



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA
FACOLTÀ DI INGEGNERIA
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRICA

TESI DI LAUREA

PROGETTO MOTORE BRUSHLESS
SU CASSA QUADRO 200mm

RELATORE: CH.MO PROF. NICOLA BIANCHI
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA ELETTRICA

CORRELATORE: DOTT. LORENZO LOVATO
HDT S.R.L.

LAUREANDO: NICOLA SBALCHIERO

ANNO ACCADEMICO 2010-2011



Indice

CAPITOLO 1	Introduzione.....	- 3 -
CAPITOLO 2	H.D.T.....	- 5 -
2.1	Cenni storici.....	- 5 -
2.2	La società oggi	- 6 -
CAPITOLO 3	Configurazione elettromagnetica di base.....	- 9 -
3.1	Requisiti richiesti dall'HDT	- 9 -
3.2	Scelte elettromagnetiche di base.....	- 10 -
3.3	Materiali utilizzati nella configurazione base.....	- 11 -
3.4	Dimensionamento magnetico	- 13 -
3.5	Analisi numero di cave totali	- 15 -
3.6	Analisi elettromagnetica	- 17 -
CAPITOLO 4	Analisi termica configurazione base.....	- 23 -
4.1	Introduzione.....	- 23 -
4.2	Generazione di calore.....	- 24 -
4.2.1	Perdite nel ferro.....	- 24 -
4.2.2	Perdite nell'avvolgimento.	- 25 -
4.3	Trasmissione del calore	- 26 -
4.3.1	Trasmissione per conduzione	- 26 -
4.3.2	Trasmissione per convezione.....	- 26 -
4.3.3	Trasmissione per irraggiamento	- 27 -
4.4	Analisi agli elementi finiti.....	- 28 -
4.5	Appendice A.....	- 31 -



CAPITOLO 5	Script LUA: automaticoHDT.....	- 33 -
5.1	Struttura programma.....	- 33 -
5.2	Inserzione dati	- 34 -
5.3	Creazione dei file e delle variabili.....	- 35 -
5.4	Analisi	- 36 -
5.4.1	Parte prima: analisi a vuoto.....	- 37 -
5.4.2	Parte seconda: analisi a carico.....	- 43 -
5.4.3	Parte terza: calcolo induttanza	- 54 -
CAPITOLO 6	Analisi sensibilità.....	- 57 -
6.1	Introduzione	- 57 -
6.2	Analisi di sensibilità al diametro di alesatura	- 58 -
6.3	Analisi di sensibilità al ricopimento del passo polare.	- 64 -
6.4	Analisi di sensibilità alla forma delle estremità dei magneti.....	- 68 -
6.5	Analisi di sensibilità all'angolo di skewing statorico.	- 70 -
CAPITOLO 7	Configurazione ottimizzata	- 77 -
7.1	Avvolgimento.....	- 77 -
7.2	Margine di smagnetizzazione.....	- 80 -
CAPITOLO 8	Analisi termica 3D	- 83 -
8.1	Configurazione B20S.....	- 83 -
8.1.1	Configurazione non ventilata.....	- 83 -
8.1.2	Configurazione ventilata	- 88 -
8.2	Configurazione B20 taglie M, L e G.....	- 92 -
8.2.1	Configurazioni non ventilate.....	- 92 -
8.2.2	Configurazioni ventilate	- 96 -
CAPITOLO 9	Conclusioni	- 101 -
	Bibliografia	- 103 -
	Ringraziamenti	- 105 -



CAPITOLO 1

Introduzione

Il presente lavoro è il risultato di uno stage condotto presso l'HDT di Malo. L'attività svolta riguarda la progettazione del motore B20 a 8 poli. Con tale nomenclatura viene identificato dall'HDT un motore brushless a magneti permanenti a flusso radiale, la cui dimensione caratteristica (non assiale) è di 20 cm.

Lo scopo del lavoro di tesi è quello di fornire le basi per la costruzione di un primo prototipo, per poi valutarne le prestazioni e, dal confronto con i risultati teorici, stabilirne l'attendibilità di quest'ultimi.

Come metodologia di lavoro, la progettazione del motore è stata sviluppata tramite iterazione di calcolo analitico e calcolo agli elementi finiti bidimensionali (elettromagnetici e termici). A seguito della richiesta, da parte dell'HDT, di una costruzione modulare delle varie taglie (S: 2 moduli; M: 4 moduli; L: 6 moduli; G: 8 moduli) è stato possibile concentrare lo studio su una configurazione base costituita dal singolo modulo. Una configurazione idealmente promettente è stata approfondita per valutarne la fattibilità degli obiettivi prestazionali posti e quindi sottoposta ad analisi di sensibilità ai principali parametri geometrici ed ottimizzata nel rispetto delle finalità poste. Le ricadute economiche delle possibili scelte d'ottimizzazione hanno dettato la sequenza di progettazione e l'approfondimento dell'analisi di sensibilità, a cominciare da quelle più semplici (ed economiche) a quelle più complesse.



Il progetto viene affrontato dapprima in maniera generale, ottenendo un dimensionamento elettromagnetico del “modulo base”, poi in maniera più specifica, affrontando separatamente la trattazione delle problematiche magnetiche e termiche.

Il terzo capitolo contiene il procedimento di dimensionamento elettromagnetico e la relativa analisi della configurazione elettromagnetica di base (modulo base).

L'analisi termica bidimensionale di tale configurazione, applicata alla taglia più semplice (S costituita da 2 moduli), è stata descritta nel capitolo quattro.

Nel capitolo cinque viene riportato e discusso lo script LUA utilizzato per l'esecuzione delle analisi di sensibilità ai principali parametri geometrici, discusse ampiamente nel capitolo 6.

In fine nel capitolo 8 vengono affrontate, tramite analisi agli elementi finiti tridimensionali, le problematiche termiche delle configurazioni non ventilata e ventilata, per ciascuna delle quattro taglie.



CAPITOLO 2

H.D.T.

2.1 Cenni storici

HDT vede le sue origini nel 1969, a Trissino in provincia di Vicenza, per iniziativa di Lovato Mario, che costituisce l'omonima ditta *SGE Lovato*. Situata nella regione Veneto, nota per la forte propensione all'imprenditoria, SGE inizia l'attività come azienda produttrice di quadri elettrici per il comparto dell'automazione; quasi immediatamente però, si cimenta sulla pionieristica strada degli azionamenti elettrici per servomotori in corrente continua utilizzando la tecnologia a Triristori.

Il successo di tali prodotti, porta alla necessità di nuovi spazi produttivi e quindi nel 1972 viene inaugurato il nucleo base del suo stabilimento di progettazione e produzione nella zona industriale di Monte di Malo. Nella nuova sede operativa le attività di costruzione di quadri e di azionamenti viaggiano paralleli per una decina di anni fino a quando l'azienda non decide di dedicare la sua attività esclusivamente alla tecnologia del controllo dei motori elettrici. Il nuovo centro operativo lavora a stretto contatto con i clienti e si concentra nello sviluppo degli azionamenti per il controllo dei motori a corrente continua a campo avvolto e per i motori in corrente continua a magneti permanenti.



SGE mette sul mercato diverse famiglie di azionamenti che trovano pronta applicazione su macchine nel settore alimentare, nell'allora emergente settore del packaging, nei macchinari per l'industria della carta, della lavorazione della lamiera e più in generale nelle macchine con movimentazione assi.

SGE a metà degli anni ottanta realizza i suoi primi motori in corrente continua a magneti permanenti, la cui costruzione viene eseguita esternamente. Dopo qualche anno, il signor Lovato decise, però di sviluppare un'azienda che si dedichi esclusivamente allo sviluppo e costruzione di motori elettrici.

Nel 1987 nasce così *ITALMOTORI*. Insieme ad altri tre soci, Lovato dà vita a questa nuova società che si occupa interamente dello sviluppo, progettazione e costruzione di motori elettrici.

A metà degli anni novanta *SGE* e *ITALMOTORI* realizzano congiuntamente i primi prodotti brushless. *ITALMOTORI* investe nella progettazione e costruzione dei motori costruendo la serie di motori brushless BMS, mentre *SGE* produce gli azionamenti analogici Luxor e distribuisce con il proprio marchio i prodotti *ITALMOTORI*.

Nel 2001 le due società si fondono in un'unica realtà industriale che si presenta oltre che con un nuovo nome anche con un rinnovato logo; nasce così l'HDT.

2.2 La società oggi

HDT può vantare di essere una delle uniche società nel panorama italiano che da sempre progetta e realizza internamente sia l'elettronica degli azionamenti proporzionali, sia l'elettromeccanica dei servomotori conferendole un netto vantaggio in termini di conoscenza di prodotto.

Nonostante sia una realtà industriale di elevato profilo con una produzione standard, la filosofia che anima l'azienda la porta ad essere molto elastica nell'approccio del cliente riuscendo a fornire oltre che ad un elevato supporto tecnico anche soluzioni per le applicazioni servo personalizzate. HDT si presenta oggi sul mercato con una gamma di prodotti che mirano all'eccellenza in termini di prestazioni ed affidabilità, riservando una forte attenzione alla voce costi e tempi di consegna.

L'HDT è inoltre registrata presso Il CiA, l'istituto CAN in Automation. Tale istituto è un'organizzazione internazionale per utilizzatori e costruttori che sviluppa e supporta i protocolli CAN basati su livelli superiori come ad esempio il CANopen. CiA



rappresenta i membri nei comitati nazionali e internazionali di standardizzazione, come ISO e IEC. I membri CiA sviluppano specifiche che sono poi pubblicate come CiA standard. Queste specifiche coprono le definizioni dei layer fisici e di quelli relativi alle applicazioni, così come le descrizioni dei profili periferiche.





CAPITOLO 3

Configurazione elettromagnetica di base

In questo capitolo vengono descritte le scelte e i criteri di progettazione utilizzati per la realizzazione della configurazione base del motore SPM alimentato con corrente sinusoidale. Tale configurazione verrà poi esaminata tramite analisi magnetostatiche.

3.1 Requisiti richiesti dall'HDT

Lo studio condotto durante lo stage, riguarda la fattibilità e la progettazione di un motore di tipo brushless a magneti permanenti superficiali (SPM) da costruire in quattro taglie: taglia S con coppia nominale di 30-32 Nm, taglia M con coppia nominale di 58-60 Nm, taglie L con coppia nominale di 83-85 Nm e taglia G con coppia nominale di circa 110 Nm, queste per raffreddamento naturale in aria; taglia S con coppia nominale di 42 Nm, taglia M con coppia nominale di 90 Nm, taglie L con coppia nominale di 140 Nm e taglia G con coppia nominale di circa 185 Nm per la versione servo ventilata.

La velocità nominale della macchina è di 3000 rpm, con eventuale possibilità di derating prestazionale nel caso di funzionamento oltre la velocità nominale ed entro una velocità massima di 4000 rpm.



Come servomotore, dovendo soddisfare le applicazioni della moderna automazione industriale, esso dovrà presentare una bassa coppia d'impuntamento (cogging torque) e una contenuta oscillazione a carico (ripple) della coppia stessa. In base ad esigenze commerciali l'HDT ha fissato come soglia per la cogging il valore di 0,05 Nm misurato sulla massima variazione di coppia a vuoto. Per lo stesso motivo il valore del ripple di coppia a carico è stato stabilito inferiore al 2% della coppia nominale.

Il pacco statore, dovendo essere inserito in un fuso di alluminio di sezione quadrata con lato 200 mm, dovrà presentare un diametro pari a 182 mm, bisogna inoltre predisporre una nicchia sulla corona esterna per il passaggio di due fili che vanno a comandare un eventuale freno, e quattro scanalature (regioni non percorribili dal flusso di induzione variabile) per altrettanti cordoni di saldatura necessari per dare struttura al nucleo magnetico statorico.

3.2 Scelte elettromagnetiche di base

Il confronto tra due macchine progettate, a parità dei fattori di sfruttamento, per un numero di poli diversi e con diametro e velocità di rotazione invariati, stabilisce che la macchina a numero di poli maggiore, presenti volumi dei materiali attivi minori ed in particolare una ridotta altezza del giogo statorico. La riduzione delle perdite derivanti dai ridotti volumi è però compensata dalle maggiori perdite specifiche nel ferro e addizionali nel rame, dovute alla maggiore frequenza. Nel caso di un vincolo costruttivo sul diametro esterno però, la macchina a numero di poli maggiore, avendo una ridotta altezza della corona d'indotto, presenterà un diametro al traferro maggiore e di conseguenza una maggiore coppia.

Si sono studiati quindi i prodotti esistenti della concorrenza e si conviene che la polarità scelta, cioè 8 poli, sia la più adatta alle prestazioni richieste, nonostante la frequenza conseguente imponga l'adozione di una qualità pregiata delle laminazioni del nucleo magnetico ed altri accorgimenti minori ma necessari a contenere le perdite addizionali per correnti parassite, al fine di controllare la temperatura massima raggiunta nelle parti attive.

In linea con quanto fatto dalla concorrenza le coppie richieste sono erogabili in condizione di rotore bloccato; salendo in velocità la coppia massima erogabile dalla



macchina deve ridursi a causa della maggiore potenza termica da smaltire dovuta all'incremento delle perdite nel ferro.

Come richiesto, si punta ad una costruzione modulare con moduli di dimensione compresa fra i 30 mm e i 45 mm. Per la taglia S è previsto l'utilizzo di 2 moduli, per la taglia M è previsto l'utilizzo di 4 moduli, per la taglia L è previsto l'utilizzo di 6 moduli e per la taglia G è previsto l'utilizzo di 8 moduli. Per tale motivo le analisi agli elementi finiti sono state condotte prevalentemente su modelli di lunghezza pari al modulo.

Le prestazioni in coppia sono sensibilmente migliorabili con l'utilizzo di un raffreddamento forzato e di un dissipatore addizionale che convoglia sulla superficie esterna della cassa la portata d'aria forzata dal ventilatore. L'incremento delle prestazioni conseguibile è legato al coefficiente convettivo e all'asporto complessivo della aumentata superficie di scambio, al momento non noti.

3.3 Materiali utilizzati nella configurazione base

Il lamierino adottato per il circuito magnetico della configurazione base è del tipo 1235 (0,35 mm di spessore, 1,2 W/kg di perdita a 1 T, 50 Hz, quota di perdita per isteresi 60%, per correnti parassite 40%).

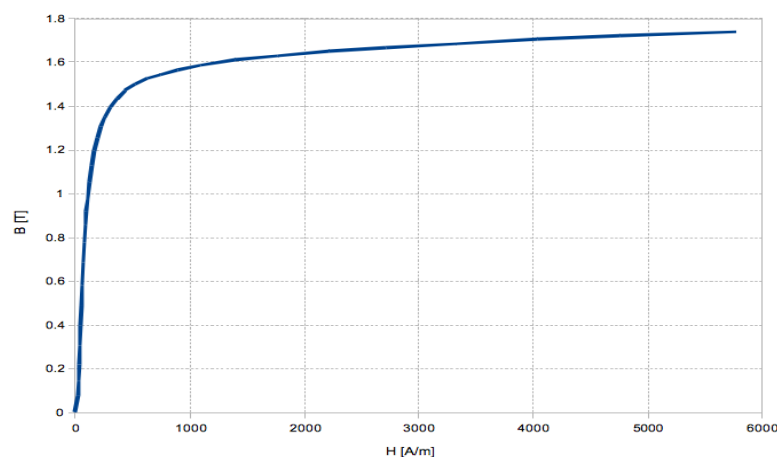


Figura 1: curva di magnetizzazione lamierino ferro silicio adottato.

Dalla sua curva di magnetizzazione, riportata in Figura 1, si evince che per poter sfruttare al massimo il lamierino (a frequenze contenute) sarebbe opportuno far lavorare il materiale appena sopra il ginocchio della curva di magnetizzazione. In



questa macchina poiché la frequenza di funzionamento nominale risulta essere relativamente elevata (200Hz) si rende necessario contenere il valore dell'induzione massima sia nel giogo sia nei denti al fine di ridurre le perdite dovute all'isteresi magnetica ed alle correnti parassite indotte.

Per quel che concerne il magnete si è utilizzato l'N38UH, un composto di neodimio-ferro-boro. Tale composto viene comunemente classificato in base al prodotto di energia massimo $(BH)_{max}$, nel caso specifico 38 MGOe (Mega-Gauss-Oersted) equivalente a circa 303kJm^3 , ed in base alla massima temperatura di esercizio suddivisa quest'ultima in cinque classi:

- "M" temperatura massima 100°C
- "H" temperatura massima 120°C
- "SH" temperatura massima 150°C
- "UH" temperatura massima 180°C
- "EH" temperatura massima 200°C

Nel caso specifico quindi la massima temperatura che il magnete può raggiungere è pari a 180°C , mentre quella in condizioni nominali viene ipotizzata pari a 120°C . Di seguito viene riportata la curva di prima smagnetizzazione del magnete N38UH. Da essa si osserva il calo dei valori di induzione residua e di campo coercitivo, all'aumentare della temperatura.

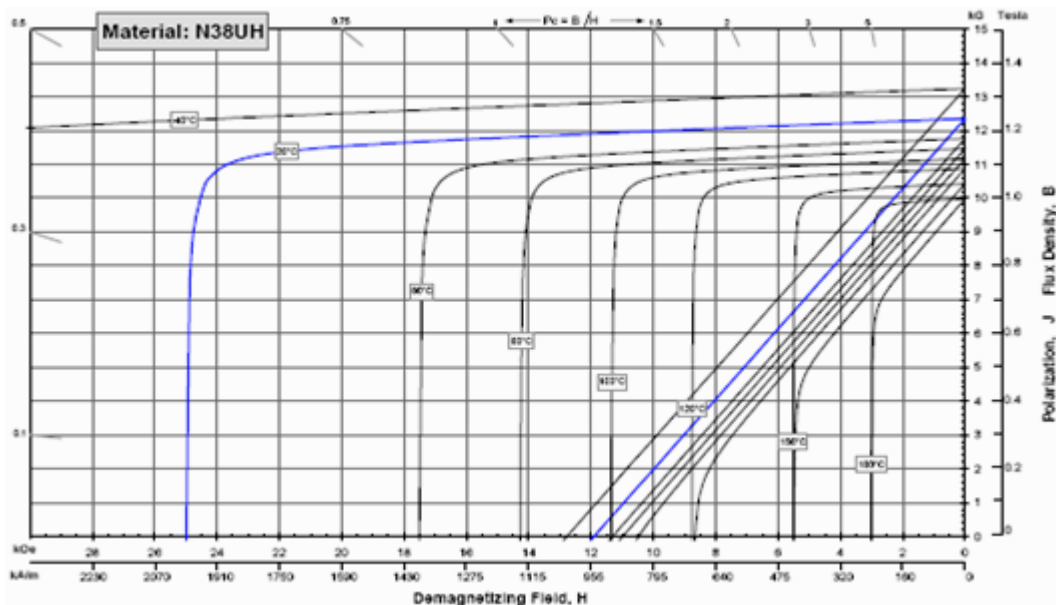


Figura 2: curva di prima smagnetizzazione



3.4 Dimensionamento magnetico

Il primo parametro da studiare per il dimensionamento magnetico del motore è il traferro. Esso ha una importanza fondamentale nel funzionamento della macchina; dalla sua ampiezza dipende il valore della forza magnetomotrice (f.m.m.) che devono fornire i magneti per avere il valore di induzione B_0 desiderato. Nello standard produttivo dell'HDT il valore del traferro per questo tipo di motore, è:

$$g = 0,8 \text{ mm}$$

tale valore assicura la perfetta rotazione del rotore, evitando quindi strisciamento sullo statore.

Una volta stabilito lo spessore del traferro, si determina in base a criteri di ottimizzazione lo spessore del magnete. Studi precedenti hanno dimostrato che un buon sfruttamento magnetico si ottiene per un rapporto

$$\frac{h_m}{g} \approx 5$$

Superato tale valore ad un aumento dello spessore del magnete non corrisponde un adeguato aumento dell'induzione al traferro. Per tale motivo si sceglie come spessore dei magneti:

$$h_m = 4 \text{ mm}$$

Gli stessi studi sullo sfruttamento magnetico che hanno reso possibile la determinazione dello spessore del magnete dimostrano altresì che l'induzione al traferro a vuoto può essere stimata come:

$$B_{g0} \approx 0,75 \cdot B_r$$

dove B_r rappresenta l'induzione residua del magnete. Considerando come accennato nel paragrafo precedente una temperatura di esercizio dei magneti, prossima ai 120°C , dalla curva di prima smagnetizzazione si nota che il valore dell'induzione residua è pari a circa 1,1T di conseguenza l'induzione al traferro sarà pari a:

$$B_{g0} = 0,826 \text{ T}$$

Nel funzionamento a carico a seguito delle forze magneto motrici prodotte dalle correnti statoriche, l'induzione al traferro subisce una variazione pari a:

$$\Delta B = \mu_0 \frac{\hat{K}_s \cdot D}{2 \cdot 2p (h_m / \mu_r + g_{eq})}$$

dove \hat{K}_s , rappresenta la densità di corrente lineare e g_{eq} il traferro equivalente.

Tale variazione di induzione può inoltre essere stimata come:



$$\Delta B = \mu_o \mu_r \cdot \Delta H = 0.173T$$

dove:

$$\Delta H = (H_m - H_{gin})/k_{pk} \cong 131kA$$

avendo ipotizzato un coefficiente di picco (k_{pk}) pari a 5 e quindi prevedendo un sovraccarico massimo pari a cinque volte la corrente nominale.

In base alle relazioni precedenti e alla nota relazione che lega la coppia ai fattori di sfruttamento elettrico e magnetico:

$$T = B_{g0} \cdot \hat{K}_s \cdot D^2 L \cdot \text{sen}(p \cdot \alpha_{pm})$$

è ora possibile stimare i valori del diametro interno e della densità di corrente lineare per un determinato valore di coppia richiesta. Nel caso specifico volendo realizzare il motore tramite costruzione modulare con moduli di dimensione compresa tra 30 e 45 mm, si fissa indicativamente in 17 Nm il valore della coppia massima e in 35mm la lunghezza assiale del modulo. In base a tali valori si ottiene:

$$D = 130mm;$$
$$\hat{K}_s \cong 40kA$$

Fissato in $B_t = 1,8T$ la massima induzione nei denti e considerando che tutto il flusso utile al traferro entri nel ferro dei denti statorici, si determina la larghezza dei denti (ω_t) come:

$$\omega_t = \frac{(B_0 + \Delta B) \cdot pd \cdot L}{B_t \cdot L / \xi_{stip}} = 6mm$$

Altresì, considerando che il flusso magnetico sotto un polo si richiuda metà verso il polo precedente e metà verso il polo successivo, e fissato in $B_{bi} = 1,6T$ la massima induzione magnetica nel giogo statorico, si ricava l'altezza del giogo statorico (h_{bi}) come:

$$h_{bi} = \frac{B_{g0} \cdot \pi \cdot D}{2B_{bi} \cdot 2p} = 13mm$$

Il vincolo costruttivo sul diametro esterno, fissato dall'HDT ad un valore di 182 mm (diametro interno dell'estruso in alluminio, riportato in Figura 15), comporta un'altezza di cava pari a circa 13 mm. Sulla base di tutte le grandezze calcolate precedentemente è stato possibile quindi disegnare la configurazione base riportata in Figura 3. Tale geometria è stata utilizzata come base sia per l'analisi di fattibilità elettromagnetica, sia per l'analisi termica.

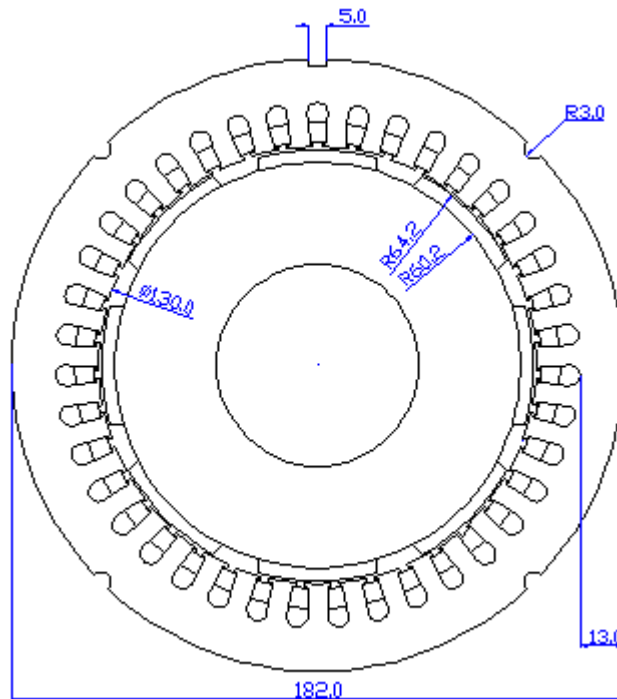


Figura 3: geometria configurazione base

3.5 Analisi numero di cave totali

Per massimizzare le prestazioni ed il concatenamento di flusso evitando di incorrere in pesanti e complesse ricadute a livello di coppia di impuntamento, di ripple di coppia a carico e di elevato contenuto armonico nello spettro della forza elettromotrice, si è indirizzata da subito la progettazione verso un numero di cave per polo e per fase frazionario ed un avvolgimento a doppio strato di tipo embricato. In particolare si cerca un numero di cave per polo e per fase (q) maggiore o uguale all'unità, senza incorrere però in cave eccessivamente strette. Per avere un $q \geq 1$ il numero di cave totale deve essere:

$$Q = q \cdot m \cdot 2p \geq 24$$

(dove m è il numero di fasi e $2p$ il numero di poli).

Al fine di ridurre il più possibile la coppia d'impuntamento è opportuno minimizzare le coincidenze contemporanee fra polo e dente per qualunque posizione angolare del rotore, questo è possibile se si hanno valori di q frazionari. Un'ulteriore limitazione nella scelta del numero di cave totale viene data dalle teoria della stella di



cava, la quale impone come condizione necessaria e sufficiente per la fattibilità dell'avvolgimento a cave frazionarie

$$\frac{Q}{m \cdot t} = \text{intero}$$

(dove $t = \text{M.C.D.} \{Q, p\}$).

In base a tali restrizioni e con il vincolo geometrico di non incorrere in cave eccessivamente strette, la scelta del numero di cave totale è ricaduta tra 7 modelli rispettivamente con: 24, 27, 30, 33, 36, 39 e 42 cave. Il confronto dei valori della coppia di impuntamento (Figura 4) e dei valori dell'ondulazione di coppia a carico (Figura 5), ottenuto tramite l'analisi agli elementi finiti, ha permesso di stabilire quale configurazione ottimale quella a 39 cave.

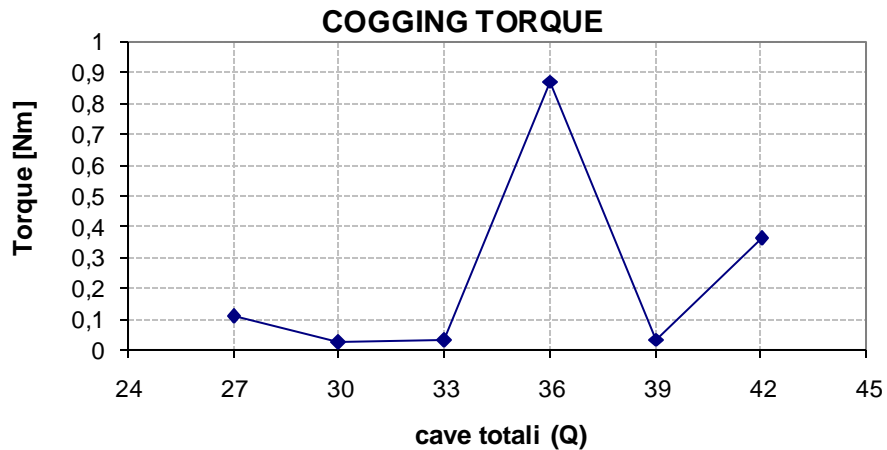


Figura 4: Sensibilità della coppia d'impuntamento al numero di cave totale

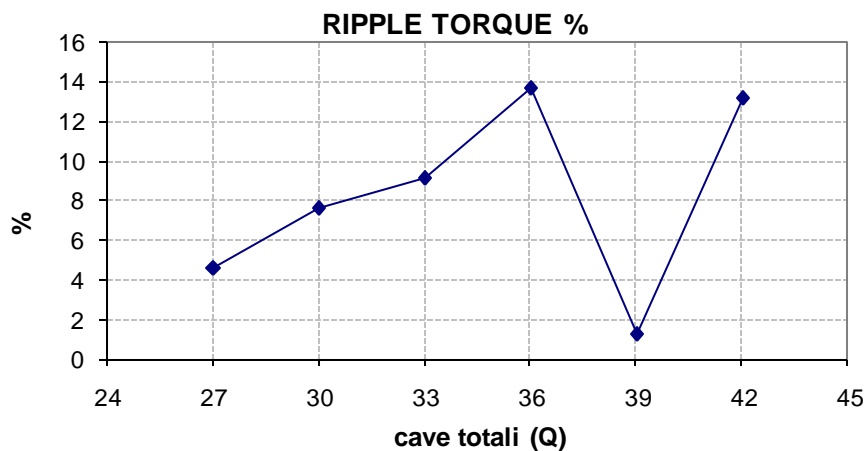


Figura 5: sensibilità dell'ondulazione di coppia al numero di cave totale

Per garantire un confronto corretto tra i vari modelli sopraccitati, va precisato che, nella loro costruzione, si sono utilizzati: medesimi valori dello sfruttamento magnetico, medesimi valori dello sfruttamento elettrico e identica configurazione rotorica.

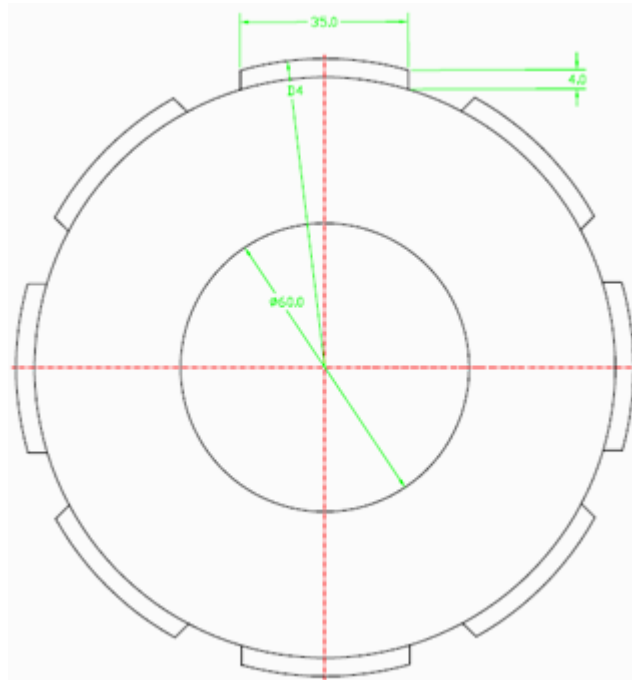


Figura 6: disegno del rotore utilizzato per l'analisi di sensibilità al variare del numero di cave totale

3.6 Analisi elettromagnetica

Per l'analisi agli elementi finiti si è utilizzata la discretizzazione riportata in Figura 7. In essa si può notare l'infittimento delle zone a gradienti di campo più elevati (in particolare quindi nella zona del traferro).

Tramite l'utilizzo dello script *automaticoHDT.lua* su software FEMM (descritto nel CAPITOLO 5) si è proceduto alle analisi a vuoto ed a carico della configurazione elettromagnetica di base. Il valore della corrente in cava, utilizzata per le analisi a carico (77[A]), è stato calcolato come prodotto delle sezione di cava per la densità di corrente termicamente ammissibile. Quest'ultima determinata dell'analisi termica pseudo3D condotta nel CAPITOLO 4.

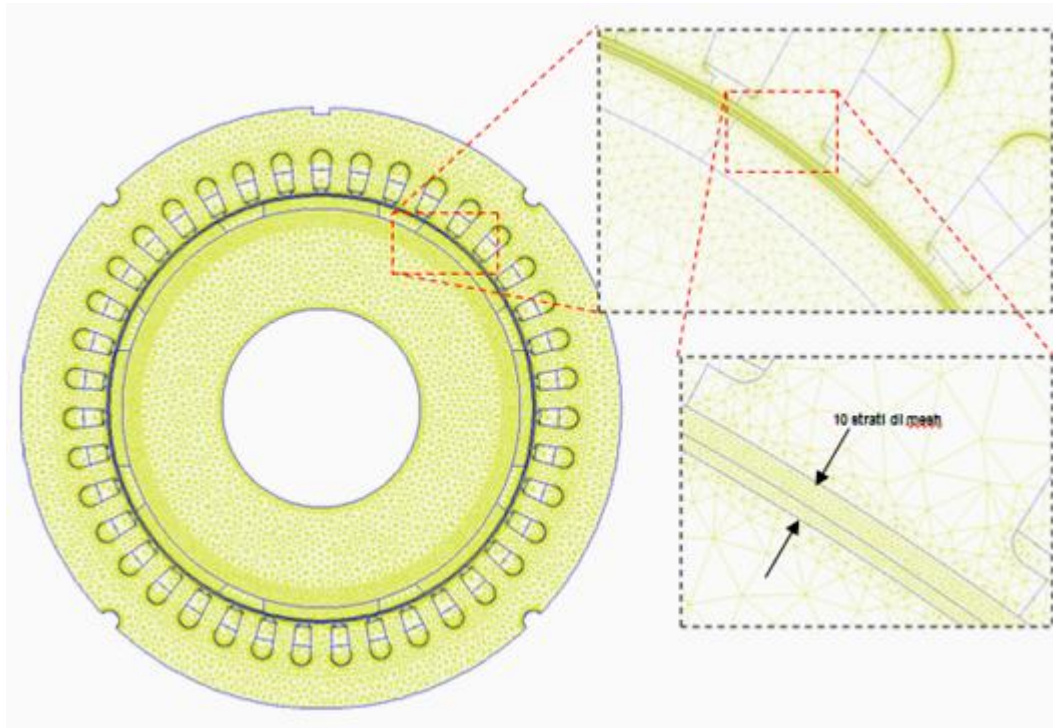


Figura 7: mesh adottata nel modello (78784 nodi) e dettaglio della stessa

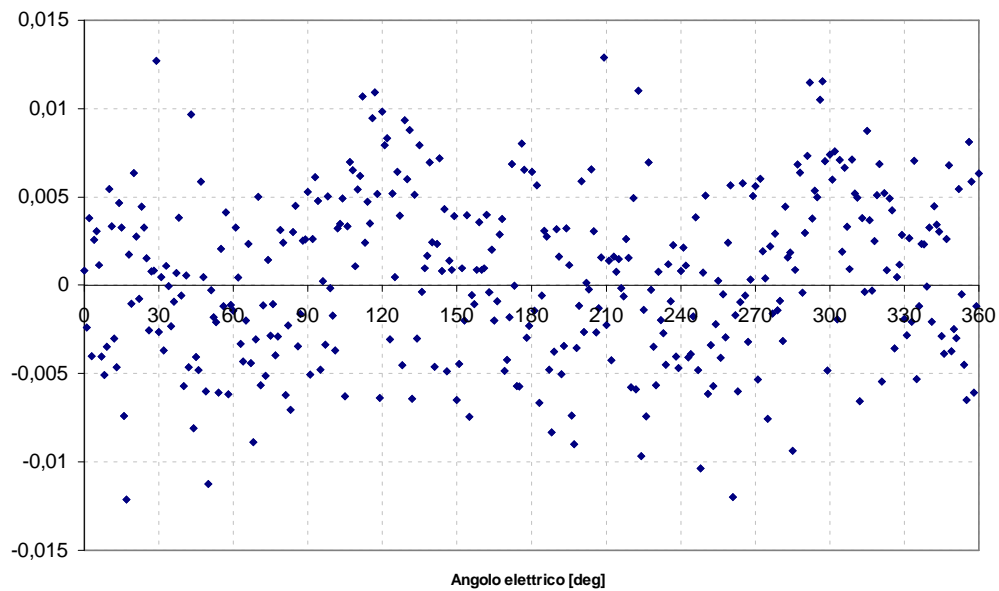


Figura 8: traiettoria della coppia di impuntamento



La coppia di impuntamento rappresentata in Figura 8, calcolata con incrementi di 0.25° su una rotazione complessiva del rotore di 90° (equivalenti a 360° elettrici), evidenzia una elevata dispersione e un valore assoluto inferiore a $0,014$ [Nm]. Ciò conferma la buona scelta nella molteplicità tra cave e poli.

Nella figure seguenti, rappresentati rispettivamente il flusso concatenato (Figura 9), la f.e.m. di fase (Figura 10) e la tensione concatenata (Figura 11), è da precisare che le scale delle ordinate sono "arbitrarie". Più precisamente esse sono riferite ad un modello le cui bobine sono costituite da un unico conduttore massiccio e non da più conduttori (spire) collegate in serie tra loro. Ciononostante da tali figura si evince le forme d'onda delle corrispettive grandezze ed il basso contenuto armonico presente in esse. In particolare il THD (total harmonic distortion) della tensione concatenata, calcolato sempre tramite lo script *automaticoHDT.lua*, risulta infatti essere inferiore all'1%.

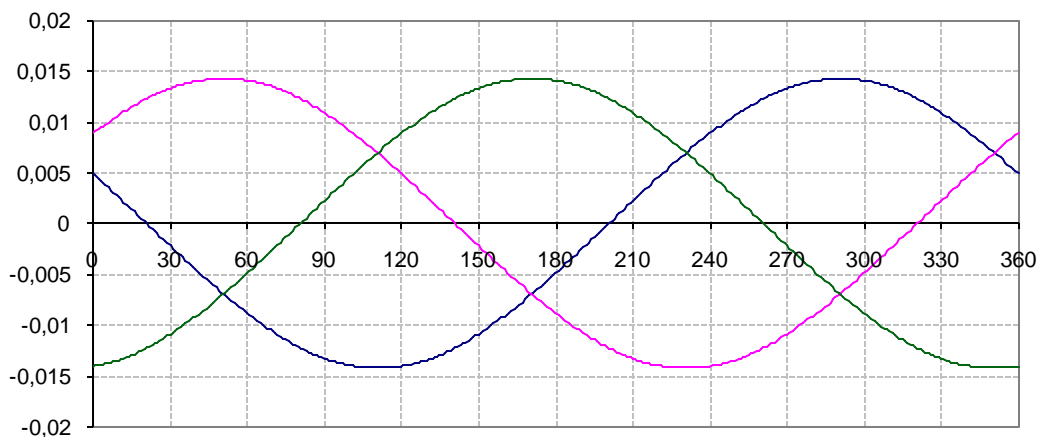


Figura 9: forma d'onda flusso concatenato

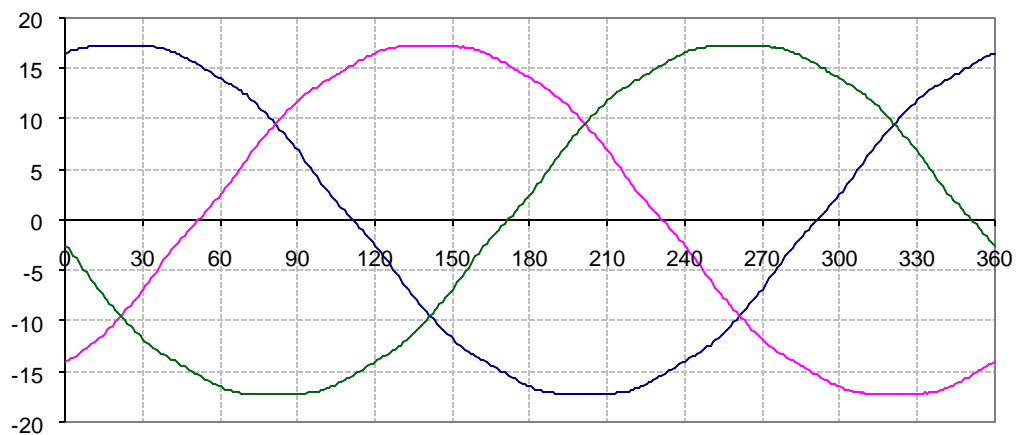


Figura 10: forma d'onda f.e.m. di fase

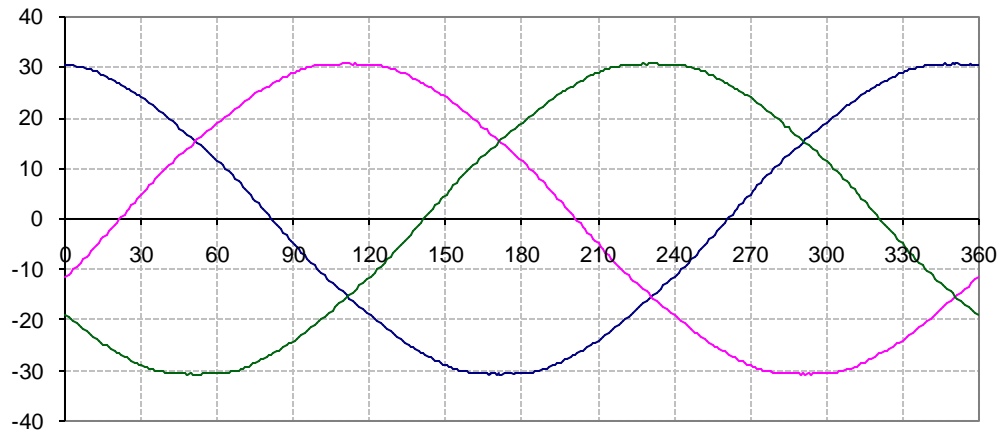


Figura 11: forma d'onda tensione concatenata

Tramite sequenze di analisi magnetostatiche effettuate mantenendo costanti i valori delle correnti di statore (in maniera tale che formino una terna simmetrica ed equilibrata), si individua, per diversi angoli di rotore, l'andamento della coppia (coppia a rotore bloccato, Figura 12) e l'angolo per il quale essa è massima.

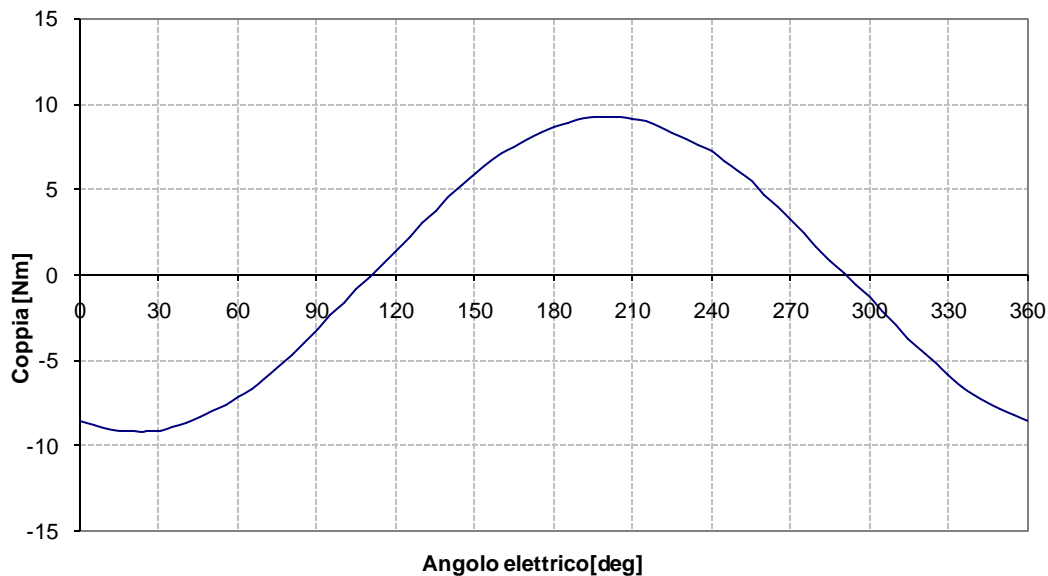
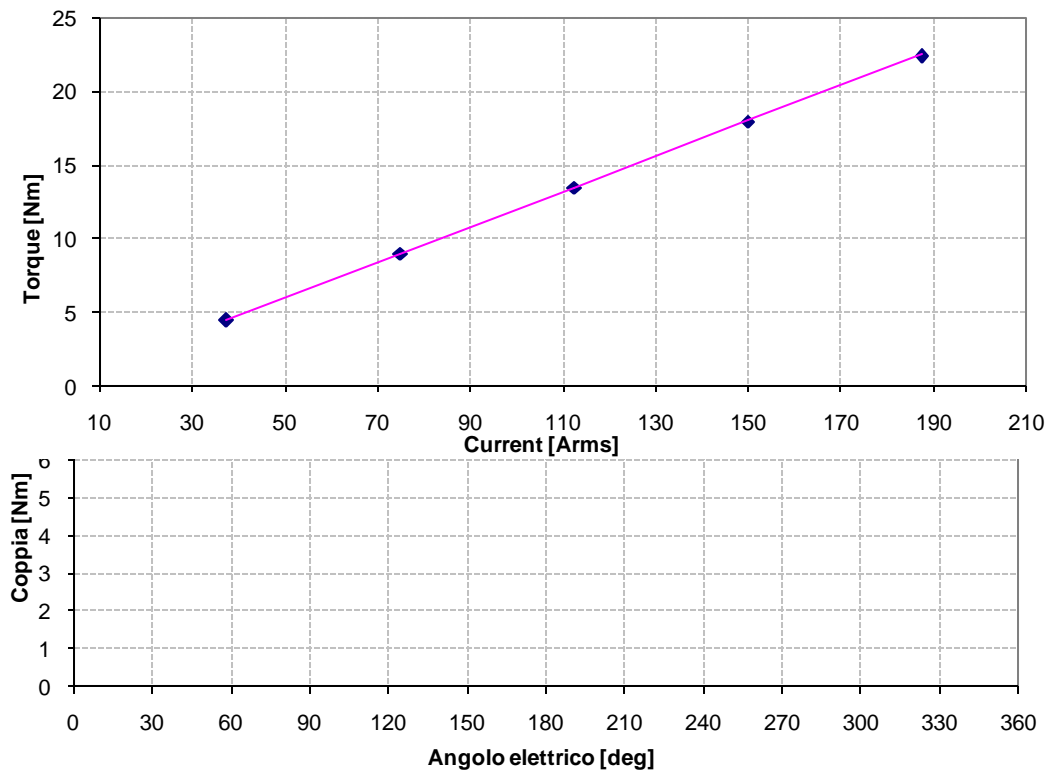


Figura 12: coppia a rotore bloccato

L'andamento della coppia a carico (Figura 13) è ottenuto, come nella rilevazione della coppia a rotore bloccato, tramite sequenze di analisi magnetostatiche per diversi posizioni rotoriche. In tali analisi però le fasi delle correnti di statore sono coerentemente sfasate rispetto la posizione rotorica dell'angolo di massima coppia precedentemente individuato. Da tale grafico si evince il basso valore di ripple,



inferiore al 1,5% ed un valore di coppia media di poco superiore i 9 [Nm]. Il motore con taglia minore, B20S, essendo costituito da due moduli, presenterebbe quindi una coppia a carico prossima ai 18,5 [Nm] nettamente inferiore ai 30 [Nm] richiesti. Per tale motivo è necessario quindi massimizzare la coppia specifica come svolto nel CAPITOLO 6.

Figura 13: coppia a carico

Dalla Figura 14, rappresentante la linearità della coppia in funzione della corrente in semicava si evince un modesto decremento della costante di coppia per saturazione del circuito magnetico nel passaggio della densità di corrente da 5 a 10 [A/mm²].

Figura 14: linearità della coppia in funzione della corrente in semicava





CAPITOLO 4

Analisi termica configurazione base

4.1 Introduzione

Un motore elettrico è un complesso nel quale avviene conversione di energia elettrica in energia meccanica. La differenza tra energia entrante (energia elettrica) e quella uscente (energia meccanica) rappresenta l'energia perduta. Tale energia, principalmente di natura termica, determina una sovratemperatura del motore rispetto alla temperatura ambiente. A regime la temperatura raggiunta dal motore dovrà, per ragioni di sicurezza riguardanti i materiali isolanti, essere inferiore o al limite uguale alla temperatura massima che tali materiali possono sopportare.

Lo studio del problema termico, effettuato sulla taglia "S" (costituita da 2 moduli) può essere suddiviso in tre parti:

1. generazione di calore
2. trasmissione del calore
3. asportazione del calore



4.2 Generazione di calore

In una macchina elettrica si genera calore a seguito delle perdite che si manifestano in essa durante il suo funzionamento. Le principali perdite che si hanno nelle macchine elettriche e quindi nei motori sono:

4.2.1 Perdite nel ferro.

Esse possono essere espresse con una relazione del tipo:

$$P_{Fe} = k_{mag} \cdot c_p \cdot \delta_{Fe} \cdot Vol \cdot k_{stip} \cdot \hat{B}_{MAX}^2 \cdot \left[k_i \cdot \frac{f}{50} + k_{cp} \cdot \left(\frac{f}{50} \right)^2 \right]$$

Dove:

- P_{Fe} = perdite nel ferro [W]
- k_{mag} = coefficiente di maggiorazione dovuto alla lavorazione dei lamierini, pari a 1,5.
- c_p = cifra di perdita del lamierino utilizzato, pari a 1,2 W/kg riferita a 1 T e alla frequenza di 50 Hz.
- δ_{Fe} = peso specifico del lamierino, 7850 kg/m³
- k_{stip} = coefficiente di stipamento dei lamierini: 94%
- \hat{B}_{MAX} = induzione massima [T]
- k_i, k_{cp} = percentuale di perdita per isteresi ($k_i=60\%$) e correnti parassite ($k_{cp}=40\%$)
- f = frequenza 200 Hz

Nella configurazione elettromagnetica di base (c.e.b.) le perdite nel ferro vengono differenziate in due regioni, rispettivamente nei denti e nella corona statorica. In esse i valori massimi di induzione sono calcolati, assieme ai relativi volumi, tramite analisi agli elementi finiti e comportano quindi le seguenti perdite:

regione	B_{MAX}	[W]	[m ³]	[W/m ³]
Gioogo statorico	1,31	75	0,000374	200584
Denti	1,61	99	0,000335	295493

Tabella 1: calcolo perdite nel ferro configurazione base



4.2.2 Perdite nell'avvolgimento.

Nelle macchine elettriche ci sono perdite di non facile valutazione teorica e esse dipendono principalmente da:

- distorsioni di flusso magnetico
- distribuzione non uniforme della corrente nei conduttori
- correnti parassite nelle masse metalliche vicine agli avvolgimenti

tali perdite, proprio per il fatto che sono di difficile valutazione teorica, vengono generalmente stimate, in fase di progetto, come percentuale della potenza nominale o come percentuale delle perdite nel rame. In HDT tali perdite addizionali vengono stimate con un 10% delle perdite nel rame e conteggiate all'interno delle perdite negli avvolgimenti.

Le perdite nel rame possono essere espresse con una relazioni del tipo:

$$P_{Cu} = \rho_{\vartheta} \cdot J^2 \cdot V_{Cu}$$

Dove:

- P_{Cu} = perdite nel rame [W]
- ρ_{ϑ} = resistività termica del rame alla temperatura ϑ [$\mu\Omega \cdot \text{mm}$]
- J = densità di corrente [A/mm^2]
- V_{Cu} = volume totale rame [m^3]

Nella configurazione base il volume del rame viene calcolato come:

$$V_{Cu} = S_{slot} \cdot k_{riemp} \cdot (L + L_{ew}) \cdot Q$$

dove la lunghezza delle testate (L_{ew}) viene stimata tramite la seguente formula empirica:

$$L_{ew} = \frac{\pi p'_s + \omega_t}{2} + p'_s k_{ov} (y_q - 1)$$

con:

p'_s : passo di cava in [mm] in centro cava

k_{ov} : coefficiente di maggiorazione pari a 1,8

y_q : passo di cava dell'avvolgimento, pari a $\text{int}(Q/2p) + 4$ [cave/polo]

k_{riemp} : coefficiente di riempimento cava, pari a 0,42



Per quel che concerne la densità di corrente, essa rappresenta, assieme ai valori di temperatura nell'avvolgimento, la vera incognita dell'analisi termica e verrà determinata nel paragrafo 4.4.

4.3 Trasmissione del calore

La trasmissione del calore nelle macchine elettriche avviene secondo le tre tipiche forme:

4.3.1 Trasmissione per conduzione

Tale forma di trasmissione del calore è tipica dei corpi solidi. Essa avviene senza alcun movimento di materia, ed è il caso tipico della trasmissione di calore fra due superfici all'interno di un corpo solido:

$$P_{cond} = \frac{\lambda \cdot A}{l} \cdot \Delta\theta$$

- P_{cond} = potenza trasformata in calore per conduzione [W]
- λ = conduttività termica del corpo [W/m°C]
- A = superficie attraverso la quale avviene la trasmissione [m²]
- l = distanza tra le superfici [m]
- $\Delta\theta$ = differenza di temperatura tra le superfici [°C]

Nelle analisi termiche ad elementi finiti condotte sulla configurazione base, si sono considerate le seguenti conducibilità termiche:

- alluminio: 200 [W/mK]
- lamierino FeSi: 34 [W/mK]
- Nomex (strato di isolante dello spessore di 0,22 [mm] interposto tra l'avvolgimento e la cava): 0,15 [W/mK]

avvolgimento: 0,46 [W/mK] (calcolata in Appendice A)

4.3.2 Trasmissione per convezione

È caratterizzata dai corpi liquidi e gassosi. Essa avviene con movimento di materia all'esterno delle sorgenti termiche: in tal caso il calore si propaga perché parti del fluido caldo si spostano verso zone di fluido freddo mescolandosi e



sostituendosi ad esso. La trasmissione del calore per convezione è esprimibile con la seguente legge:

$$P_{conv} = \alpha \cdot A \cdot \Delta\vartheta$$

- P_{conv} = potenza trasformata in calore per conduzione [W]
- α = coefficiente di convezione [W/(m²·°C)]
- $\Delta\vartheta$ = sovratemperatura del corpo rispetto al fluido [°C]

Nelle macchine elettriche tale tipo di trasmissione del calore si ha tra le superfici esterne degli avvolgimenti e dei nuclei e il fluido a contatto con tali parti.

4.3.3 Trasmissione per irraggiamento

Tale forma di trasmissione avviene per propagazione di onde elettromagnetiche nello stesso modo della propagazione della luce. Si ha trasmissione per irraggiamento nel vuoto o attraverso sostanze parzialmente trasparenti, com'è il caso dell'aria. La trasmissione del calore per irraggiamento viene espressa con la legge di Stefan-Boltzmann:

$$P_{irr} = A \cdot \varepsilon \cdot \sigma \cdot (T_1^4 - T_2^4)$$

- P_{irr} = potenza trasformata in calore irradiata all'ambiente
- ε = emissività (nel caso di vernice nera $\varepsilon = 0,9$)
- σ = costante di Boltzmann (per il copro nero vale $5,67 \cdot 10^{-10}$ W/dm²/K⁴)
- T_1 = temperatura assoluta del corpo radiante
- T_2 = temperatura assoluta ambiente

Nelle macchine elettriche tale tipo di trasmissione avviene principalmente fra le superfici esterne della macchina e l'aria circostante o più precisamente l'ambiente circostante. Poiché nel caso delle macchine elettriche risulta relativamente limitato il salto termico fra macchina e ambiente, si può adottare per la trasmissione del calore per irraggiamento una espressione simile a quella vista per la convezione:

$$P_{irr} = \alpha_{irr} \cdot A \cdot \Delta\vartheta$$

Con ciò la trasmissione del calore per irraggiamento può esprimersi anch'essa, così come quella della convezione, con una espressione lineare (proporzionalità fra quantità di calore trasmessa e sovratemperatura), per cui si può adottare

un'unica espressione che tenga conto globalmente delle due forme di trasmissione del calore:

In base a studi precedenti, condotti dall'HDT, il coefficiente globale di trasmissione del calore per l'estruso in alluminio di lato 200 [mm], la cui sezione è riportata in Figura 1, è stimato pari a 8,7 [W/m²K] per una temperatura media delle superfici esterne di circa 90°C.

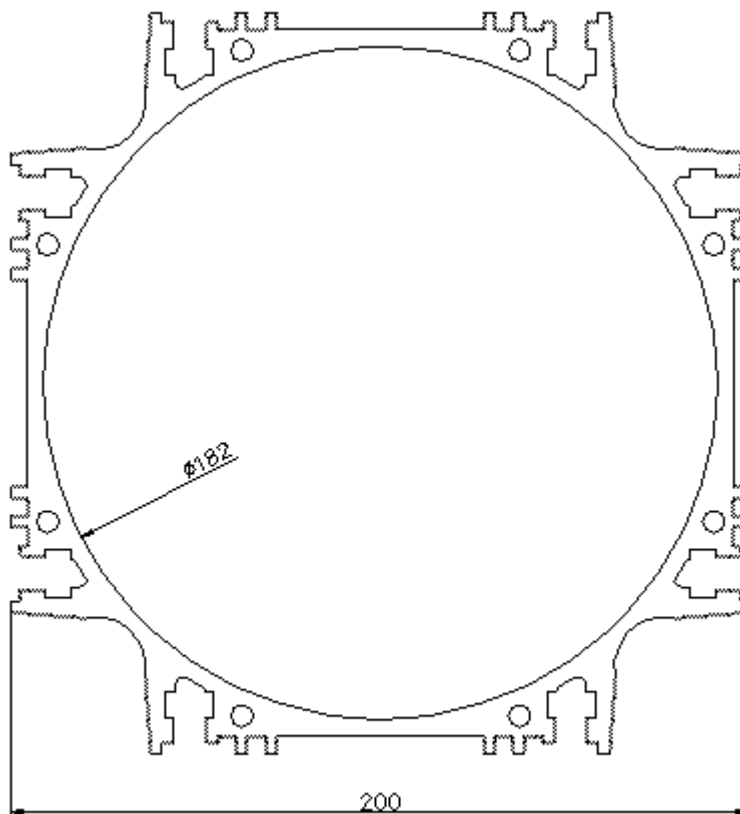


Figura 15: sezione estruso alluminio

4.4 Analisi agli elementi finiti

Essendo le perdite, e quindi le fonti di calore, localizzate nello statore si è potuto ridurre il dominio di analisi all'intero statore comprendente però l'estruso in alluminio. Nel modello termico, a differenza di quello magnetico, le cave sono costituite da un singolo conduttore di rame il quale presenta una generazione interna di calore pari al valore della perdita specifica d'avvolgimento. Tra cava e avvolgimento, a differenza sempre del modello magnetico, è stato inoltre interposto uno spessore di 0.22 [mm] di



Nomex. Tale materiale utilizzato per l'isolamento elettrico presenta però una bassissima conducibilità termica e conseguentemente comporta un ridotto asporto di calore dagli avvolgimenti. Per quel che riguarda il lamierino FeSi, esso viene diviso, come accennato in 4.2.1, in due regioni caratterizzate da perdite specifiche, e quindi generazione interna di calore, differenti.

Le analisi termiche condotte tramite software FEMM sono bidimensionali e come tali non possono considerare né gli effetti degli scudi (parti metalliche posizionate alle estremità assiali del motore), né l'effettiva lunghezza dell'estruso, quest'ultima 3 volte maggiore rispetto a quella del pacco statorico. Per sopperire anche solo parzialmente a tali limitazioni, si sono condotte analisi "pseudo3D" su modello di lunghezza 70 [mm] (pari a quella del pacco statorico e quindi delle parti attive) nelle quali si è considerato, sulla superficie esterna della carcassa in alluminio, un coefficiente di scambio termico equivalente α_{eq} pari al prodotto del coefficiente globale $\alpha=8,7$ [W/m²K] (stimato in 4.3.3) moltiplicato per il rapporto tra la lunghezza complessiva di scambio termico (su tutta la carcassa e gli scudi) e la larghezza del pacco simulata. Il coefficiente convettivo equivalente, utilizzato nelle simulazioni termiche, risulta quindi essere pari a: 26,1 [W/m²K].

Uguagliando il flusso termico smaltito (calcolato tramite FEMM) e il flusso imposto (somma delle perdite) si è potuto ricavare per iterazione di tentativo la massima densità di corrente termicamente ammissibile pari a 6 [A/mm²]. Per tale valore si ottiene infatti il seguente bilancio:

$$\text{flusso termico smaltito con FEMM} = 284,379 \text{ [W]}$$

$$\text{flusso termico imposto (somma delle perdite)} = 287,143 \text{ [W]}$$

con un errore complessivo inferiore all' 1%.

Di seguito si riporta la densità di flusso termico (Figura 16) e il relativo campo della temperatura dello statore (Figura 17), dal quale si evince la temperatura massima raggiunta negli avvolgimenti: 137.4°C, e la temperatura media sul diametro di alesatura, pari a circa 128°.

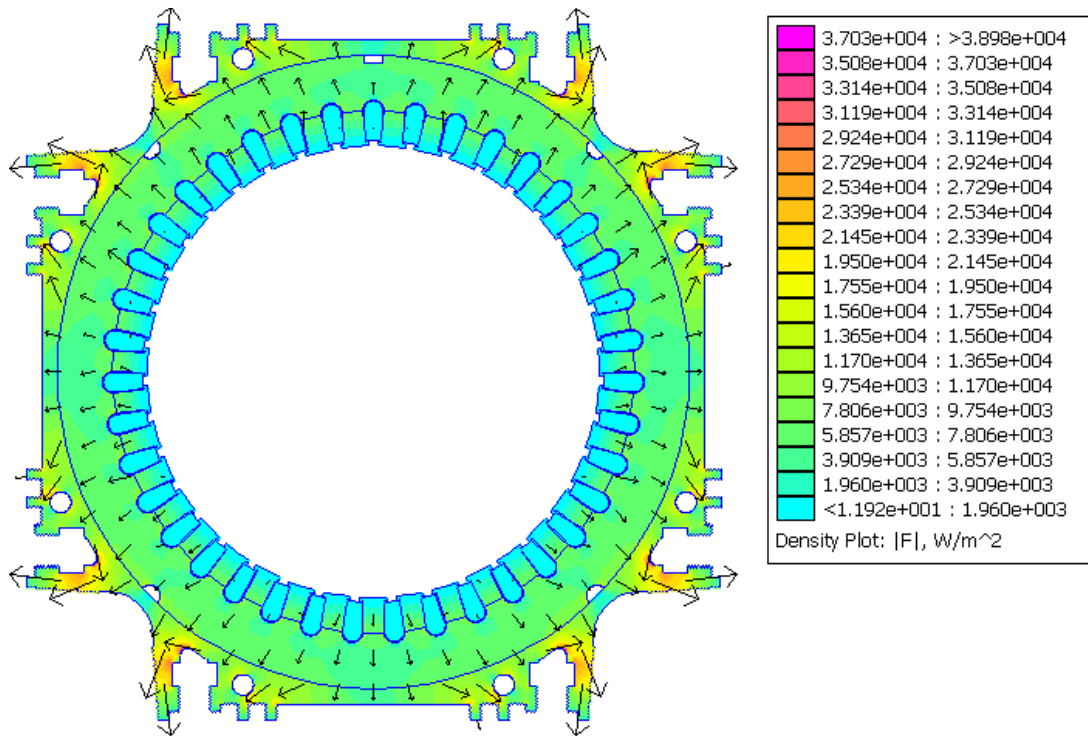


Figura 16: densità di flusso termico

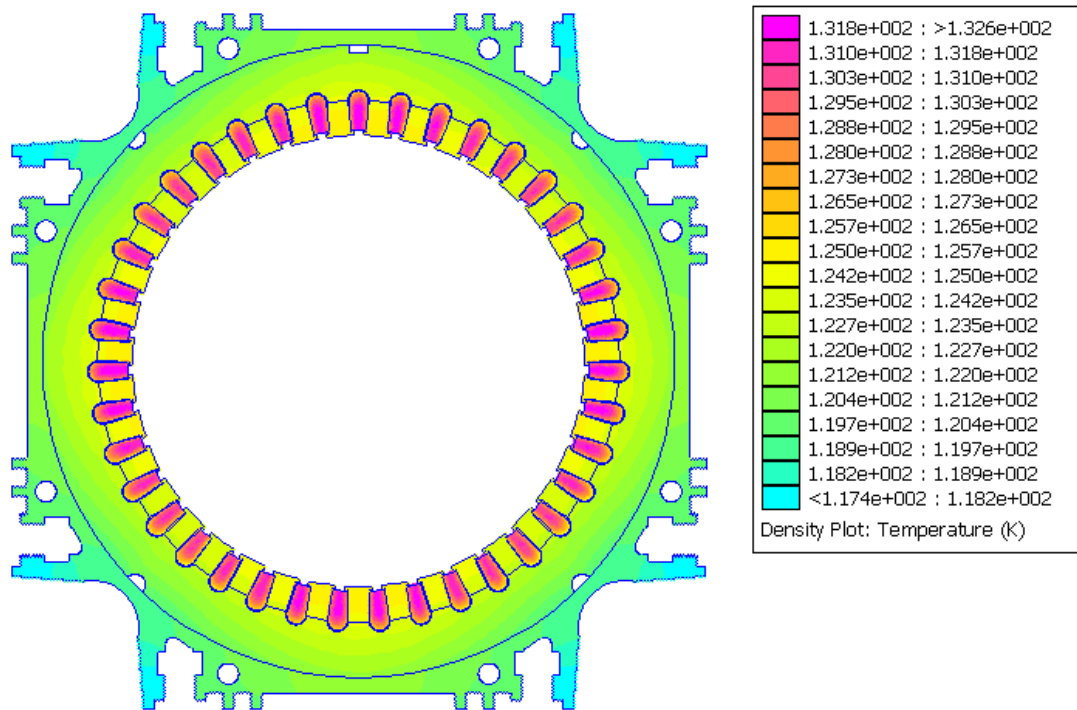


Figura 17 : campo di temperatura

La distribuzione delle temperature nello statore risulta essere tuttavia affetta da una forte dipendenza dal coefficiente di scambio termico convettivo imposto sulle superfici esterne della carcassa. Un incremento del 10% di tale coefficiente (da 26,1 a 28,71 [W/m²K]) comporta una riduzione della temperatura massima degli avvolgimenti di oltre 10°C. (Figura 18)

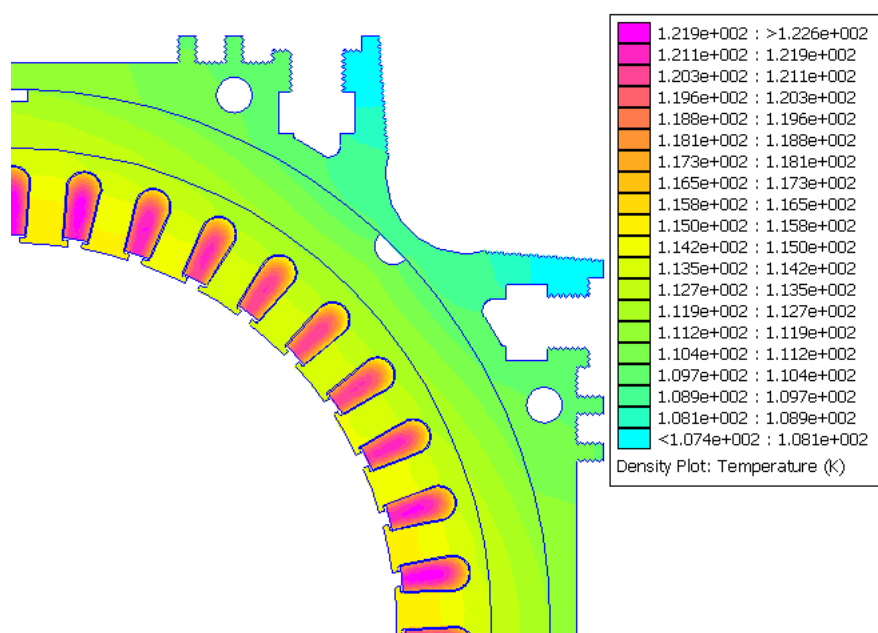


Figura 18: campo di temperatura con coefficiente termico incrementato del 10%

È da notare infine che questo tipo di simulazione termica, “pseudo3D”, non tiene conto dello scambio termico sugli scudi. Nel contatto termico dovuto all'accoppiamento tra motore e utenza (lato accoppiamento LA), lo scambio termico sullo scudo LA può risultare ben 15 volte superiore rispetto alla normale convezione presente sulla carcassa e sul lato opposto accoppiamento (LOA).

A seguito di tali considerazioni, un aumento della densità di corrente in cava (sicuramente necessario, visto il modesto valore della coppia a carico) non potrà essere analizzato con il metodo “speudo3D” ma dovrà necessariamente essere verificato tramite analisi termiche su software 3D.

4.5 Appendice A

Per determinare la conducibilità termica trasversale equivalente dell'avvolgimento, è stata effettuata una simulazione termica ad elementi finiti 2D in cui

si è imposto un flusso termico attraversante in parallelo due strutture. La prima caratterizzata da un array di fili di rame isolati in matrice epossidica, la seconda invece di un solido di conducibilità termica variabile.

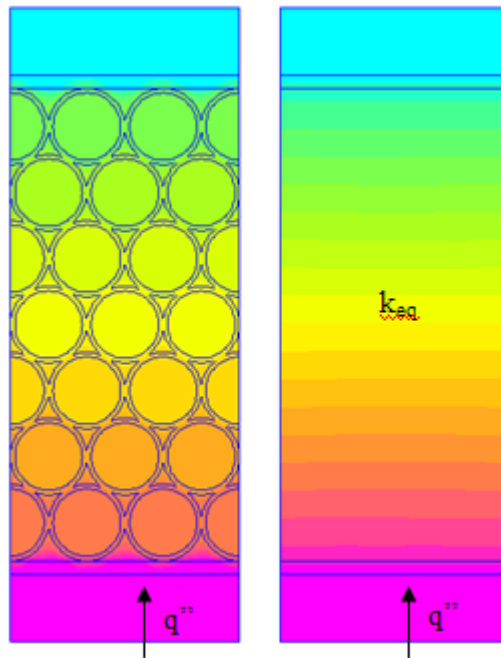


Figura 19: campo delle temperature in una matrice di fili isolati ed in un solido dalla conducibilità termica equivalente

Dopo alcune iterazioni di tentativo si è ottenuto un campo termico simile per entrambe le strutture (stessa temperatura massima, stessa temperatura minima, stesso andamento lineare nella parte attiva) per un coefficiente di conduzione equivalente k_{eq} pari a 0,46 [W/mK]. Tale valore è stato in seguito utilizzato per definire la conducibilità termica equivalente degli avvolgimenti.



CAPITOLO 5

Script LUA: automaticoHDT

In questi anni si stanno sempre più affermando nell'ambito della progettazione delle macchine elettriche i programmi di simulazione.

Il mercato può offrirne di svariate tipologie, tutte atte a risolvere diverse esigenze: ad esempio FEMM, è un software a elementi finiti, adatto per l'analisi elettromagnetica e termica; ANSYS è un programma adatto per l'analisi termica di motori elettrici; SPEED è utilizzato per l'analisi elettromagnetica di motori elettrici.

Per elaborare questa tesi si è deciso di scegliere l'utilizzo del software FEMM perché largamente utilizzato anche perché disponibile in rete.

In questo capitolo viene descritto lo script in linguaggio "LUA" utilizzato su software FEMM per le analisi magnetostatiche. Verrà in particolar modo delineata la parte del programma relativa all'analisi a carico, soffermandosi comunque sull'analisi a vuoto e sulla struttura del programma stesso.

5.1 Struttura programma

Lo script (*automaticoHDT.lua*, inizialmente sviluppato per automatizzare i test di analisi su un determinato modello, è stato in seguito implementato tanto da poter essere applicato a tutti i modelli di macchine SPM a flusso radiale. Tale upgrade ha reso



possibile inoltre una migliore archiviazione elettronica dei file FEMM e delle caratteristiche magnetostatiche dei motori HDT.

Per l'utilizzo del programma *automaticoHDT.lua* si è deciso quindi di uniformare i file *.fem* tramite il salvataggio di questi ultimi con nomi del tipo *Npole_Nslot.fem*, dove "Npole" è il numero di poli e "Nslot" il numero di cave di statore (ad esempio il modello FEMM di una macchina con 8 poli e 39 cave avrà il nome *8_39.fem*).

Il programma può essere suddiviso sostanzialmente in tre parti:

- *INSERZIONE DATI*
- *CREAZIONE DEI FILE E DELLE VARIABILI*
- *ANALISI*

La terza ed ultima parte, rappresentante il cuore del programma, è realizzata in tre sottoprogrammi che possono essere eseguiti o meno a seconda delle esigenze:

- *Parte prima*: analisi a vuoto della macchina in cui vengono calcolate le coppie di cogging ed i flussi concatenati con le tre fasi.
- *Parte seconda*: analisi della coppia a carico della macchina:
- *Parte terza*: calcolo dell'induttanza dell'avvolgimento.

L'esecuzione o meno di tali sottoprogrammi è gestita nella parte *INSERZIONE DATI* tramite l'assegnazione alle variabili "Es1", "Es2", "Es3" del valore "1" o "0" rispettivamente per l'esecuzione o l'esclusione del sottoprogramma stesso.

5.2 Inserzione dati

```
-----  
--INSERZIONE DEI DATI--  
-----
```

```
-- Dati di macchina, nome della cartella dove salvare i file e parti di programma da eseguire
```

```
Npole=8           -- numero di poli  
Nslot=39          -- numero di cave  
n=3000            -- velocità in rpm  
depth=35          -- lunghezza del modello  
P_fold="D:\\B20\\" -- nome cartella dove salvare i file
```

```
-- esecuzione sottoprogrammi: 1 se SI, 0 se NO
```

```
Es1=1  
Es2=0  
Es3=0
```



```

-- Dati per ricavare l'induzione a vuoto e a carico nel dente e nel giogo
xbt=-5.3           -- ascissa dove ricavare l'induzione nel DENTE
ybt=65.65         -- ordinata dove ricavare l'induzione nel DENTE
xby=13.5          -- ascissa dove ricavare l'induzione nel GIOGO
by=83.2           -- ordinata dove ricavare l'induzione nel GIOGO

--Parte prima
step1=2           -- passo, in gradi elettrici, con cui viene fatto girare il rotore per il calcolo, mediante analisi magnetostatica, della coppia
                  -- di cogging e del flusso concatenato

-- Parte seconda a)
step2a=2          -- passo in gradi elettrici con cui viene fatto girare il rotore per il calcolo, mediante analisi magnetostatica.
I=125*sqrt(2)    -- corrente, in Ampere, con cui fare l'analisi della coppia a carico

-- Parte seconda b)
k=2000           -- coefficiente di proporzionalità fra errore di coppia e angolo di modifica
ss=step2a/Npole/4 -- soglia superiore del delta angolo (elettrico)
si=0.025         -- soglia inferiore del delta angolo (elettrico)

-- Parte seconda c)
step_Tr=2        -- angolo con cui fare l'analisi

-- Parte seconda d)
Imin=I*2/5       -- corrente minima con cui fare la scansione
Imax=I*14/5      -- corrente massima con cui fare la scansione
I_step=I*2/5     -- step di corrente

-- Parte terza --
Imin3=I*(1+sqrt(2))/2*1/4 -- corrente minima
Imax3=I*(1+sqrt(2))/2*6/4 -- corrente massima
I_step3=I*(1+sqrt(2))/2*1/8 -- passo corrente
step_ind=5       -- step del passo di scan nel caso che il rotore sia anaisotropo
npp=1            -- numero percorsi in parallelo
ns=1             -- numero spire

```

5.3 Creazione dei file e delle variabili

--CREAZIONE DEI FILE E DELLE VARIABILI--

```

orig=P_fold..Npole.."_"..Nslot.."fem"      --crea la variabile contenete il nome del file .fem contenente il modello
ftemp=P_fold.."temp.fem"                  -- creazione di un file temporaneo per non danneggiare il file originale
gen=P_fold.."General_data_"..Npole.."_"..Nslot.."txt" -- file che contiene i dati generali del modello
c_salv=P_fold.."noload_"..Npole.."_"..Nslot.."fem" --file su cui salva l'analisi a vuoto del modello
cog_salv=P_fold.."cog_"..Npole.."_"..Nslot.."txt" --file su cui vengono salvati i dati della cogging torque
flux_salv=P_fold.."flux_"..Npole.."_"..Nslot.."txt" --file su cui vengono salvati i dati dei flussi concatenati
sCog_salv=P_fold.."spectrum_cogging_"..Npole.."_"..Nslot.."txt" -- file su cui vengono salvati i dati degli spettri delle cogging torque
Flink_salv=P_fold.."flink_"..Npole.."_"..Nslot.."txt" -- file su cui vengono salvati i dati di flussi tensioni di fase e concatenate
sFlink_salv=P_fold.."spectrum_flink_"..Npole.."_"..Nslot.."txt" -- file su cui vengono salvati i dati degli spettri di flusso, f.e.m. e tensione
B_noload_salv=P_fold.."B_noload_"..Npole.."_"..Nslot.."txt" -- file dove e salvo l'induzione nel giogo e nel dente a vuoto
LT_salv=P_fold.."Load_T_"..Npole.."_"..Nslot.."fem" -- crea la variabile contenente l'analisi della coppia a carico
T_salv=P_fold.."Load_T_"..Npole.."_"..Nslot.."txt" -- crea il file txt contenente i dati ricavati dall'analisi

```



```
T_max_salv=P_fold.."T_max_"..Npole.."_"..Nslot.." .txt" -- crea il file txt con il valore della coppia massima e l'angolo per cui si ha questa
T_ripple_salv=P_fold.."T_ripple_load_"..Npole.."_"..Nslot.." .txt" --file dove salvare i dati del ripple di coppia
T_ripp_salv_fem=P_fold.."T_ripple_load_"..Npole.."_"..Nslot.." .fem" --file dove salvare l'analisi del ripple di coppia
Flux_load_salv=P_fold.."flux_load_"..Npole.."_"..Nslot.." .txt" -- file dove salvare i flussi concatenati a carico
Flink_load_salv=P_fold.."flink_load_"..Npole.."_"..Nslot.." .txt" --crea la variabile contenente il nome del file su cui vengono
--salvati i dati di flussi tensioni di fase e concatenate
sFlink_load_salv=P_fold.."spectrum_flink_load_"..Npole.."_"..Nslot.." .txt" --crea la variabile contenente il nome del file su cui vengono
--salvati i dati degli spettri di flusso, f.e.m. e tensione
sTorque_salv=P_fold.."spectrum_torque_"..Npole.."_"..Nslot.." .txt" --crea la variabile contenente il nome del file su cui vengono salvati i dati degli
-- spettri delle coppia a carico e delle forze
B_load_salv=P_fold.."B_load_"..Npole.."_"..Nslot.." .txt" -- file dove salvo l'induzione nel giogo e nel dente a vuoto
I_salv_fem=P_fold.."I_Tmax_"..Npole.."_"..Nslot.." .fem" -- crea la variabile contenente l'analisi della coppia al variare della corrente
I_salv=P_fold.."I_Tmax_"..Npole.."_"..Nslot.." .txt" --file dove salvare i dati dell'analisi della coppia al variare della corrente
L_salv=P_fold.."L_"..Npole.."_"..Nslot.." .fem" --nome file da salvare .fem
ind_salv=P_fold.."L_"..Npole.."_"..Nslot.." .txt" --nome file di testo dove salvare la cogging torque
```

5.4 Analisi

```
-----
--INIZIO PROGRAMMA--
-----
```

```
p=Npole/2 -- numero di coppie polari
Qs=Nslot -- numero cave
pn=Npole -- numero di poli (2p)
fe=n/60*p -- frequenza elettrica
omega=2*pi/60*n
```

```
function seno(argomento)
    if argomento>=360 then
        return seno(argomento-360)
    elseif argomento<0 then
        return seno(argomento+360)
    elseif (argomento>90 and argomento<180) then
        return seno(180-argomento)
    elseif (argomento>=180 and argomento<360) then
        return -seno(argomento-180)
    else
        return sin(argomento/180*Pi)
    end
end -- della function seno
```

```
function coseno(argomento)
    return seno(argomento+90)
end -- della function coseno
```

```
function fase(ak,bk)
-- funzione che dati in ingresso parte reale e parte immaginaria di un numero complesso manda in uscita la fase (in gradi) del numero
    if (0==bk and 0==ak) then
        return 0
    elseif (0==ak and bk>0) then
```



```
        return 90
    elseif (0==ak and bk<0) then
        return -90
    else
        phase=180/Pi*atan(bk/ak)
        if ak>=0 then
            return phase
        else
            phase=phase+180
            if phase>180 then
                return phase-360
            else
                return phase
            end
        end
    end
end
end
```

-- Inserisco nel file general data i dati generali del modello

```
handle=openfile("general data.txt","a")
write(handle,"GENERAL DATA OF THE MODEL\n\n")
write(handle,"Project folder \t",P_fold,"\n")
write(handle,"Number of slots \t",Nslot,"\n")
write(handle,"Number of poles \t",Npole,"\t (" ,p," pairs) \n")
write(handle,"Rotating speed \t",n,"\t rpm \n")
write(handle,"Electrical frequency \t",fe,"\t Hz \n\n")
write(handle,"Model depth \t",depth,"\t mm \n\n")
closefile(handle)
```

-- apro il file, lo risolvo e vedo la lunghezza del modello

```
open(orig)
mi_probdef(0,"millimeters","planar",1e-008,depth)
mi_saveas(orig)
mi_close()
```

5.4.1 Parte prima: analisi a vuoto.

Assegnato il valore nullo alle correnti statoriche, il programma procede, una volta risolto il problema di campo, al calcolo delle seguenti grandezze per diverse posizioni angolari del rotore:

- coppia d'impuntamento
- flusso concatenato
- induzione nel dente
- induzione nel giogo statorico



Il numero di analisi e quindi il numero delle posizioni angolari del rotore è fissato dalla variabile *step1* la quale rappresenta il passo in gradi elettrici con cui viene fatto girare il rotore.

Per quel che concerne la coppia di impuntamento del rotore con i denti statorici, detta anche coppia di dentatura (o anche cogging torque), essa viene calcolata tramite integrazione del tensore di Maxwell sulla superficie contenete il rotore. Essendo la fase statorica *j* (con *j*=a,b,c) suddivisa in due circuiti rispettivamente “+I_j” e “-I_j”, il flusso concatenato con tale fase è calcolato come differenza tra “Fluxpos” e “Fluxneg” rispettivamente flusso concatenato con circuito “+I_j” e circuito “-I_j”. Il programma procede quindi al calcolo delle f.e.m. indotte, tramite derivazione temporale dei flussi, e alla valutazione del contributo armonico presente in esse tramite calcolo del THD (total harmonic distortion). In questa parte del programma viene inoltre rilevata e confrontata, memorizzando il valore massimo, l’induzione nel dente e nel giogo statorico per ogni posizione angolare del rotore.

--Parte prima--

```
if (Es1==1) then
  step1=(360/floor(360/step1))      -- faccio in modo che si abbiano un numero intero di punti fra 0 e 360°
  armMax=min(35,360/step1)        -- impongo che l'armonica massima dell'analisi non esca dal teorema del campionamento
  angolo={}
  vTcog={}
  vFx={}
  vFy={}
  vF={}
  sC cog={}
  sFx={}
  sFy={}
  sF={}
  vFluxA={}
  vFluxB={}
  vFluxC={}
  vEa={}
  vEb={}
  vEc={}
  vVab={}
  vVbc={}
  vVca={}
  sFlux={}
  sE={}
  sV={}
  phFlux={}
  phE={}
```



```
phV = {}

-- vettori di Park
vFluxD = {}
vFluxQ = {}
vEd = {}
vEq = {}
vVd = {}
vVq = {}

-- induzione sul dente e sul giogo
Bt_max=0 -- induzione massima sul dente
By_max=0 -- induzione massima sul giogo

-- inizializzazione valori di coppia d'impuntamento a vuoto
Tcog_max=0
Tcog_min=0
handle=openfile(cog_salv,"a")
write(handle,"Angle","\t","Cogging torque","\t","Fx","\t","Fy","\t","|F|","\n")
closefile(handle)
handle=openfile(flux_salv,"a")
write(handle,"Angle","\t","Flux_A","\t","Flux_B","\t","Flux_C","\n")
closefile(handle)
handle=openfile(B_noloa_d_salv,"a")
write(handle,"Angle \t Bt \t By \n")
closefile(handle)
open(orig)
II1=0
mi_modify circprop("+Ia",1,II1)
mi_modify circprop("+Ib",1,-0.5*II1)
mi_modify circprop("+Ic",1,-0.5*II1)
mi_modify circprop("-Ia",1,-II1)
mi_modify circprop("-Ib",1,0.5*II1)
mi_modify circprop("-Ic",1,0.5*II1)
mi_save eas(P_fold.."temp.fem")
for e=0,360,step1 do
    angolo[e]=e
    j=e/p
    open(P_fold.."temp.fem")
    mi_seteditmode("group")
    mi_selectgroup(3)
    mi_moverotate(0,0,j)
    mi_zoomnatural()
    mi_save eas(c_salv)
    mi_shownames(1)
    mi_zoomnatural()
    mi_analy ze(1)
    mi_loadsolution()
    mi_close()
    handle=openfile(cog_salv,"a")
    mo_seteditmode("area")
```




```
mo_groupselectblock(3)
T=mo_blockintegral(22)
Fx=mo_blockintegral(18)
Fy=mo_blockintegral(19)
F=sqrt(Fx^2+Fy^2)
vTcog[e]=T
vFx[e]=Fx
vFy[e]=Fy
vF[e]=F
mo_clearblock()
write(handle,e,"\t",T,"\t",Fx,"\t",Fy,"\t",F,"\n")
closefile(handle)
handle=openfile(flux_salv,"a")
Ipos,V pos,Fluxpos=mo_getcircuitproperties("+Ia")
Ineg,V neg,Fluxneg=mo_getcircuitproperties("-Ia")
PHIa=(Fluxpos-Fluxneg)
Ipos,V pos,Fluxpos=mo_getcircuitproperties("+Ib")
Ineg,V neg,Fluxneg=mo_getcircuitproperties("-Ib")
PHIb=(Fluxpos-Fluxneg)
Ipos,V pos,Fluxpos=mo_getcircuitproperties("+Ic")
Ineg,V neg,Fluxneg=mo_getcircuitproperties("-Ic")
PHIc=(Fluxpos-Fluxneg)
vFluxA[e]=PHIa
vFluxB[e]=PHIb
vFluxC[e]=PHIc
write(handle,e,"\t",PHIa,"\t",PHIb,"\t",PHIc,"\n")
closefile(handle)

--A, B1, B2, Sig, E, H1, H2, Je, Js, Mu1, Mu2, Pe, Ph = mo_getpointvalues(xbt,ybt)
A,Bx,By,Sigma,Energy,Hx,Hy,Jeddy,Jsource,Mux,Muy,PdensOhm,PdensHyster=mo_getpointvalues(xbt,ybt)
Bt=sqrt(Bx^2+By^2)
--A, B1, B2, Sig, E, H1, H2, Je, Js, Mu1, Mu2, Pe, Ph = mo_getpointvalues(xby,yby)
A,Bx,By,Sigma,Energy,Hx,Hy,Jeddy,Jsource,Mux,Muy,PdensOhm,PdensHyster=mo_getpointvalues(xby,yby)
By=sqrt(Bx^2+By^2)
handle=openfile(B_noload_salv,"a")
write(handle,e,"\t"..Bt.."..By..\n")
closefile(handle)
Bt_max=max(Bt_max,Bt)
By_max=max(By_max,By)
Tcog_max=max(Tcog_max,T)
Tcog_min=min(Tcog_min,T)
mo_close()
quit()

end
remove(P_fold.."temp.fem")
remove(P_fold.."temp.ans")

-- elaboro i dati della cogging, delle forze e dei flussi
if 1==1 then
    -- apro il file con le coppie d'impuntamento e le forze e calcolo gli spettri
    i=floor(360/step1)
```



```
-- azzero le variabili
for k=0,armMax,1 do
    sCog[k+1]=0
    sFx[k+1]=0
    sFy[k+1]=0
    sF[k+1]=0
    sFlux[k+1]=0
    sE[k+1]=0
    sV[k+1]=0
    phFlux[k+1]=0
    phE[k+1]=0
    phV[k+1]=0
end
dTheta=step1      -- variazione di angolo
dt=1/(fe*360/dTheta)
for conta=0+step1,360,step1 do
    vEa[conta]=-(vFluxA[conta]-vFluxA[conta-step1])/dt
    vEb[conta]=-(vFluxB[conta]-vFluxB[conta-step1])/dt
    vEc[conta]=-(vFluxC[conta]-vFluxC[conta-step1])/dt
    vVab[conta]=vEa[conta]-vEb[conta]
    vVbc[conta]=vEb[conta]-vEc[conta]
    vVca[conta]=vEc[conta]-vEa[conta]
end
vEa[0]=vEa[360]
vEb[0]=vEb[360]
vEc[0]=vEc[360]
vVab[0]=vVab[360]
vVbc[0]=vVbc[360]
vVca[0]=vVca[360]

for k=0,armMax,1 do
    -- inializzo le variabili
    sCogA=0
    sCogB=0
    sFxA=0
    sFxB=0
    sFyA=0
    sFyB=0
    sFA=0
    sFB=0
    sFluxA=0
    sFluxB=0
    sEA=0
    sEB=0
    sVA=0
    sVB=0
    for conta=0,360-step1,step1 do
        cosenoK=coseno(k*angolo[conta])
        senoK=seno(k*angolo[conta])
        sCogA=sCogA+vT cog[conta]* cosenoK
        sCogB=sCogB+vT cog[conta]* senoK
    end
end
```



```
sFxA = sFxA + vFx[conta]* cosenoK
sxFB = sxFB + vFx[conta]* senoK

sFyA = sFyA + vFy [conta]* cosenoK
sFyB = sFyB + vFy [conta]* senoK
sFA = sFA + vF [conta]* cosenoK
sFB = sFB + vF [conta]* senoK

sFluxA = sFluxA + vFluxA [conta]* cosenoK
sFluxB = sFluxB + vFluxA [conta]* senoK
sEA = sEA + vEa [conta]* cosenoK
sEB = sEB + vEa [conta]* senoK
sVA = sVA + vVab [conta]* cosenoK
sVB = sVB + vVab [conta]* senoK

end

if 0==k then
    div is=i
else
    div is=i/2
end

sCog[k+1]=sqrt(sCogA ^2+sCogB^2)/div is
sFx[k+1]=sqrt(sFxA ^2+sxFB^2)/div is
sFy [k+1]=sqrt(sFyA ^2+sFyB^2)/div is
sF [k+1]=sqrt(sFA ^2+sFB^2)/div is
sFlux[k+1]=sqrt(sFluxA ^2+sFluxB^2)/div is
sE [k+1]=sqrt(sEA ^2+sEB^2)/div is
sV [k+1]=sqrt(sVA ^2+sVB^2)/div is
phFlux[k+1]=fase(sFluxA ,sFluxB)
phE[k+1]=fase(sEA,sEB)
phV [k+1]=fase(sVA,sVB)

end

-- ora trascivo i dati
handleC =openfile(sCog_salv,"a")
write(handleC,"Harmonic order \t Cogging amplitude \t No load Fx amplitude \t No load Fy amplitude \t No load |F| amplitude \n")
for k=0,armMax,1 do
    write(handleC,format("%.0f \t %.3e \t %.3e \t %.3e \t %.3e\n",k,sCog[k+1],sFx[k+1],sFy [k+1],sF [k+1]))
end

-- normalizzo i valori della forza alla fondamentale di |F|
write(handleC,"\nHarmonic normalized\n")
for k=0,armMax,1 do
    write(handleC,format("%.0f \t \t %.3e \t %.3e \t %.3e\n",k,sFx[k+1]/sF [1]*100,sFy [k+1]/sF [1]*100,sF [k+1]/sF [1]*100))
end
closefile(handleC)

-- trascrivo i flussi e le tensioni
handleF =openfile(Flink_salv,"a")
write(handleF,"A ngle \tFlux A \tFlux B \tFlux C \t\t\t Ea \tEb \tEc \t\t\t V ab \tV bc \tV ca \n")
for conta=0,360,step1 do
```



```

write(handleF,angolo[cont],"\t",vFluxA[cont],"\t",vFluxB[cont],"\t",vFluxC[cont],"\t\t\t",vEa[cont],"\t",vEb[cont],"\t",vEc[cont],"\t\t\t",
vVab[cont],"\t",vVbc[cont],"\t",vVca[cont],"\n")
end
closefile(handleF)

handleF=openfile(sFlux_salv,"a")
write(handleF,"Harmonic analysis\n")
write(handleF,"Harmonic order \t Flux amplitude \t Flux phase \t e.m.f amplitude \t e.m.f. phase \t Line voltage amplitude\t Line
voltage phase \n")
-- scrivo le armoniche
for k=0,armMax,1 do
write(handleF,format("%.0f \t %.3e \t %.1f \t %.3e \t %.1f \t %.3e\t %.1f
\n",k,sFlux[k+1],phFlux[k+1],sE[k+1],phE[k+1],sV[k+1],phV[k+1]))
end
write(handleF,"\nHarmonic normalized\n")
write(handleF,"Harmonic order \t Flux amplitude \t e.m.f amplitude \t\t Line voltage amplitude\n")
for k=0,armMax,1 do
write(handleF,format("%.0f \t %.3e \t\t %.3e \t\t
%.3e\n",k,sFlux[k+1]/sFlux[2]*100,sE[k+1]/sE[2]*100,sV[k+1]/sV[2]*100))
end
closefile(handleF)

-- calcolo il THD della tensione a vuoto
THD_V0=0
for k=2,armMax,1 do
THD_V0=THD_V0+sV[k+1]^2/sV[2]^2
end -- for k=0,armMax,1 do del THD della tensione a vuoto
THD_V0=100*sqrt(THD_V0)
handle=openfile(gen,"a")
write(handle,format("No load line voltage THD \t %.3e \t %% \n",THD_V0))
write(handle,format("Cogging torque picco-picco \t %.3e \t Nm \n",Tcog_max-Tcog_min))
write(handle,format("No load max tooth induction \t %.3e \n",Bt_max))
write(handle,format("No load max yoke induction \t %.3e \n\n",By_max))
closefile(handle)
end -- if 1 == 1 then
-- fine di elaboro i dati della cogging, delle forze e dei flussi
remove(flux_salv)
end

```

5.4.2 Parte seconda: analisi a carico

1) Analisi della coppia a carico della macchina:

- analisi mediante diverse magnetostatiche della coppia mantenendo la corrente costante e facendo ruotare il rotore;



- trovato l'angolo per cui si ha il massimo della coppia, si effettua un'analisi più fine del problema e si identifica con maggiore precisione l'angolo per cui si ha la coppia massima;
- si fa ruotare il rotore e si cambia il modulo delle tre correnti in maniera da simulare (mediante magnetostatiche) il funzionamento del motore quando il rotore è all'angolo di funzionamento massimo;
- analisi di linearità: si mantiene il rotore nella posizione di massima coppia e si modifica la corrente di statore.

La coppia a carico e l'ondulazione di coppia sono state calcolate in maniera analoga ma con la corrente termicamente ammissibile nello statore, di fase coordinata con la posizione rotorica istantanea secondo l'angolo di massima coppia.

```
-----  
--Parte seconda--  
-----  
if (Es2==1) then  
  
-- parte 2a)  
step2a=(360/floor(360/step2a)) -- faccio in modo che si abbiano un numero intero di punti fra 0 e 360°  
handle=openfile(T_salv,"a")  
write(handle,"Peak current=\t",I,"\tA","\n")  
write(handle,"RMS current=\t",I/sqrt(2),"\tA","\n\n")  
write(handle,"A ngle","\t","T orque","\t","L oad Fx","\t","L oad Fy","\t","L oad |F|","\n")  
closefile(handle)  
  
open(orig)  
mi_modify circprop("+Ia",1,I)  
mi_modify circprop("+Ib",1,-0.5*I)  
mi_modify circprop("+Ic",1,-0.5*I)  
mi_modify circprop("-Ia",1,-I)  
mi_modify circprop("-Ib",1,0.5*I)  
mi_modify circprop("-Ic",1,0.5*I)  
mi_zoomnatural()  
mi_save eas(P_fold.."temp.fem")  
  
A ng_max=0  
T_max=0  
  
for e=0,360,step2a do  
j=e/p  
open(P_fold.."temp.fem")  
mi_seteditmode("group")
```



```
mi_selectgroup(3)
mi_moverotate(0,0,j)
mi_zoomnatural()
mi_saves(LT_salv)
mi_shownames(1)
mi_zoomnatural()
mi_analyze(1)
mi_loadsolution()
mi_close()
handle=fopen(T_salv,"a")
mo_seteditmode("area")
mo_groupselectblock(3)
T=mo_blockintegral(22)
Fx=mo_blockintegral(18)
Fy=mo_blockintegral(19)
F=sqrt(Fx^2+Fy^2)
mo_clearblock()
write(handle,e,"%t",T,"%t",Fx,"%t",Fy,"%t",F,"%n")
fclose(handle)
mo_close()
quit()

if (T>T_max) then
    T_max=T
    Ang_max=e
end
end

handle=fopen(T_max_salv,"a")
write(handle,"Max torque=%t",T_max,"%tNm\n","RMS current=%t",I/sqrt(2),"%tA\n","Electric angle of max torque= %t", Ang_max,"%tdeg\n")
fclose(handle)
```

--PARTE 2b)

```
dangp=step2a/p/2
dangn=step2a/p/2
```

```
i=0           --iterazione
Tp=0         --coppia con aggiunta di angolo positivo all'angolo di coppia massima
Tm=0         --coppia con aggiunta di angolo negativo all'angolo di coppia massima
```

```
repeat
    i=i+1
```

-- CALCOLA LA COPPIA SOMMANDO UN ANGOLO POSITIVO

```
open(P_fold.."temp.fem")
mi_selectgroup(3)
mi_moverotate(0,0,(Ang_max+dangp)/p)
mi_saves(P_fold.."T_temp.fem")
mi_analyze(1)
```



```
mi_loadsolution()  
mo_seteditmode("area")  
mo_groupselectblock(3)  
Tp=mo_blockintegral(22) --coppia con angolo positivo  
mo_clearblock()  
mo_close()  
mi_close()  
quit()
```

--CALCOLA LA COPPIA SOMMANDO UN ANGOLO NEGATIVO

```
open(P_fold.."temp.fem")  
mi_selectgroup(3)  
mi_moverotate(0,0,(Ang_max-dangn)/p)  
mi_saveas(P_fold.."T_temp.fem")  
mi_analyze(1)  
mi_loadsolution()  
mo_seteditmode("area")  
mo_groupselectblock(3)  
Tm=mo_blockintegral(22) --coppia con angolo negativo  
mo_clearblock()  
mo_close()  
mi_close()  
quit()
```

-- INIZIO CICLI DI CONFRONTO

```
if (T_max>=Tp and T_max>=Tm)  
    then dangp=k*(T_max-Tp)/T_max  
        dangn=k*(T_max-Tm)/T_max  
        dangn=min(dangn,ss)  
        dangn=max(dangn,si)  
        dangp=min(dangp,ss)  
        dangp=max(dangp,si)  
        err=(max(T_max-Tp,T_max-Tm))/T_max  
end  
  
if (Tp>=T_max and Tp>=Tm)  
    then err=(Tp-T_max)/Tp  
        T_max=Tp  
        Ang_max=Ang_max+dangp  
        dangn=k*err  
        dangn=min(dangn,ss)  
        dangn=max(dangn,si)  
end  
  
if (Tm>=T_max and Tm>=Tp)  
    then err=(Tm-T_max)/Tm  
        T_max=Tm  
        Ang_max=Ang_max-dangn  
        dangp=k*err  
        dangp=min(dangp,ss)  
        dangp=max(dangp,si)
```



```
end

until((err<0.00005) or (i>4))

handle=fopen(T_max_salv,"a")
write(handle,"\n","RESEARCH OF TORQUE MAX","\n")
write(handle,"Max torque=\t",T_max,"\tNm\n","RMS current=\t",I/sqrt(2),"\tA\n","Electric angle of max torque= \t", Ang_max,"\tdeg\n","Number
of iteration=\t ",i,"\n")
fclose(handle)
```

-- parte 2c)

```
step_Tr=(360/floor(360/step_Tr)) -- faccio in modo che si abbiano un numero intero di punti fra 0 e 360°
armMax=min(35,360/step_Tr) -- impongo che l'armonica massima dell'analisi non esca dal teorema del campionamento!
handle=fopen(T_ripple_salv,"a")
write(handle,"RMS current=\t",I/sqrt(2),"\tA\n")
write(handle,"Angle","\t","Torque","\t","Mechanical power","\t","Load Fx","\t","Load Fy","\t","Load |F|\n")--,"\t\trms
current=\t",I/sqrt(2),"\tA\n")
fclose(handle)
```

```
handle=fopen(Flux_load_salv,"a")
write(handle,"RMS current=\t",I/sqrt(2),"\tA\n")
write(handle,"Angle","\t","Flux_A","\t","Flux_B","\t","Flux_C\n")
fclose(handle)
```

```
handle=fopen(B_load_salv,"a")
write(handle,"Angle \t Bt \t By \n")
fclose(handle)
```

```
open(orig)
mi_saveas(P_fold.."T_ripp_temp.fem")
i=0
angolo={}
vT={}
vFx={}
vFy={}
vF={}
sT={}
sFx={}
sFy={}
sF={}
vFluxA={}
vFluxB={}
vFluxC={}
vEa={}
vEb={}
vEc={}
vVab={}
vVbc={}
vVca={}
vIa={}
```




```
vIb={}  
  
vIc={}  
vTe={}           -- coppia elettromagnetica pari al prodotto flusso per corrente  
vPe={}           -- potenza elettrica pari al prodotto tensione per corrente  
sFlux={}  
sE={}  
sV={}  
sI={}  
sTe={}  
sPe={}  
phFlux={}  
phE={}  
phV={}  
phI={}  
  
Bt_max=0         -- induzione massima sul dente  
By_max=0         -- induzione massima sul giogo  
  
Trip_max=T_max  
Trip_min=T_max  
for e=0,360,step_Tr do  
    angolo[e]=e  
    j=e/p         --angolo meccanico di macchina  
    open(P_fold.."T_ripp_temp.fem")  
    erad=(e-Ang_max)/180*Pi --angolo in radianti per l'analisi del ripple di coppia, sottraggo l'angolo di coppia massima!  
    Ia=I*cos(erad)  
    Ib=I*cos(erad-2/3*Pi)  
    Ic=I*cos(erad+2/3*Pi)  
    vIa[e]=Ia  
    vIb[e]=Ib  
    vIc[e]=Ic  
    mi_modify circprop("+Ia",1,Ia)  
    mi_modify circprop("+Ib",1,Ib)  
    mi_modify circprop("+Ic",1,Ic)  
    mi_modify circprop("-Ia",1,-Ia)  
    mi_modify circprop("-Ib",1,-Ib)  
    mi_modify circprop("-Ic",1,-Ic)  
    mi_seteditmode("group")  
    mi_selectgroup(3)  
    mi_moverotate(0,0,j)  
    mi_zoomnatural()  
    mi_saves(T_ripp_salv_fem)  
    mi_analyze(1)  
    mi_loadsolution()  
    mi_close()  
    handle=openfile(T_ripple_salv,"a")  
    mo_seteditmode("area")  
    mo_groupselectblock(3)  
    Tr=mo_blockintegral(22)  
    Fx=mo_blockintegral(18)
```



```

Fy=mo_blockintegral(19)
F =sqrt(Fx^2+Fy ^2)
vT[e]=Tr
vFx[e]=Fx
vFy [e]=Fy
vF [e]=F

mo_clearblock ()
write(handle,e,"\t",Tr,"\t",omega*Tr,"\t",Fx,"\t",Fy,"\t",F,"\n")
closefile(handle)
handle=openfile(Flux_load_salv,"a")
Ipos,V pos,Fluxpos=mo_getcircuitproperties("+Ia")
Ineg,V neg,Fluxneg=mo_getcircuitproperties("-Ia")
PHIa=(Fluxpos-Fluxneg)
Ipos,V pos,Fluxpos=mo_getcircuitproperties("+Ib")
Ineg,V neg,Fluxneg=mo_getcircuitproperties("-Ib")
PHIb=(Fluxpos-Fluxneg)
Ipos,V pos,Fluxpos=mo_getcircuitproperties("+Ic")
Ineg,V neg,Fluxneg=mo_getcircuitproperties("-Ic")

PHIc=(Fluxpos-Fluxneg)
vFluxA [e]=PHIa
vFluxB[e]=PHIb
vFluxC [e]=PHIc
write(handle,e,"\t",PHIa,"\t",PHIb,"\t",PHIc,"\n")
closefile(handle)

A,Bx,By,Sigma,Energy ,Hz,Hy ,Jeddy ,Jsource,Mux,Muy ,P densO hm,P densHy ster=mo_getpointvalues(xbt,y bt)
Bt=sqrt(Bx^2+By ^2)
A,Bx,By,Sigma,Energy ,Hz,Hy ,Jeddy ,Jsource,Mux,Muy ,P densO hm,P densHy ster=mo_getpointvalues(xby ,y by )
By =sqrt(Bx^2+By ^2)
handle=openfile(B_load_salv,"a")
write(handle,e.."\t"..Bt.."\t" .By .."\n")
closefile(handle)
Bt_max=max(Bt_max,Bt)
By _max=max(By _max,By )

Trip_max=max(Trip_max,Tr)
Trip_min=min(Trip_min,Tr)

mo_close()
quit()
end

if 1==1 then
i=floor(360/step_Tr)

-- azzero le variabili dello spettro
for k=0,armMax,1 do
sT[k+1]=0
sFx[k+1]=0

```



```
sFy [k+1]=0
sF [k+1]=0
sFlux[k+1]=0
sE[k+1]=0
sV [k+1]=0
sI[k+1]=0
sTe[k+1]=0
sPe[k+1]=0
phFlux[k+1]=0
phE[k+1]=0
phV [k+1]=0
phI[k+1]=0
end

dTheta=step_Tr      -- variazione di angolo
dt=1/(fe*360/dTheta)

for conta=0+step_Tr,360,step_Tr do
    vEa[conta]=-(vFluxA [conta]-vFluxA [conta-step_Tr])/dt
    vEb[conta]=-(vFluxB [conta]-vFluxB [conta-step_Tr])/dt
    vEc[conta]=-(vFluxC [conta]-vFluxC [conta-step_Tr])/dt
    vVab[conta]=vEa[conta]-vEb[conta]
    vVbc[conta]=vEb[conta]-vEc[conta]
    vVca[conta]=vEc[conta]-vEa[conta]
end

vEa[0]=vEa[360]
vEb[0]=vEb[360]
vEc[0]=vEc[360]
vVab[0]=vVab[360]
vVbc[0]=vVbc[360]
vVca[0]=vVca[360]

-- calcolo la coppia elettromagnetica e la potenza elettromagnetica
for conta=0,360, step_Tr do
    vTe[conta]=vFluxA [conta]*vIa[conta]+vFluxB [conta]*vIb[conta]+vFluxC [conta]*vIc[conta]
    vPe[conta]=vEa[conta]*vIa[conta]+vEb[conta]*vIb[conta]+vEc[conta]*vIc[conta]
end

for k=0,armMax,1 do
-- inizializzo le variabili
    sTA =0
    sTB =0
    sFA =0
    sFB =0
    sFA =0
    sFB =0
    sFA =0
    sFB =0
    sFluxA =0
    sFluxB =0
    sEA =0
```



```

sEB=0
sVA=0
sVB=0
sIA=0
sIB=0
sTeA=0
sTeB=0
sPeA=0
sPeB=0

for conta=0,360-step_Tr, step_Tr do
    cosenoK=coseno(k*angolo[conta])
    senoK=seno(k*angolo[conta])
    sTA=sTA+vT[conta]*cosenoK
    sTB=sTB+vT[conta]*senoK
    sFxA=sFxA+vFx[conta]*cosenoK
    sFxB=sFxB+vFx[conta]*senoK
    sFyA=sFyA+vFy[conta]*cosenoK
    sFyB=sFyB+vFy[conta]*senoK
    sFA=sFA+vF[conta]*cosenoK
    sFB=sFB+vF[conta]*senoK

    sFluxA=sFluxA+vFluxA[conta]*cosenoK
    sFluxB=sFluxB+vFluxA[conta]*senoK
    sEA=sEA+vEa[conta]*cosenoK
    sEB=sEB+vEa[conta]*senoK
    sVA=sVA+vVab[conta]*cosenoK
    sVB=sVB+vVab[conta]*senoK
    sIA=sIA+vIa[conta]*cosenoK
    sIB=sIB+vIa[conta]*senoK
    sTeA=sTeA+vTe[conta]*cosenoK
    sTeB=sTeB+vTe[conta]*senoK
    sPeA=sPeA+vPe[conta]*cosenoK
    sPeB=sPeB+vPe[conta]*senoK
end

if 0==k then
    div is=i
else
    div is=i/2
end

sT[k+1]=sqrt(sTA^2+sTB^2)/div is
sFx[k+1]=sqrt(sFxA^2+sFxB^2)/div is
sFy[k+1]=sqrt(sFyA^2+sFyB^2)/div is
sF[k+1]=sqrt(sFA^2+sFB^2)/div is
sFlux[k+1]=sqrt(sFluxA^2+sFluxB^2)/div is
sE[k+1]=sqrt(sEA^2+sEB^2)/div is
sV[k+1]=sqrt(sVA^2+sVB^2)/div is
sI[k+1]=sqrt(sIA^2+sIB^2)/div is
sTe[k+1]=sqrt(sTeA^2+sTeB^2)/div is
sPe[k+1]=sqrt(sPeA^2+sPeB^2)/div is

```



```
    phFlux[k+1]=fase(sFluxA,sFluxB)
    phE[k+1]=fase(sEA,sEB)
    phV[k+1]=fase(sVA,sVB)
    phI[k+1]=fase(sIA,sIB)
end

-- ora trascivo i dati
handleC=openfile(sTorque_salv,"a")
write(handleC,"Harmonic order \t Torque amplitude \t Load Fx amplitude \t Load Fy amplitude \t Load |F| amplitude \n")
for k=0,armMax,1 do
    write(handleC,format("%.0f \t %.3e \t %.3e \t %.3e \t %.3e\n",k,sT[k+1],sFx[k+1],sFy[k+1],sF[k+1]))
end
-- valori solo della coppia normalizzati alla prima armonica
write(handleC,"\n\nTorque and forces value normalized average value\n")
write(handleC,"Harmonic order \t Torque amplitude \t Load Fx amplitude \t Load Fy amplitude \t Load |F| amplitude \n")
for k=0,armMax,1 do
    write(handleC,format("%.0f \t %.3e \t %.3e \t %.3e \t %.3e\n",k,sT[k+1]/sT[1]*100,sFx[k+1]/sF[1]*100,sFy[k+1]/sF[1]*100,sF[k+1]/sF[1]*100))
end
closefile(handleC)

-- calcolo il THD della coppia a carico
THD_T=0
for k=1,armMax,1 do
    THD_T=THD_T+sT[k+1]^2/sT[1]^2
end -- for k=0,armMax,1 do del THD della tensione a vuoto
THD_T=100*sqrt(THD_T)
handle=openfile(gen,"a")
write(handle,format("Load torque THD \t%.3e\t%% \n",THD_T))
closefile(handle)

-- trascrivo i flussi e le tensioni
handleF=openfile(Flink_load_salv,"a")
write(handleF,"RMS current=\t",I/sqrt(2)," \tA \n")
write(handleF,"Angle \tFlux A \tFlux B \tFlux C \t\t\tEa \tEb \tEc \t\t\tVab \tVbc \tVca \t\t\tIa \tIb \tIc \t\t\tElectric power \t
Electromagnetic torque\n")
for conta=0,360,step_Tr do
    write(handleF,angolo[conta]," \t",vFluxA[conta]," \t",vFluxB[conta]," \t",vFluxC[conta]," \t\t\t",vEa[conta]," \t",vEb[conta]," \t",vEc[conta]," \t\t\t",
vVab[conta]," \t",vVbc[conta]," \t",vVca[conta]," \t\t\t",vIa[conta]," \t",vIb[conta]," \t",vIc[conta]," \t\t\t",vPe[conta]," \t",vTe[conta]," \n")
end
closefile(handleF)

handleF=openfile(sFlink_load_salv,"a")
write(handleF,"Harmonic analysis\n")
write(handleF,"Harmonic order \t Flux amplitude\t Flux phase \t Phase v oltage amplitude\t Phase v oltage phase \t Line v oltage
amplitude \t Line voltage phase \t Current amplitude \t Current phase \t Electric power amplitude \t Electromagnetic torque amplitude \n")
-- scrivo le armoniche
for k=0,armMax,1 do
    write(handleF,format("%.0f \t %.3e \t %.1f \t %.3e\t %.1f \t %.3e\t %.1f \t %.3e\t %.1f \t %.3e\t
%.3e\n",k,sFlux[k+1],phFlux[k+1],sE[k+1],phE[k+1],sV[k+1],phV[k+1],sI[k+1],phI[k+1],sPe[k+1],sTe[k+1]))
end
```



```

end
write(handleF, "\nHarmonic normalized\n")
write(handleF, "Harmonic order \t Flux amplitude \t Phase voltage amplitude \t Line voltage amplitude \t Current amplitude
\t Electric power amplitude \t Electromagnetic torque amplitude\n")
for k=0,armMax,1 do
    write(handleF, format("%.0f \t %.3e \t %.3e \t %.3e \t %.3e \t %.3e \t
%.3e\n", k, sFlux[k+1]/sFlux[2]*100, sE[k+1]/sE[2]*100, sV[k+1]/sV[2]*100, sI[k+1]/sI[2], sPe[k+1]/sPe[1], sTe[k+1]/sTe[1]))
end
closefile(handleF)

-- calcolo il THD della tensione a carico
THD_VL=0
for k=2,armMax,1 do
    THD_VL=THD_VL+sV[k+1]^2/sV[2]^2
end
THD_VL=100*sqrt(THD_VL)
handle=openfile(gen,"a")
write(handle, format("Load line voltage THD \t %.3e \t %%\n", THD_VL))
write(handle, format("Load ripple torque \t %.3e \t %%\n", (Trip_max-Trip_min)/sT[1]*100, sI[2]/sqrt(2)))
write(handle, format("Load max tooth induction \t %.3e \n", Bt_max))
write(handle, format("Load max yoke induction \t %.3e \n\n", By_max))
closefile(handle)

end

-- parte 2d)
handle=openfile(I_salv, "a")
write(handle, "RMS current \t Peak current \t Torque \n")
closefile(handle)

open(orig)
mi_selectgroup(3)
mi_moverotate(0,0,Ang_max/p)
mi_saveas(P_fold.."I_temp.fem")

for II= Imin, Imax, I_step do
    open(P_fold.."I_temp.fem")
    mi_modify circprop("+Ia", 1, II)
    mi_modify circprop("+Ib", 1, -0.5*II)
    mi_modify circprop("+Ic", 1, -0.5*II)
    mi_modify circprop("-Ia", 1, -II)
    mi_modify circprop("-Ib", 1, 0.5*II)
    mi_modify circprop("-Ic", 1, 0.5*II)
    mi_zoomnatural()
    mi_saveas(I_salv_fem)
    mi_analyze(1)
    mi_loadsolution()
    mi_close()
    handle=openfile(I_salv, "a")
    mo_seteditmode("area")

```



```
mo_groupselectblock(3)
Ti=mo_blockintegral(22)
mo_clearblock()
write(handle,I/sqrt(2),"\t",I,"\t",Ti,"\n")
closefile(handle)
mo_close()
quit()
end

remove(P_fold.."temp.fem")
remove(P_fold.."temp.ans")
remove(P_fold.."I_temp.fem")
remove(P_fold.."T_temp.fem")
remove(P_fold.."T_temp.ans")
remove(P_fold.."T_ripp_temp.fem")
remove(P_fold.."T_ripp_temp.ans")
remove(Flux_load_salv)
end
```

5.4.3 Parte terza: calcolo induttanza

Per il calcolo dell'induttanza L

--Parte terza--

```
if (Es3==1 and 0==A nais) then

handle=openfile(ind_salv,"a")
write(handle,"RMS current \t A nalysis current \t Ld1 \t Ld2 \t Ld3 \t Ld4 \n")
closefile(handle)

for Is=Imin3,Imax3,I_step3 do
It=Is
open(orig)
mi_modify material("NdFeB 40UH",3,0)
mi_modify circprop("+Ia",1,Is)
mi_modify circprop("+Ib",1,-0.5*Is)
mi_modify circprop("+Ic",1,-0.5*Is)
mi_modify circprop("-Ia",1,-Is)
mi_modify circprop("-Ib",1,0.5*Is)
mi_modify circprop("-Ic",1,0.5*Is)
mi_seteditmode("group")
mi_selectgroup(3)
mi_moverotate(0,0,j)
mi_saves(L_salv)
mi_analyze(1)
mi_loadsolution()
mi_close()
end
```



```
Ipos,V pos,Fluxpos=mo_getcircuitproperties("+Ia")  
Ineg,V neg,Fluxneg=mo_getcircuitproperties("-Ia")  
PHIa=(Fluxpos-Fluxneg)  
Ld4=PHIa/Is
```

--induttanza calcolata col metodo flusso/corrente

```
handle=openfile(ind_salv,"a")  
  
mo_seteditmode("area")  
mo_groupselectblock(4)  
Aap=mo_blockintegral(5)  
ap=mo_blockintegral(1)  
ap=ap/Aap  
mo_clearblock()  
mo_groupselectblock(5)  
Aam=mo_blockintegral(5)  
am=mo_blockintegral(1)  
am=am/Aam  
aaa=ap-am  
aaa=aaa*ns*Qs/3  
Ld1=aaa/(npp*npp*It)  
mo_clearblock()  
mo_groupselectblock()  
W=mo_blockintegral(2)  
Ld2=(4*W)/(3*It*It*npp*npp)  
Ipos,V pos,Fluxpos=mo_getcircuitproperties("+Ia")  
Ineg,V neg,Fluxneg=mo_getcircuitproperties("-Ia")  
Ld3=Fluxpos/Ipos+Fluxneg/Ineg  
Ld3=Ld3/(npp*npp)  
--It=npp*It  
write(handle,It*2/(1+sqrt(2)),"\t", It,"\t",Ld1,"\t",Ld2,"\t",Ld3,"\t",Ld4,"\n")  
closefile(handle)  
mo_close()  
quit()  
  
end  
end
```






CAPITOLO 6

Analisi sensibilità

6.1 Introduzione

Come visto nel CAPITOLO 3 la coppia media erogata dal motore con l'assunzione a buon senso della densità di corrente termicamente ammissibile (stimata nel paragrafo 4.4) risulta essere inferiore a quella richiesta. Per questo motivo è stato quindi necessario massimizzare la coppia specifica operando sulle variabili non di base per arrivare ad una configurazione in grado di soddisfare ai requisiti di coppia dati. Lo strumento adottato per operare queste scelte è l'analisi di sensibilità monodimensionale, nella quale un parametro di progetto critico viene vagliato sistematicamente prima di congelarne il valore e puntare l'attenzione su quello seguente.

I parametri di progetto critici individuati sono:

- diametro di alesatura
- ricoprimento del passo polare da parte dei magneti
- forma delle estremità dei magneti
- angolo di skewing statorico

6.2 Analisi di sensibilità al diametro di alesatura

L'analisi di sensibilità della coppia massima al variare del diametro di alesatura è stata eseguita utilizzando una famiglia di modelli parametrici la cui geometria base è riportata in Figura 20. Tutti i modelli analizzati, sviluppati in ambiente CAD, differiscono fra loro solo per il diametro di alesatura, e quindi per l'altezza del dente e l'area di cava a questo conseguenti.

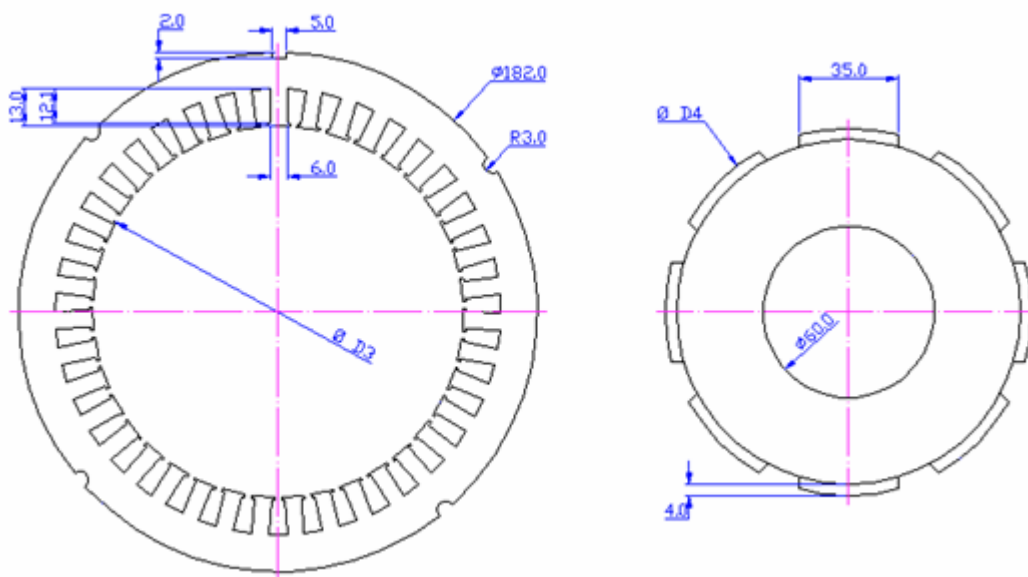


Figura 20 : disegno iniziale dello statore e del rotore utilizzati per l'analisi di sensibilità della coppia al variare del diametro di alesatura.

ht	D3	D4	I cava
[mm]	[mm]	[mm]	[A]
9	136	134.4	69.18
10	134	132.4	76.82
11	132	130.4	82.09
12	130	128.4	88.23
13	128	126.4	96.95
14	126	124.4	101.38
15	124	122.4	107.00
16	122	120.4	112.40
17	120	118.4	117.60
18	118	116.4	122.58
19	116	114.4	127.36
20	114	112.4	131.93

Tabella 2: parametri geometrici testati con i diversi modelli.



I parametri geometrici dei diversi modelli sono riportati in Tabella 2; le simulazioni sono state condotte mantenendo costante la densità di corrente di cava al valore di 6 [A/mm²] e quindi ad una corrente in semicava pari a 125[A].

Variando il diametro di alesatura si ha un incremento dell'area di cava e quindi della corrente totale di cava (simulazione a densità di corrente costante). Lo scopo dell'analisi di sensibilità della coppia in funzione del diametro di alesatura è quello di avvicinarsi alla zona in cui un decremento del diametro (e quindi un incremento dell'area di cava e della corrente in cava) non è sufficiente a compensare la riduzione di coppia dovuta alla diminuzione del diametro al traferro. Teoricamente questo si traduce in un punto di massimo nel grafico diametro-coppia; è necessario però tenere anche conto in termini molto pratici della fattibilità delle forme di dente e cava che ne derivano: l'ottimo industriale deve chiaramente essere un compromesso tra l'ottimo teorico e quello costruttivo. Per tale motivo si è scelto un diametro di alesatura pari a 117 [mm]. In Figura 21, rappresentante l'andamento della coppia massima in funzione del diametro di alesatura (puntatori blu) e l'andamento della corrente in cava in funzione dell'altezza del dente di statore (puntatori rossi), si nota la tendenza alla saturazione della coppia al diminuire del diametro di alesatura.

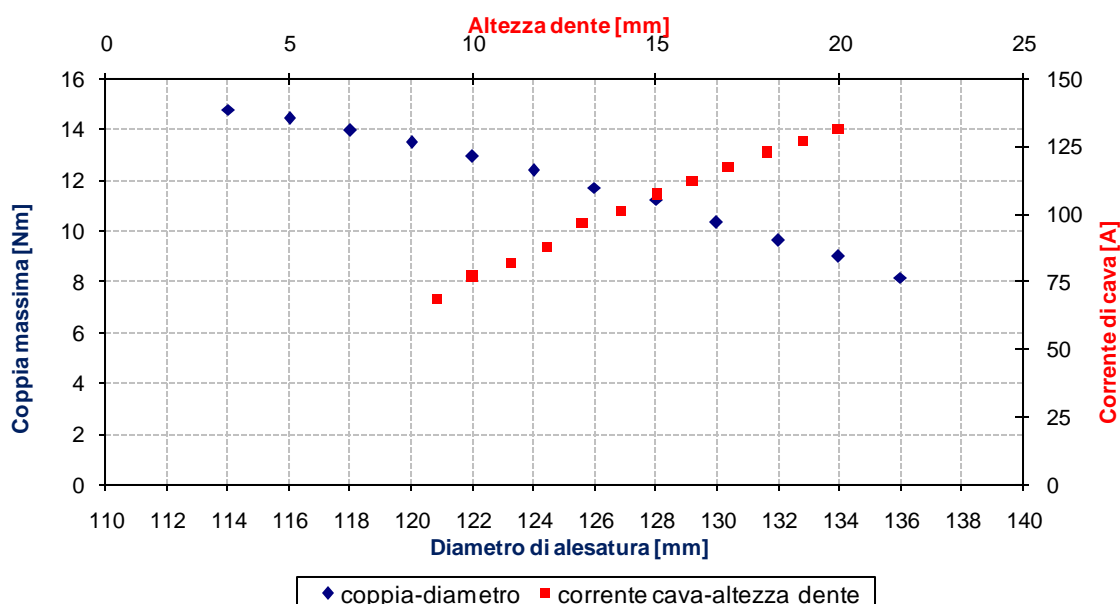


Figura 21 : andamento della coppia massima (della corrente di cava) in funzione del diametro di alesatura (dell'altezza di cava)



Come si può notare in (Figura 20) i modelli utilizzati per l'analisi di sensibilità al variare del diametro di alesatura, presentano tutti la medesima larghezza dei magneti. Questa costanza comporta, al diminuire del diametro di alesatura, un aumento del ricoprimento del passo polare da parte del magnete con conseguente variazioni delle caratteristiche di coppia e di flusso concatenato rispetto a quelle della configurazione elettromagnetica di base. Per tale motivo di seguito si riportano le nuove caratteristiche relative al diametro selezionato ($D_3=117$ [mm]) la cui geometria è riportata in Figura 22.

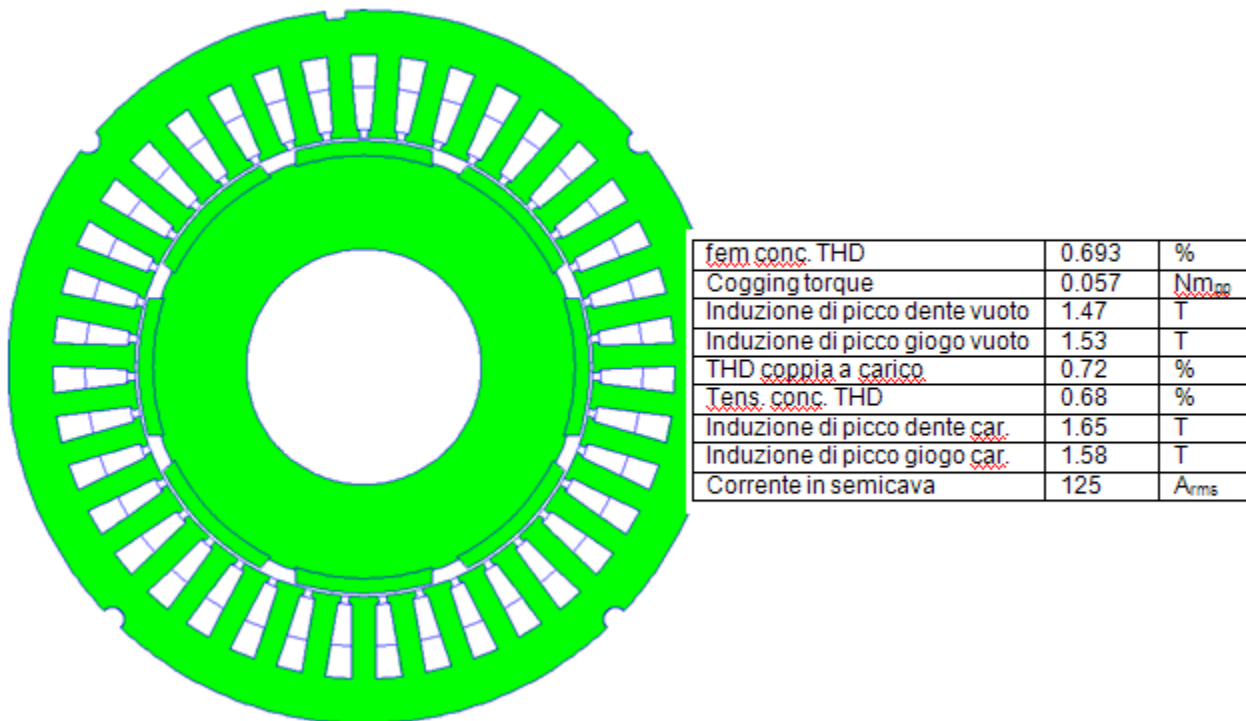


Figura 22 : geometria elettromagnetica aggiornata al diametro di alesatura ottimale.

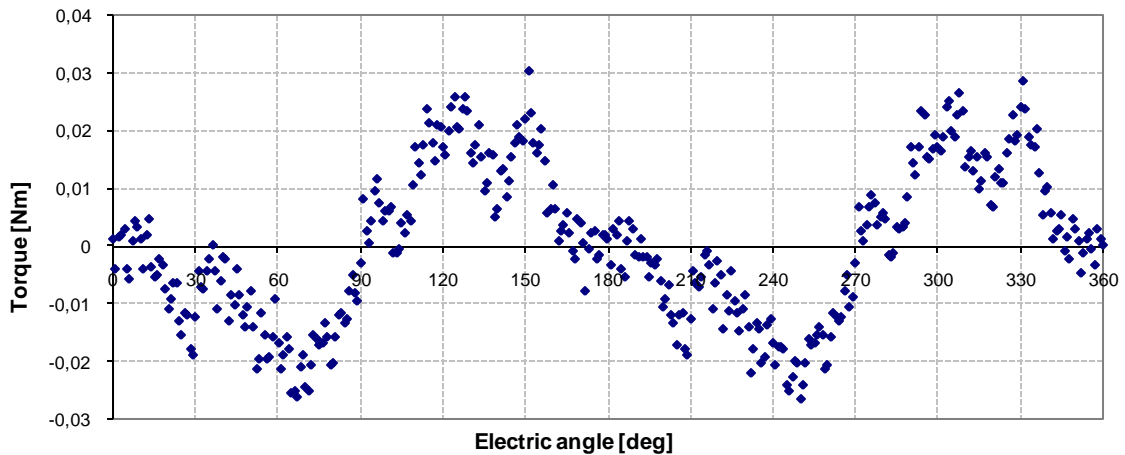


Figura 23 : traiettoria cogging torque.

Dalla figura precedente si può notare che il valore della coppia d'impuntamento, somma tra il valore di picco positivo (0,031[Nm]) ed il valore assoluto del picco negativo (0,026[Nm]), risulta superare la soglia limite dei 0,050[Nm] richiesti.

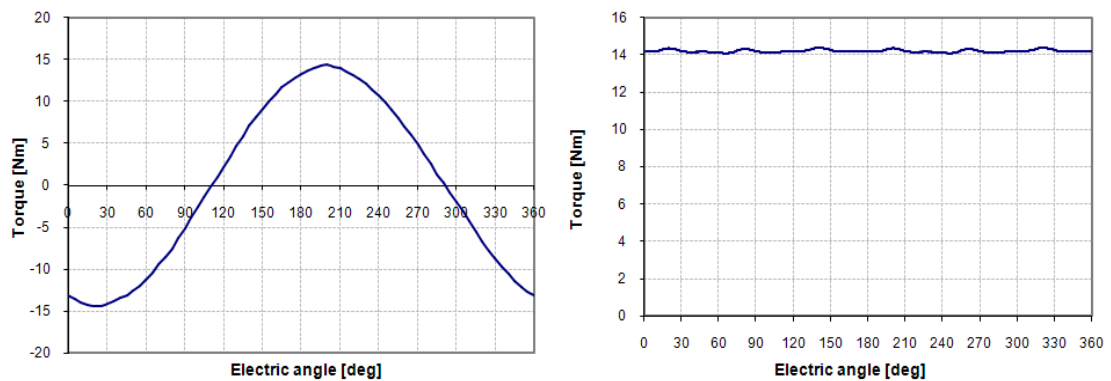


Figura 24 :traiettoria coppia statica (sinistra) e coppia a carico(destra).

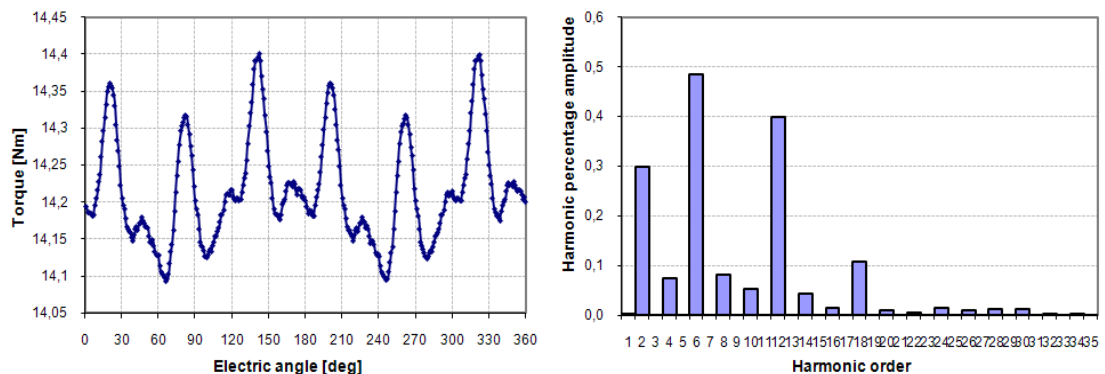


Figura 25 : dettaglio dell'ondulazione di coppia (sinistra)e relativo spettro armonico (destra).

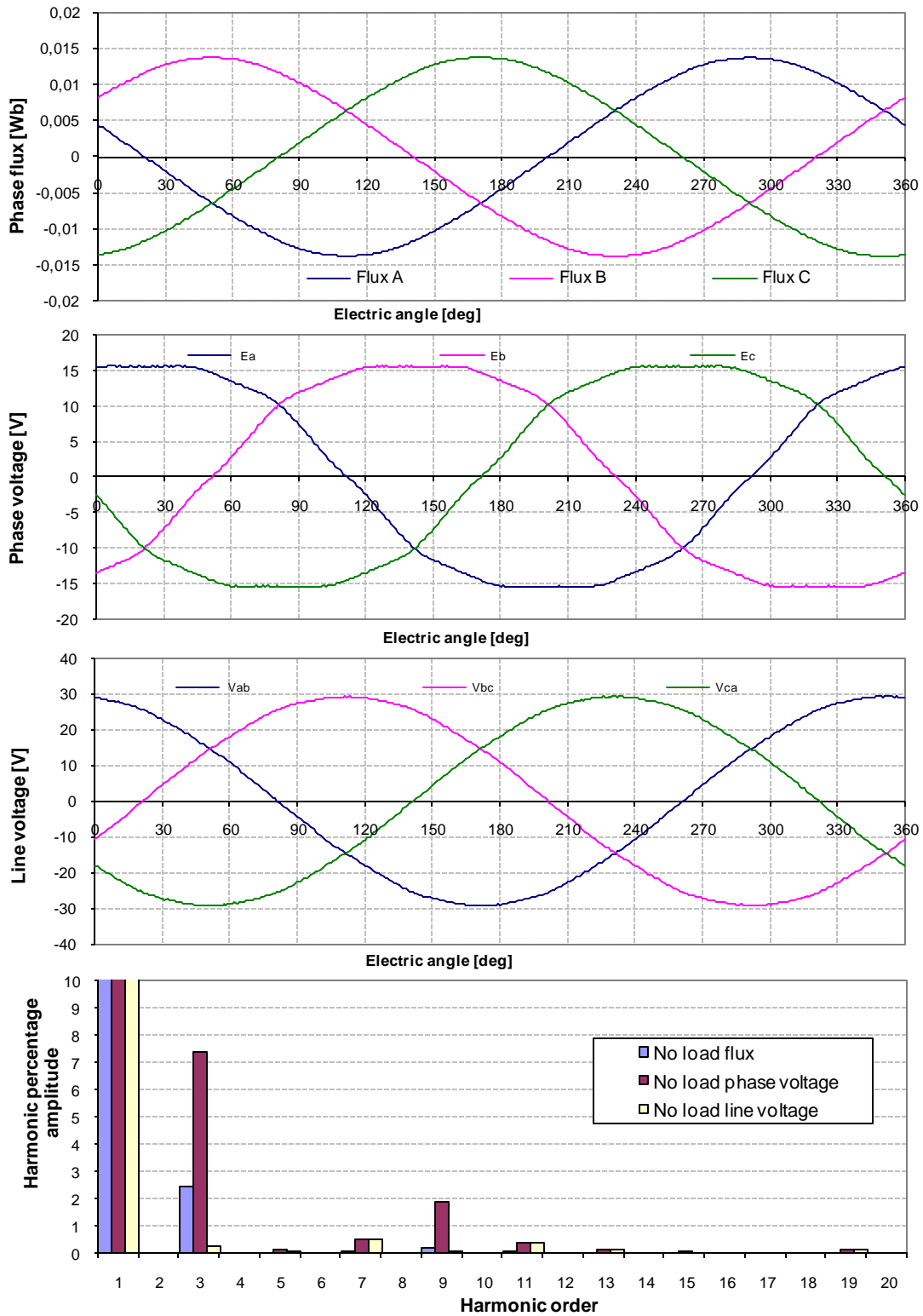


Figura 26 : forme d'onda flusso, f.e.m. e tensione concatenata a vuoto.

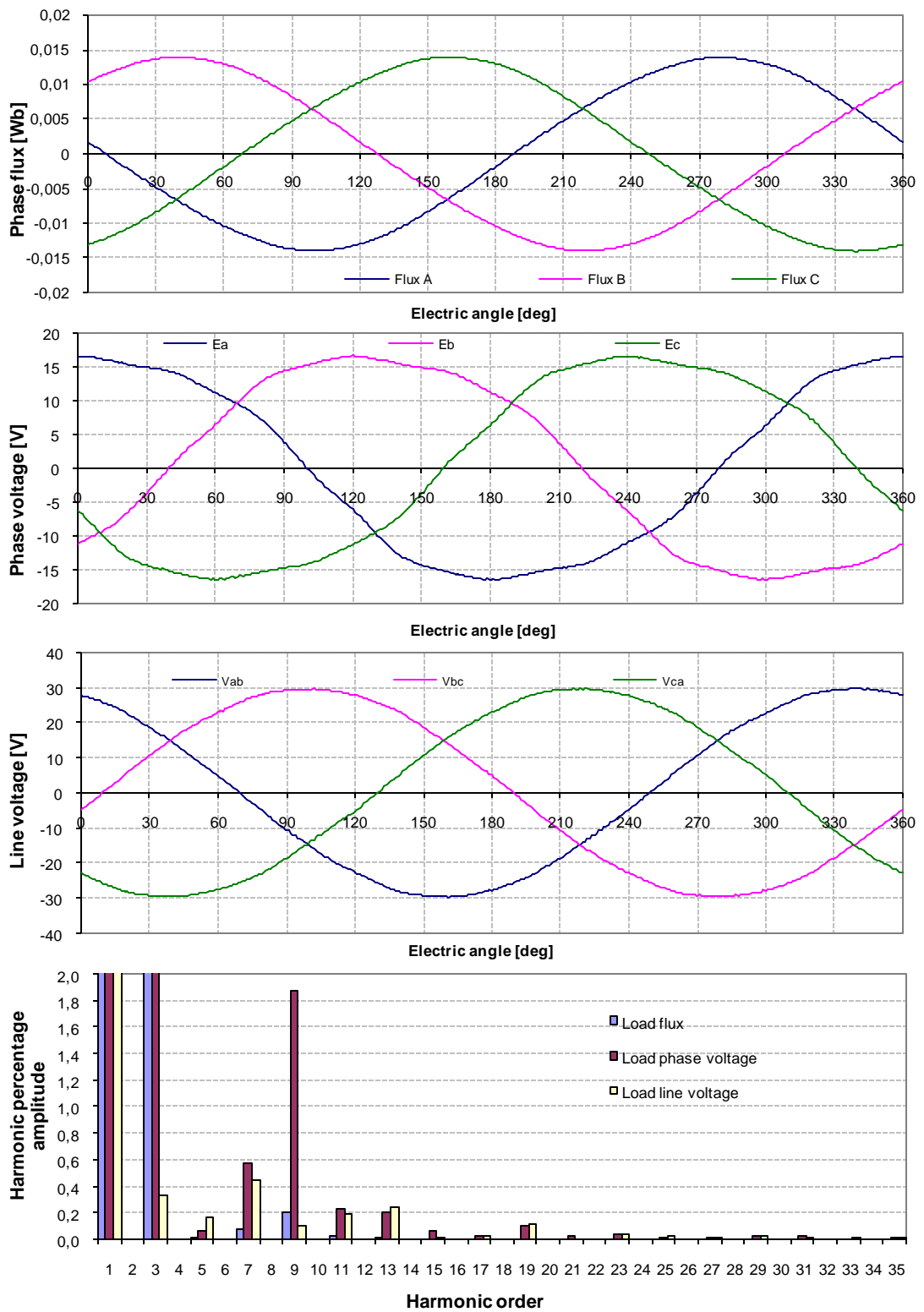


Figura 27 : forme d'onda flusso, f.e.m. e tensione concatenata a carico.

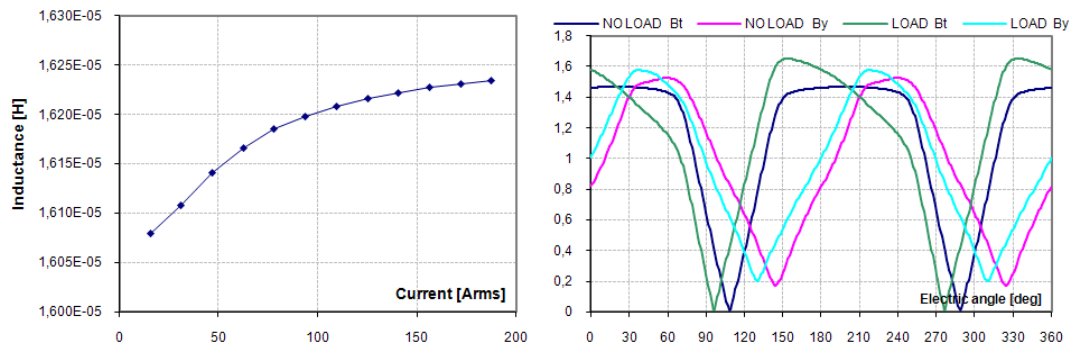


Figura 28 :induttanza di fase in funzione della corrente in cava (sinistra) e andamento dell'induzione magnetica nel giogo e nel dente rispettivamente a vuoto ed a carico (destra).

Sia la coppia d'impuntamento che il valore del ripple di coppia a carico risultano essere leggermente superiori ai requisiti chiesti. Dalla Figura 25 si evince infatti che il valore del ripple di coppia (massima variazione percentuale dell'ondulazione di coppia a carico riferita al valor medio), è pari a 2,18%, e risulta quindi maggiore della soglia richiesta del 2%.

6.3 Analisi di sensibilità al ricoprimento del passo polare.

Un ulteriore parametro critico per l'ottimizzazione della coppia, è rappresentato dal ricoprimento del passo polare da parte del magnete. Un aumento della larghezza del magnete comporta infatti un incremento del flusso concatenato con gli avvolgimenti statorici e conseguentemente un aumento della coppia. Analiticamente tale incremento può essere stimato tramite:

$$T = B_{g0} \cdot \hat{K}_S \cdot D^2 L \cdot \text{sen}(p \cdot \alpha_{pm})$$

Dove:

$$B_{g0} = 0.826 \text{ [T]} \text{ (vedi 3.4)}$$

$$\hat{K}_S = \frac{2 \cdot Q \cdot I_{semicava} \cdot \sqrt{2}}{\pi \cdot D} = 37513.18 \text{ [A]}$$

$$D = 117 \text{ [mm]} \text{ (vedi 6.2)}$$

$$L = 35 \text{ [mm]}$$

$$2\alpha_{pm} = \text{angolo meccanico coperto dal magnete}$$

$$2\alpha_{pm} = 2 \cdot \text{arcseno} \frac{l_m}{D - 2g - h_m}$$

I risultati analitici parametrizzati sulla larghezza del magnete e riportati in Tabella 3, risultano essere leggermente inferiori a quelli rilevati tramite elementi finiti.



Tale differenza, visibile in Figura 30 è dovuta al fatto che, all'aumento del passo polare magnetico, l'induzione al traferro non rimane costante come ipotizzato nell'analisi analitica ma cresce sensibilmente. Inoltre il valore costante dell'induzione al traferro è quello stimato per la configurazione base e quindi per un diametro di alesatura di 130 [mm] e non per il diametro ottimizzato di 117 [mm].

l_m [mm]	α_{pm}	T [Nm]
29	15.08924	12.90
30	15.62261	13.17
31	16.15737	13.41
32	16.69358	13.64
33	17.2313	13.85
34	17.77059	14.04
35	18.31151	14.22
36	18.85412	14.37

Tabella 3 :

Per quel che concerne la valutazione, tramite analisi agli elementi finiti, dell'incidenza del ricoprimento del passo polare da parte del magnete (sul diametro di alesatura ottimale trovato nel paragrafo precedente), si è ipotizzato uno smusso costante a 45° sullo spigolo del magnete e si sono valutate variazioni di ampiezza lineari con passo di 1 [mm], vedi Figura 29

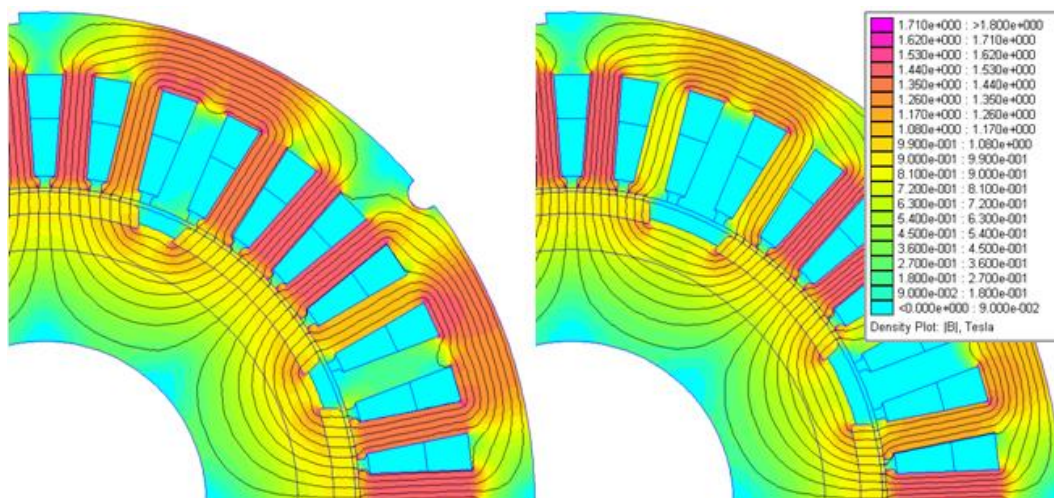


Figura 29 :induzione a vuoto per ricoprimento 36 mm (sinistra) e 29 mm (destra).

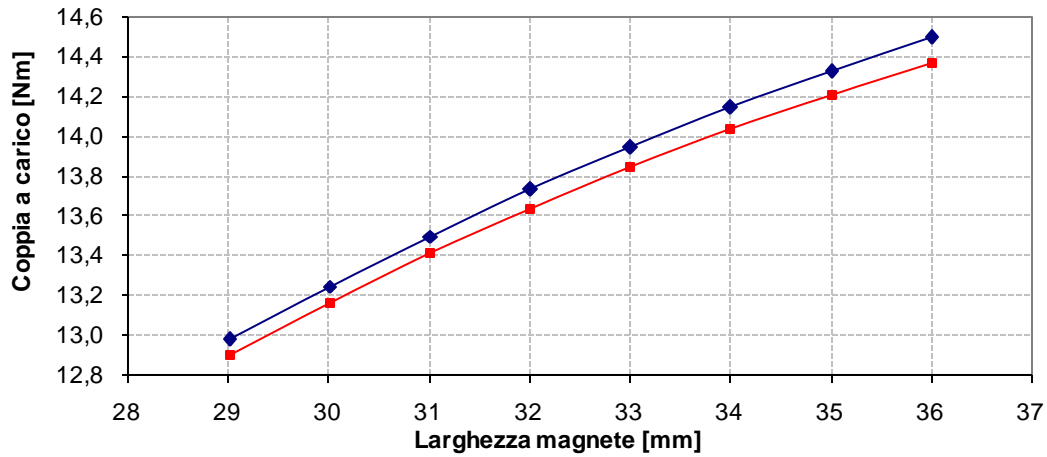


Figura 30 : sensibilità dell'ampiezza della coppia a carico al grado di ricoprimento (in rosso: dati analitici; in blu: rilevazioni agli elementi finiti).

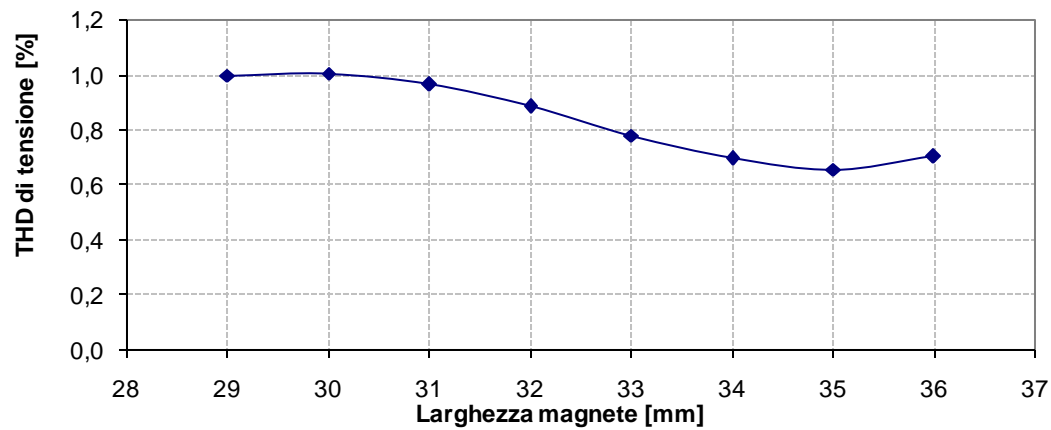


Figura 31: sensibilità della distorsione armonica totale della f.e.m. al grado di ricoprimento.

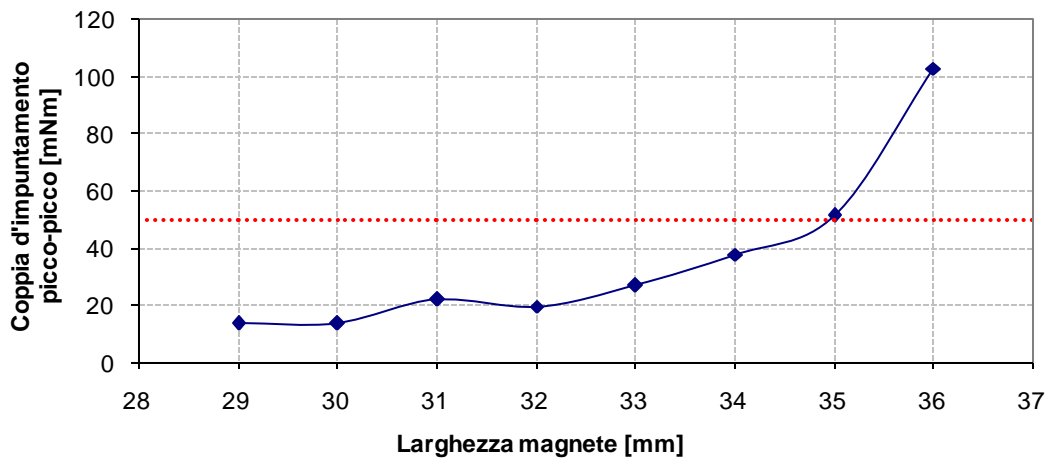


Figura 32 :sensibilità della cogging torque al grado di ricoprimento.

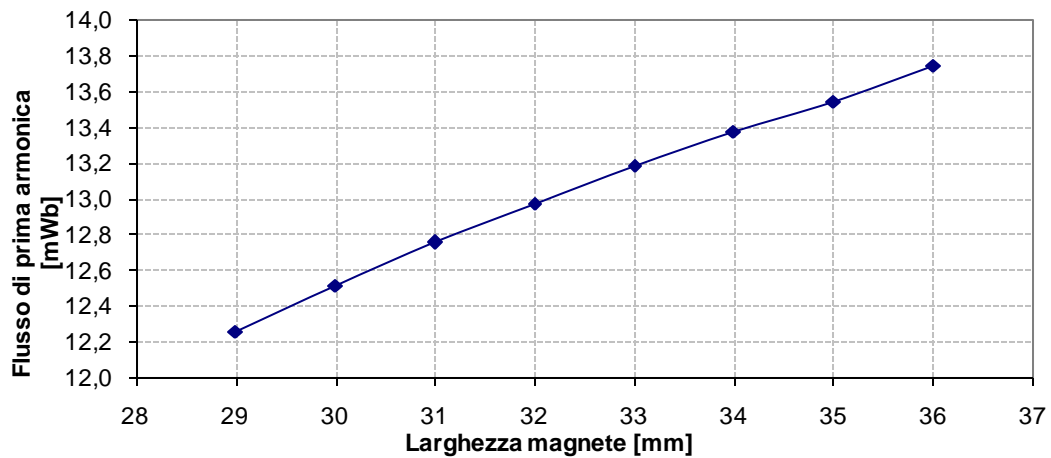


Figura 33 :sensibilità dell'ampiezza della prima armonica del flusso concatenato al grado di ricoprimento.

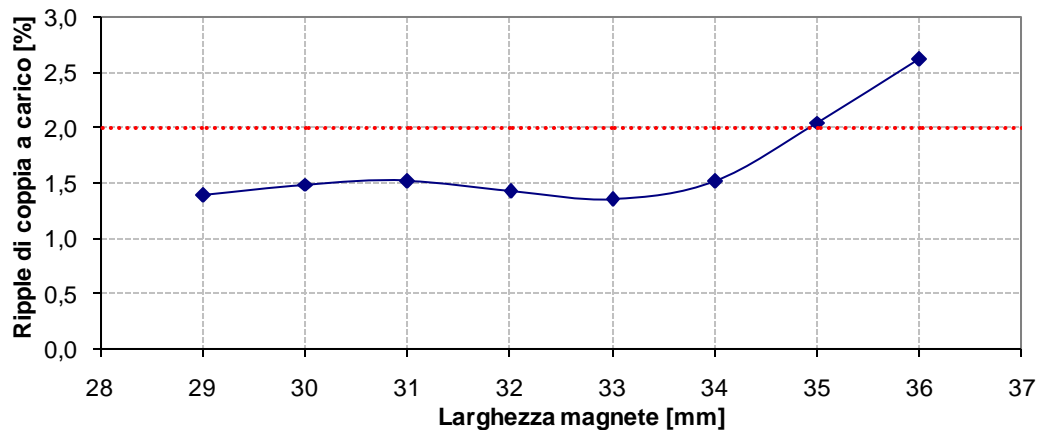


Figura 34 :sensibilità dell'ondulazione di coppia a carico al grado di ricoprimento.

Dalle Figura 30 e Figura 33 si evince chiaramente la correlazione tra prima armonica di flusso concatenato e la coppia a carico. Nonostante la tendenza a crescere dell'ampiezza del flusso, la distorsione armonica totale nella tensione concatenata presenta, come si può notare in Figura 31, un trend decrescente.

Volendo puntare ai 15 [Nm] per modulo e con il vincolo di limitare il ripple intorno al 2% e la cogging a 0,05 [Nm_{pp}], la scelta migliore sarebbe quindi il ricoprimento con corda da 36 [mm] ma tale configurazione comporta, rispetto a quella con 35 [mm], un peggioramento sia della coppia d'impuntamento che dell'ondulazione di coppia a carico, come si può notare dalle Figura 32 e Figura 34. Per limitare tali valori, a scapito comunque di una riduzione di coppia a carico si possono apportare degli accorgimenti

sulla forma del magnete e sull'angolo di "skewing". Tali argomentazione verranno trattate rispettivamente nel paragrafi 6.4 e 6.5.

6.4 Analisi di sensibilità alla forma delle estremità dei magneti

Come accennato precedentemente, in questo paragrafo verranno confrontati i modelli con ricoprimento di 35 e 36 [mm] al variare della forma del magnete. Per prediligere il know-how manifatturiero di HDT, si sono evitate forme complesse prediligendo una semplice smussatura (chamfer) sugli spigoli del magneti stessi. Nelle analisi al FEMM, si è ipotizzato quindi uno smusso di 45° sullo spigolo del magnete e si sono valutate, sia per il modello con ricoprimento da 35[mm] (nei grafici che seguono rappresentato dal colore verde) sia per quello da 36[mm] (colore blu), variazioni di ampiezza lineari da 0 a 2 [mm] con passo di 0,5[mm], vedi

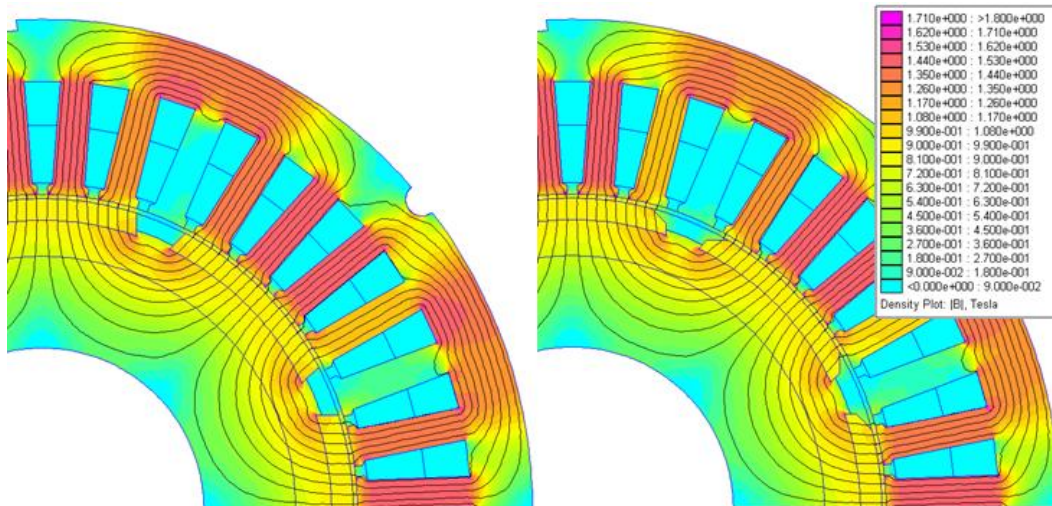


Figura 35 : induzione a vuoto per smusso 0 [mm] (sinistra) e 2 [mm] (destra)

Im 36 [mm]						Im 35 [mm]					
wm	Cogging p-p	Flux I	IHD	Load torque	Load ripple	wm	Cogging p-p	Flux I	IHD	Load torque	Load ripple
[mm]	[mNm]	[mWb]	[%]	[Nm]	[%]	[mm]	[mNm]	[mWb]	[%]	[Nm]	[%]
0	117.20	13.84	0.69	14.64	2.78	0	57.86	13.56	0.68	14.35	2.20
0.5	102.90	13.83	0.70	14.62	2.62	0.50	51.09	13.55	0.66	14.33	2.03
1	91.20	13.78	0.61	14.57	2.47	1	46.14	13.49	0.62	14.27	1.69
1.5	76.12	13.70	0.56	14.49	1.93	1.5	35.50	13.40	0.62	14.17	1.37
2.00	53.75	13.58	0.57	14.37	1.53	2	33.27	13.26	0.63	14.03	1.28

Tabella 4

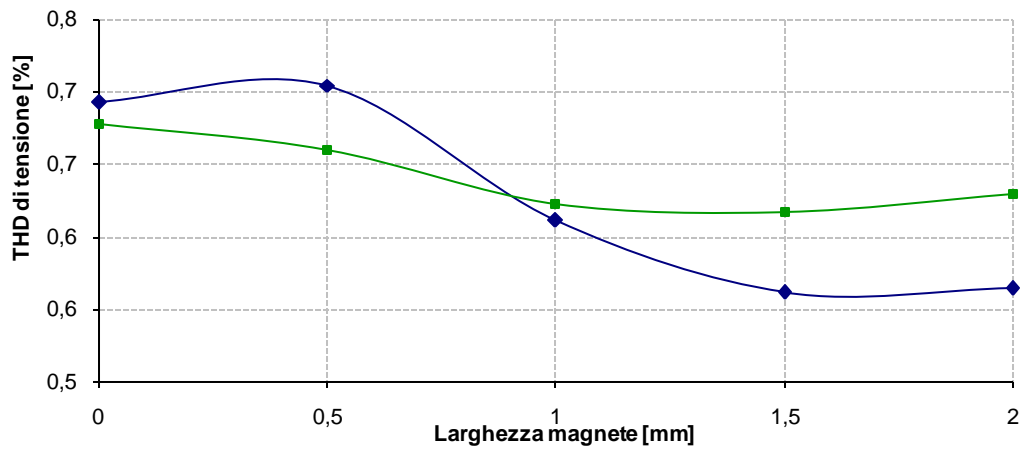


Figura 36 : sensibilità della distorsione armonica del flusso concatenato all'ampiezza dello chamfer dei magneti.

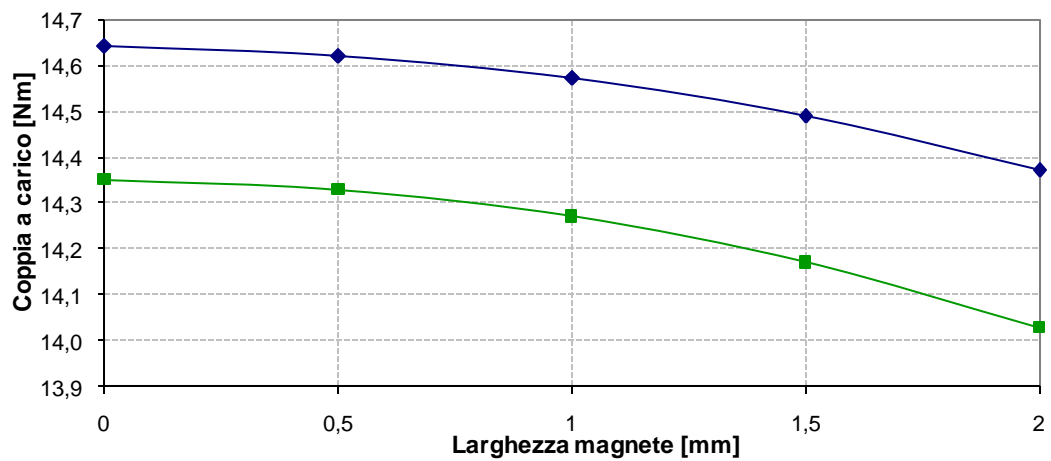


Figura 37 : sensibilità della coppia all'ampiezza dello chamfer dei magneti.

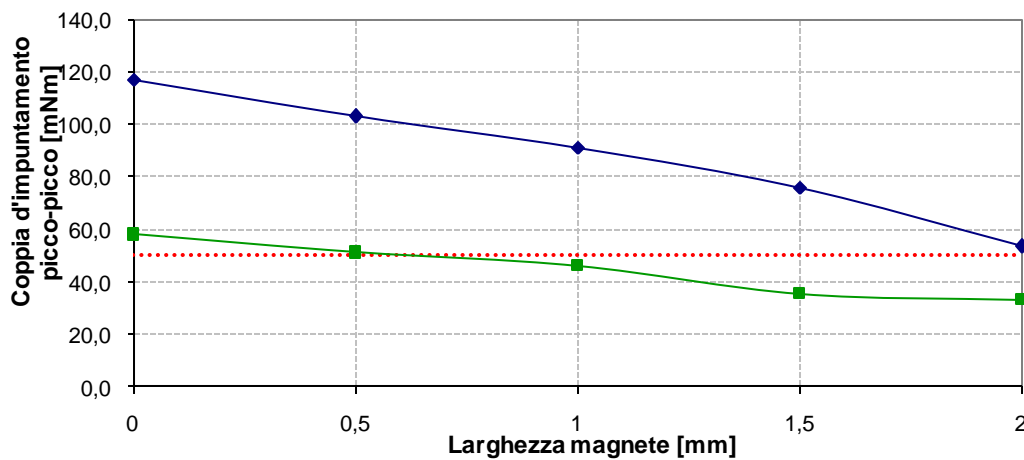


Figura 38 : sensibilità della coppia d'impuntamento all'ampiezza dello chamfer dei magneti.

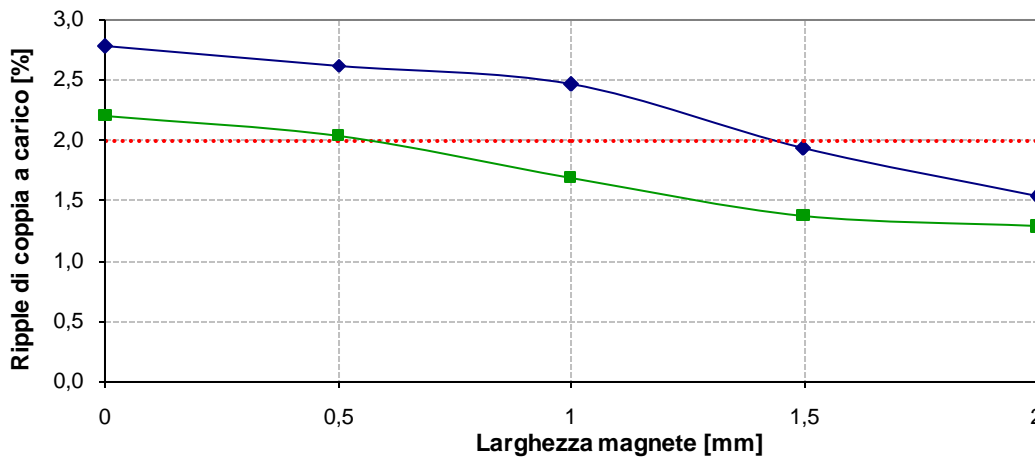


Figura 39 : sensibilità dell'ondulazione di coppia all'angolo di chamfer dei magneti.

Focalizzando l'attenzione sul minimo impuntamento ed ondulazione di coppia a carico (Figura 38 e Figura 39) , i vincoli di ripple e cogging impongono, per il modello con lunghezza 36 [mm] di corda del magnete, un chamfer di spessore 2[mm] e conseguentemente una coppia a carico pari a 14,37 [Nm], mentre per il modello a 35 [mm] essendo sufficiente uno smusso di soli 0,5 [mm], la coppia a carico risulta essere pari a 14,33 [Nm].

La scelta ottimale si ritiene quindi essere quella del magnete da 35 [mm] con chamfer di 0,5 [mm] a 45°: economico e semplice da realizzare rappresenta un buon compromesso tra le varie esigenze progettuali. Il guadagno in coppia che si avrebbe infatti nel scegliere la dimensione maggiore, non giustificerebbe l'incremento di costo derivante dall'aumento di volume dei magneti.

6.5 Analisi di sensibilità all'angolo di skewing statorico.

Minimizzare ulteriormente l'impuntamento ed il ripple di coppia e migliorare lo spettro della tensione a vuoto è possibile tramite l'introduzione di un certo angolo di skewing (torsione longitudinale o del circuito magnetico statorico o nella disposizione dei magneti rotorici). A seguito della torsione i detti parametri migliorano, ma lo fanno sempre a scapito della riduzione di coppia del motore. Nel rispetto del know-how manifatturiero dell'HDT si è prestato l'attenzione a solo skewing statorico, considerando quindi i vari moduli rotorici perfettamente allineati tra loro.

Al fine di stabilire la tendenza e l'incidenza dell'angolo di skewing sull'impuntamento, sul ripple a carico e sull'eventuale correzione da apportare alla densità di corrente in



cava, si è sviluppato il calcolo agli elementi finiti con risoluzione angolare molto fine (1° elettrico equivalente quindi a 0,25° meccanici), ed utilizzato un approccio analitico basato sulla linearità degli effetti in senso assiale, ovvero sull'ipotesi di indipendenza delle varie sezioni accostate alla macchina. Da un punto di vista strettamente analitico l'impuntamento, la coppia statica e il flusso concatenato possono essere calcolati tramite i risultati dell'analisi ad elementi finiti applicando le seguente equazione:

$$G_{\gamma}(\vartheta) = \frac{\sum_{i=0}^{\gamma} G_0(\vartheta - i)}{\gamma}$$

dove:

- ϑ è una generica posizione angolare del rotore (su un totale di 360 posizioni)
- γ angolo di skewing
- $G_{\gamma}(\vartheta)$ grandezza (flusso, coppia statica o cogging) alla posizione angolare ϑ e relativa ad un angolo γ di skewing.

Per quel che concerne invece il valor medio della coppia a carico e la relativa ondulazione, esse sono state calcolate in base alla correlazione tra flusso di prima armonica e coppia a carico. Ricostruita la curva del flusso Λ_{γ} (costituita da 360 punti e relativa all'angolo γ), è possibile ricavare, eseguendo una serie discreta di Fourier la fondamentale $\Lambda_{\gamma 1}$ come:

$$\Lambda_{\gamma 1 \sin} = \frac{2}{360} \sum_{n=1}^{360} \Lambda_{\gamma}(n) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{360} n\right)$$

$$\Lambda_{\gamma 1 \cos} = \frac{2}{360} \sum_{n=1}^{360} \Lambda_{\gamma}(n) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{360} n\right)$$

$$\Lambda_{\gamma 1} = \sqrt{\Lambda_{\gamma 1 \sin}^2 + \Lambda_{\gamma 1 \cos}^2}$$

Dalla correlazione tra coppia e flusso e quindi alla costanza del rapporto tra coppia a carico e flusso di prima armonica, si perviene al valore della coppia a carico per un prestabilito angolo di skewing tramite la seguente relazione:

$$C_{\gamma} = \frac{C_0}{\Lambda_0} \cdot \Lambda_{\gamma}$$



Come analisi di sensibilità all'angolo di skewing si è valutato una variazione complessiva da zero a 30 gradi elettrici con passo di 5 gradi elettrici; i risultati sono riportati nelle seguenti figure:

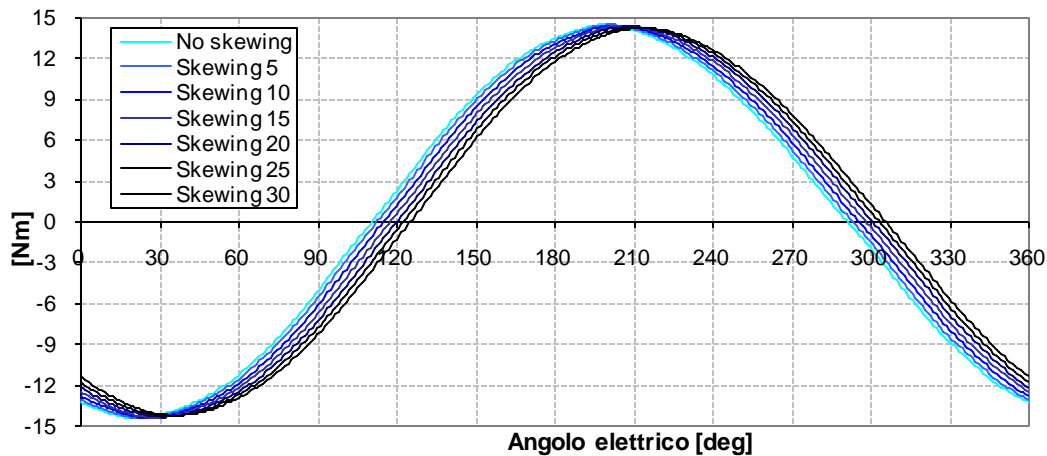


Figura 40: sensibilità traiettoria di coppia statica all'angolo di skewing storico

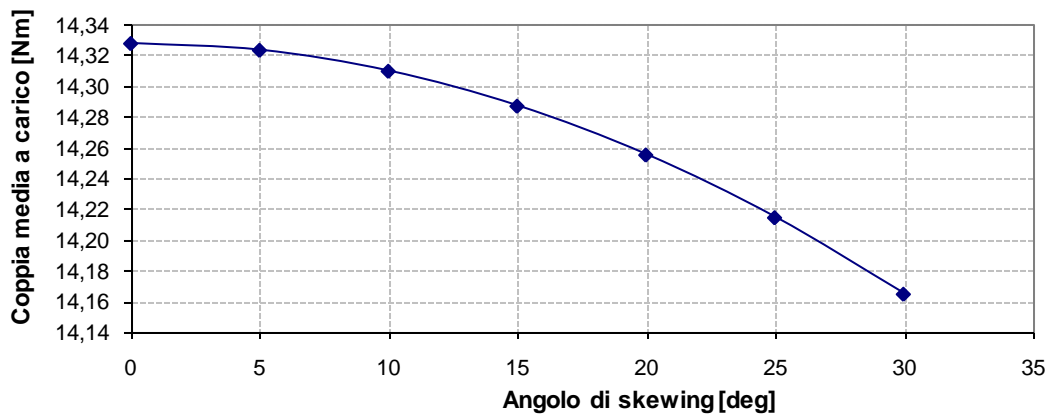


Figura 41 : sensibilità all'ampiezza della coppia media all'angolo di skewing storico

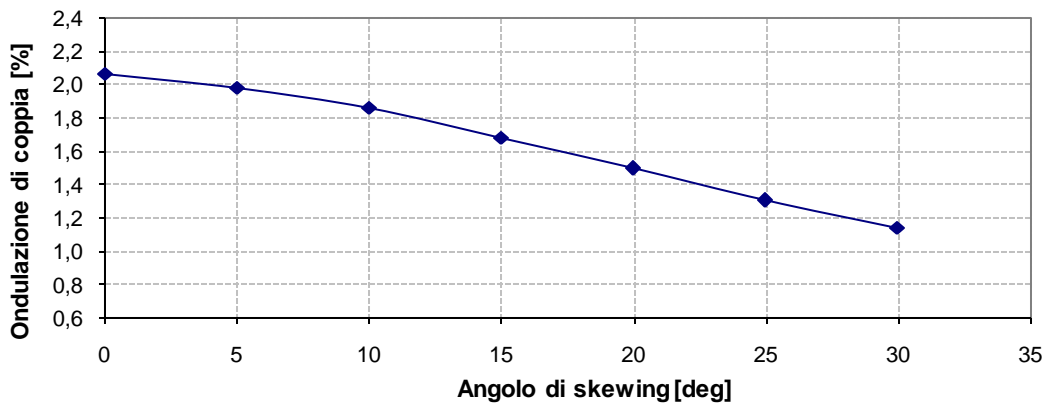


Figura 42 : sensibilità dell'ampiezza dell'ondulazione di coppia all'angolo di skewing storico.

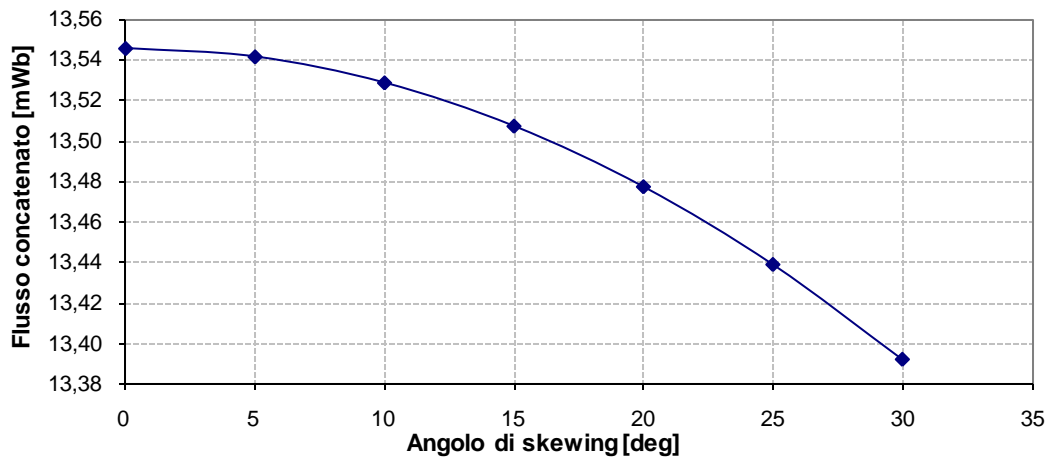


Figura 43: sensibilità a ampiezza flusso concatenato all'angolo di skewing statorico.

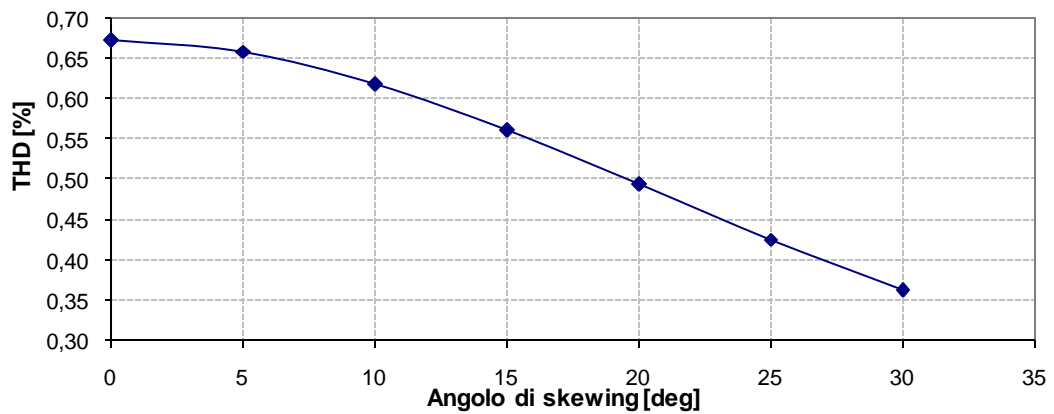


Figura 44 : sensibilità della distorsione armonica totale della tensione concatenata all'angolo di skewing statorico.

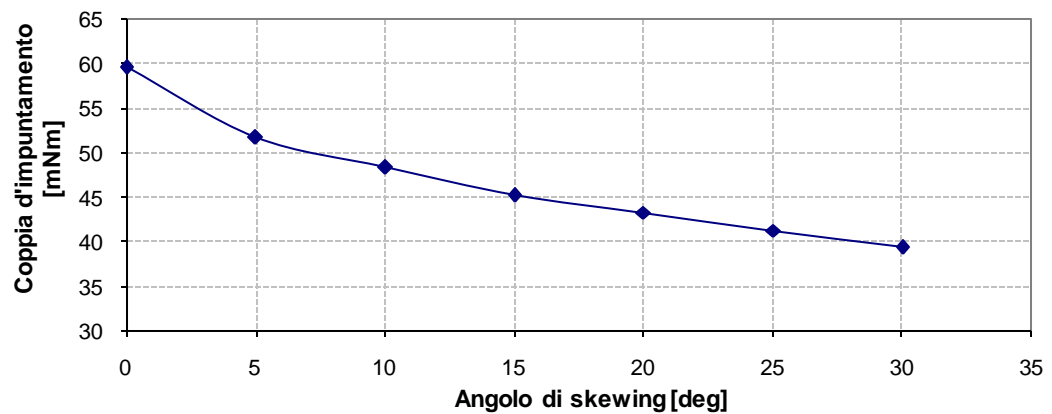


Figura 45: sensibilità della ampiezza della coppia d'impuntamento all'angolo di skewing statorico.

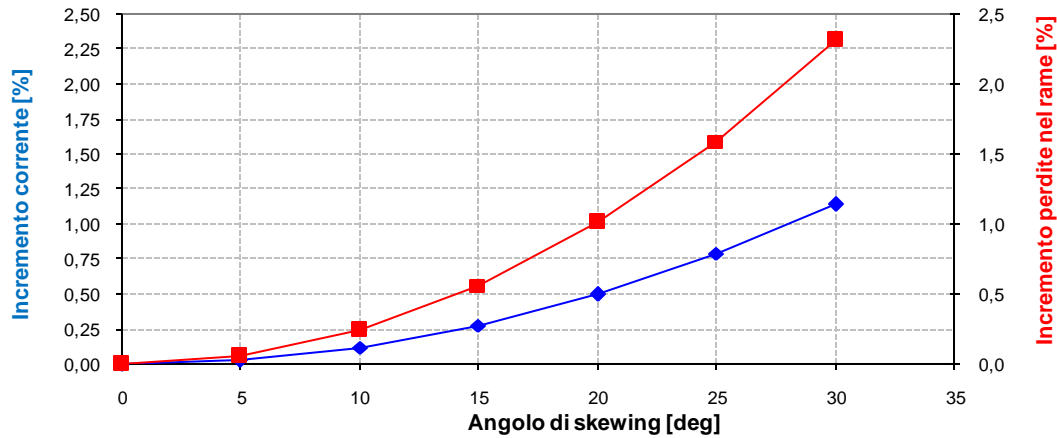


Figura 46 : sensibilità dell'ampiezza della corrente necessaria a sviluppare la coppia

Dal momento che le perdite nel rame soffrono con il quadrato dell'incremento di corrente (Figura 46), e dato che i parametri di impuntamento (Figura 45) e di ripple (Figura 42) si ritengono sufficientemente buoni per l'applicazione, si introduce solamente l'angolo di skewing minimo individuato in 10 gradi elettrici. Il leggero scostamento tra i valori di cogging e ripple precedentemente esposti (Figura 38, Figura 39) è da associare alla risoluzione particolarmente spinta necessaria in questa analisi, vedi figure seguenti.

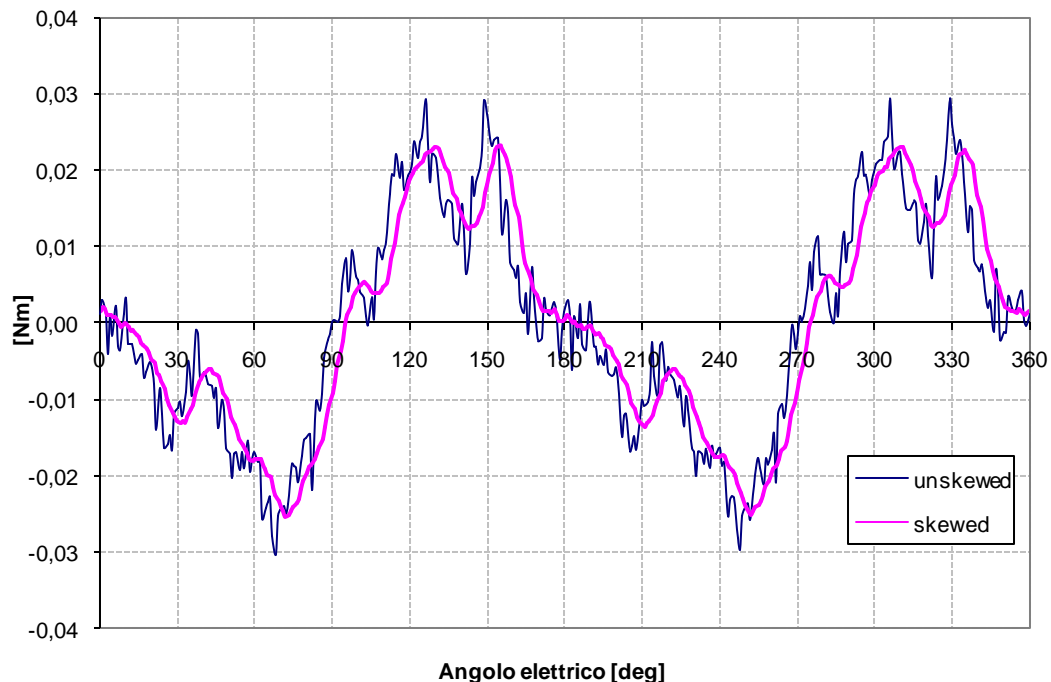


Figura 47 :traiettoria coppia di impuntamento con e senza skewing (10°), risoluzione 1deg.

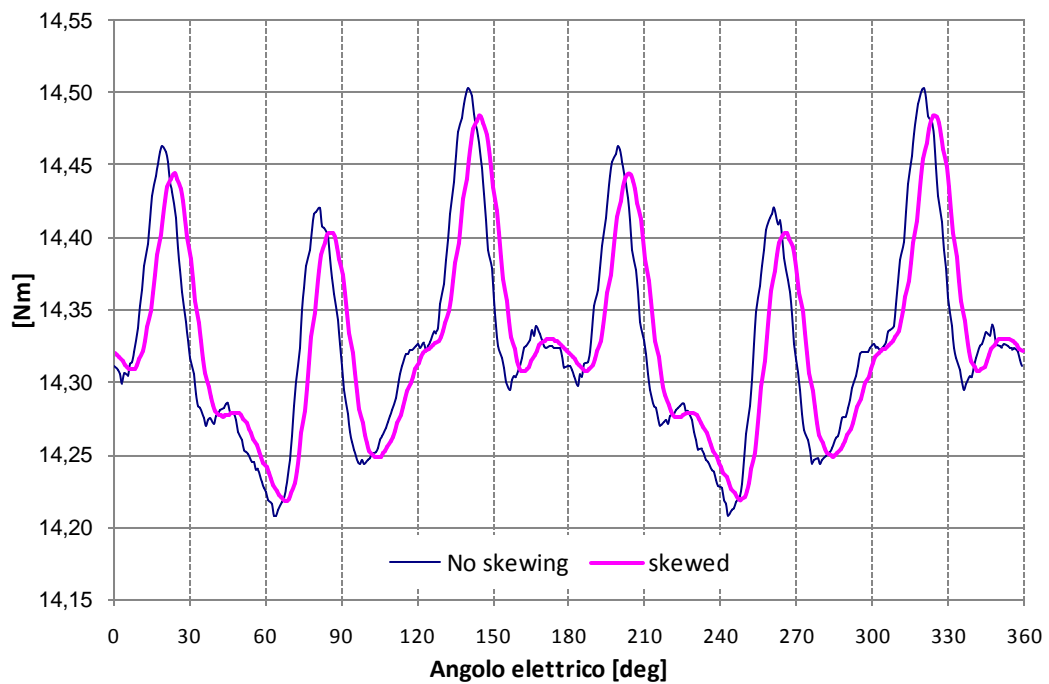


Figura 48 : traiettoria coppia a carico con e senza skewing (10°), risoluzione 1 deg.

La scelta di introdurre un minimo angolo di skewing è associata al fatto che tipicamente anche il livello di vibrazioni e di rumore della macchina possono essere controllati (entro certi limiti) tramite questo parametro: la soluzione proposta praticamente serve solo a rompere la coincidenza tra l'espansione polare rotorica ed il dente statorico (10 gradi elettrici, 2,5 gradi meccanici).





CAPITOLO 7

Configurazione ottimizzata

7.1 Avvolgimento

Tramite le simulazioni ad elementi finiti e tramite lo script *automaticoHDT* è stato possibile calcolare sia la fondamentale del flusso concatenato con un avvolgimento statorico, sia la fondamentale della forza elettromotrice a vuoto. Come descritto nel CAPITOLO 3 e CAPITOLO 5, tali valori sono riferiti ad un avvolgimento serie le cui bobine sono costituite da una singola spira e quindi da un unico conduttore massiccio. Per il calcolo del numero reale di conduttori per fase e quindi del numero di spire per bobina si può ricorrere alla seguente relazione:

$$E_0 = 2k_w k_f \Phi_m f N$$

Dove:

- k_w : coefficiente d'avvolgimento pari a 0,9716.
- k_f : fattore di forma, pari a 1,11.
- f : frequenza, pari a 200[Hz].
- E_0 : valore efficace della tensione di fase all'uscita dell'azionamento, stimata in 180 [V]



- Φ_m : flusso medio per semipasso polare (flusso utile) stimato quest'ultimo come:

$$\Phi_m = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{4B_{g0}}{\pi} \cdot \frac{\pi D}{2p} \cdot L \cdot \text{sen}(p\alpha_{pm}) \cdot k_{stip} k_{disp}$$

Nella relazione precedente il coefficiente $k_{disp} = 0,99$ tiene conto del fatto che non tutto il flusso al traferro si concatena con il circuito magnetico di statore.

Dal valore del numero di conduttori per fase, ricavato tramite le precedenti relazioni, bisogna però osservare che, avendo considerato l'avvolgimento a doppio strato, in ogni cava saranno alloggiate due bobine costituite quest'ultime da un numero intero di spire:

$$n_{spire} = \frac{n}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{3N}{Q} = \text{intero}$$

Per ogni taglia di motore è stato successivamente calcolato, tramite comune foglio di calcolo, la sezione di spira e il numero di fili elementari per ottenerla. Ogni spira infatti è composta dal parallelo di più fili elementari sia per ridurre le perdite addizionali sia per migliorare la flessibilità della spira, migliorando quindi il riempimento in cava e riducendo lievemente la lunghezza delle testate. Per la realizzazione dell'avvolgimento del motore, in tutte le sue taglia, l'HDT utilizza due famiglie di fili di rame rispettivamente con diametri di 0,63 [mm] e 0,71 [mm], entrambe smaltati di grado 3 (per l'utilizzo con convertitore di frequenza).

Nella tabella che segue viene riportata la combinazione di fili e la sezione di spira relativa ad ogni taglia.

	L [mm]	numero conduttori in cava (n)	numero spire per bobina	numero conduttori per fase (N)	Area spira [mm ²]	n° fili D=0,63 [mm]	n° fili D=0,71 [mm]
S	70	16	8	208	2.66	6	2
M	140	8	4	104	5.27	8	7
L	210	6	3	78	7.08	10	10
G	280	4	2	52	10.53	16	14

Tabella 5 : sintesi costituzione e numero bobine per taglia motore.

In Figura 49 è riportato lo schema dell'avvolgimento embricato a doppio strato comune a tutte le taglie: S,M, L e G.

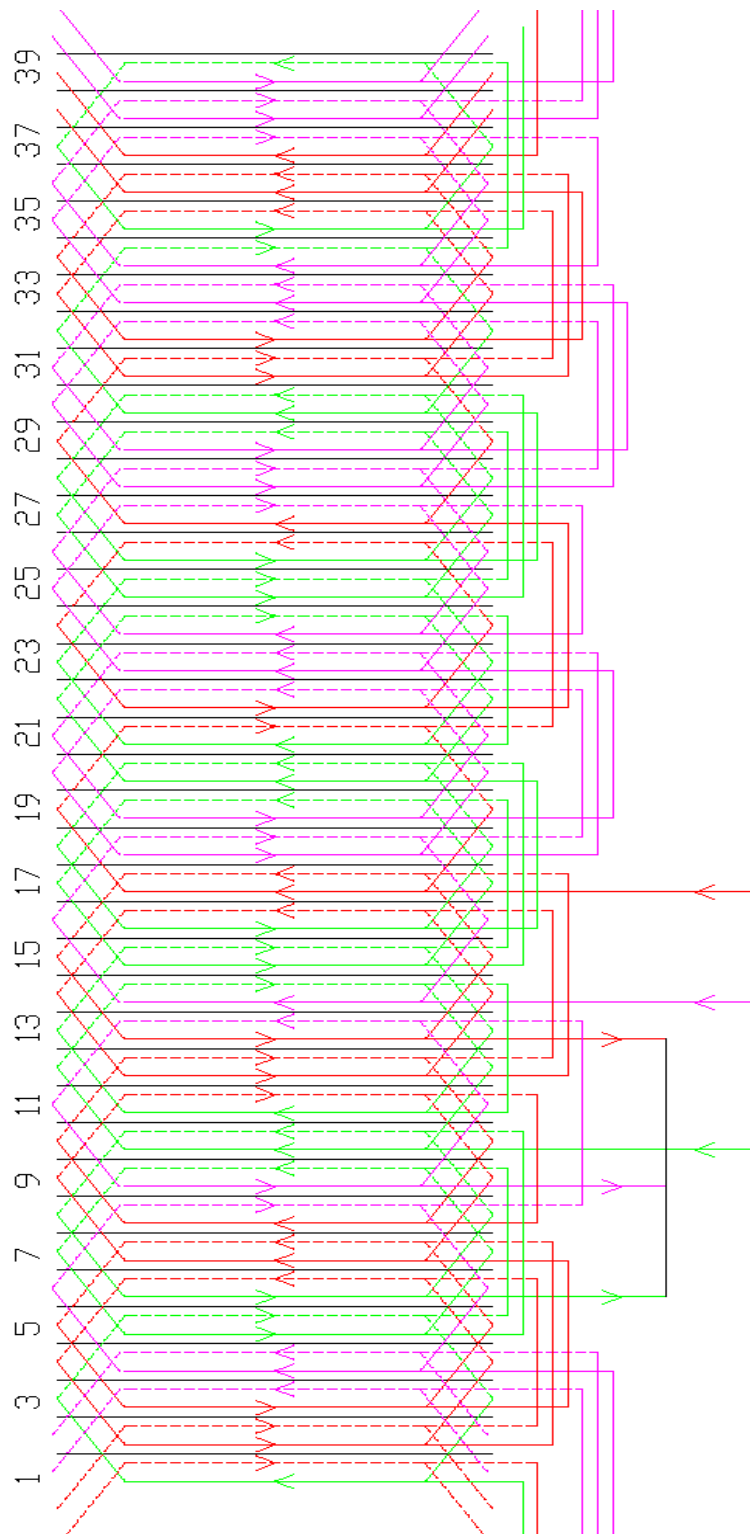


Figura 49 :schema dell'avvolgimento embricato a doppio strato distribuito sulle 39 cave.

7.2 Margine di smagnetizzazione

All'aumentare delle condizioni di carico, e quindi della corrente statorica, l'induzione nel magnete si riduce con il rischio di smagnetizzare il magnete stesso. Per il calcolo del margine di smagnetizzazione si è considerata, quale corrente massima quella di cortocircuito e stimata quest'ultima nelle condizioni più gravose:

$$I_{CC}^{MAX} \cong \frac{E_0}{X_{min}}$$

Dove E_0 rappresenta il valore efficace dell'armonica fondamentale del f.e.m. e X_{min} la minima reattanza rilevata tramite analisi agli elementi finiti.

Tale corrente comporta un valore 5 volte superiore il valore della corrente nominale e per il calcolo del margine di smagnetizzazione, nell'analisi magnetostatica ad elementi finiti, essa è posizionata completamente in quadratura. (vedi Figura 50)

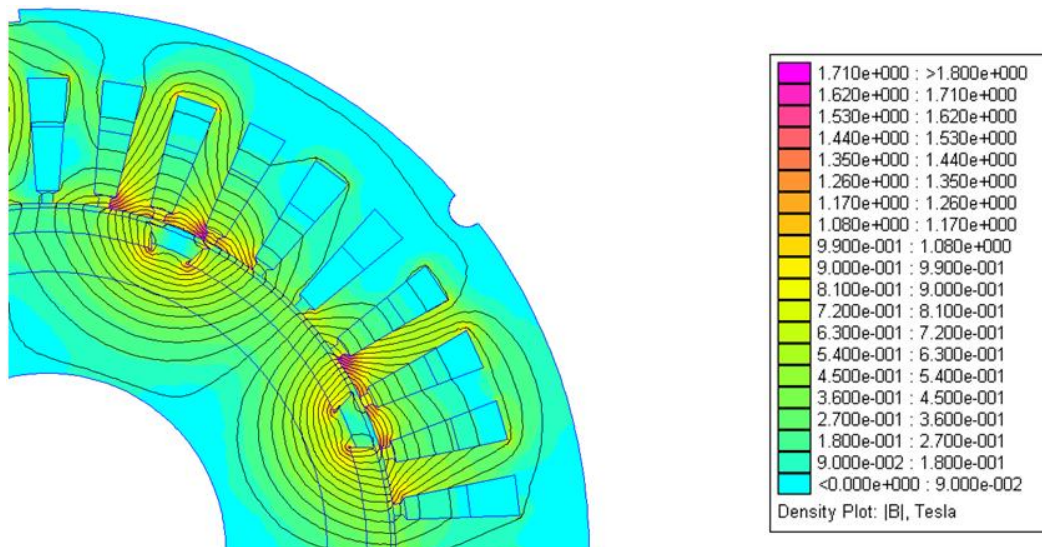


Figura 50: distribuzione del campo in condizioni di cortocircuito ($I=I_{CC}$, 100%asse diretto).

Si ritiene che il margine di smagnetizzazione con magnete a 100°C ($H_c=900\text{kA/m}$) sia sufficiente ad evitare che in caso di cortocircuito alla massima velocità non avvengano fenomeni di smagnetizzazione irreversibile dei magneti (vedi Figura 51 e Figura 52); è però di fondamentale importanza che la temperatura di rotore sia contenuta entro i 100°C.

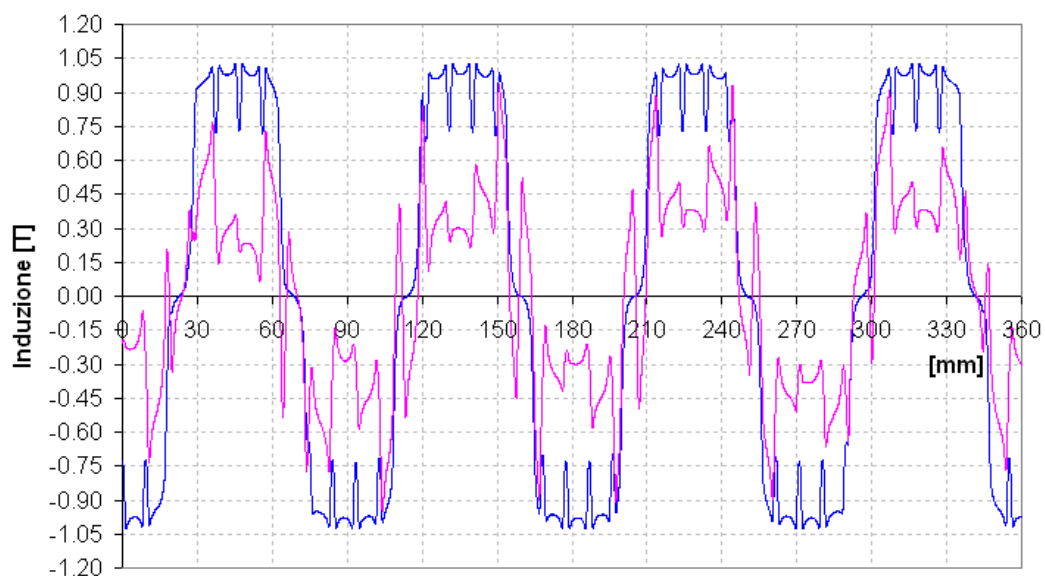


Figura 51 : componente normale dell'induzione al traferro a vuoto (blu) e in cortocircuito franco trifase (viola)

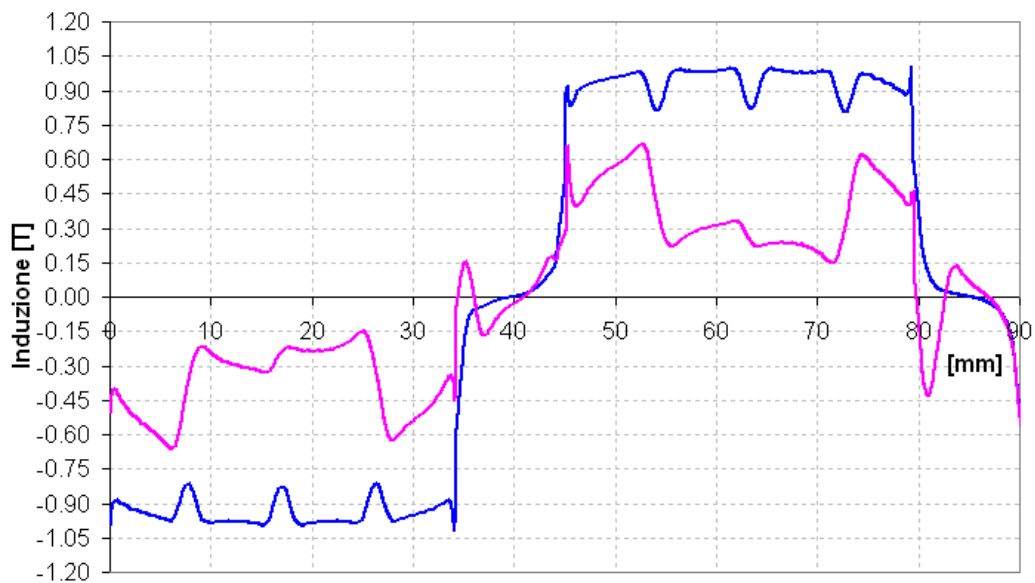


Figura 52 : componente normale dell'induzione alla superficie del magnete (2 poli) a vuoto ed in cortocircuito.

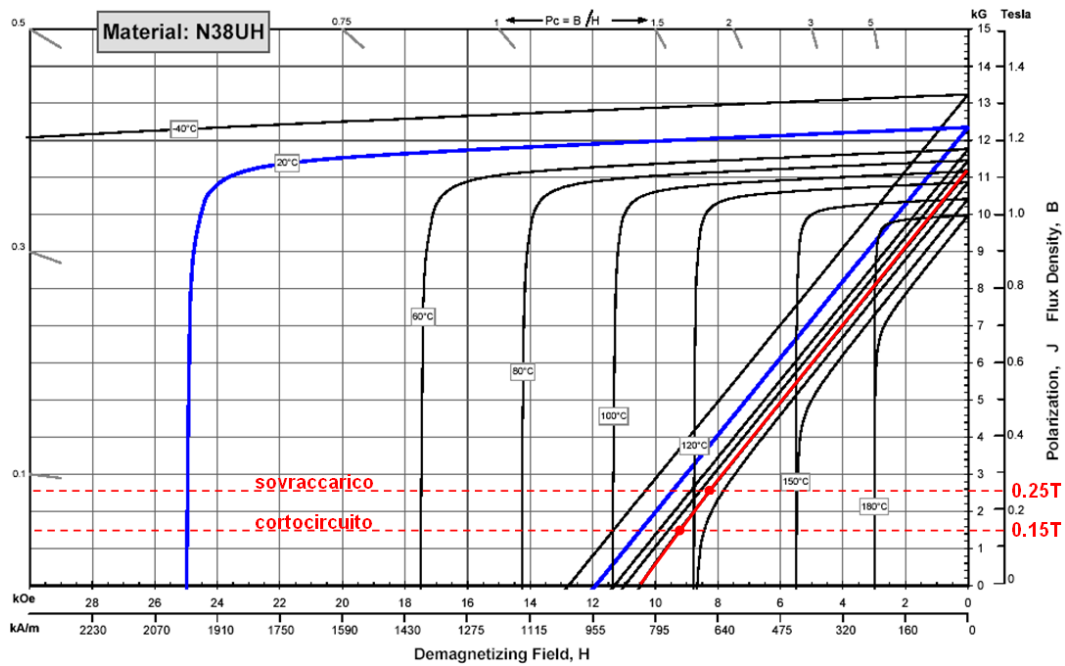


Figura 53 : curva di smagnetizzazione NdFeB 38UH; in evidenza i punti di lavoro minimi a 100°C in sovraccarico ed in cortocircuito.



CAPITOLO 8

Analisi termica 3D

8.1 Configurazione B20S

La categoria B20S rappresenta la prima e più tra le varie taglie del motore. Essa è infatti costituita da due soli moduli base.

8.1.1 Configurazione non ventilata

Le perdite calcolate con gli stessi criteri del paragrafo 4.2 in funzionamento continuativo, alla velocità di 3000rpm e con una coppia nominale di 30Nm risultano essere:

- perdite nel rame in cava: 125W
- perdite nel rame in testata: 125W
- perdite nel ferro,giogo statorico: 128W
- perdite nel ferro, denti statorici: 118W

per un totale di 500W di perdite elettromagnetiche da dissipare con avvolgimento ipotizzato alla temperatura cautelativa (non operativa) di 140°C. ($\rho=25,12 \mu\Omega \cdot m$). Inizialmente sono state effettuate simulazioni termiche stazionarie bi-dimensionali (pseudo-3D) con FEMM impostando le seguenti condizioni al contorno:

- Perdite volumetriche rame = $(125+125)/2,46E-04=1,0149317E+06$ W/m³ (tutte le perdite del rame – in cava e testate – vengono imposte nel volume del rame calcolato per lo spessore del modello considerato: 70mm).
- Perdite volumetriche pacco lamierino = $(128+118)/7,79E-04=315971,9992$ W/m³ (volume del FeSi calcolato per lo spessore del modello considerato: 70mm)
- Coefficiente convettivo sul perimetro esterno della carcassa in alluminio pari al caso non ottimizzato (vedi paragrafo 4.4) $\alpha=26,1$ W/m²K. (deriva dall'ipotesi che per gli effetti di bordo lo scambio termico sia circa 3 volte maggiore)

Il campo delle temperature bidimensionale ottenuto è riportato nella seguente figura:

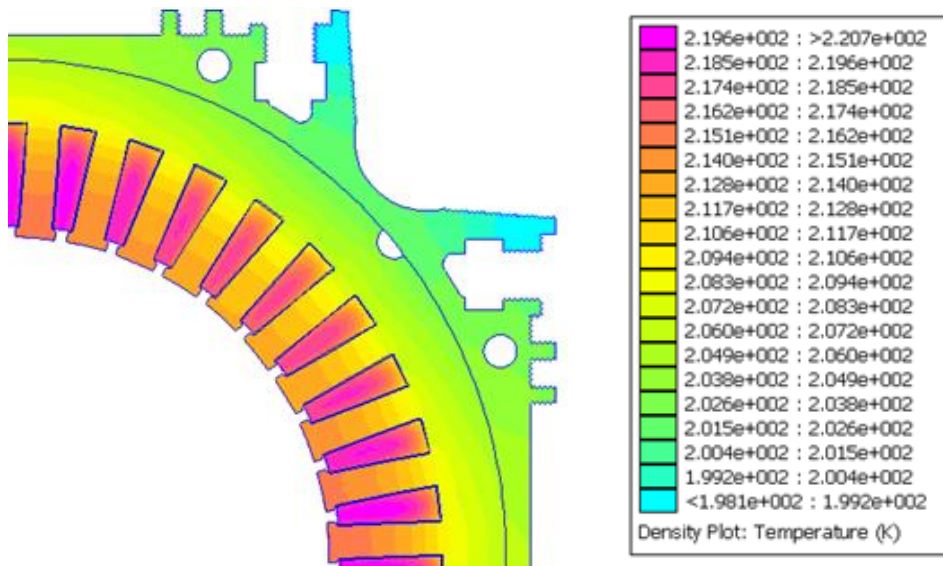


Figura 54 : Campo termico ottenuto dalla simulazione bi-dimensionale (FEMM)

In base a queste impostazioni si ottiene una temperatura massima nelle bobine discutibilmente superiore rispetto alla massima temperatura ammissibile.

Le simulazioni bidimensionali non tengono conto, infatti, degli effetti di bordo che sicuramente influiscono sulla risposta termica del sistema, come ad esempio:

- la convezione che si ha su tutta la carcassa e sullo scudo lato opposto accoppiamento.
- la conduzione che viene a stabilirsi attraverso il contatto termico tra lo scudo lato accoppiamento e la flangia.
- le testate delle bobine che non possono essere simulate sul singolo piano.



A causa di tali mancanze si è reso quindi necessario ricorrere ad una simulazione 3D che tenga in considerazione anche dei suddetti fenomeni per predire una più corretta distribuzione delle temperature.

Sono state impostate le seguenti condizioni al contorno:

- perdite volumetriche rame: $250/5.84376E-04=427806,7546 \text{ W/m}^3$
- perdite volumetriche pacco lamierino: $246/7,79E-04=315971.9992 \text{ W/m}^3$ (per il pacco statorico non ci sono differenze di condizioni al contorno tra 3D e 2D)
- coefficiente convettivo sulle superfici esterne della carcassa in alluminio alfa del caso non ottimizzato ($8,7 \text{ W/m}^2\text{K}$ è il coefficiente α stimato nel paragrafo 4.3.3)
- coefficiente convettivo sulla superficie esterna dello scudo lato accoppiamento: $69.6 \text{ W/m}^2\text{K}$.

Quest'ultimo valore è stato stimato ipotizzando che nel contatto termico dovuto all'accoppiamento lo scambio termico sia circa 15 volte superiore rispetto alla normale convezione: il supporto dell'apparecchiatura condotta rappresenta, infatti, innanzitutto un grande bacino termico da regimare quando in condizioni non stazionarie; successivamente, raggiunto l'equilibrio termico, è lecito prevedere che le superfici esposte all'aria della stessa utenza contribuiscano largamente allo scambio termico complessivo.

Per velocizzare i tempi di calcolo, sono state apportate delle semplificazioni al modello considerando una geometria tagliata sui due piani di simmetria della macchina (assiale e longitudinale). Questa semplificazione tuttavia indurrebbe uno scambio termico eccessivo attraverso entrambi gli scudi (si simulerebbe una errata condizione di doppio accoppiamento). Per imporre una corretta condizione al contorno si è scelto quindi di impostare sulla flangia del semi-modello un coefficiente convettivo pari al valor medio della convezione libera che si avrebbe sullo scudo lato opposto accoppiamento e la conduzione sullo scudo lato accoppiamento: $(15 \cdot 8,7 + 8,7)/2 = 69,6 \text{ W/m}^2\text{K}$.

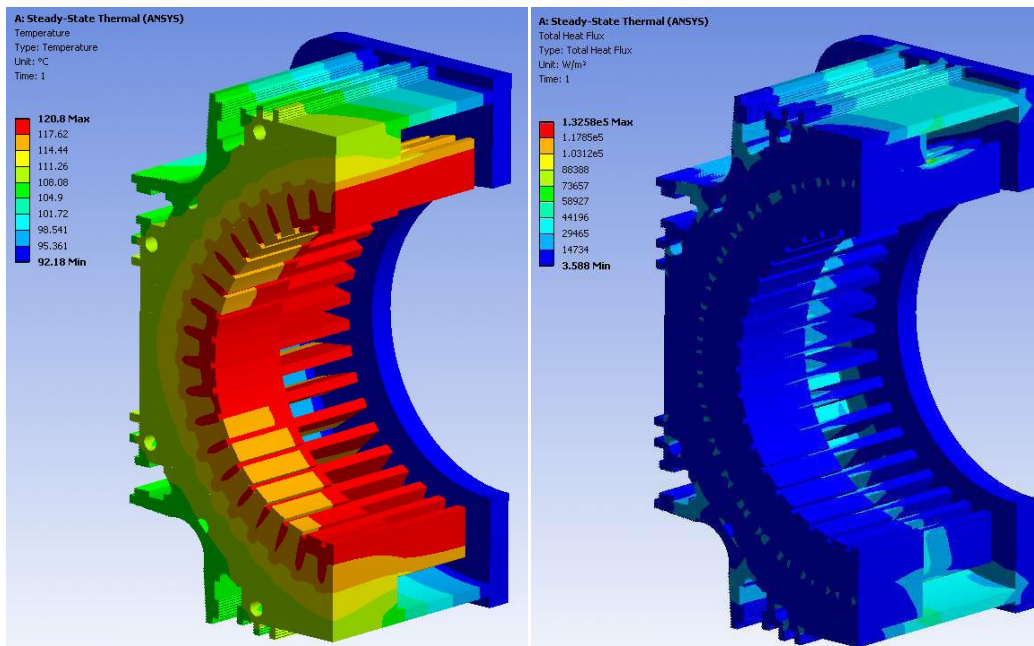


Figura 55 : campo termico (sinistra) e flusso termico (destra) ottenuto dalla simulazione 3D.

A valle delle prima simulazioni, si è scelto di introdurre nel modello un volume aggiuntivo di resina che inglobi teste di bobina al fine di ridurre le temperature sul rame fuori cava.

Sul mercato sono disponibili diversi tipi di resine termo conduttive per l'incapsulamento di componenti elettrici, il loro prezzo tuttavia dipende dalle caratteristiche che si vogliono avere, per cui la scelta del miglior compromesso è necessaria ai fini dell'economia globale della macchina.

Sono state effettuate simulazioni incrementando il valore di conducibilità termica della resina da 0,8 W/mK (tipo DOLPHON C(a)-1114, resina epossidica bi componente economica) fino a 5 W/mK (resina siliconica fortemente drogata con polveri ceramiche – ossido di alluminio/ossido di zinco/nitrato di alluminio- o metalli – alluminio e/o argento – tipo Dow Corning TC-2030) vedi figure seguenti.

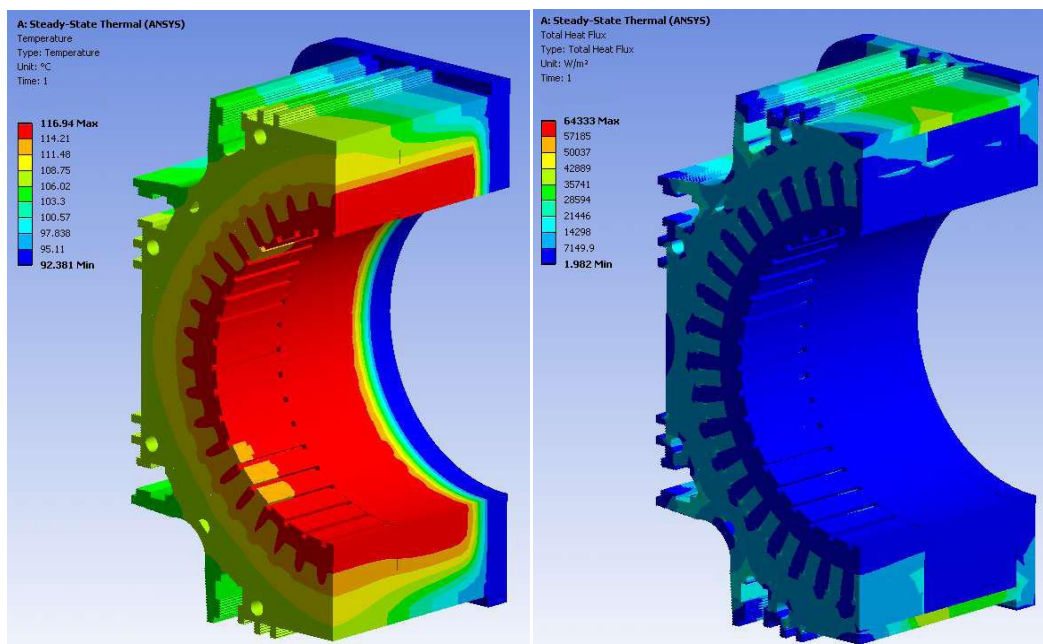


Figura 56 : campo termico con incapsulamento delle testate, resina $k=0,8$ W/mK.

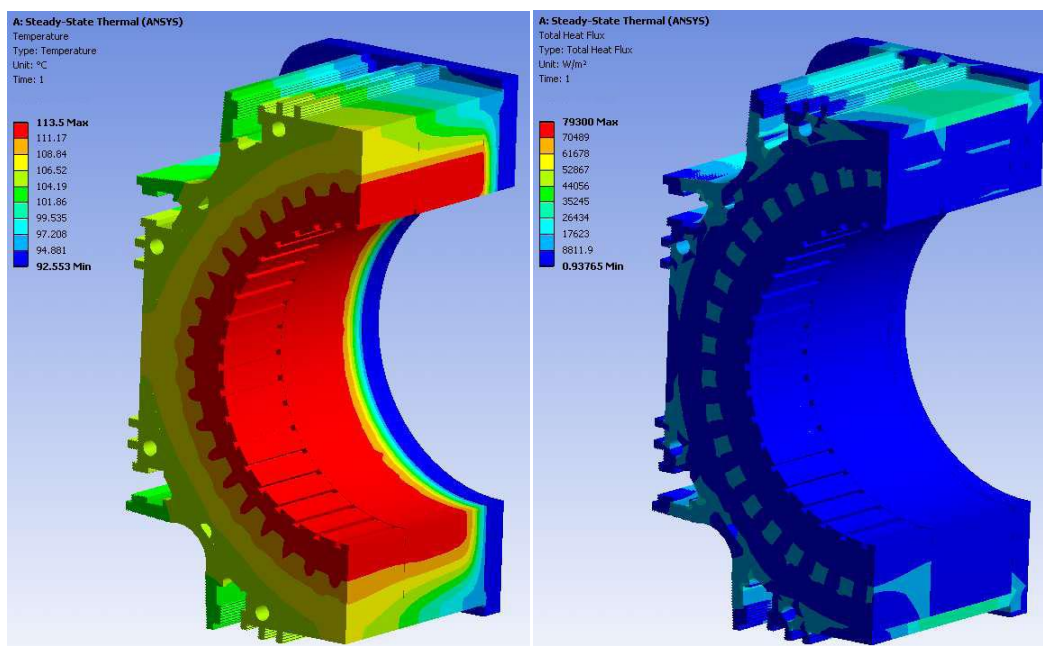


Figura 57 : campo termico con incapsulamento delle testate, resina $k=2.0$ W/mK.

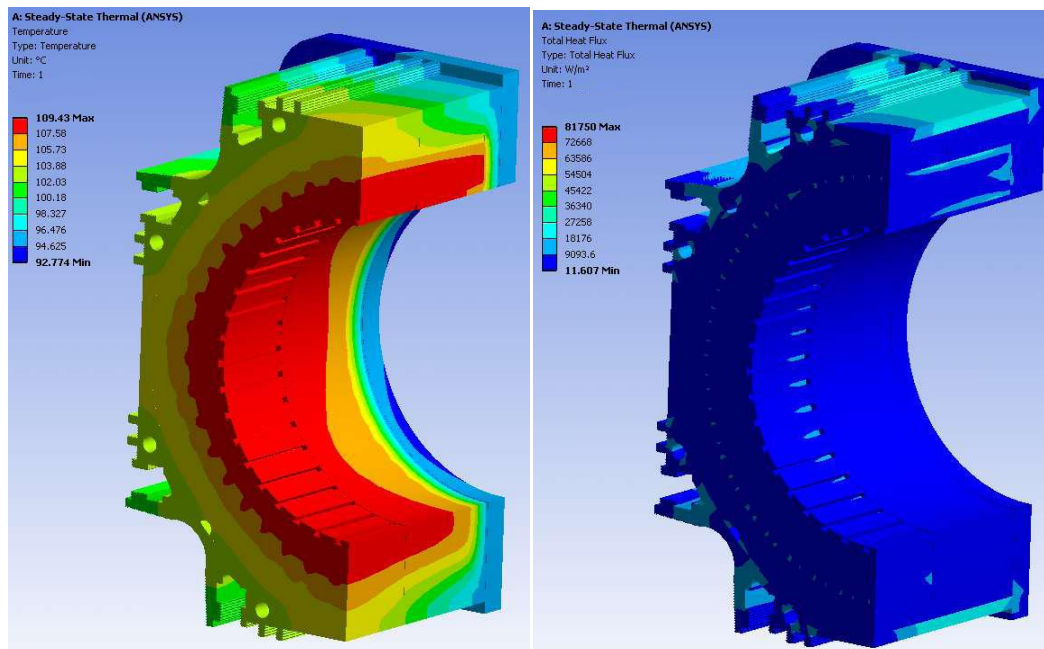


Figura 58 : campo termico con incapsulamento delle testate, resina $k=5,0 \text{ W/mK}$.

8.1.2 Configurazione ventilata

In questa sezione si sono determinate le temperature massime in condizioni di macchina servo ventilata, imponendo dei valori delle perdite nel rame scalati quadraticamente in funzione della coppia, mantenendo invece le perdite nel ferro uguali al caso di raffreddamento naturale.

Per la stima del comportamento termico è stato necessario moltiplicare le perdite nel rame del caso precedente (a raffreddamento naturale $427806.7546 \text{ W/m}^3$) per un coefficiente moltiplicativo dato dal quadrato del rapporto tra la coppia richiesta con motore servo ventilato e (valore di coppia fissato in 42 Nm) e la coppia nominale (30 Nm).

$$427806.7546 \times (42/30)^2 = 838501.239 \text{ W/m}^3$$

Si è chiaramente imposto un valore elevato del coefficiente convettivo sulle superfici esterne della carcassa, ipotizzando una velocità dell'aria forzata che lambisce la carcassa pari a $2,5 \text{ m/s}$. In base a queste assunzioni è stato possibile stimare il coefficiente convettivo mediante due formule semi-empiriche riportate di seguito:

$$h = 7 + 12\sqrt{v} = 25,97 \text{ W/m}^2\text{K}$$

$$h = 8 \cdot (1 + 1,3\sqrt{v}) = 24,44 \text{ W/m}^2\text{K}$$

Si è considerato un valore del coefficiente convettivo pari al valor medio dei due precedenti, pari a $25,2 \text{ W/m}^2\text{K}$; non sono state apportate ulteriori modifiche alle impostazioni al contorno e al modello rispetto al caso di ventilazione naturale. I risultati riportati di seguito sono stati ottenuti considerando la resina termoconduttiva con conducibilità termica pari a $0,8 \text{ W/mK}$.

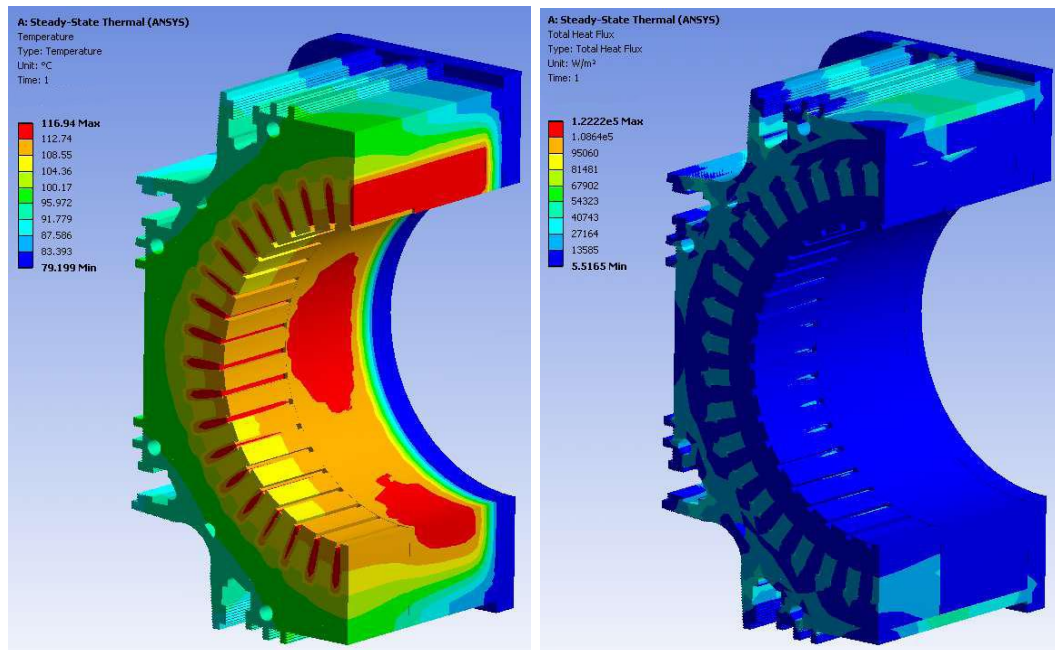


Figura 59: campo termico (sinistra) e flusso termico (destra) in ventilazione forzata (teste incapsulate con resina $k=0,8 \text{ W/mK}$)

La massima temperatura nel rame rimane praticamente invariata ($116,94^\circ\text{C}$) rispetto al caso di raffreddamento statico; tuttavia il maggior flusso termico sulla carcassa causa una minor temperatura media della superficie alettata del motore. Se consideriamo ad esempio il punto più freddo dello scudo lato accoppiamento, si ha una diminuzione della temperatura da $92,38^\circ\text{C}$ a $79,2^\circ\text{C}$ (-14%)

Questa prima fase ha permesso di centrare il dimensionamento elettromagnetico della macchina nel caso di raffreddamento forzato sul valore di 42 Nm , e di ottenere i definitivi valori delle perdite nel rame e nel ferro (giogo più denti).

A valle di queste valutazioni, sono state effettuate ulteriori quattro simulazioni termiche agli elementi finiti in modo da caratterizzare il comportamento termico della macchina nelle diverse condizioni di regime rotativo (1000/2000/3000/4000rpm).



Si riportano di seguito i contour delle temperature e dei flussi termici e la tabelle dei dati di input ed output nelle diverse condizioni:

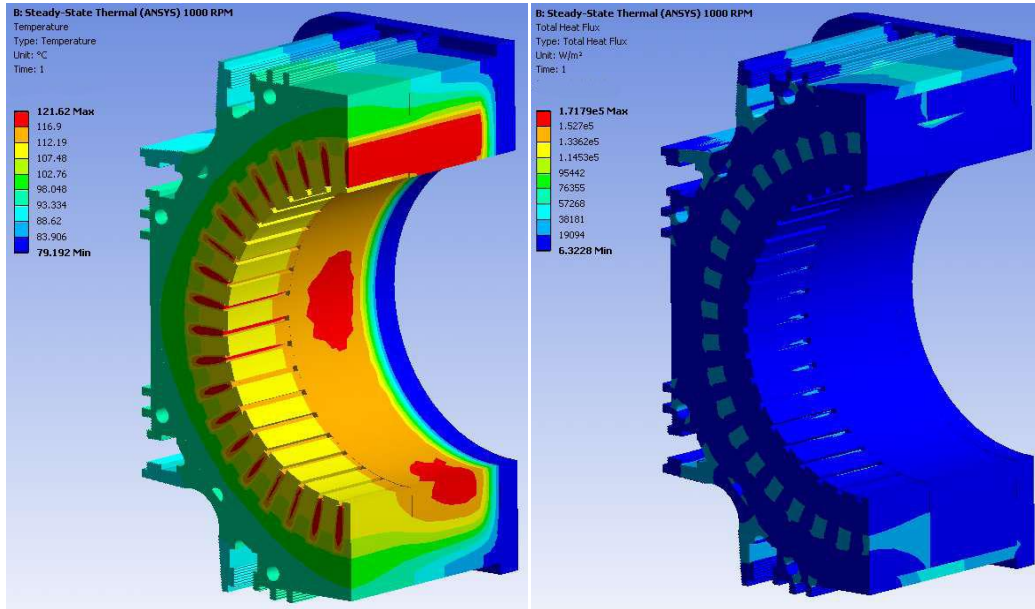


Figura 60 : campo termico con ventilazione forzata ed incapsulamento delle teste a 1000rpm.

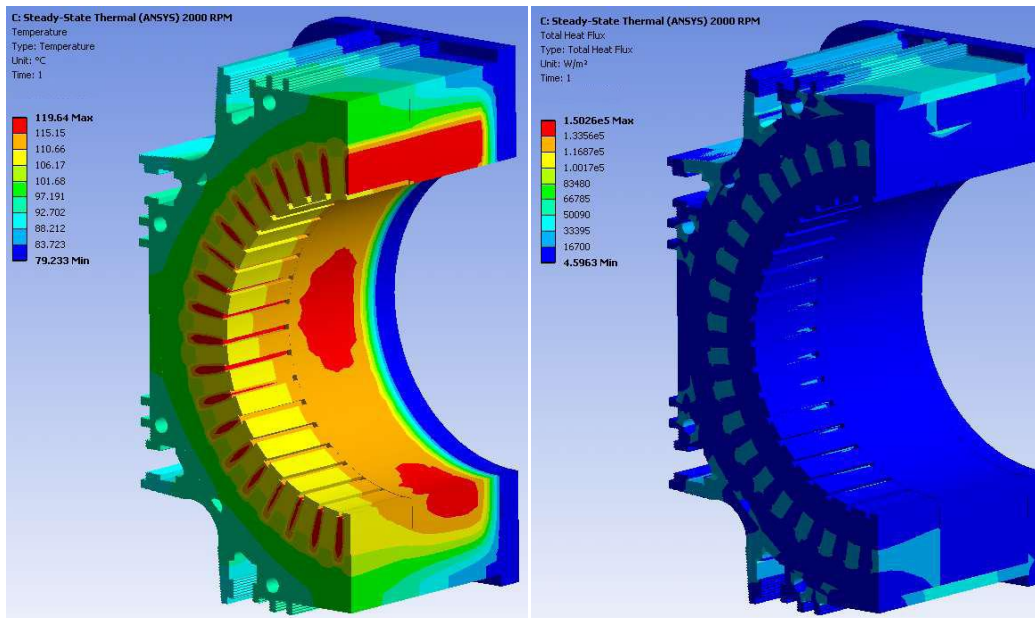


Figura 61 : campo termico con ventilazione forzata ed incapsulamento delle teste a 2000rpm.

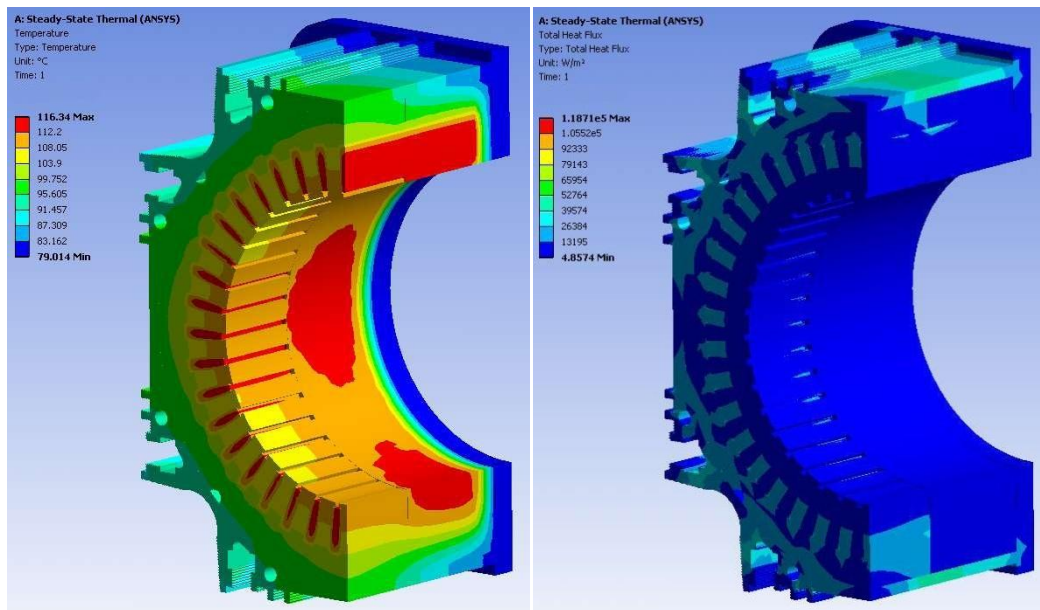


Figura 62 : campo termico con ventilazione forzata ed incapsulamento delle teste a 3000rpm.

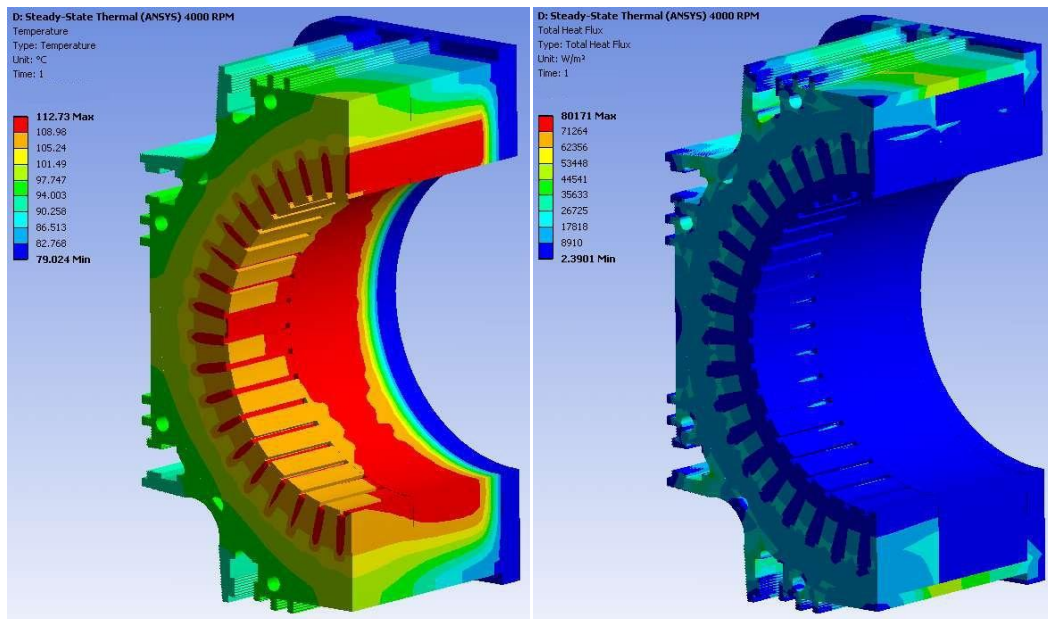


Figura 63 : campo termico con ventilazione forzata ed incapsulamento delle teste a 4000rpm.



8.2 Configurazione B20 taglie M, L e G.

8.2.1 Configurazioni non ventilate

Le condizioni al contorno impiegate per l'analisi termica delle taglie M (con pacco statorico di 140 mm), L (con pacco statorico di 210 mm) e G (con pacco statorico di 280 mm) sono le medesime dell'analisi termica fatta per i motori di taglia S, con la temperatura dell'aria di raffreddamento esterna pari a 20°C. I valori delle perdite nel ferro, nel rame e le coppie all'albero sono riportati in

	Velocità	Perdite rame	Perdite ferro	Temp. Max avvolgimento	Coppia
	[rpm]	[W]	[W]	[°C]	[Nm]
140 (M)	0	383	0	87	59
	3000	176	465	124	45
210 (L)	0	488	0	98	84
	3000	108	604	129	62
280 (G)	0	640	0	112	110
	3000	56	774	135	76

Tabella 6: Valori di perdite nelle parti attive utilizzati per l'analisi termica e relativi risultati.

Si riportano di seguito i contour plot delle temperature delle tre taglie di motore più grandi (L, M e G) relative ai casi di rotore bloccato (0 rpm) e velocità nominale (3000 rpm).

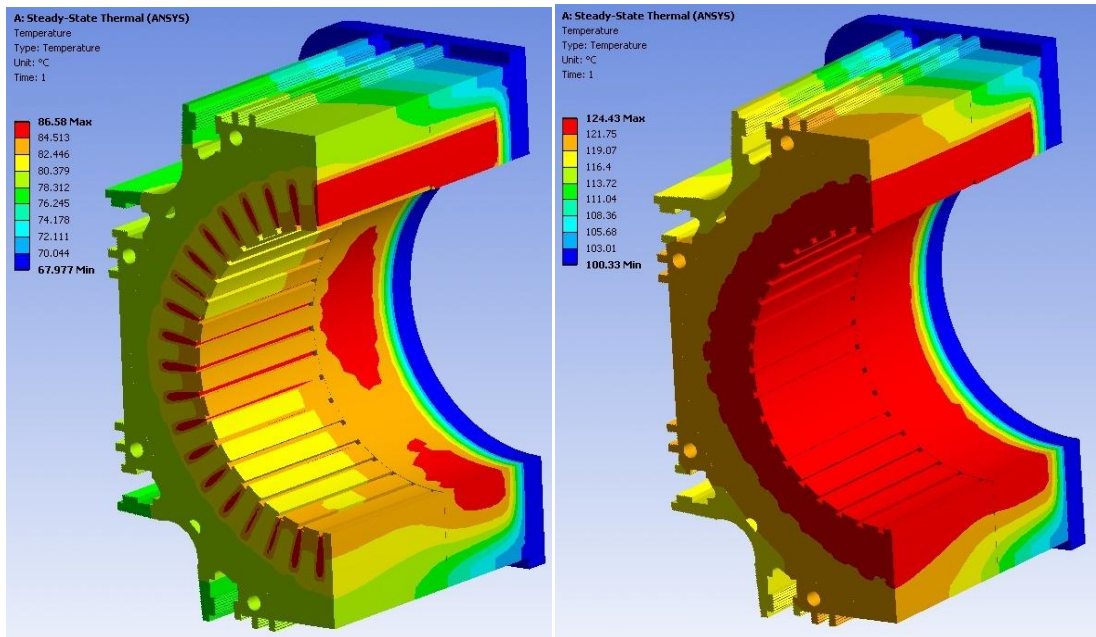


Figura 64: Campo di temperatura a rotore bloccato(sinistra) e a 3000 rpm (destra) per il motore taglia M (pacco statorico 140mm).

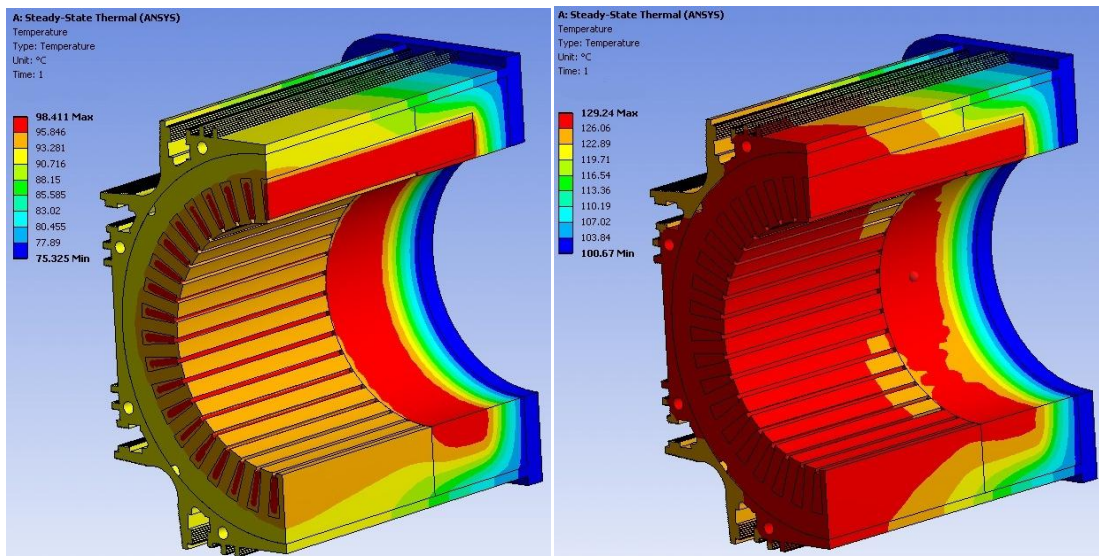


Figura 65: Campo di temperatura a rotore bloccato(sinistra) e a 3000 rpm (destra) per il motore taglia L (pacco statorico 210mm).

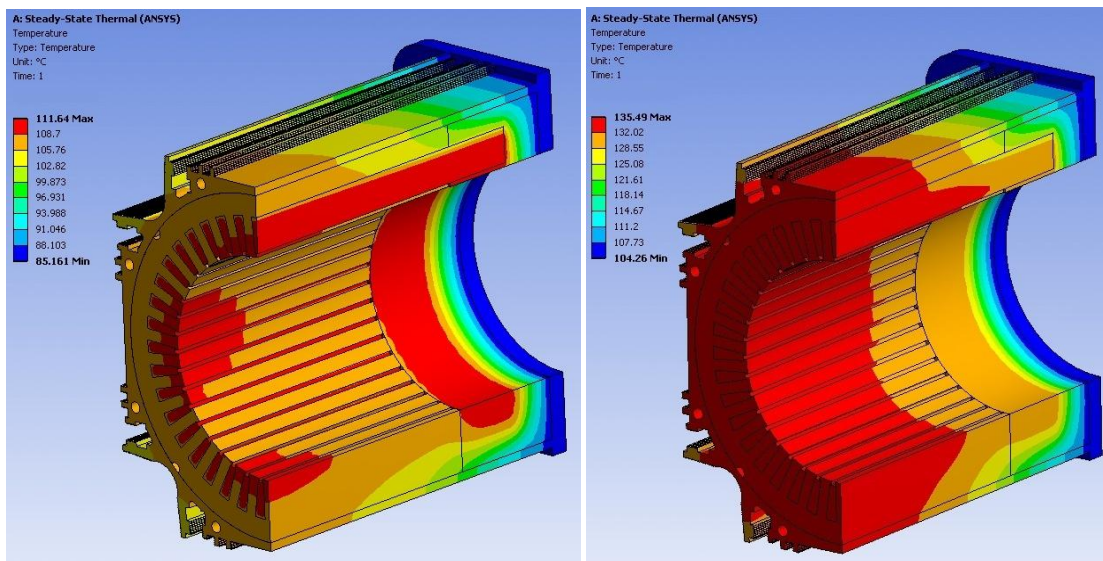


Figura 66: Campo di temperatura a rotore bloccato (sinistra) e a 3000 rpm (destra) per il motore taglia G (pacco statorico 280mm).

In tutti i casi esaminati a rotore bloccato, le sovratemperature massime negli avvolgimenti rispetto la temperatura ambiente sono inferiori a $\Delta T = +90^\circ\text{C}$. Nel caso di rotore a velocità nominale 3000 rpm, la massima temperatura degli avvolgimenti si alza all'aumentare della lunghezza delle parti attive. Questo fenomeno è dovuto al fatto che le perdite nel ferro tendono a crescere all'aumentare della lunghezza, essendo maggiori i volumi di ferro investiti dal flusso variabile; inoltre il riflesso dell'aumento di temperatura statorica sul rotore tende a diminuire il flusso utile a causa del decremento dell'induzione residua del magnete e infine la superficie alettata di scambio termico tuttavia non cresce proporzionalmente all'aumentare delle perdite e di conseguenza si hanno temperature di macchina maggiori.

Per abbassare la temperatura degli avvolgimenti nei casi a velocità nominale al di sotto della soglia dei 120°C è necessario quindi apportare delle modifiche al progetto. Considerando ad esempio il caso più gravoso (motore di taglia G alla velocità di 3000 rpm) si rende necessario combinare la soluzione di una resina termoconduttiva incapsulante sulle testate avente migliori performance termiche (resina con coefficiente conduttivo $k=5 \text{ W/mK}$) con una modifica alla carcassa nella zona delle teste. Sulla sezione estrema del pacco si ha infatti una concentrazione del flusso termico che comporta una saturazione delle massime perdite asportabili. In tale zona si rende necessario quindi estendere la sezione ortogonale al flusso termico con un anello in

alluminio solidale alla carcassa ed avente funzione di battuta arresta-pacco, vedi figura 67. Tale anello dovrebbe essere perfettamente aderente radialmente alla carcassa ed assialmente al pacco; con carcassa in alluminio estruso, è necessario ricorrere al calettamento per interferenza a caldo dell'anello in carcassa. I risultati delle simulazioni termiche 3D delle modifiche apportate (anello alluminio più resina incapsulamento alto-conduttiva) dimostrano un miglior smaltimento termico e di conseguenza un abbassamento della temperatura massima degli avvolgimenti di circa 15°C.

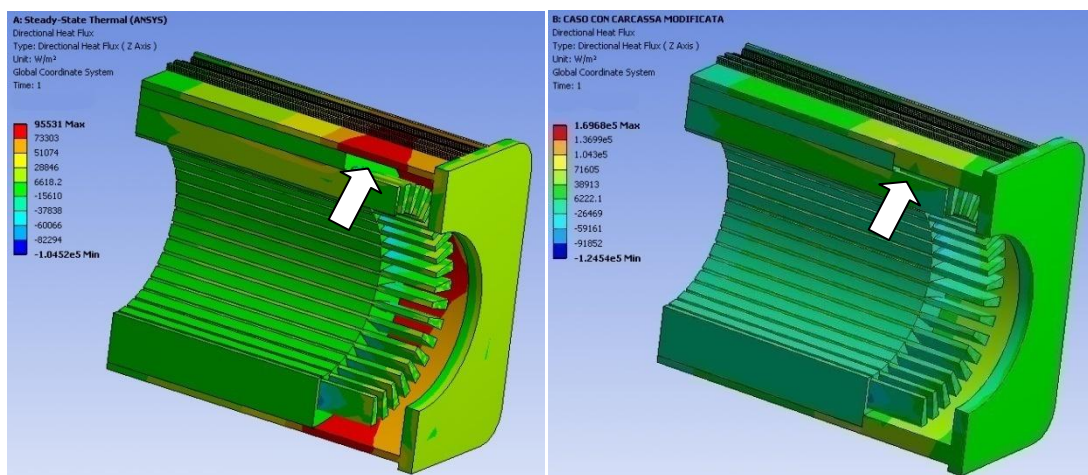


Figura 67: simulazione in cui si vede la saturazione del flusso termico nella carcassa (sinistra) e desaturazione della stessa mediante l'uso di anello in alluminio arresta-pacco (destra)

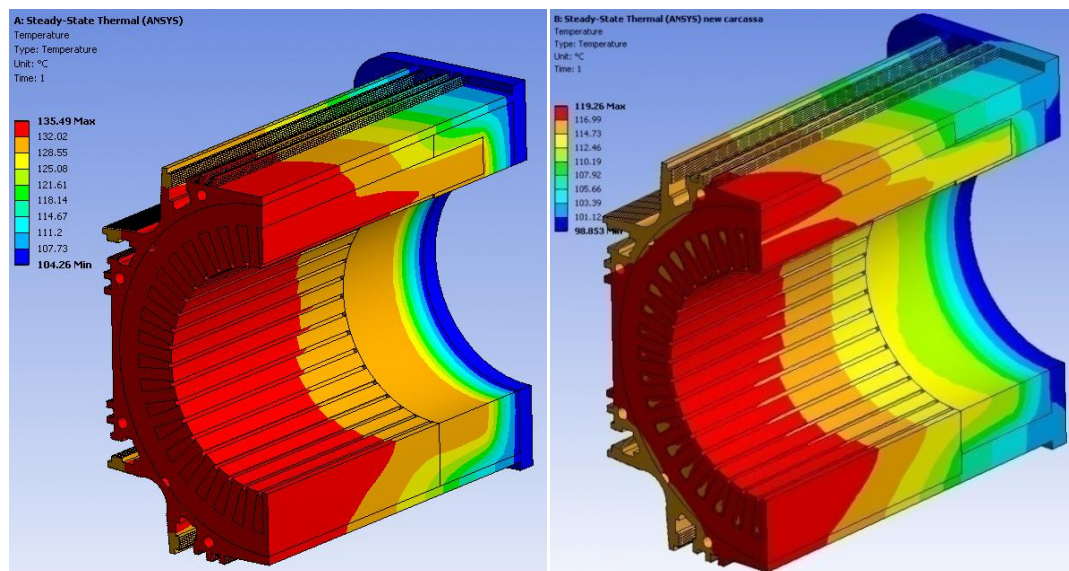


Figura 68: simulazione in cui si vede il campo di temperatura nella carcassa con e senza anello in alluminio arresta-pacco e resina incapsulamento alto-conduttiva.

8.2.2 Configurazioni ventilate

Come visto nel paragrafo 8.1 il motore taglia B20S presenta temperature non critiche degli avvolgimenti (minori di 120°C) anche alla velocità nominale di 3000 rpm. Gli avvolgimenti della taglia successiva B20M invece, raggiungono alla stessa velocità di rotazione, una temperatura di 141°C per cui al fine di abbassare tale valore si è reso necessario incrementare il tenore di asporto termico per convezione usando una velocità dell'aria esterna di almeno 5 m/s.

In tale modo è possibile stimare (per mezzo delle formule già utilizzate nel paragrafo 8.1.2) il valore del coefficiente di scambio termico convettivo, come media tra i seguenti valori:

$$h = 7 + 12\sqrt{v} = 33,83 \text{ W/m}^2\text{K}$$
$$h = 8 \cdot (1 + 1,3\sqrt{v}) = 31,26 \text{ W/m}^2\text{K}$$

e quindi pari a: 32,5 W/m²K.

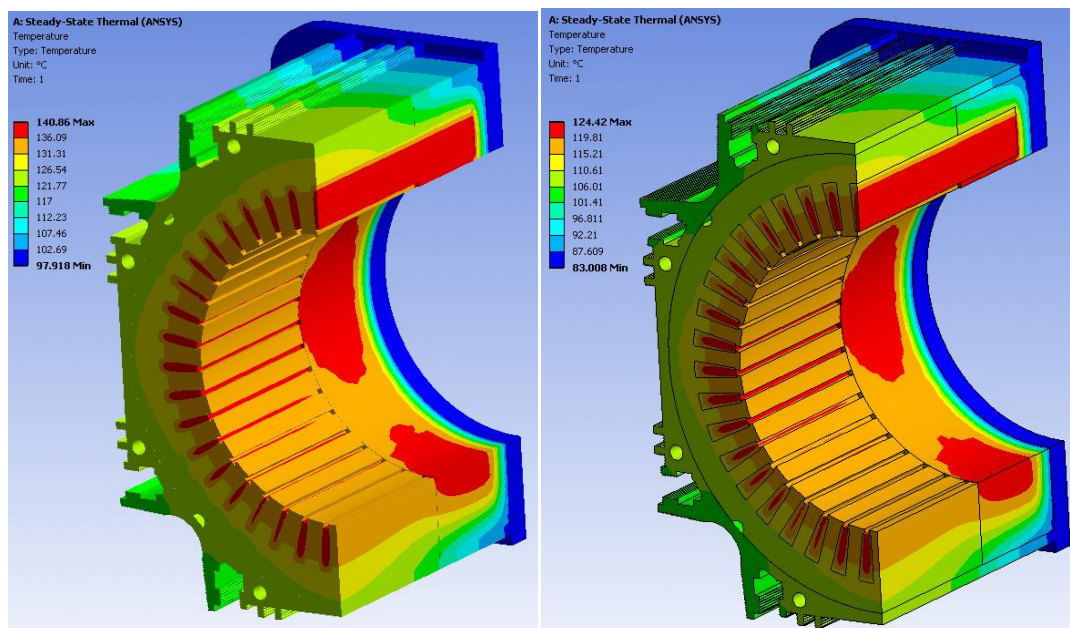


Figura 69: B20M 3000rpm, campo termico con ventilazione forzata ed incapsulamento delle teste.
($\alpha=25,2 \text{ W/m}^2\text{K}$ a sinistra, $\alpha=32,5 \text{ W/m}^2\text{K}$ a destra).

Lo stesso comportamento di sovratemperatura si è riscontrato anche per la taglia B20L, che anche con il rotore bloccato ed coefficiente convettivo pari a 25,2 W/m²K (velocità dell'aria 2,5 m/s) raggiunge picchi di temperatura superiori ai 131°C. Anche in questo caso quindi si rende necessario aumentare la velocità dell'aria di

raffreddamento al valore individuato precedentemente (5m/s) per rendere sufficiente lo scambio termico convettivo sulle superfici alettate della carcassa.

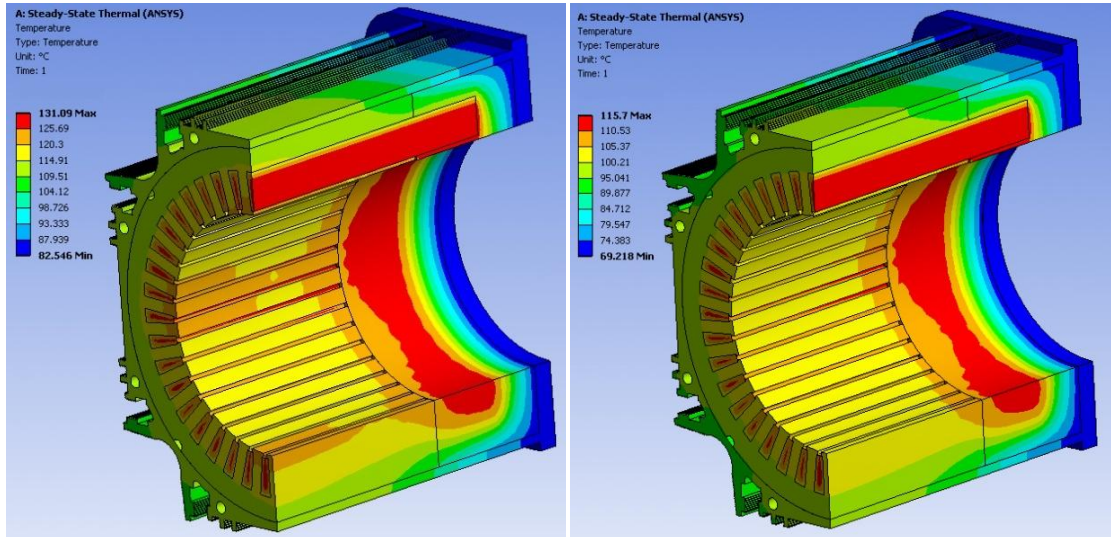


Figura 70: B20L- stallo (0rpm) campo termico con ventilazione forzata ed incapsulamento delle teste. ($\alpha=25,2 \text{ W/m}^2\text{K}$ a sinistra, $\alpha=32,5 \text{ W/m}^2\text{K}$ a destra).

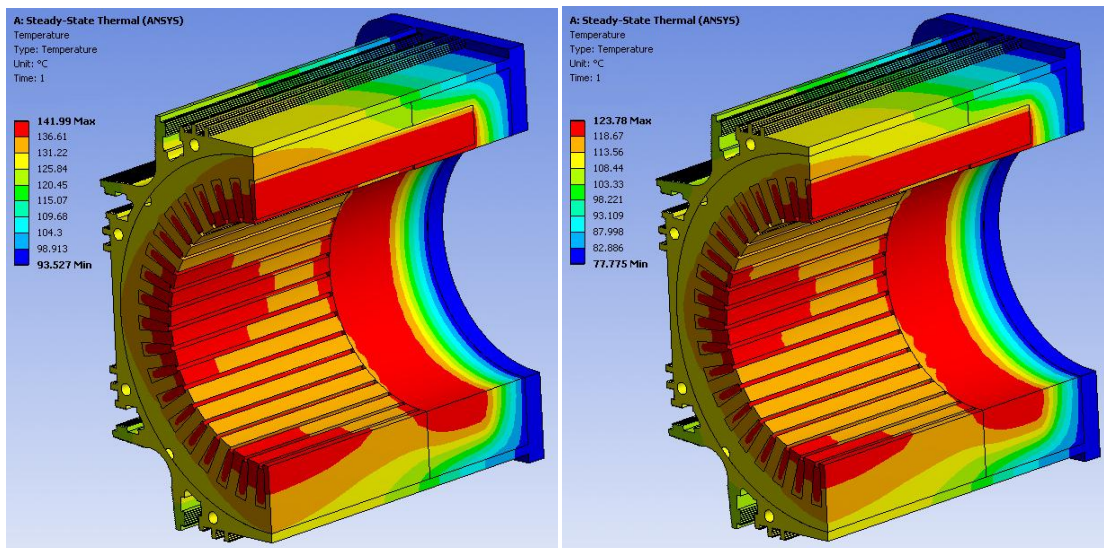


Figura 71: B20L- 3000rpm campo termico con ventilazione forzata ed incapsulamento delle teste. ($\alpha=25,2 \text{ W/m}^2\text{K}$ a sinistra, $\alpha=32,5 \text{ W/m}^2\text{K}$ a destra).

La taglia estrema B20G a rotore bloccato raggiunge temperature elevate (circa 127°C) anche con coefficiente maggiorato, per cui si rende necessaria l'adozione dell'anello in alluminio solidale alla carcassa con incapsulamento delle teste standard (resina 0.8 W/mK) per ottenere una temperatura massima di 122,5 °C. Al fine di

scendere sotto la soglia dei 120°C risulterebbe necessario incapsulare le teste con resina alto-conduttiva 5 W/mK oppure effettuare una limitazione di coppia.

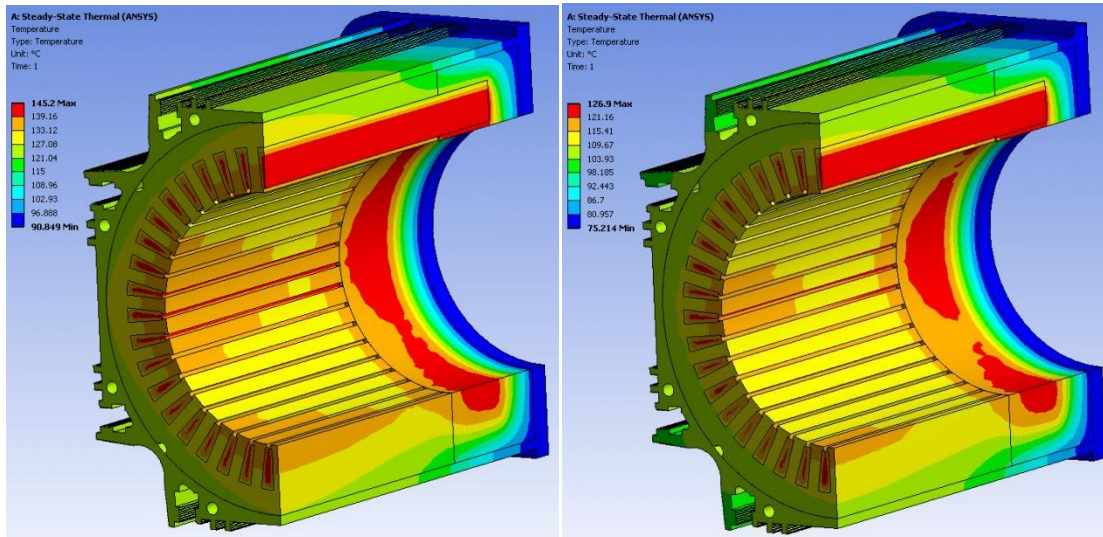


Figura 72: B20G-stallo campo termico con ventilazione forzata ed incapsulamento delle teste. ($\alpha=25,2 \text{ W/m}^2\text{K}$ a sinistra, $\alpha=32,5 \text{ W/m}^2\text{K}$ a destra).

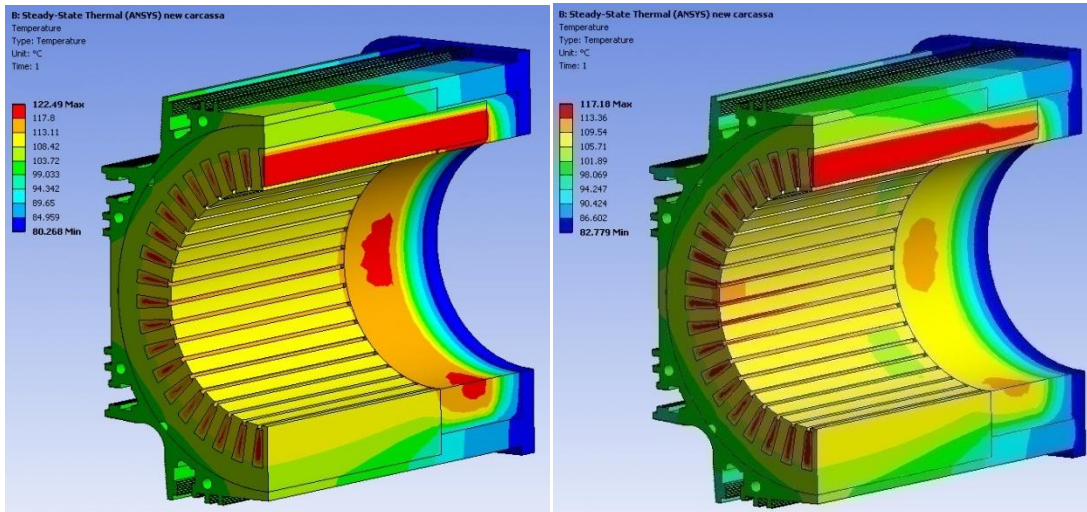


Figura 73: B20G-stallo campo termico con ventilazione forzata 32,5 W/m²K, anello alluminio aggiuntivo ed incapsulamento delle teste. ($k=0,8 \text{ W/mK}$ a sinistra, $k=5,0 \text{ W/mK}$ a destra).

Le stesse considerazioni possono essere fatte per rotore a velocità nominale di 3000rpm, in cui l'uso della resina alto-conduttiva e dell'anello in alluminio, associato alla ventilazione indicata (velocità aria 5m/s, coefficiente convettivo $\alpha=32,5 \text{ W/m}^2\text{K}$), consentono di contenere le massime temperature a valori inferiori ai 122,5°C. Vedi

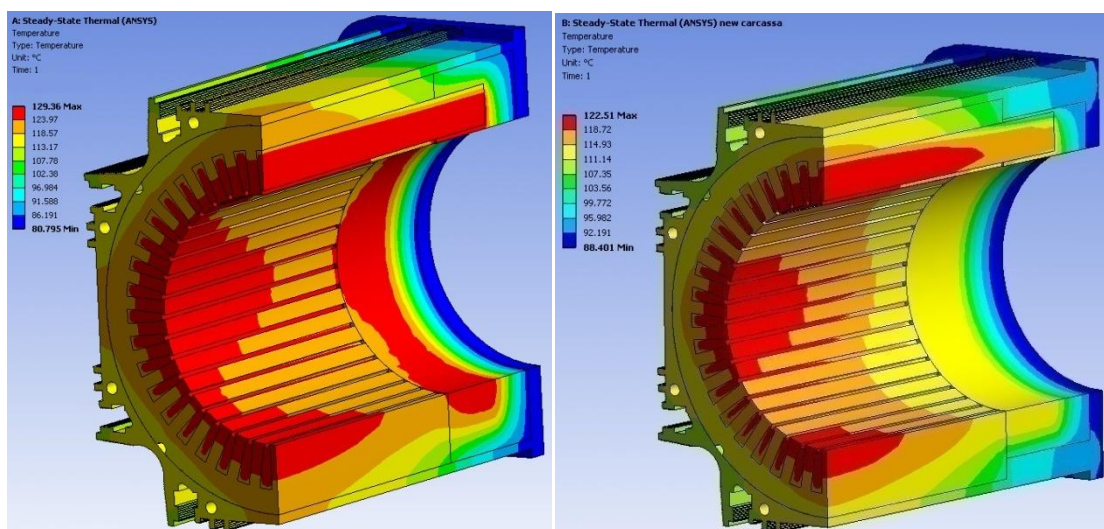


Figura 74: B20G-3000rpm, campo termico con ventilazione forzata $32,5 \text{ W/m}^2\text{K}$ a sinistra e con anello alluminio aggiuntivo ed incapsulamento delle teste con resina $5,0 \text{ W/mK}$ a destra.





CAPITOLO 9

Conclusioni

Concordemente alle indicazioni ed alle richieste ricevute e valutato lo stato dell'arte della concorrenza, lo sforzo progettuale è stato sviluppato nella direzione di combinare i gradi di libertà associati ad accorgimenti tecnici noti ed a soluzioni realizzative industrialmente provate ed economicamente accettabili.

Particolare attenzione è stata usata nell'identificare il "modulo base" del motore B20. Il motore progettato è basato su moduli di lunghezza 35 mm; assialmente molto compatto presenta caratteristiche esterne positive nei termini di pulizia della coppia erogata, delle forme d'onda di tensione e corrente, delle vibrazioni e della sovraccaricabilità impulsiva.

Il progetto è volutamente basato sullo sfruttamento elettromagnetico ottimale di un magnete in NdFeB di qualità elevata ma di forma semplice, di un lamierino in ferrosilicio di spessore 0,35 mm a basse perdite, di rame a tripla smaltatura per sollecitazioni dielettriche elevate e di resina epossidica termo conduttiva per l'incapsulamento delle testate di gestione ed applicazione relativamente facile.

Il calcolo è stato svolto utilizzando al meglio delle conoscenze disponibili e prendendo tutte le accortezze necessarie all'ottenimento di risultati affidabili; tuttavia la stessa complessità fisica delle questioni trattate e l'esistenza di un insieme di tolleranze sulle caratteristiche fisiche e dimensionali dei sub componenti e sulle variabili intrinseche al



processo produttivo impongono un margine di cautela: si suggerisce la verifica sperimentale della bontà del progetto tramite la costruzione ed il vaglio sperimentale di un primo prototipo.

In particolare solo i test sul prototipo possono validare le situazioni di sfruttamento elettromagnetico e termico in condizioni estreme (ampiezza della coppia di sovraccarico, funzionamento continuativo a 4000 rpm, effettive prestazioni con servo ventilazione ecc.), infatti in queste situazioni anche le proprietà fisiche dei materiali, il loro comportamento, l'efficacia dell'asporto forzato sono noti con maggiore incertezza o addirittura solamente ipotizzati a buon senso.



Bibliografia

- [1] M. Andriollo, G. Martinelli, A. Morini: *Macchine elettriche rotanti* Libreria Cortina, Padova, 2003.
- [2] G. Martinelli, A. Morini *Lezioni di Teoria Unificata delle Macchine Elettriche* SGEEditoriali, Padova, 1999.
- [3] N. Bianchi, S. Bolognani *Metodologie di Progettazione delle Macchine Elettriche* Cleup, Padova, 2001.
- [4] N. Bianchi *Calcolo delle Macchine Elettriche col Metodo degli Elementi Finiti* Cleup, Padova, 2001.
- [5] N. Bianchi, M. Dai Prè, L. Alberti, E. Fornasiero *Theory and Design of Fractional-slot PM Machines* Cleup, Padova, 2007.
- [6] J. Pyrhönen, T. Jokinen, V. Hrabovcova *Design of Rotating Electrical Machines* Wiley, Printed in Great Britain by CPI Antony Rowe, Chippenham, Wiltshire, 2008.
- [7] J.F. Giales, M. Wing *Permanent Magnet Motor Technology* Marcel Dekker, New Youk, 2002.
- [8] C. Bonacina, A. Cavallini, L. Mattarolo *Trasmissione del Calore* Cleup, Padova, 1985.
- [9] A. Cengel Yunus *Termodinamica e Trasmissione del Calore* The McGraw-Hill Companies, 2009





Ringraziamenti

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

Al dott. Lovato e a tutto il personale tecnico dell'HDT, per la disponibilità e l'aiuto prestatomi nell'esecuzione e stesura della presente tesi di laurea.

Ai colleghi di lavoro della Cartotecnica Rossi, nonché al personale della Nuova Cartiera Rossi per il quotidiano supporto e il sostegno prestatomi.

A mamma e papà, per la fiducia e le preziosissime lezioni di vita.

A Francesca, perché ci sei e per non aver mai smesso di credere in me.

Ad Andrea, Matteo ed Ester per esser sempre stati fonte d'esempio e di mira.

A tutti i miei amici: Alessandra, Andrea, Anna, Claudia, Christian, Giovanna, Davide, Leonardo, Lorenzo, Mirko, Matteo, Paolo, Roberto, Sara, Silvia e Stefania, per esser tali e per aver, loro malgrado, condiviso tutto questo.

Nicola Sbalchiero