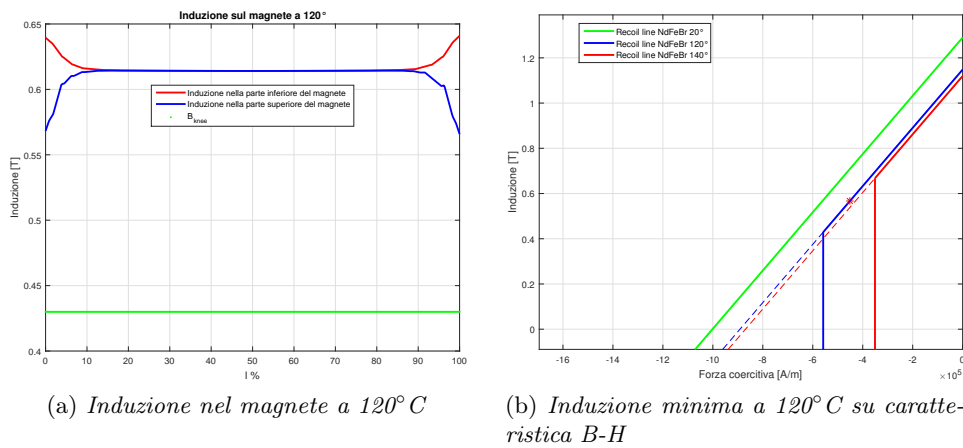


Figura 7.5: Funzionamento a carico

7.1.3 Funzionamento in sovraccarico

Si esegue lo studio del motore in condizioni di sovraccarico, per poter verificare se è concreto il rischio di smagnetizzazione. Si alimenta l'avvolgimento statorico con una corrente di asse d di ampiezza due volte la corrente di picco \hat{I} di 200 A. L'induzione misurata è sufficientemente distante dal ginocchio della caratteristica B-H. Si può affermare che il motore lavora in piena sicurezza e non incorre nel rischio di smagnetizzare i magneti.



(a) Induzione nel magnete a 120°C

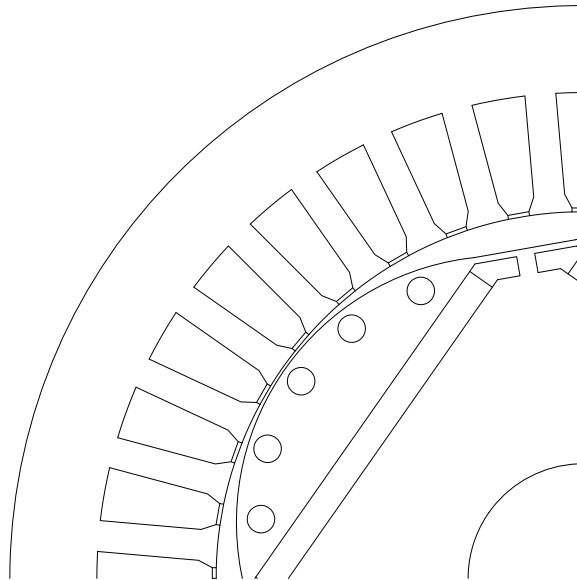
(b) Induzione minima a 120°C su caratteristica B-H

Figura 7.6: Funzionamento in sovraccarico

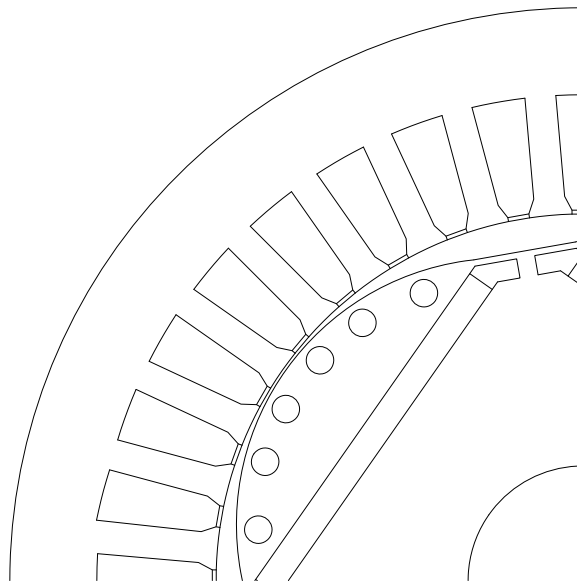
In queste condizioni di lavoro si verifica la mancata smagnetizzazione del magnete.

7.2 Analisi di motore con con barriere d'aria

Lo studio procede con una prima analisi di motori con cinque e sei fori di diametro D_f di 3 mm e distanti 0.7 mm dal traferro. Si considera il solo funzionamento a carico.



(a) Geometria con cinque fori



(b) Geometria con sei fori

Figura 7.7: Geometrie di rotore

Tabella 7.3: Risultati delle prove a carico

Parametro	5 fori	6 fori
T [Nm]	11.82	11.81
$\alpha_{ie-MTPA}$	101.5	101.5
ripple%	5.00 %	5.46 %
P_{in} [kW]	4.044	4.036
P_m [kW]	3.715	3.707
η	91.85 %	91.85 %
P_{Js} [kW]	0.173	0.173
P_{Fe} [kW]	0.122	0.122
B_{t-max} [T]	1.83	1.82
B_{bi-max} [T]	1.60	1.60

I valori ottenuti dalle prove a carico sono riportati in tabella 7.3. Dal confronto con i risultati in tabella 7.2 si verifica che

- Il ripple è aumentato a seguito dell'aumento della coppia di riluttanza
- La coppia nominale è diminuita a causa della crescita del valore della riluttanza del traferro.
- I valori massimi dell'induzione ai denti e alla corona di statore sono diminuiti.

In figura 7.8 si osserva l'effetto della presenza delle barriere d'aria: esse forzano il percorso delle linee di flusso verso lo statore.

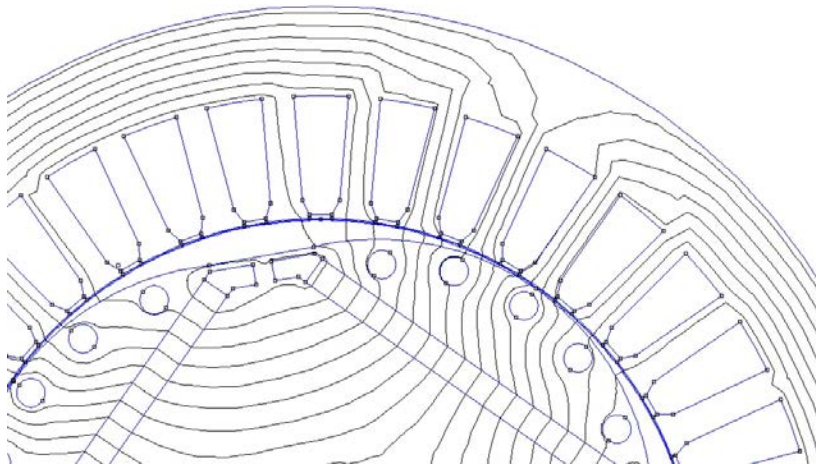
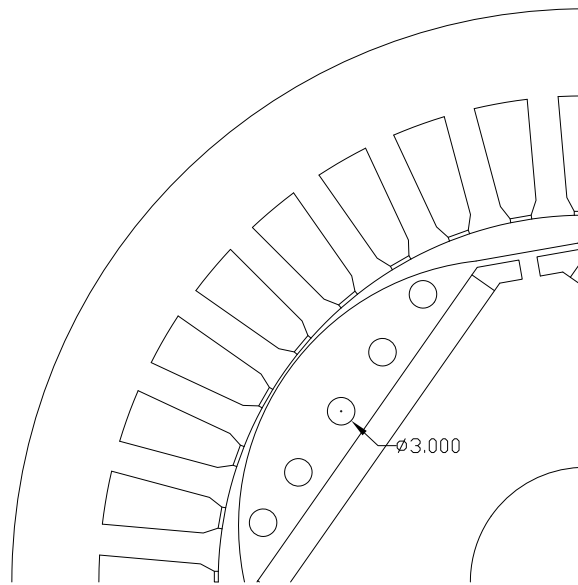
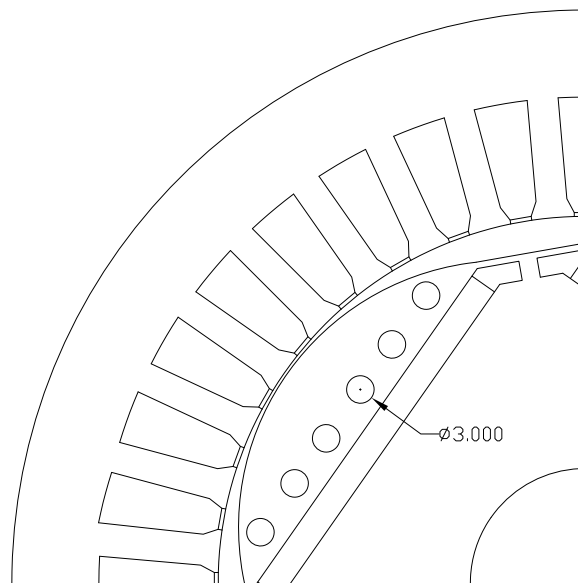


Figura 7.8: Linee di flusso nel motore



(a) Geometria con cinque fori



(b) Geometria con sei fori

Figura 7.9: Motori con fori equidistanti dal magnete

Si modifica la posizione delle barriere d'aria portandole in prossimità dei magneti; le geometrie sono riportate in figura 7.9. In entrambi i motori, i fori hanno un diametro D_f di tre millimetri.

Tabella 7.4: Risultati prove a carico

Parametro	5 fori	6 fori
T [Nm]	11.83	11.83
$\alpha_{ie-MTPA}$	101.5	101.5
ripple%	4.90 %	5.18 %
P_{in} [kW]	4.043	4.046
P_m [kW]	3.713	3.716
η	91.85 %	91.84 %
P_{Js} [kW]	0.173	0.173
P_{Fe} [kW]	0.122	0.122
B_{t-max} [T]	1.83	1.83
B_{bi-max} [T]	1.60	1.59

Aver posizionato le barriere d'aria vicino al magnete ha comportato a una riduzione del ripple percentuale di coppia e un aumento della coppia nominale

Confrontando, invece, i risultati ottenuti con quelli del motore senza barriere d'aria si verifica che

- Il motore con cinque fori presenta un minor ripple di coppia rispetto alla geometria di partenza, mentre non si può dire lo stesso di quello con sei fori
- Il valore della coppia nominale è leggermente diminuito
- I rendimenti calcolati risultano maggiori, perché si è verificata una diminuzione delle perdite nel ferro di statore.

Con lo scopo di migliorarne ulteriormente le prestazioni, si è proseguita l'indagine su motori con cinque barriere d'aria andando a modificare il diametro D_f dei fori.

Le nuove geometrie studiate presentano dei fori di diametro D_f pari a 2 e 2.5 mm.

Tabella 7.5: Risultati prove a carico

Diametro fori [mm]	2.5	2.0
T [Nm]	11.83	11.83
$\alpha_{ie-MTPA}$	101.5	101.5
ripple%	4.76 %	4.90 %
P_{in} [kW]	4.035	4.044
P_m [kW]	3.714	3.714
η	91.85 %	91.85 %
P_{js} [kW]	0.173	0.173
P_{Fe} [kW]	0.122	0.123
B_{t-max} [T]	1.83	1.84
B_{bi-max} [T]	1.59	1.60

Dai dati delle prove riportati in tabella 7.5, si è scelto di proseguire l'analisi del motore con cinque fori di diametro 2.5 mm posizionati in prossimità del magnete.

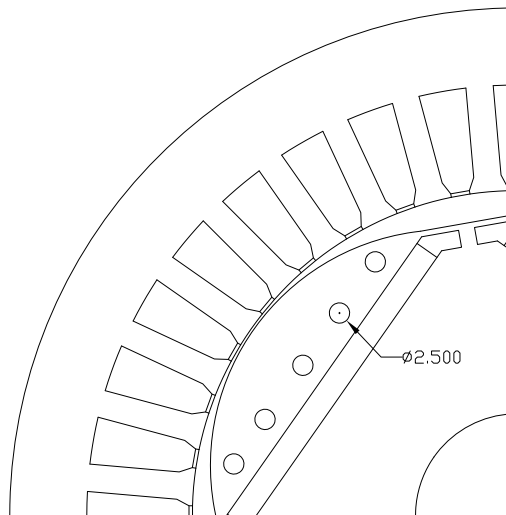


Figura 7.10: Geometria con $D_f=2.5$ [mm]

7.3 Scelta della migliore geometria

Il motore rappresentato in figura 7.10 risulta essere il miglior candidato tra i motori studiati in questo capitolo. Si analizza il suo funzionamento a vuoto, a carico e in sovraccarico.

7.3.1 Prova a vuoto

L'andamento della coppia di impuntamento è riportata in figura 7.11. Il valore picco-picco da essa assunto, da questa componente di coppia, è aumentato rispetto a quello della geometria senza barriere d'aria, ma comunque non influisce eccessivamente sulla coppia nominale ($\Delta T = 0.24$ Nm).

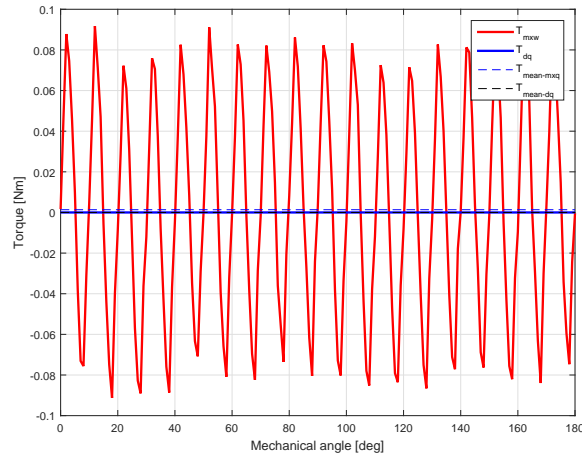


Figura 7.11: Andamento delle coppia d'impuntamento

L'introduzione delle barriere d'aria evidenzia un'aumento della densità di flusso in prossimità dei fori già a vuoto; inoltre si verifica una riduzione, seppur minima, del valore di prima armonica dell'induzione al traferro ($B_{g01} = 0.828$ T).

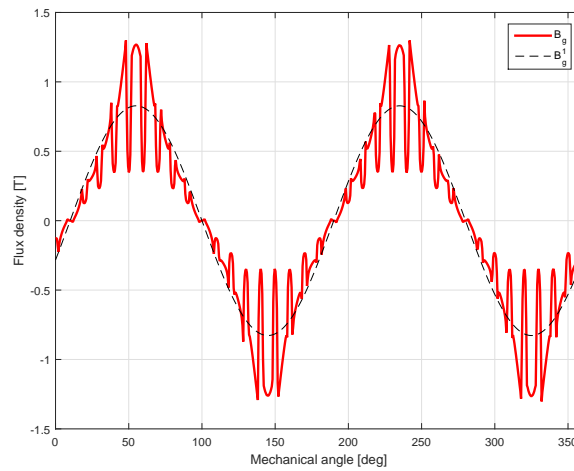


Figura 7.12: Andamento dell'induzione al traferro

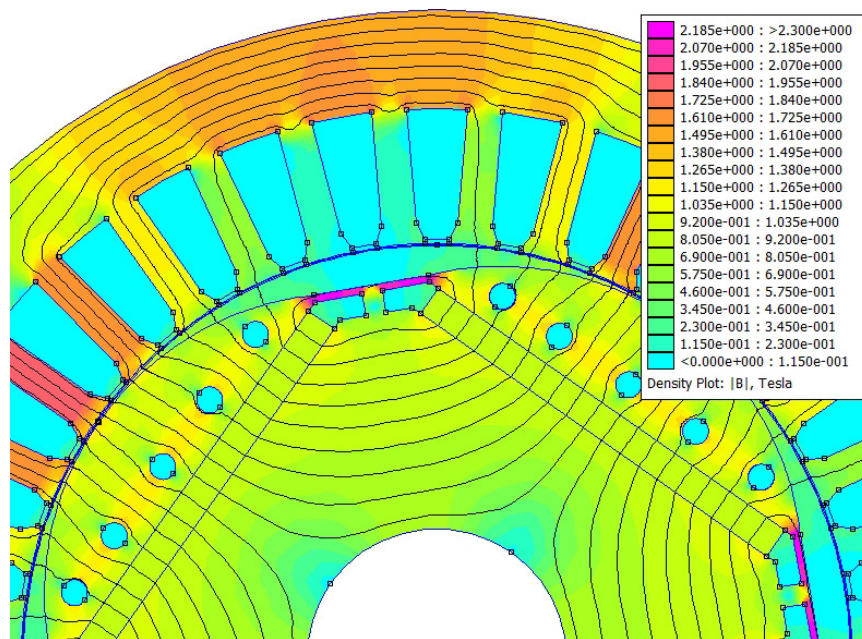


Figura 7.13: Mappa dell'induzione

7.3.2 Prova a carico

Una volta compiuto lo studio a vuoto si procede con le simulazioni a carico imponendo una corrente di 200 A. La prima verifica svolta è sulla coppia a carico (figura 7.14); essa presenta un valore di ripple percentuale minore rispetto alla geometria senza barriere d'aria. Ciò è dovuto alla minor incidenza della coppia di riluttanza sul valore nominale.

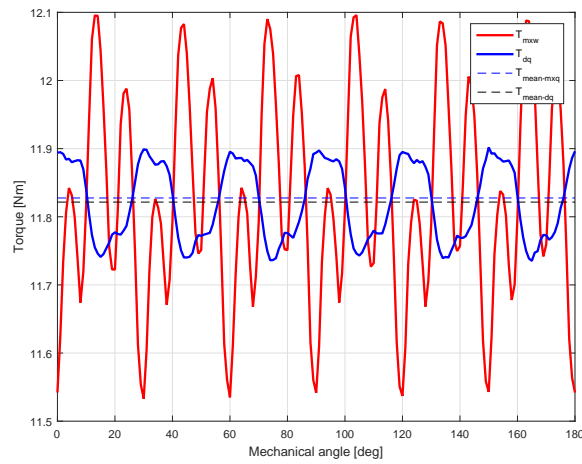


Figura 7.14: Andamento della coppia a carico

I risultati più significativi delle prove a carico sono riportati in tabella 7.6. Rispetto al motore senza barriere d'aria, precedentemente analizzato, si possono trarre le seguenti conclusioni:

- Il ripple percentuale della coppia ha subito una diminuzione del 4.25 %
- La coppia nominale e il rendimento risultano pressoché invariati.

Tabella 7.6: Risultati delle prove a carico

Parametro	
T [Nm]	11.83
$\alpha_{ie-MTPA}$	101.5°
ripple%	4.76 %
P_{in} [kW]	4.035
P_m [kW]	3.714
η	91.85 %
P_{Js} [kW]	0.173
P_{Fe} [kW]	0.122
B_{t-max} [T]	1.83
B_{bi-max} [T]	1.59

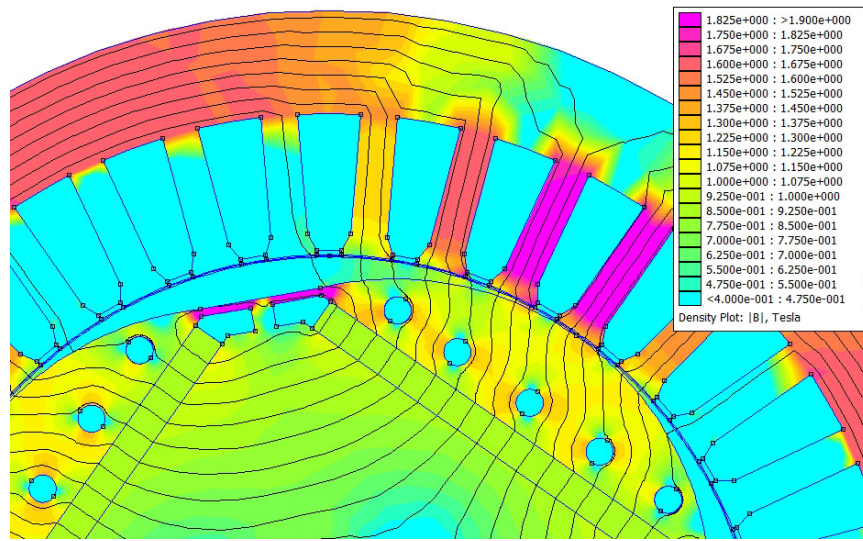


Figura 7.15: Funzionamento a carico

7.3.3 Prova in sovraccarico

Si studia il comportamento del magnete in condizioni di sovraccarico per verificare se c'è il rischio di smagnetizzazione; in tale prova si considera la temperatura del magnete di 120°C . L'induzione minima nel magnete è ben distante dal valore del ginocchio nella curva B-H del materiale.

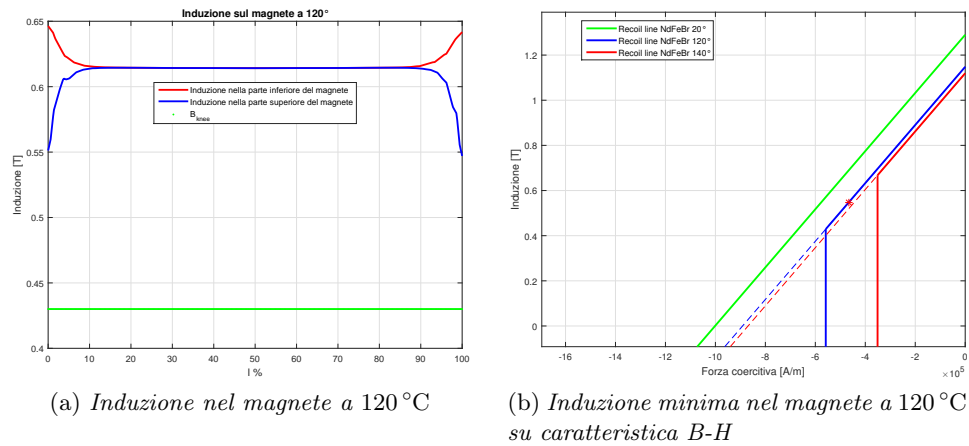


Figura 7.16: Prove di smagnetizzazione

In conclusione, si può considerare il motore in esame un buon candidato da presentare all'azienda perché presenta un'ondulazione di coppia contenuta, risponde alle richieste del committente e nel funzionamento in sovraccarico lavora in piena sicurezza.

Capitolo 8

Analisi definitiva

La scelta finale del motore da presentare al committente dovrà ricadere su

- Geometria con rotore sagomato individuata e precedentemente scelta nel capitolo 5 (NdFeB_Ds80_Dm55.2_tm3a1)
- Geometria di rotore con barriere d'aria analizzata nel paragrafo 7.3 (NdFeB_Ds80_Dm55.6_tm3a1_Df2.5).

Considerando i valori della coppia nominale e del suo ripple percentuale, la seconda opzione risulta essere la migliore tra le due studiate. Se si tiene conto della semplicità di realizzazione, si invece portati la scegliere la prima geometria.

Dato che la differenza sul valore della coppia nominale e del ripple percentuale è minima, la geometria con rotore sagomato senza barriere d'aria è preferita.

A favore della geometria con barriere d'aria possiamo dire che l'elevato numero di variabili in gioco (numeri fori, la loro dimensione e la loro posizione) ci permetteva di avere un gran numero di possibili combinazioni realizzabili. Aver scelto di analizzare solo sei geometrie, non ha permesso di ottenere una configurazione che presentasse variazioni più significative. Letto comunque i buoni risultati contenuti nella ricerca iraniana, si propone in futuro di approfondire l'analisi di questa soluzione.

Come richiesto dall'azienda, si procede con l'analisi del funzionamento a carico considerando di far lavorare il motore sia in condizioni di massima coppia a parità di corrente sia che con angolo elettrico di 90° . In un secondo momento, si varia la lunghezza L_{stk} per creare motori di diversa taglia. Infine, si dimensionano gli avvolgimenti per le diverse tensioni di alimentazione e taglie di motore.

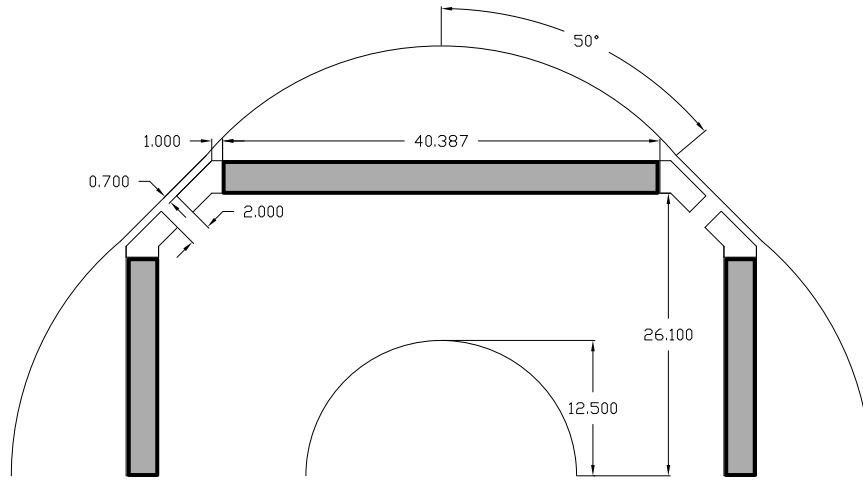


Figura 8.1: Geometria scelta

8.1 Caratteristiche a carico

La coppia è funzione di Stato sia della posizione angolare del motore ϑ_m , sia della corrente che circola negli avvolgimenti di statore i , ovvero $\tau_m = \tau_m(\vartheta_m, i)$. Una valutazione completa dell'andamento della coppia deve essere eseguita al variare della corrente i e dell'angolo meccanico ϑ_m .

Si analizza la coppia considerando la lunghezza L_{stk} di 110 mm e un coefficiente di riempimento di cava k_{fill} di 0.4 .

L'andamento della coppia in funzione del modulo e dell'angolo α_{ie} del vettore corrente è rappresentato in figura 8.2. La caratteristica di MTPA, cioè il luogo dei punti alla coppia massima a parità di corrente, è evidenziata in rosso.

Ricordando l'espressione della coppia a regime, essa è definita come sommatoria della coppia prodotta dai magneti permanenti (T_{pm}) e della coppia prodotta dalle correnti di statore, detta coppia di riluttanza (T_{rel}).

$$\begin{aligned}
 T &= \frac{3}{2} p (\Lambda_d I_q - \Lambda_q I_d) \\
 &= \frac{3}{2} p (\Lambda_{PM} I_q + (L_d - L_q) I_d I_q) \\
 &= T_{pm} + T_{rel}
 \end{aligned} \tag{8.1}$$

Dall'equazione 8.1 è evidente che lavorando con angolo di corrente α_{ie} uguale a 90° si ha una coppia nominale e un ripple di coppia inferiore vista la mancanza della coppia di riluttanza (T_{rel}).

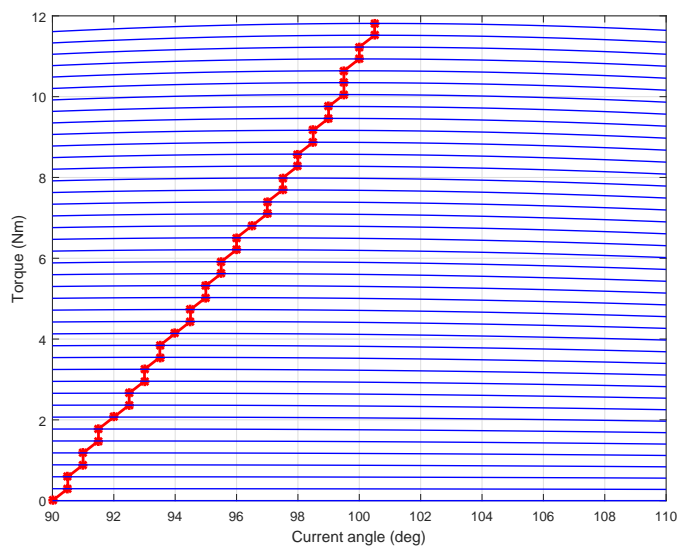
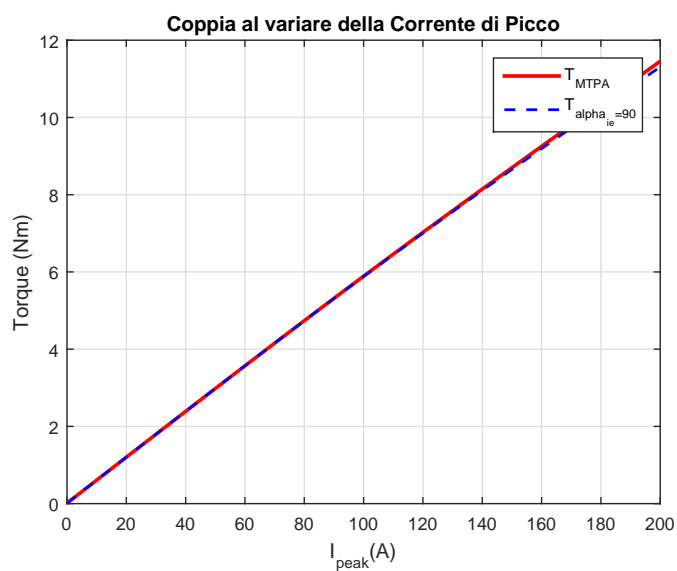
Figura 8.2: Andamento della coppia al variare dell'angolo elettrico α_{ie} della corrente

Figura 8.3: Andamento della coppia al variare del valore della corrente di picco

Si rappresenta in figura 8.3 l'andamento della coppia nominale in funzione delle corrente di picco nelle due condizioni di lavoro. Si osserva che all'aumentare dell'ampiezza della corrente si ha un'incremento della differenza tra i due valori di coppia (T_{MTPA} e $T_{\alpha_{ie}=90}$).

Tabella 8.1: Prove a carico

Parametro	$\alpha_{ie} = 90^\circ$	$\alpha_{ie-MTPA}$
T [Nm]	11.55	11.73
α_{ie}	90.0°	100.5°
ripple%	4.18 %	4.87 %
P_{in} [kW]	3.960	4.016
P_m [kW]	3.625	3.686
ϕ [rad]	0.2971	0.1396
PF	0.956	0.990
η	91.55 %	91.80 %
P_{JS} [kW]	0.173	0.173
P_{Fe} [kW]	0.128	0.122
B_{t-max} [T]	1.89	1.84
B_{bi-max} [T]	1.62	1.58
B_{g1} [T]	0.843	0.824

In tabella 8.1 sono riportati i valori del funzionamento a carico del motore. Si valuta l'andamento dell'induzione al traferro; si osserva che il valore di prima armonica dell'induzione al traferro, quando si lavora con angolo elettrico α_{ie} di 90° , è maggiore rispetto a quello con angolo di corrente $\alpha_{ie-MTPA} = 100.5^\circ$. Esso è dovuto al fatto che nel primo caso manca la componente dell'induzione dovuta alla corrente di asse d la quale abbassa il valore dell'induzione globale.

Infine è possibile calcolare il fattore di potenza e il rendimento della macchina;

$$\begin{aligned}\varphi &= \arctan\left(\frac{Q}{P}\right) \\ PF &= \cos(\varphi)\end{aligned}\tag{8.2}$$

Lavorando in condizioni di massima coppia a parità di corrente si ha sia un PF che un rendimento maggiore rispetto a lavorare con angolo elettrico di $\alpha_{ie} = 90^\circ$.

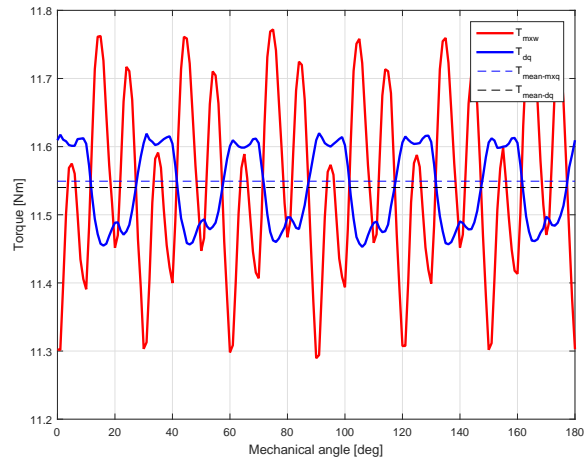
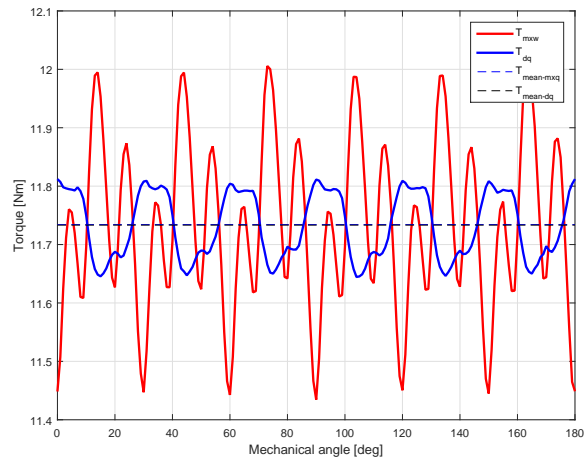
(a) Coppia con $\alpha_{ie} = 90^\circ$ (b) Coppia con $\alpha_{ie-MTPA}$

Figura 8.4: Andamento della coppia a carico

Si considera la distribuzione della densità di flusso nella macchina (vedi figura 8.5); le aree colorate viola sono le regioni del motore in cui si ha un valore dell'induzione che sta al fuori della caratteristica di linearità del ferro.

Tabella 8.2: Valori dell'induzione

Parametro	MTPA	$\alpha_{ie} = 90^\circ$
B_{bi-MAX} [T]	1.58	1.62
B_{t-MAX} [T]	1.84	1.89

I valori massimi dell'induzione ai denti e alla corona di statore sono riportati in tabella 8.2; essi rientrano all'interno del ginocchio della caratteristica

B-H del ferro di statore e, per questo motivo, sono ritenuti accettabili (vedi figura 8.6).

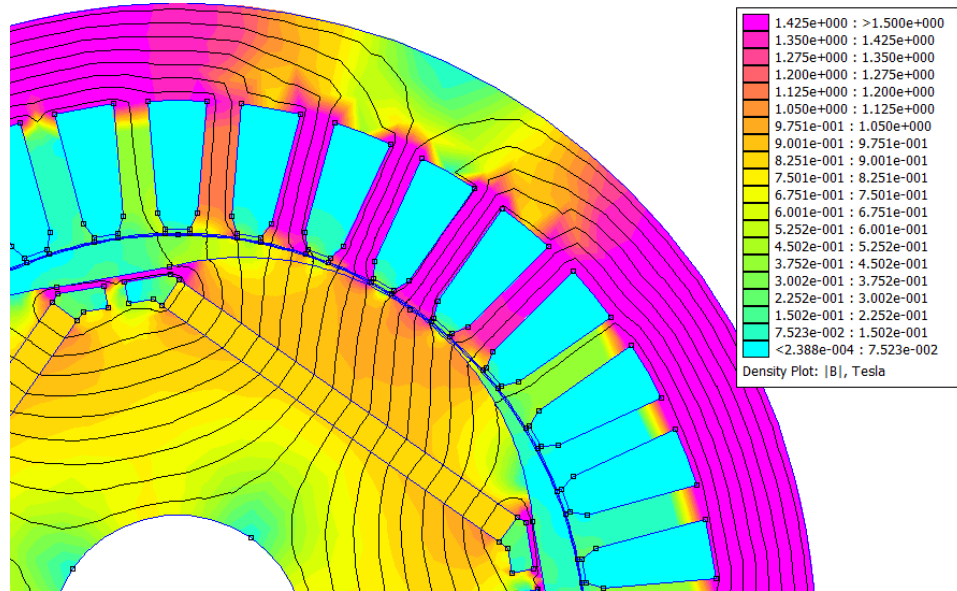


Figura 8.5: Distribuzione della densità di flusso nella prova a carico

Si verifica inoltre che in condizioni di lavoro alla coppa massima si hanno valori della densità di flusso minori e, conseguentemente, le perdite del ferro di statore e i rendimenti sono minori.

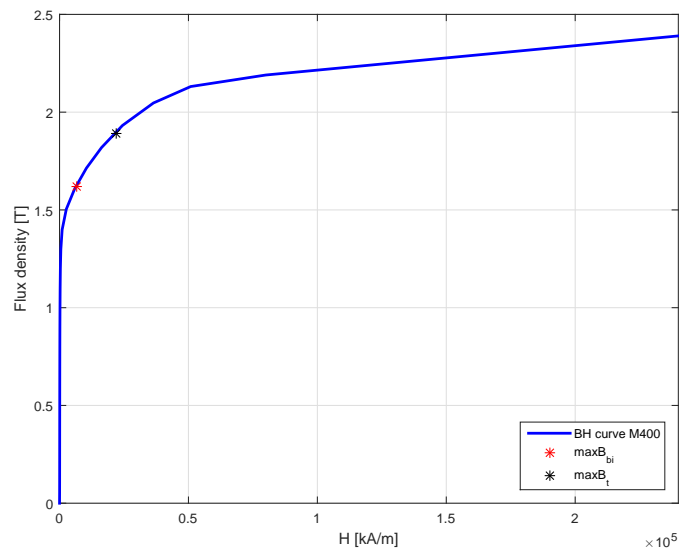


Figura 8.6: Caratteristica BH M400

8.2 Analisi di motori di diversa taglia

Dopo aver studiato il funzionamento a carico del motore con lunghezza della macchina L_{stk} uguale al suo valore massimo, si analizzano dei motori che presentano delle lunghezze L_{stk} di 25, 50, 75 millimetri. Si studia il loro funzionamento a carico sia alla coppia massima a parità di corrente sia con angolo elettrico di 90° . I risultati a carico sono riportati in tabella 8.3 e 8.4.

In entrambe le condizioni di lavoro si ha un'aumento proporzionale del valore della coppia all'aumentare della lunghezza del motore. Indipendentemente dalla taglia del motore si osserva che il valore massimo dell'induzione ai denti e alla corona di statore sono gli stessi; ciò è legato al fatto che si è caricato il motore allo stesso modo.

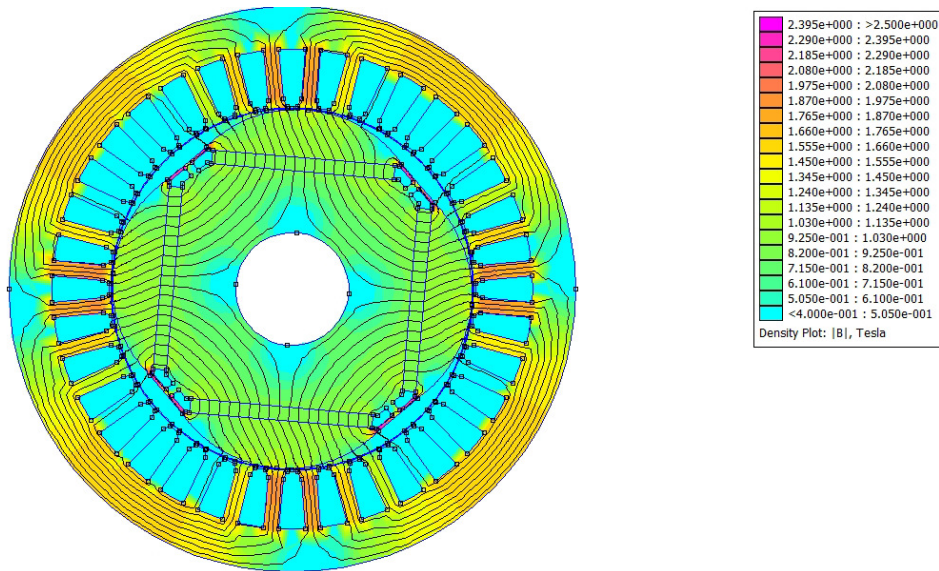


Figura 8.7: Mappa dei flussi a carico del motore con $L_{stk} = 75$ mm

Nel funzionamento a vuoto, si considera il solo valore della coppia di impuntamento rispetto a quello della coppia nominale; si verifica che il valore del ripple è lo stesso indipendentemente dalla lunghezza della macchina (vedi tabella 8.3 e 8.4).

Tabella 8.3: Risultati delle prove a carico al variare di L_{stk} in condizioni di MTPA

Parametro	$L_{stk} = 75$	$L_{stk} = 50$	$L_{stk} = 25$
T [Nm]	8.01	5.34	2.67
ripple%	4.84 %	4.84 %	4.84 %
$\alpha_{ie-MTPA}$	100.5	100.5	100.5
P_{in} [kW]	2.764	1.871	0.976
P_m [kW]	2.513	1.676	0.838
η	90.9 %	89.6 %	85.8 %
P_{JS} [kW]	0.144	0.124	0.103
P_{Fe} [W]	0.083	0.056	0.028
B_{t-max} [T]	1.84	1.84	1.84
B_{bi-max} [T]	1.58	1.58	1.58
ΔT_{cog} [Nm]	0.14	0.14	0.14

Tabella 8.4: Risultati delle prove a carico al variare di L_{stk} con $\alpha_{ie} = 90^\circ$

Parametro	$L_{stk} = 75$	$L_{stk} = 50$	$L_{stk} = 25$
T [Nm]	7.87	5.25	2.62
ripple%	4.18 %	4.18 %	4.18 %
P_{in} [kW]	2.726	1.845	0.964
P_m [kW]	2.472	1.648	0.824
η	90.7 %	89.3 %	85.5 %
P_{JS} [kW]	0.144	0.124	0.103
P_{Fe} [W]	0.087	0.058	0.029
B_{t-max} [T]	1.84	1.84	1.84
B_{bi-max} [T]	1.61	1.61	1.61
ΔT_{cog} [Nm]	0.15	0.15	0.15

8.2.1 Calcolo delle perdite

Per il calcolo delle perdite totali bisogna tener conto sia delle perdite nel ferro di statore che delle perdite nell'avvolgimento statorico per effetto Joule.

Per quanto riguarda le perdite nel ferro, si utilizza l'equazione 8.3 per determinare la cifra di perdita in funzione della frequenza e dell'induzione in una certa area del motore. I valori dei coefficienti k_i , y e k_{cp} sono riportati nelle specifiche fornite dal costruttore.

$$cp = k_i B^y \frac{f}{50} + k_{cp} B^2 \left(\frac{f}{50}\right)^2 \quad (8.3)$$

Applicando l'equazione si ottengono i valori delle perdite specifiche riferite all'unità di peso rispettivamente ai denti e alla corona di statore.

$$\begin{aligned}
 P_{spec-t} &= k_i \hat{B}_t^y \frac{f}{50} + k_{cp} \hat{B}_t^2 \left(\frac{f}{50}\right)^2 \\
 P_{spec-bi} &= k_i \hat{B}_{bi}^y \frac{f}{50} + k_{cp} \hat{B}_{bi}^2 \left(\frac{f}{50}\right)^2
 \end{aligned}
 \tag{8.4}$$

Per tener conto delle tolleranze nella realizzazione e nel montaggio dei componenti dello statore, si definiscono dei coefficienti di maggiorazione k_{magg} . Per i denti si imposta $k_{magg-t} = 2$ e per la corona $k_{magg-bi} = 1.5$.

Una volta calcolato il peso del ferro di denti G_t e della corona G_{bi} , si possono calcolare le perdite totali del ferro.

$$\begin{aligned}
 P_{fe} &= P_{fe-t} + P_{fe-bi} \\
 P_{fe-t} &= k_{magg-t} P_{spec-t} G_t \\
 P_{fe-bi} &= k_{magg-bi} P_{spec-bi} G_{bi}
 \end{aligned}
 \tag{8.5}$$

In figura 8.8, si riporta il valore delle perdite nel ferro di statore in funzione della lunghezza L_{stk} ; come per la coppia, anche le perdite nel ferro, a parità di corrente di alimentazione, sono proporzionali alla lunghezza del ferro di statore.

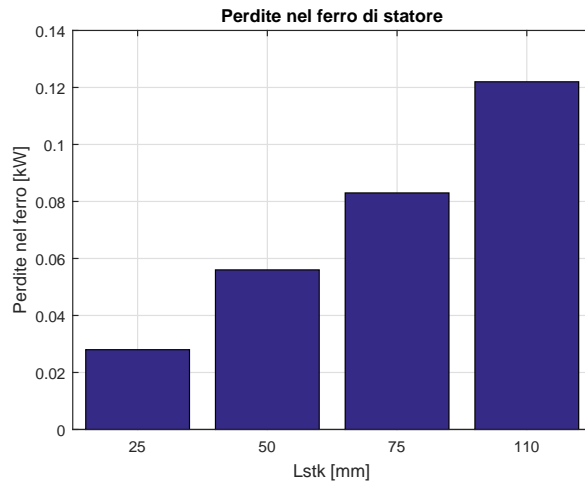


Figura 8.8: Perdite nel ferro di statore

Le perdite nel rame possono essere calcolate con l'equazione 8.7. Le perdite per effetto Joule sono calcolate alla temperatura di 120°C ($\rho_{120} = 0.0025 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$). Per stimare la lunghezza dei conduttori si fa riferimento alla formula 8.6.

$$L_{ew} = 2.5 \frac{D_s}{p} \quad (8.6)$$

$$L_{tot} = L_{stk} + L_{ew}$$

Dove L_{ew} è la lunghezza stimata delle testate dell'avvolgimento.

$$P_{Js} = J^2 Vol_{c-Slot} \sigma_{Cu} \quad (8.7)$$

Se si volesse diminuire in modo sostanziale le perdite per effetto Joule purtroppo insorgono dei problemi pratici perché la lunghezza delle testate non si può modificare. Si potrebbe diminuire la densità di corrente J , ma ciò porterebbe una diminuzione della coppia nominale.

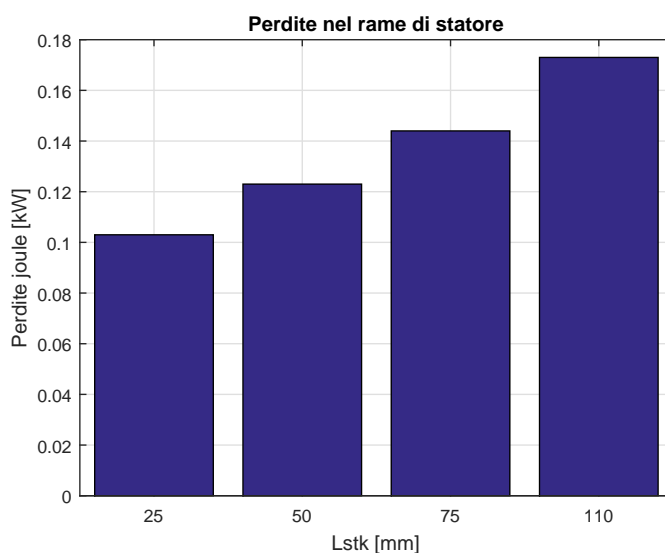


Figura 8.9: Perdite nel rame di statore

8.3 Dimensionamento dell'avvolgimento di statore

Per lo studio dell'avvolgimento più adatto per la macchina in esame, si procede calcolando le cave per polo e per fase, l'angolo meccanico ed elettrico tra due cave contigue

$$q = \frac{Q_s}{32p} = 3 \quad (8.8)$$

$$\alpha_s = \frac{360}{Q} = 10^\circ \quad (8.9)$$

$$\alpha_{se} = p \alpha_s = 20^\circ \quad (8.10)$$

$$t = MCD(Q_s, p) = 2 \quad (8.11)$$

Si costruisce la stella di cava con diciotto raggi e trentasei vettori.

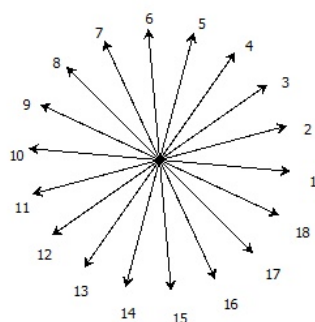


Figura 8.10: Stella di cava

Viste le richieste dell'azienda, l'avvolgimento scelto è trifase, singolo strato e con matasse concentriche. Il collegamento tra gli avvolgimenti di statore è a stella.

La matrice di cava è riportata in tabella 8.5.

Tabella 8.5: Matrice di cava

$k_a =$	{	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	-1	-1	-1
		0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0
		0	0	0	-1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	0	0}
$k_b =$	{	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0
		0	0	0	-1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	0	0
		1	1	1	0	0	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	-1}
$k_c =$	{	0	0	0	-1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	0	0
		1	1	1	0	0	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	-1}
		0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0}

Si calcolano il numero di conduttori in cava per ciascuna tensione di alimentazione (vedi tabella 8.6) e per ciascuna lunghezza L_{stk} .

Tabella 8.6: Tensioni di alimentazione fornite

Parametro	Trifase	Monofase	Continua
Tensione di alimentazione [V]	400	230	12 24 36

Dalle simulazioni precedentemente eseguite, è possibile ricavare il flusso concatenato con un singolo conduttore $\hat{\Lambda}_{01}$; da questo valore è possibile misurare la \hat{E}_s

$$\hat{E}_s = \omega \hat{\Lambda}_{01} \quad (8.12)$$

Successivamente si determina il valore della tensione al bus DC V_{DC} e tensione \hat{E}

$$\begin{aligned} V_{DC} &= \frac{6}{\sqrt{2} \pi} V \\ \hat{E} &= \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (8.13)$$

Si riduce il valore della tensione \hat{E} del 15 % e dal valore calcolato della \hat{E} si determina il numero di conduttori n_{cs}

$$n_{cs} = \frac{\hat{E}}{\hat{E}_s} \quad (8.14)$$

Per migliorare l'inserimento dei conduttori nelle cave, si è deciso di inserire il doppio del numero dei conduttori.

Inoltre, si è deciso di modificare il coefficiente di riempimento di cava $k_{fill} = 0.36$, mantenendo una densità di corrente di 6 [A/mm²]. La corrente di alimentazione è calcolata come

$$I_{peak} = \frac{\sqrt{2} J S_{slot} k_{fill}}{n_{cs}} \quad (8.15)$$

8.3.1 Alimentazione trifase

In tabella 8.7 e 8.8 sono riportati i risultati ottenuti dalle prova a carico sia lavorando in condizione di massima coppia a parità di corrente sia con angolo elettrico α_{ie} di 90°.

8.3. DIMENSIONAMENTO DELL'AVVOLGIMENTO DI STATORE 107

Tabella 8.7: Risultati delle prove a carico con alimentazione trifase $V = 400$ V e $\alpha_{ie-MTPA}$

Parametro	$L_{stk} = 110$	$L_{stk} = 75$	$L_{stk} = 50$	$L_{stk} = 25$
n_{cs}	21	31	47	93
N_s	252	372	564	1116
I_{peak} [A]	8.58	5.81	3.93	1.94
T [Nm]	10.58	7.22	4.81	2.40
ripple%	4.21 %	4.21 %	4.21 %	4.21 %
$\alpha_{ie-MTPA}$	99.5°	99.5°	99.5°	99.5°
P_{in} [kW]	3.634	2.502	1.692	0.883
P_m [kW]	3.325	2.267	1.511	0.756
η	91.49 %	90.62 %	89.30 %	85.54 %
P_{JS} [kW]	0.156	0.130	0.111	0.093
P_{Fe} [kW]	0.123	0.083	0.056	0.028
B_{t-max} [T]	1.85	1.85	1.85	1.85
B_{bi-max} [T]	1.59	1.59	1.59	1.59

Tabella 8.8: Risultati delle prove a carico con alimentazione trifase $V = 400$ V e con $\alpha_{ie} = 90^\circ$

Parametro	$L_{stk} = 110$	$L_{stk} = 75$	$L_{stk} = 50$	$L_{stk} = 25$
n_{cs}	21	31	47	93
N_s	252	372	564	1116
I_{peak} [A]	8.58	5.81	3.93	1.94
T [Nm]	10.45	7.12	3.83	2.37
ripple%	3.94 %	3.94 %	3.94 %	3.94 %
P_{in} [kW]	3.593	2.473	1.674	0.874
P_m [kW]	3.280	2.236	1.491	0.745
η	91.28 %	90.41 %	89.07 %	85.54 %
P_{JS} [kW]	0.156	0.130	0.111	0.093
P_{Fe} [kW]	0.128	0.087	0.058	0.029
B_{t-max} [T]	1.85	1.85	1.85	1.85
B_{bi-max} [T]	1.62	1.62	1.62	1.62

I valori ottenuti rispondo alle richieste del committente e i rendimenti sono superiori a quelli definiti dalla normativa IEC 3 sul rendimento dei motori ad alta efficienza.

8.3.2 Alimentazione monofase

Il questo paragrafo si è dimensiona l'avvolgimento per una tensione di alimentazione monofase di $V_{1-f} = 230$ V. La tensione al DC-bus è

$$V_{DC} = \sqrt{2} V_{1-f} \quad (8.16)$$

In tabella 8.9 e 8.10 sono riportati rispettivamente i risultati ricavati nelle prove a carico con $\alpha_{ie-MTPA}$ e con α_{ie} di 90° .

Tabella 8.9: Risultati Prove a carico con alimentazione monofase $V = 230$ V e $\alpha_{ie-MTPA}$

Parametro	$L_{stk} = 110$	$L_{stk} = 75$	$L_{stk} = 50$	$L_{stk} = 25$
n_{cs}	13	19	28	56
N_s	156	228	336	672
I_{peak} [A]	13.85	9.48	6.43	3.22
T [Nm]	10.58	7.22	4.81	2.41
ripple%	4.21 %	4.21 %	4.21 %	4.21 %
$\alpha_{ie-MTPA}$	99.5°	99.5°	99.5°	99.5°
P_{in} [kW]	3.634	2.502	1.692	0.883
P_m [kW]	3.325	2.267	1.511	0.756
η	91.49 %	90.62 %	89.29 %	85.54 %
P_{JS} [kW]	0.156	0.130	0.111	0.093
P_{Fe} [kW]	0.123	0.084	0.056	0.028
B_{t-max} [T]	1.85	1.85	1.85	1.85
B_{bi-max} [T]	1.59	1.59	1.59	1.59

Tabella 8.10: Risultati Prove a carico con alimentazione monofase $V = 230$ V e $\alpha_{ie} = 90^\circ$

Parametro	$L_{stk} = 110$	$L_{stk} = 75$	$L_{stk} = 50$	$L_{stk} = 25$
n_{cs}	13	19	28	56
N_s	156	228	336	672
I_{peak} [A]	13.85	9.48	6.43	3.22
T [Nm]	10.45	7.12	4.75	2.37
ripple%	3.94 %	3.94 %	3.94 %	3.94 %
P_{in} [kW]	3.593	2.474	1.674	0.874
P_m [kW]	3.280	2.236	1.491	0.745
η	91.28 %	90.41 %	89.07 %	85.28 %
P_{JS} [kW]	0.156	0.130	0.111	0.093
P_{Fe} [kW]	0.127	0.087	0.058	0.029
B_{t-max} [T]	1.85	1.85	1.85	1.85
B_{bi-max} [T]	1.62	1.62	1.62	1.62

I valori del rendimento calcolati rientrano nella classe di rendimento IE3 Rendimento Premium.

8.3.3 Alimentazione in continua

Il dimensionamento dell'avvolgimento di statore si esegue solo per i motori di taglia più piccola; questa scelta è presa in quanto con lunghezza L_{stk} pari a 110 mm, 75 mm e 50 mm si avrebbe un solo conduttore in cava. Si eseguono tre paralleli per migliorare l'inserimento dei conduttori in cava.

Tabella 8.11: Risultati prove a carico con alimentazione continua e $\alpha_{ie-MTPA}$

Parametro	V = 36 V	V = 24 V	V = 12 V
n_{cs}	7	5	2
N_s	74	60	24
I_{peak} [A]	25.73	36.01	90.04
T [Nm]	2.41	2.41	2.41
ripple%	4.21 %	4.21 %	4.21 %
$\alpha_{ie-MTPA}$	99.5	99.5	99.5
P_{in} [kW]	0.883	0.883	0.888
P_m [kW]	0.756	0.756	0.756
η	85.54 %	85.53 %	85.54 %
P_{JS} [kW]	0.093	0.092	0.093
P_{Fe} [kW]	0.028	0.028	0.028
B_{t-max} [T]	1.85	1.85	1.85
B_{bi-max} [T]	1.62	1.62	1.62

Tabella 8.12: Risultati prove a carico con alimentazione continua e $\alpha_{ie} = 90^\circ$

Parametro	V = 36 V	V = 24 V	V = 12 V
n_{cs}	7	5	2
N_s	74	60	24
I_{peak} [A]	25.73	36.01	90.04
T [Nm]	2.37	2.37	2.37
ripple%	3.94 %	3.94 %	3.94 %
P_{in} [kW]	0.874	0.883	0.888
P_m [kW]	0.745	0.756	0.756
η	85.28 %	85.28 %	85.28 %
P_{JS} [kW]	0.093	0.093	0.093
P_{Fe} [kW]	0.029	0.029	0.029
B_{t-max} [T]	1.85	1.85	1.85
B_{bi-max} [T]	1.62	1.62	1.62

Conclusioni

Il processo di sagomatura della superficie del rotore assieme all'ottimizzazione della larghezza dei magneti, ha permesso di individuare il motore che presentasse il miglior compromesso tra maggiori prestazioni e una minor ondulazione di coppia all'interno della famiglia di motori con spessore del magnete di tre millimetri.

Dalle prove in sovraccarico alla corrente di smagnetizzazione si sono esclusi i motori con spessore del magnete di due millimetri, mentre quelli con spessori maggiori di tre millimetri non sono stati presi in considerazione per mantenere bassi i probabili costi.

L'attenzione avuta nel cercare di contenere il ripple di coppia, nasce dal desiderio di ottenere un motore silenzioso specialmente alle basse velocità.

Il motore scelto risponde alle richieste del committente ed è il miglior candidato per la successiva fase di ottimizzazione.

L'indagine esplorativa eseguita su motori con barriere d'aria ha evidenziato un leggero miglioramento dell'ondulazione di coppia a parità di prestazioni. Il gran numero di variabili in gioco (numero dei fori, la loro dimensione e la loro posizione) permetteva di avere un gran numero di possibili combinazioni analizzabili. Avendo studiato solo sei geometrie non si è stati in grado di riscontrare un netto miglioramento atteso del ripple di coppia. Visto i risultati promettenti della ricerca che ha suggerito questa indagine, si consiglia di valutare l'opportunità di approfondire lo studio di questa famiglia di motori.

Ringraziamenti

In primis ci tengo a ringraziare il prof. Nicola Bianchi e il prof. Luigi Alberti per la disponibilità dimostrata durante lo studio e la stesura di questa tesi.

Ringrazio inoltre la mia famiglia per avermi permesso di raggiungere questo importante obiettivo. Un grazie sincero va a mia zia Lidia che mi ha sostenuta e spronata a continuare il mio percorso. Non trovo le parole per descrivere l'amore e l'attenzione continua ad avere nei miei confronti.

Un ringraziamento speciale va a Gianna che è per me un esempio di forza e determinazione, oltre ad essere per me una seconda madre.

Infine, ci tenevo a ringraziare tutti i miei amici e le mie amiche che mi hanno confortato e fatta divertire nei momenti più difficili. La mia "pazzia" non è mai andata in vacanza con di voi. Volevo ringraziare Mattia e Luca: la nostra amicizia è nata sui banchi dell'università; un rapporto di fratellanza che continua ad essere fortemente presente a distanza di anni.

Bibliografia

- [1] Yanan Yu, Jinhua Du, Deliang Liang, Xiang Liu, Zhe Liang "*The influence of optimizing rotor on the performance and the iron loss of permanent magnet machine*", Int. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Oct. 22-25 2014, Hangzhou (China).
- [2] A. Kioumars, M. Mooallem, B. Fahimi "*Mitigation of Torque Ripple in Interior Permanent Magnets by Optimal Shape Design*", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 42, No.11, November 2006.
- [3] N. Bianchi, T. M. Jonhs "*Design, Analysis, And Control of Interior PM Synchronous Machines*", IEEE Industry Applications Society, October 2004.
- [4] N. Bianchi (2001) "*Calcolo delle Macchine Elettriche col Metodo degli Elementi Finiti*", Cleup, Padova.
- [5] N. Bianchi S.Bolognani (2001) "*Metodologie di Progettazione delle Macchine Elettriche*", Cleup, Padova.
- [6] IEC 60034-30:2008 "*Efficiency classes of single-speed, three phase, cage-induction motors (IE Code)*"

Appendice A

Sistema di riferimento d-q

L'analisi delle macchine elettriche trifasi risulta semplificata se si introduce un cambio di variabili per le grandezze elettriche. Si considera un sistema di riferimento sincrono con il rotore, cioè rotante con la velocità elettromeccanica ω_{me} , con l'asse reale coincidente con l'asse polare di rotore.

Il significato fisico dell'operazione che si vuole compiere è la sostituzione dei tre avvolgimenti a, b, c fissi sullo statore e disposti a 120° elettrici tra loro, con due avvolgimenti rotanti, riferiti al rotore e disposti a 90° elettrici in corrispondenza con gli assi d e q. La trasformazione che si effettua è atta a non alterare le grandezze elettriche al traferro della macchina.

Considerando le grandezze statoriche f_a, f_b, f_c la trasformazione per passare al sistema di riferimento rotante sarà

$$\begin{cases} f_d = \frac{2}{3} [f_a \cos(\vartheta) + f_b \cos(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) + f_c \cos(\vartheta - \frac{4\pi}{3})] \\ f_q = -\frac{2}{3} [f_a \sin(\vartheta) + f_b \sin(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) + f_c \sin(\vartheta - \frac{4\pi}{3})] \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

La matrice di trasformazione $T_{abc/dq}$ è

$$T_{abc/dq} = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \cos(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\vartheta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\vartheta) & \sin(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\vartheta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Il fasore $f_d + j f_q$ prende il nome di vettore di spazio. La stessa trasformazione è applicata alle correnti e alle tensioni ottenendo le rispettive correnti e tensioni nel sistema di riferimento d - q. Le equazioni della tensione nel riferimento sincrono col rotore sono

$$\begin{cases} v_d = R i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_m e \lambda_q \\ v_q = R i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_m e \lambda_d \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

dove R è la resistenza degli avvolgimenti; i segni sono riportati secondo la convenzione da motore.

I vantaggi della trasformazione A.1 sono

1. L'autoinduttanza degli avvolgimenti de q risulta costante a differenza di quella delle tre fasi a, b, c in cui è funzione della posizione ϑ del rotore.
2. Essendo gli assi d e q a 90° tra loro e posti sugli assi di simmetria della macchina, non c'è accoppiamento tra loro. Al contrario, gli avvolgimenti a, b, c risultano mutuamente accoppiati e tale accoppiamento è in funzione di ϑ del rotore.
3. Nel funzionamento a regime, le grandezze elettriche nel riferimento stazionario sono in regime periodico sinusoidale, mentre le grandezze elettriche nel riferimento rotante d, q risultano in regime stazionario.

Appendice B

Normativa vigente

La nuova Normativa Internazionale IEC 60034-30:2008 definisce le classi di rendimento IEC 1 (Efficienza Standard), IEC2 (Efficienza Elevata), IEC3 (Efficienza Premium) per i motori trifase. Questo assicura una base comune internazionale per la progettazione e la classificazione dei motori.

Dal 1 gennaio 2017 i motori con potenza da 0.75 kW a 375 kW devono avere efficienza IEC 3, o IEC2 nel caso di motore alimentato da inverter.

L'introduzione del livello di efficienza obbligatorio IEC 3 rappresenta lo standard di riferimento per i costruttori di motori. Per loro ciò rappresenta un'opportunità per attuare una reale differenziazione dal resto del mercato non solo per offerta di motori, ma anche per l'elevata affidabilità, per i contratti di assistenza, il supporto tecnico e l'installazione. Vi è tuttavia anche un'implicazione economica, il passaggio al livello IEC 3 comporta un investimento significativo per i costruttori che dovranno sostenere costi aggiuntivi per la riprogettazione dei prodotti, le nuove attrezzature e un maggior utilizzo delle parti attive, sebbene i processi di produzione rimarranno sostanzialmente invariati.

Le tipologie che rientrano sono

1. Motori elettrici a velocità singola (mono o trifase), 50 e 60 Hz
2. 2, 4, 6, 8 poli
3. Potenza nominale P_N da 0.12 kW a 100 kW
4. Tensione nominale U_N superiore a 50 V fino a 1 kW
5. Motori in grado di lavorare in servizio continuo alla rispettiva potenza nominale con sovra temperatura che rientri nei limiti della specifica classe di isolamento termico
6. Motori marcati con altitudine massima di 4000 m sul livello del mare

Potenza nominale [kW]	IE1			IE2			IE3		
	Numero di poli								
	2	4	6	2	4	6	2	4	6
0,75	72,1	72,1	70,0	77,4	79,6	75,9	80,7	82,5	78,9
1,1	75,0	75,0	72,9	79,6	81,4	78,1	82,7	84,1	81,0
1,5	77,2	77,2	75,2	81,3	82,8	79,8	84,2	85,3	82,5
2,2	79,2	79,2	77,7	83,2	84,3	81,8	85,9	86,7	84,3
3	81,5	81,5	79,7	84,6	85,5	83,3	87,1	87,7	85,6
4	83,1	83,1	81,4	85,8	86,6	84,6	88,1	88,6	86,8
5,5	84,7	84,7	83,1	87,0	87,7	86,0	89,2	89,6	88,0
7,5	86,0	86,0	84,7	88,1	88,7	87,2	90,1	90,4	89,1
11	87,6	87,6	86,4	89,4	89,8	88,7	91,2	91,4	90,3
15	88,7	88,7	87,7	90,3	90,6	89,7	91,9	92,1	91,2
18,5	89,3	89,3	88,6	90,9	91,2	90,4	92,4	92,6	91,7
22	89,9	89,9	89,2	91,3	91,6	90,9	92,7	93,0	92,2
30	90,7	90,7	90,2	92,0	92,3	91,7	93,3	93,6	92,9
37	91,2	91,2	90,8	92,5	92,7	92,2	93,7	93,9	93,3
45	91,7	91,7	91,4	92,9	93,1	92,7	94,0	94,2	93,7
55	92,1	92,1	91,9	93,2	93,5	93,1	94,3	94,6	94,1
75	92,7	92,7	92,6	93,8	94,0	93,7	94,7	95,0	94,6
90	93,0	93,0	92,9	94,1	94,2	94,0	95,0	95,2	94,9
110	93,3	93,3	93,3	94,3	94,5	94,3	95,2	95,4	95,1
132	93,5	93,5	93,5	94,6	94,7	94,6	95,4	95,6	95,4
160	93,8	93,8	93,8	94,8	94,7	94,8	95,6	95,8	95,6
Da 200 a 375	94,0	94,0	94,0	95,0	95,1	95,0	95,8	96,0	95,8

Figura B.1: Normativa per motori a 50 Hz

Elenco delle tabelle

2.1	Specifiche tecniche	15
2.2	Dati di statore	16
2.3	Caratteristiche principali del magnete a 20 °C	19
2.4	Parametri del magnete a 120 °C ed a 140 °C	20
3.1	Parametri contenuti nel file motor_data	22
4.1	Parametri delle prime prove	28
4.2	Matrice di cava	28
4.3	Ripple della coppia di impuntamento e tensione a vuoto	31
4.4	Risultati a carico	35
4.5	Risultati delle prove a vuoto	42
4.6	Risultati delle prove a carico	44
4.7	Risultati delle prove a vuoto	50
4.8	Risultati delle prove a carico	52
5.1	Risultati delle prove a vuoto	63
5.2	Risultati delle prove a carico	66
5.3	Risultati delle prove a vuoto	69
5.4	Risultati delle prove a carico	71
5.5	Volumi dei magneti permanenti e delle lamierini di ferro del paragrafo 5.2	74
5.6	Volumi dei magneti permanenti e delle lamierini di ferro del paragrafo 4.2.2	74
6.1	Risultati delle prove a carico	78
7.1	Risultati prova a vuoto	82
7.2	Risultati prova a carico	84
7.3	Risultati delle prove a carico	87
7.4	Risultati prove a carico	89
7.5	Risultati prove a carico	90
7.6	Risultati delle prove a carico	93
8.1	Prove a carico	98

8.2	Valori dell'induzione	99
8.3	Risultati delle prove a carico al variare di L_{stk} in condizioni di MTPA	102
8.4	Risultati delle prove a carico al variare di L_{stk} con $\alpha_{ie} = 90^\circ$.	102
8.5	Matrice di cava	105
8.6	Tensioni di alimentazione fornite	106
8.7	Risultati delle prove a carico con alimentazione trifase $V = 400$ V e $\alpha_{ie-MTPA}$	107
8.8	Risultati delle prove a carico con alimentazione trifase $V = 400$ V e con $\alpha_{ie} = 90^\circ$	107
8.9	Risultati Prove a carico con alimentazione monofase $V = 230$ V e $\alpha_{ie-MTPA}$	108
8.10	Risultati Prove a carico con alimentazione monofase $V = 230$ V e $\alpha_{ie} = 90^\circ$	108
8.11	Risultati prove a carico con alimentazione continua e $\alpha_{ie-MTPA}$	109
8.12	Risultati prove a carico con alimentazione continua e $\alpha_{ie} = 90^\circ$	109

Elenco delle figure

1.1	Struttura di un motore sincrono a magneti permanenti rispetto a un motore asincrono	1
1.2	Schematizzazione di un motore IPM	2
1.3	Strutture rotoriche di motori a Magneti Permanenti Interni a quattro poli	3
1.4	I ponticelli magnetici sono evidenziati in viola	4
1.5	Limiti di funzionamento del motore IPM	6
1.6	Regioni di funzionamento	7
1.7	Caratteristica coppia-velocità	8
1.8	Andamento del flusso concatenato al variare di ϑ_m	11
1.9	Andamento della coppia d'impuntamento	12
1.10	Vettore spaziale della corrente e del flusso	12
1.11	Coppia al variare dell'angolo elettrico α_{ie}	13
1.12	Coppia al variare dell'angolo meccanico ϑ_m	14
2.1	Statore MEC 80 per motore a 4 poli	17
2.2	Curve lamierino ferro di rotore e statore M400 a 50 [Hz]	18
2.3	Curve B-H del magnete N40SH al variare della temperatura	19
3.1	Mesh al traferro	23
3.2	Esempio di rotore sagomato	25
4.1	Lamierini di rotore di motori non sagomati	29
4.2	Andamento della coppia d'impuntamento	30
4.3	Sfasamento del vettore λ_{pm}	31
4.4	Saturazione dei ponticelli magnetici a vuoto	32
4.5	Induzione al traferro nella prova a vuoto del motore con $t_m = 2$ mm	32
4.6	Spettro dell'induzione al traferro nella prova a vuoto del motore con $t_m = 2$ mm	33
4.7	Andamento della coppia in simulazione $\Delta\alpha_{ie}$ di motore con $t_m = 3$ mm	33
4.8	Andamento della coppia a carico	34

4.9	Andamento dell'induzione al traferro nel funzionamento a carico del motore con $t_m = 2$ mm	36
4.10	Spettro dell'induzione al traferro nel funzionamento a carico del motore $t_m = 2$ mm	36
4.11	Prova in sovraccarico del motore $t_m = 2$ mm	37
4.12	Prova in sovraccarico del motore $t_m = 3$ mm	37
4.13	Andamento del ripple di coppia al variare del volume de traferro	38
4.14	Andamento della coppia nominale al variare del volume del traferro	39
4.15	Valori di prima armonica dell'induzione al traferro B_{g1} dei quindici motori analizzati	40
4.16	Geometrie scelte	41
4.17	Coppia d'impuntamento nella geometria Ds80Dm54.2	42
4.18	Saturazione dei ponticelli	43
4.19	Andamento dell'induzione al traferro nella prova a vuoto della geometria Ds80Dm54.4	43
4.20	Spettro dell'induzione al traferro nella prova a vuoto della geometria Ds80Dm54.4	44
4.21	Andamento della coppia a carico della geometria Ds80Dm54.4	45
4.22	Andamento dell'induzione al traferro nella prova a carico della geometria Ds80Dm54.4	46
4.23	Spettro dell'induzione al traferro nella prova a carico della geometria Ds80Dm54.4	46
4.24	Andamento del ripple di coppia al variare al volume del traferro	47
4.25	Andamento della coppia nominale al variare del volume del traferro	47
4.26	Valori della prima armonica dell'induzione al traferro B_{g1}	48
4.27	Lamierini scelti	49
4.28	Andamento della Coppia d'impuntamento della geometria Ds80Dm55.8	50
4.29	Andamento dell'induzione al traferro nella prova a vuoto della geometria Ds80Dm55.8	51
4.30	Spettro armonico dell'induzione al traferro nella prova a vuoto della geometria Ds80Dm55.8	51
4.31	Saturazione ponticelli	52
4.32	Andamento della coppia a carico nella geometria Ds80Dm55.8	53
4.33	Andamento dell'induzione al traferro della prova a carico della geometria Ds80Dm55.8	53
4.34	Spettro dell'induzione al traferro nella prova a carico della geometria Ds80Dm55.8	54
4.35	Riferimento per smagnetizzazione	54
4.36	Prove in sovraccarico della geometria Ds80Dm55.0	55
4.37	Prove in sovraccarico della geometria Ds80Dm54.2	56
4.38	Prove in sovraccarico della geometria Ds80Dm54.4	57
4.39	Prove in sovraccarico della geometria Ds80Dm55.2	58

4.40	Prove in sovraccarico della geometria Ds80Dm54	59
4.41	Prove in sovraccarico della geometria Ds80Dm55.8	60
5.1	Geometrie analizzate	62
5.2	Coppia di impuntamento della geometria Ds80Dm54.4	63
5.3	Saturazione dei ponticelli	64
5.4	Andamento dell'induzione al traferro della geometria Ds80Dm54.4	64
5.5	Spettro armonico dell'induzione al traferro della geometria Ds80Dm54.4	64
5.6	Coppia a carico al variare di α_{ie} della geometria Ds80Dm54.2	65
5.7	Coppia a carico nella geometria Ds80Dm54.2	65
5.8	Prova di smagnetizzazione della geometria Ds80Dm54.2	66
5.9	Prova di smagnetizzazione della geometria Ds80Dm54.4	67
5.10	Induzione nel magnete nella geometria Ds80Dm55	67
5.11	Geometrie analizzate	68
5.12	Coppia d'impuntamento della geometria Ds80Dm55.8	69
5.13	Saturazione dei ponticelli	70
5.14	Andamento dell'induzione al traferro della geometria Ds80Dm55.8	70
5.15	Spettro armonico dell'induzione al traferro di geometria Ds80Dm55.8	70
5.16	Andamento della coppia a carico al variare di ϑ_m della geometria Ds80Dm55.8	71
5.17	Funzionamento in sovraccarico della geometria Ds80Dm54	72
5.18	Funzionamento in sovraccarico della geometria Ds80Dm55.2	72
5.19	Funzionamento in sovraccarico della geometria Ds80Dm55.8	73
5.20	Lamierino di rotore scelto	74
6.1	Lamierino di rotore	76
6.2	Prove in sovraccarico del motore in figura 6.1	76
6.3	Ripple percentuale di coppia al variare della posizione del magnete	77
6.4	Coppia nominale al variare della posizione del magnete	77
6.5	Lamierino di rotore NdFeB_Ds80_Dm49.2_tm3	79
6.6	Induzione nel magnete nella geometria Ds80Dm49.2	79
7.1	Geometria di partenza	82
7.2	Andamento della coppia d'impuntamento	83
7.3	Mappa dell'induzione nel funzionamento a vuoto	83
7.4	Coppia a carico	84
7.5	Funzionamento a carico	85
7.6	Funzionamento in sovraccarico	85
7.7	Geometrie di rotore	86
7.8	Linee di flusso nel motore	87
7.9	Motori con fori equidistanti dal magnete	88
7.10	Geometria con $D_f=2.5$ [mm]	90

7.11	Andamento delle coppia d'impuntamento	91
7.12	Andamento dell'induzione al traferro	92
7.13	Mappa dell'induzione	92
7.14	Andamento della coppia a carico	93
7.15	Funzionamento a carico	94
7.16	Prove di smagnetizzazione	94
8.1	Geometria scelta	96
8.2	Andamento della coppia al variare dell'angolo elettrico α_{ie} della corrente	97
8.3	Andamento della coppia al variare del valore della corrente di picco	97
8.4	Andamento della coppia a carico	99
8.5	Distribuzione della densità di flusso nella prova a carico	100
8.6	Caratteristica BH M400	100
8.7	Mappa dei flussi a carico del motore con $L_{stk} = 75$ mm	101
8.8	Perdite nel ferro di statore	103
8.9	Perdite nel rame di statore	104
8.10	Stella di cave	105
B.1	Normativa per motori a 50 Hz	120