



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

Dipartimento di Ingegneria Industriale DII

Tesi di Laurea Magistrale in Ingegneria dell'Energia Elettrica

Progetto di Motori a Magneti Permanenti per Powertrain Ibrido Elettrico
di Macchina Agricola

Relatore: Prof. Nicola Bianchi

Correlatore: Prof. Luigi Alberti

Laureando: Marco Facco, 1132484

Anno Accademico 2017/2018

Indice

Introduzione	1
1 Generalità sul controllo dei motori SPM	3
1.1 I vettori spaziali	3
1.2 Equazioni elettriche di statore	6
1.3 Regioni di funzionamento di un motore SPM	8
2 Progettazione di motori SPM ad avvolgimento distribuito	13
2.1 Scelta dei magneti permanenti	13
2.2 Geometrie utilizzate	16
2.2.1 Motore SPM ad avvolgimento distribuito a 4 poli	17
2.2.2 Motore SPM ad avvolgimento distribuito a 6 poli	18
2.2.3 Motore SPM ad avvolgimento distribuito a 8 poli	19
2.2.4 Motore SPM ad avvolgimento distribuito a 10 poli	20
2.2.5 Motore SPM a 10 poli a cave frazionarie	22
2.3 Progettazione degli avvolgimenti	23
3 Analisi elettromagnetica dei motori SPM ad avvolgimento distribuito	27
3.1 Analisi dei magneti in fase smagnetizzante	28
3.1.1 Progettazione del magnete permanente	28
3.2 Prove a vuoto	30
3.3 Alimentazione del motore ed MTPA	32
3.4 Prove a carico	34
3.4.1 In condizioni nominali	34
3.4.2 In condizioni di sovraccarico x3	36
3.4.3 Densità di potenza	37
3.4.4 Variazione del fattore di potenza	39
3.4.5 Ottimizzazione dei motori	41
3.5 Mappatura del motore	43
3.6 Tabelle riassuntive sui principali dati dei motori	45
4 Progettazione e analisi di motori SPM ad avvolgimento <i>hairpin</i>	47
4.1 Geometrie	47
4.2 Gli avvolgimenti <i>hairpin</i>	50
4.2.1 Progettazione degli avvolgimenti e delle piattine	51

INDICE

4.2.2	Struttura degli avvolgimenti	55
4.3	Analisi elettromagnetica	58
4.3.1	Analisi del comportamento in fase smagnetizzante dei magneti	58
4.3.2	Prova a vuoto	59
4.3.3	Prove a carico	60
4.3.4	Prove in condizioni di sovraccarico x3	63
4.3.5	Fattore di potenza	64
4.4	Perdite addizionali	64
4.5	Confronto tra motori ad avvolgimento distribuito e <i>hairpin</i>	68
4.6	Tabelle riassuntive sui principali dati dei motori <i>hairpin</i>	71
5	Analisi termica	73
5.1	Analisi fluidodinamica dell'acqua nei canali	74
5.2	Analisi del sistema di raffreddamento	78
5.2.1	Analisi a flusso termico costante	79
5.2.2	Analisi a temperatura superficiale costante	80
5.2.3	Variazione del numero di canali di raffreddamento	82
5.3	Analisi termica del motore	82
5.3.1	Caratteristiche termiche utilizzate	83
5.3.2	Conducibilità termica equivalente in cava	84
5.3.3	Rete termica equivalente a parametri concentrati	85
5.3.4	Prove termiche del motore ad avvolgimento distribuito	88
5.3.5	Prove termiche del motore ad avvolgimento <i>hairpin</i>	91
5.3.6	Effetti termici dovuti alla variazione della temperatura di ingresso dell'acqua di raffreddamento	95
5.4	Effetti termici dovuti all'aumento della densità di corrente di dimensionamento	95
	Conclusione	97
	Bibliografia	101
	Elenco delle figure	103
	Elenco delle tabelle	107

Introduzione

Risulta ormai noto a tutti che il mondo sta spingendosi verso la trazione elettrica, per via del minor costo dei motori e soprattutto del miglioramento, in termini di capacità volumetriche, dei sistemi di accumulo dell'energia elettrica. Le minor perdite e la massima efficienza sono un obbiettivo della modernizzazione, e ciò giustifica la presenza sempre più frequente di questi motori nei veicoli.

Esistono due tipologie di veicoli elettrici: *full electric* e *hybrid electric*. Il primo è caratterizzato dall'assenza del motore a combustione interna, e quindi l'alimentazione alle ruote viene fornita interamente dal motore elettrico. Per quanto concerne la seconda tipologia, l'obiettivo è quello di affiancare un motore elettrico a quello *ICE* (*Internal Combustion Engine*), così da far funzionare quest'ultimo costantemente nel punto di massima efficienza.

Queste due tipologie di *powertrain* stanno prendendo tanto piede da venir utilizzate anche in altri tipi di veicoli: quelli agricoli. Questi veicoli sono quelli considerati in questa tesi, la quale mira alla progettazione e analisi di diverse tipologie di motori elettrici, da poter poi inserire in un *powertrain* ibrido di un trattore. La tipologia di *powertrain* che è stata utilizzata in questo studio è quella con configurazione in parallelo. Questa è rappresentata dalla figura 1. Si nota infatti la presenza di due carichi: le ruote, legate alla trazione del veicolo, e la *PTO* (*Power Take Off*), o meglio *presa di potenza*, formata da un innesto presente nella parte posteriore dei trattori, ove vengono agganciati gli accessori adibiti all'agricoltura.

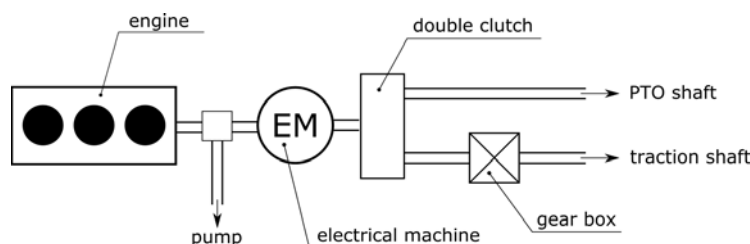


Figura 1: Configurazione del powertrain ibrido in parallelo.

L'idea del progetto è quella di operare un *downsizing* del motore *ICE* (che alimentava da solo il veicolo agricolo), portandolo ad una potenza inferiore di circa 55.4 [kW], affiancato da un *EM* (*Electric Motor*).

Le specifiche di progetto del motore elettrico sono state calcolate attraverso misure di coppia-velocità e potenza-velocità, effettuate per mezzo del veicolo agricolo alimentato interamente col motore *ICE*. Sono state inoltre analizzate diverse situazioni di carico, a seconda dell'inclinazione del terreno e delle diverse tipologie di accessori agricoli connessi al *PTO*, come: l'estirpatore, la dischiera, il rimorchio, la

vendemmiatrici, la spollonatrice e la presa interfilare. Alla fine delle misure è stato constatato che il motore elettrico debba avere coppia nominale pari a 40 [Nm], e velocità base di 2400 [rpm]. Inoltre la macchina elettrica dev'essere in grado di sostenere una condizione di sovraccarico $\times 3$, arrivando ad una coppia di 120 [Nm], alla stessa velocità base. Oltre a ciò, è stato studiato il comportamento termico del motore, ipotizzando di estrarre il calore prodotto attraverso un canale di raffreddamento ad acqua, passante esternamente alla camicia. Dev'essere inoltre analizzato il comportamento termico transitorio, calcolando per quanto tempo il motore è in grado di reggere il sovraccarico, arrivando quindi alla temperatura massima di 165 °C, oltre la quale gli isolamenti in cava subiscono danni irreversibili (la macchina rotante dev'essere quindi di *classe termica H*). Per quanto riguarda l'ingombro, non è stato posto alcun vincolo, ma l'unico aspetto degno di nota è che il motore deve risultare corto, ma sufficientemente lungo da poter usare un canale di raffreddamento grazie al quale esportare il calore prodotto.

Alla luce di ciò, la tipologia di motore elettrico che si andrà a progettare è l'*SPM* (*Surface Permanent Magnet*). I motivi di questa scelta sono legati soprattutto alle richieste di progetto. Infatti non è richiesto un motore che vada ad alte velocità, ma deve arrivare ad un massimo di poco superiore ai 2400 [rpm]. Questo fatto porta ad escludere motori più complessi e costosi come gli *IPM* (*Internal Permanent Magnet*), utili soprattutto per la zona di deflussaggio e *MTPV* (*Maximum Torque Per Volt*), le quali permettono di ottenere valori di coppia cospicui, a velocità elevate. Inoltre i motori *SPM* hanno il vantaggio di usare un controllo in coppia decisamente più semplice (ed economico) rispetto alle altre tipologie di motore.

Generalità sul controllo dei motori SPM

La tipologia di motori elettrici *SPM* (o *brushless sinusoidali*) viene preferita quando si vogliono ottenere elevate prestazioni, anche se il suo costo è maggiore a causa della presenza dei magneti permanenti posti nel rotore. La coppia che viene a generarsi è dovuta all'interazione tra i campi magnetici prodotti dai magneti permanenti e dalle correnti nei conduttori posati nello statore. I motori SPM sono caratterizzati da un rotore composto da magneti collocati sopra alla struttura ferromagnetica. Considerando che possiedono una permeabilità magnetica μ_0 simile all'aria, la struttura rotorica viene detta *isotropa*, in quanto a seconda della posizione del rotore il circuito magnetico equivalente non cambia. L'avvolgimento è di tipo trifase, alimentato solitamente da un inverter. Prima di iniziare a spiegare le regole principali degli SPM è necessario definire il concetto di vettori spaziali.

1.1 I vettori spaziali

Quando si ha a che fare con una terna trifase bilanciata è utile associarla ad una funzione complessa espressa:

$$\bar{g}(t) = \frac{2}{3} \left[g_a(t) + g_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + g_c(t)e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (1.1)$$

dove g_a , g_b , g_c rappresentano la terna trifase. Il vettore complesso $\bar{g}(t)$ può essere rappresentato in un piano complesso, avente asse reale α e asse immaginario β . Il vettore in questione potrà essere scritto come:

$$\bar{g}(t) = g_\alpha(t) + jg_\beta(t) \quad (1.2)$$

Se si vuole ottenere la trasformazione inversa, ossia da $\bar{g}(t)$ alla terna g_a , g_b , g_c , basta pensare che g_a è la parte reale di tale vettore complesso, mentre il segnale $g_b(t)$ corrisponde alla parte reale del vettore complesso fatto ruotare di $2\pi/3$ in senso

orario. Lo stesso ragionamento viene fatto per il terzo segnale. Le equazioni (1.3), (1.4), (1.5) dimostrano tale ragionamento.

$$\text{Re}[\bar{g}(t)] = g_\alpha(t) = g_a(t) \quad (1.3)$$

$$\text{Re}\left[\bar{g}(t)e^{-\frac{2\pi}{3}}\right] = -g_\alpha(t)\frac{1}{2} + g_\beta(t)\frac{\sqrt{3}}{2} = g_b(t) \quad (1.4)$$

$$\text{Re}\left[\bar{g}(t)e^{-\frac{4\pi}{3}}\right] = -g_\alpha(t)\frac{1}{2} - g_\beta(t)\frac{\sqrt{3}}{2} = g_c(t) \quad (1.5)$$

È inoltre possibile ottenere lo stesso risultato ruotando il sistema di riferimento al posto del vettore spaziale, mantenendo quindi quest'ultimo fisso.

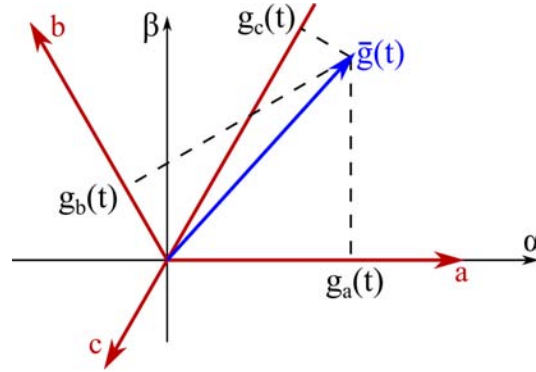


Figura 1.1: Individuazione di $g_a(t)$, $g_b(t)$, $g_c(t)$ a partire dal vettore complesso $\bar{g}(t)$

Nel caso di una terna trifase non bilanciata, per la quale:

$$g_o(t) = \frac{g_a(t) + g_b(t) + g_c(t)}{3} \neq 0 \quad (1.6)$$

Posso scrivere:

$$\begin{aligned} g_a(t) &= g'_a(t) + g_o(t) \\ g_b(t) &= g'_b(t) + g_o(t) \\ g_c(t) &= g'_c(t) + g_o(t) \end{aligned} \quad (1.7)$$

Dove $g'_a(t)$, $g'_b(t)$, $g'_c(t)$ rappresentano i segnali della terna bilanciata. In generale sarà possibile passare da una configurazione all'altra attraverso le seguenti equazioni:

$$\begin{aligned} g_o(t) &= \frac{g_a(t) + g_b(t) + g_c(t)}{3} \\ g_\alpha(t) &= \frac{2}{3} \left[g_a(t) - \frac{g_b(t)}{2} - \frac{g_c(t)}{2} \right] \\ g_\beta(t) &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left[0 + g_b(t) - g_c(t) \right] \end{aligned} \quad (1.8)$$

La figura 1.2 rappresenta come è possibile ricavarsi i tre segnali della terna non bilanciata partendo dal vettore complesso nel piano $\alpha - \beta$. Si noti che la terna è simile a quella bilanciata, se non per lo spostamento nell'asse α dovuto alla presenza della parte omopolare $g_o(t)$.

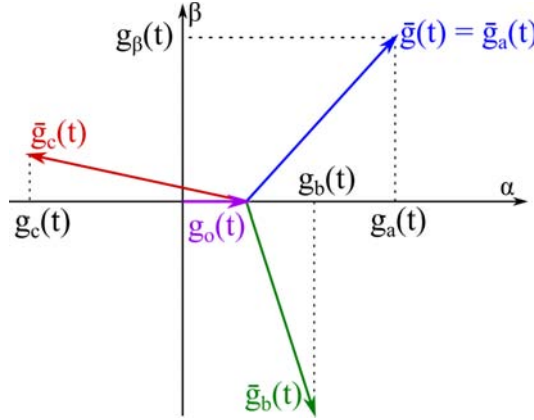


Figura 1.2: Individuazione di $g_a(t)$, $g_b(t)$, $g_c(t)$ a partire dal vettore complesso $\bar{g}(t)$

È possibile inoltre riassumere quanto detto attraverso espressioni matriciale descritte in seguito, le quali descrivono le trasformazioni da un sistema di riferimento all'altro.

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta o} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

$$T_{\alpha\beta o \rightarrow abc} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Ciò che davvero ci torna utile è il vedere come una terna possa trasformarsi in un vettore complesso in un sistema di riferimento *rotante* $d-q$ con velocità angolare $\omega_{dq}(t)$, rispetto al sistema stazionario $\alpha-\beta$ prima considerato. Si può affermare che vale la relazione $|\bar{g}_{\alpha\beta}| = |\bar{g}_{dq}| = |\bar{g}|$ e $\gamma_{\alpha\beta} = \gamma_{dq} + \sigma_{dq}$, dove σ_{dq} rappresenta la posizione istantanea del sistema $d-q$ rispetto al sistema $\alpha-\beta$. Posso dunque scrivere:

$$\bar{g}_{\alpha\beta} = \bar{g}_{dq} e^{j\sigma_{dq}} \quad (1.11)$$

$$\bar{g}_{dq} = \bar{g}_{\alpha\beta} e^{-j\sigma_{dq}} \quad (1.12)$$

La fase del sistema di rotazione $d-q$ rispetto a quello statico $\alpha - \beta$ varia ed è in funzione del tempo secondo la relazione:

$$\sigma_{dq}(t) = \int_0^t \omega_{dq}(t) dt \quad (1.13)$$

Considerando di non tralasciare la componetene omopolare, di seguito vengono scritte le matrici che regolano la trasformazione del vettore complesso, che

caratterizza la terna dal riferimento statico a quello dinamico e viceversa:

$$T_{dqo \rightarrow \alpha\beta o} = \begin{bmatrix} \cos(\sigma_{dq}) & -\sin(\sigma_{dq}) & 0 \\ \sin(\sigma_{dq}) & \cos(\sigma_{dq}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

$$T_{\alpha\beta o \rightarrow dqo} = \begin{bmatrix} \cos(\sigma_{dq}) & \sin(\sigma_{dq}) & 0 \\ -\sin(\sigma_{dq}) & \cos(\sigma_{dq}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Infine è possibile trovare la trasformata di Park (1.16) usando la (1.9) e la (1.15).

$$T_{abc \rightarrow dqo} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\sigma_{dq}) & \cos(\sigma_{dq} - 2\pi/3) & \cos(\sigma_{dq} - 4\pi/3) \\ -\sin(\sigma_{dq}) & -\sin(\sigma_{dq} - 2\pi/3) & -\sin(\sigma_{dq} - 4\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

1.2 Equazioni elettriche di statore

Il bilancio delle tensioni effettuato su un motore SPM, quindi isotropo, dicono che:

$$\begin{cases} u_a(t) = Ri_a(t) + \frac{d}{dt} \psi_a(t) \\ u_b(t) = Ri_b(t) + \frac{d}{dt} \psi_b(t) \\ u_c(t) = Ri_c(t) + \frac{d}{dt} \psi_c(t) \end{cases} \quad (1.17)$$

La quale formula può essere trasformata nel sistema di riferimento stazionario $\alpha - \beta$ ¹. Dunque si ha che:

$$\bar{u}^s = R\bar{i}^s + \frac{d}{dt} \bar{\psi}^s \quad (1.18)$$

Ora si ipotizza di lavorare con un materiale lineare, nel quale la saturazione è assente, in cui non ci sono perdite di isteresi nè correnti parassite. Inoltre si considera solo il caso di macchina isotropa.

Il flusso nella formula (1.18) è scomponibile in due fattori, uno dovuto ai magneti permanenti e uno causato dalle correnti statoriche. Si può quindi scrivere:

$$\bar{\psi}^s = \bar{\psi}_{PM}^s + \bar{\psi}_i^s = \Lambda_{PM} e^{j\theta_{me}} + L\bar{i}^s \quad (1.19)$$

Dove θ_{me} rappresenta la fase dell'asse polare della macchina rispetto all'asse magnetizzante della fase a, e quindi da informazioni sulla posizione del motore; il parametro L equivale all'induttanza sincrona, nella quale hanno effetto sia auto che

¹Nelle formule si fa riferimento al sistema stazionario — attraverso l'apice "s", mentre quello rotazionale con la lettera "r".

mutuo induttanze degli avvolgimenti statorici, ed R è la resistenza statorica di fase. Sostituendo la (1.19) nella (1.18) si ottiene:

$$\bar{u}^s = R\bar{i}^s + L\frac{d\bar{i}^s}{dt} + \frac{d\bar{i}_{PM}^s}{dt} = R\bar{i}^s + L\frac{d\bar{i}^s}{dt} + \bar{e}^s \quad (1.20)$$

Dove la derivata del flusso dovuto ai magneti permanenti altro non è che la forza contro-elettromotrice degli avvolgimenti di statore. Si può facilmente dimostrare che essa risulta sfasata in anticipo di 90° rispetto al flusso generato dai magneti permanenti attraverso la seguente formula:

$$\bar{e}^s = \frac{d}{dt} (\Lambda_{PM} e^{j\omega_{me}t}) = j\omega_{me} \Lambda_{PM} = \omega_{me} \Lambda_{PM} \cos\left(\omega_{me}t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (1.21)$$

Si può scomporre quindi l'equazione (1.20) nelle sue due componenti α e β ottenendo:

$$\begin{cases} u_\alpha = Ri_\alpha + L\frac{di_\alpha}{dt} - \omega_{me} \Lambda_{PM} \\ u_\beta = Ri_\beta + L\frac{di_\beta}{dt} + \omega_{me} \Lambda_{PM} \end{cases} \quad (1.22)$$

Se si procede mediante il calcolo del bilancio delle potenze nel sistema di riferimento stazionario, si nota come la potenza meccanica uscente dalla macchina elettrica dipenda dalla seguente formula:

$$P_{mecc} = \frac{3}{2} \omega_{me} (\Lambda_{PM} i_\beta + \Lambda_{PM} i_\alpha) \quad (1.23)$$

Si ricava la formula della coppia dividendo la potenza uscente per la velocità angolare del rotore ottenendo:

$$m = \frac{3}{2} p \Lambda_{PM} (\bar{i}_\alpha \bar{i}_\beta) = \frac{3}{2} p |\bar{i}_\alpha| |\bar{i}_\beta| \Lambda_{PM} \sin(\theta_i - \theta_{me}) \quad (1.24)$$

Tale formula ci dà un'informazione importante, ossia che, a parità di corrente i , ottengo massima coppia quando il vettore corrente è in anticipo rispetto al vettore flusso dei magneti permanenti di 90° . Il vettore corrente risulterà così in fase con la forza contro-elettromotrice. Ciò dimostra anche quanto è importante la conoscenza della posizione del rotore nel controllo del motore.

Se si vuol studiare le equazioni di tensione e il bilancio delle potenze nel sistema di riferimento rotante d-q si può scrivere:

$$\bar{u}^r = R\bar{i}^r + L\frac{d\bar{i}^r}{dt} + j\omega_{me}L\bar{i}^r + j\omega_{me}\Lambda_{PM} \quad (1.25)$$

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L\frac{di_d}{dt} - \omega_{me}Li_q \\ u_q = Ri_q + L\frac{di_q}{dt} + \omega_{me}Li_d + \omega_{me}\Lambda_{PM} \end{cases} \quad (1.26)$$

Dalle quali può essere ricavata semplicemente l'equazione di coppia uscente di

Generalità sul controllo dei motori SPM

cui sotto:

$$m = \frac{P_{mecc}}{\Omega_{mecc}} = \frac{\frac{3}{2} \omega_{me} \Lambda_{PM} i_q}{\Omega_{mecc}} = \frac{3}{2} p \Lambda_{PM} i_q \quad (1.27)$$

Quest'ultima equazione dimostra ciò che è stato detto prima, essendo che il flusso dei magneti permanenti definisce l'asse polare, nonché asse d. La corrente che andrà ad alimentare il motore sarà posta in quadratura con il flusso dei magneti. Nello studio del controllo dei motori viene sempre usato il sistema di riferimento rotante per l'ovvia semplicità di controllo della coppia.

Dalle equazioni (1.26), unite alle equazioni del carico meccanico:

$$m = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + m_L(t) \quad (1.28)$$

È possibile tracciare lo schema a blocchi per il motore a magneti permanenti superficiali SPM isotropo, ottenendo la figura 1.3.

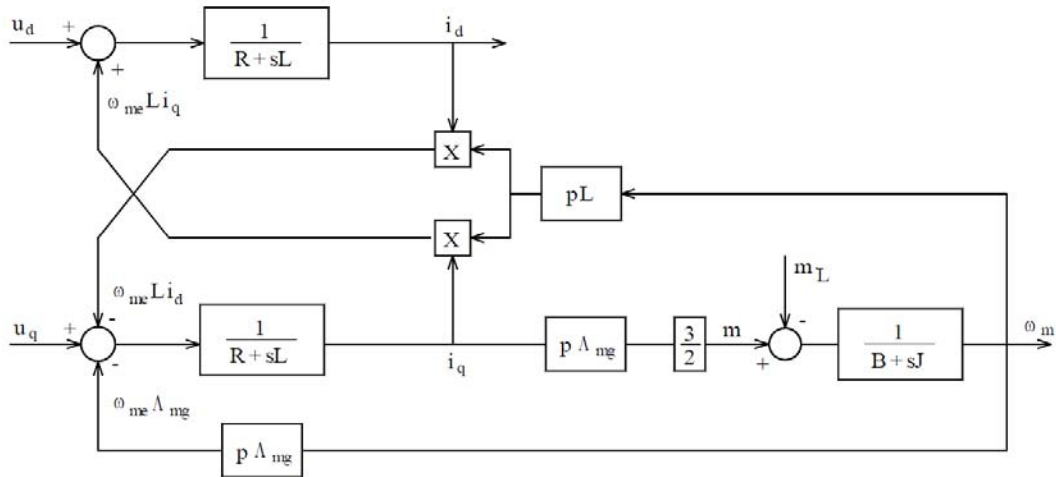


Figura 1.3: Schema a blocchi per il controllo di un motore SPM

Si noti l'accoppiamento incrociato tra assi d e q, espresso in $\omega_{me} L i_d$ e $\omega_{me} L i_q$, che indicano come la tensione u_d , agendo su i_d , interferisca con l'azione di u_q nel determinare la corrente i_q e viceversa.

1.3 Regioni di funzionamento di un motore SPM

Le correnti e tensioni con cui viene alimentato la macchina devono rispettare determinati limiti di targa del motore e non devono eccedere i valori nominale del sistema di alimentazione, in modo da non raggiungere temperature così elevate da eccedere la classe del motore che causerebbero problemi ai materiali isolanti nelle cave. Si considera il motore nel suo funzionamento a regime, con tensioni e correnti

sinusoidali e velocità di rotazione costante. Quanto detto sopra è possibile scrivere²:

$$\begin{cases} I_d^2 + I_q^2 \leq I_N^2 \\ U_d^2 + U_q^2 \leq U_N^2 \end{cases} \quad (1.29)$$

Considerando che il motore sotto studio è a magneti superficiali si vuole considerare solo il caso di isotropia, per cui:

$$\begin{cases} U_d = RI_d - \omega_{me}LI_q \\ U_q = RI_q + \omega_{me}LI_d + \omega_{me}\Lambda_{PM} \end{cases} \quad (1.30)$$

Ponendo le (1.30) all'interno delle (1.29) si può ottenere la seguente disequazione:

$$\begin{aligned} (\omega_{me}LI_q)^2 + (\omega_{me}LI_d + \omega_{me}\Lambda_{PM})^2 &\leq U_N^2 \\ I_q^2 + \left(I_d + \frac{\Lambda_{PM}}{L}\right)^2 &\leq \left(\frac{U_N}{\omega_{me}L}\right)^2 \end{aligned} \quad (1.31)$$

I limiti di tensione e corrente sovraesposti determinano limiti in termini di coppia e velocità. Ciò viene studiato prendendo in considerazione un piano con assi I_d e I_q .

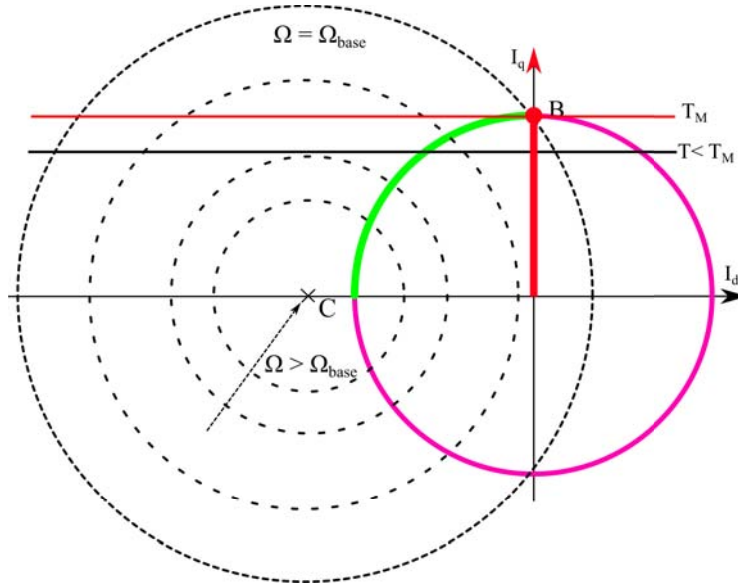


Figura 1.4: Limiti di funzionamento di un motore isotropo.

Nella figura 1.4 si nota che il limite di corrente è rappresentato dalla circonferenza con tratto continuo di raggio I_N centrata nell'origine degli assi, mentre il limite di tensione è raffigurato tramite una serie di circonferenze tratteggiate con raggio decrescente all'aumentare della pulsazione elettrica Ω_{me} . Le circonferenze di tensione sono concentriche e hanno centro $C = (-\frac{\Lambda_{PM}}{L}, 0)$, il quale rappresenta le correnti d e q con i terminali in corto circuito mentre il motore è in rotazione.

In figura 1.4 il segmento continuo di colore rosso rappresenta il luogo dei punti con funzionamento in MTPA (*Maximum Torque Per Ampere*), mentre l'arco di circon-

²Le correnti e tensioni vengono scritte con lettere maiuscole in quanto costanti nel tempo.

ferenza di colore verde rappresenta il funzionamento in deflussaggio del motore. Il deflussaggio viene fatto in modo che la macchina resti all'interno del limite di tensione, e, per farlo, viene diminuito il flusso iniettando negli avvolgimenti statorici una corrente con componente nell'*asse d* di valore negativo. Si deve puntualizzare il fatto che il deflussaggio entra in gioco a velocità superiori di quella base, sulla quale viene progettato il motore. La macchina inoltre si comporta da motore o generatore a seconda del segno della componente di corrente di *asse q*.

La velocità massima raggiunta da questo tipo di motore risulta maggiore del 10 - 20 % rispetto alla velocità base. La caratteristica coppia-velocità e potenza-velocità che ne esce viene rappresentata in figura 1.5 sottostante.

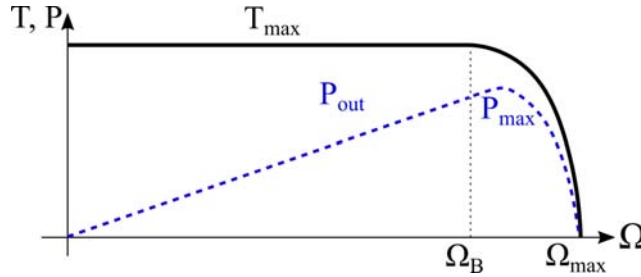


Figura 1.5: Caratteristica coppia-velocità e potenza-velocità di un motore isotropo.

Si nota che alla velocità base si ha una potenza corrispondente a quella nominale con cui è stato dimensionato il motore.

La velocità base del motore risulta:

$$\Omega_B = \frac{U_N}{\sqrt{\Lambda_{PM}^2 + (LI_N)^2}} \quad (1.32)$$

Se invece si vuol portare il motore a velocità maggiori è possibile farlo aumentando l'induttanza L (solitamente con induttanze esterne collegate ai morsetti degli avvolgimenti statorici, diminuendo la corrente di corto circuito), così da fare in modo che il centro delle circonferenze di limite della tensione stiano internamente al limite di corrente. Ecco che si avrà il comportamento in figura 1.6. In questo caso si ha lo stesso funzionamento di prima fino al raggiungimento del punto P, dopodiché il motore si comporta in modo da funzionare nei punti in MTPV (*Maximum Torque Per Volt*), rappresentato dal segmento di colore blu. A differenza del caso prima spiegato questa configurazione può raggiungere velocità più elevate, come dimostra la figura 1.7.

In questa tesi verrà considerato il motore isotropo del primo caso.

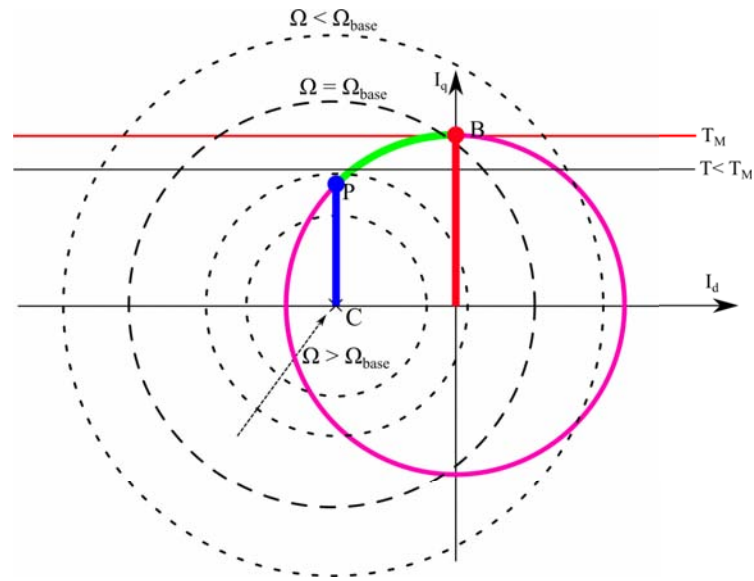


Figura 1.6: Regioni di funzionamento con corrente di corto circuito bassa.

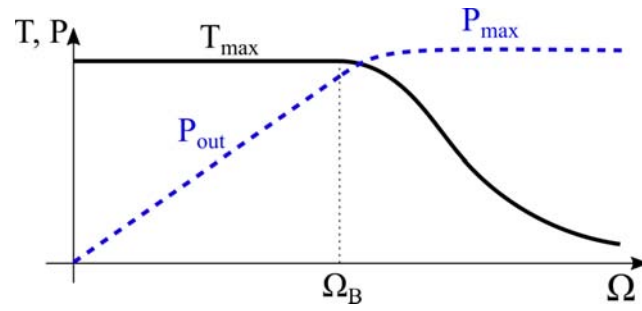


Figura 1.7: Caratteristica coppia-velocità con motore isotropo con corrente di corto circuito bassa.

Progettazione di motori SPM ad avvolgimento distribuito

In questo capitolo verrà affrontata la modalità con cui sono stati progettati i motori a seconda delle specifiche di progetto. Viene presa in considerazione la tipologia di SPM con avvolgimento distribuito. Si è scelto di studiare configurazioni a 4, 6, 8 e 10 poli per poi farne un confronto. Si è inoltre pensato di studiare una variante della struttura a 10 poli, considerando una tipologia a cave frazionarie 12/10.

2.1 Scelta dei magneti permanenti

Prima di studiare le dimensioni del motore è necessario dare spiegazioni sulla tipologia di magneti permanente che è stata presa in considerazione. In particolare si è prestato attenzione alla curva di magnetizzazione del magnete, nello specifico al ginocchio, e inoltre si è considerata anche la temperatura che questo magnete deve sopportare.

Per questo progetto si è optato per il materiale *REN 35EH* dal catalogo di "*Cibas Magneti*", e si è osservato il comportamento a 180 °C, sapendo che il motore progettato sarà di *classe H*. Le figure 2.1 e 2.2 mostrano rispettivamente il catalogo da cui è stato scelto il magnete e la curva magnetizzante.

La scelta dello spessore del magnete dipende dalla prova di smagnetizzazione di ciascun motore, meglio approfondita nei capitoli seguenti. Se si presta attenzione alla curva di magnetizzazione, a 180 °C si può notare che non è presente il ginocchio, o meglio è presente per induzioni negative. Possiamo dunque considerare il punto $B = 0$ [T] il ginocchio della curva. Quindi in fase smagnetizzante è possibile spingere il magnete fino ad una induzione minima di $0.2 \div 0.3$ [T], portandoci così ad un funzionamento con densità di corrente maggiore.

Per trovare i valori di coercività magnetica del materiale viene studiato il comportamento alla temperatura di 180 °C. Infatti l'induzione residua sarà scalata di un 0.11 % per ogni grado di differenza rispetto alla temperatura nominale di 20 °C,

Progettazione di motori SPM ad avvolgimento distribuito

GRADES	REMANENCE		COERCIVITY				MAXIMUM ENERGY PRODUCT		AVERAGE TEMPERATURE COEFFICIENTS (20 ~ 100°C)		SUGGESTED MAXIMUM OPERATING TEMPERATURE
	Br		HcB		HcJ		BHmax		Tk		B/H> 0,7
	kG	T	kOe	kA/m	kOe	kA/m	MG0e	kJ/m³	%/°C (Br)	%/°C (HcJ)	°C
REN 33UH	11,4 - 12,2	1,14 - 1,22	≥ 10,8	≥ 859	≥ 25	≥ 1990	31 - 36	247 - 287	- 0,11	- 0,60	160 °C
REN 35UH	11,8 - 12,5	1,18 - 1,25	≥ 11,2	≥ 891	≥ 25	≥ 1990	33 - 38	263 - 302	- 0,11	- 0,60	
REN 38UH	12,2 - 12,8	1,22 - 1,28	≥ 11,6	≥ 923	≥ 25	≥ 1990	36 - 41	287 - 326	- 0,11	- 0,60	
REN 42UH	12,8 - 13,4	1,28 - 1,34	≥ 12,2	≥ 971	≥ 25	≥ 1990	39 - 44	310 - 350	- 0,11	- 0,65	
REN 44UH	13,0 - 13,7	1,30 - 1,37	≥ 12,3	≥ 979	≥ 24	≥ 1911	41 - 46	366 - 326	- 0,11	- 0,65	
REN 33EH	11,4 - 12,0	1,14 - 1,20	≥ 10,8	≥ 859	≥ 30	≥ 2388	31 - 36	247 - 287	- 0,11	- 0,55	180 °C
REN 35EH	11,7 - 12,3	1,17 - 1,23	≥ 11,1	≥ 883	≥ 30	≥ 2388	33 - 37	263 - 295	- 0,11	- 0,55	
REN 38EH	12,2 - 12,8	1,22 - 1,28	≥ 11,6	≥ 923	≥ 30	≥ 2388	36 - 40	287 - 318	- 0,11	- 0,55	
REN 40EH	12,6 - 13,2	1,26 - 1,32	≥ 11,8	≥ 939	≥ 30	≥ 2388	38 - 43	302 - 342	- 0,11	- 0,55	200°C
REN 30EHS	10,9 - 11,7	1,09 - 1,17	≥ 10,3	≥ 820	≥ 35	≥ 2786	28 - 33	223 - 263	- 0,10	- 0,50	
REN 33EHS	11,3 - 12,0	1,13 - 1,20	≥ 10,7	≥ 852	≥ 35	≥ 2786	31 - 36	247 - 287	- 0,10	- 0,50	
REN 35EHS	11,6 - 12,3	1,16 - 1,23	≥ 11,0	≥ 876	≥ 35	≥ 2786	33 - 38	263 - 302	- 0,10	- 0,50	220°C
REN 38EHS	12,2 - 12,7	1,22 - 1,27	≥ 11,6	≥ 923	≥ 34	≥ 2706	36 - 41	286 - 326	- 0,10	- 0,50	
REN 30EHS-D	10,9 - 11,7	1,09 - 1,17	≥ 10,3	≥ 820	≥ 42	≥ 3443	28 - 33	223 - 263	- 0,10	- 0,50	
REN 33EHS-D	11,3 - 12,0	1,13 - 1,20	≥ 10,7	≥ 852	≥ 42	≥ 3443	31 - 36	247 - 287	- 0,10	- 0,50	

Figura 2.1: Catalogo di magneti permanenti della Cibas Magneti.

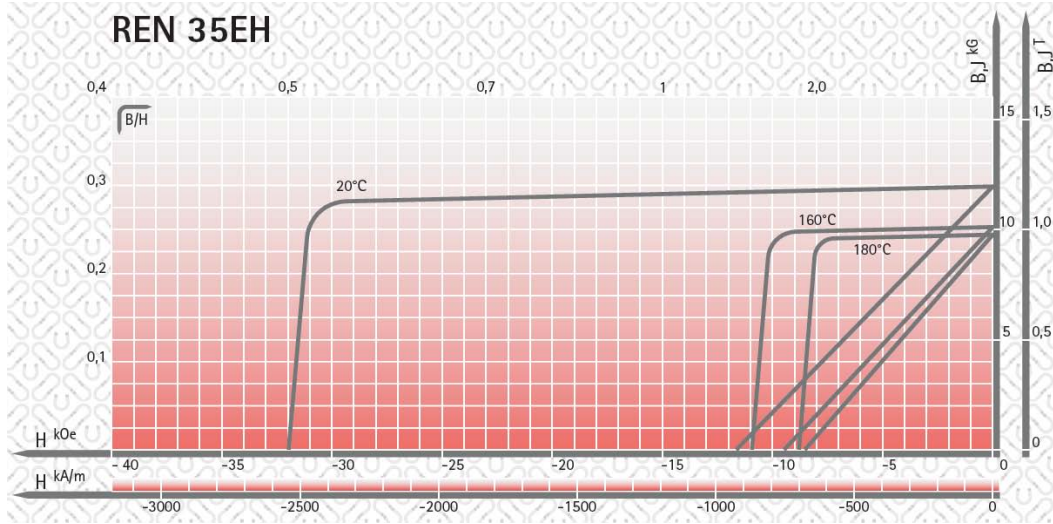


Figura 2.2: Curva di magnetizzazione del magnete *REN 35EH*.

quindi si ha:

$$B_r = 1.2 \cdot \left[1 - \frac{0.11 \cdot (180 - 20)}{100} \right] = 0.988 [T] \quad (2.1)$$

Ciò che interessa, ai fini del programma agli elementi finiti, è la coercività del materiale. Questa si calcola in condizioni lineari attraverso il seguente approccio:

$$H_c = -\frac{B_r}{\mu_r \mu_0} = -740 \left[\frac{kA}{m} \right] \quad (2.2)$$

Si è dunque considerato un comportamento magnetico ipotetico lineare del magnete, con coefficiente angolare pari a $\mu_r \mu_0$, che interseca l'asse delle ascisse in H_c e delle ordinate in B_r .

Ipotizzando di essere nel punto a vuoto di figura 2.3, rappresentato da induzione a vuoto B_{g0} (di valore circa 0.80 [T]) e campo magnetico H_{g0} , si vuol studiare l'effetto che le correnti statoriche hanno sull'induzione risultante al traferro. Per far questo è necessario studiare la possibile smagnetizzazione che si potrebbe creare.

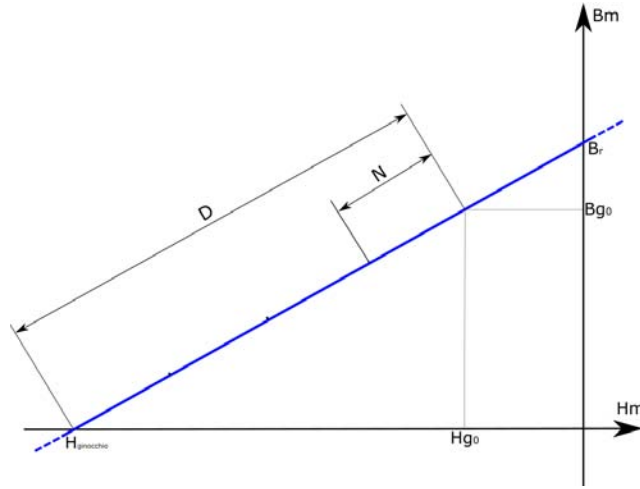


Figura 2.3: Curva di magnetizzazione del magnete.

La figura 2.3 ci aiuta in tale compito. Infatti sotto carico, o meglio in condizioni di sovraccarico, il range di B_g diventa molto più grande, e bisogna porre attenzione che l'induzione non assuma un valore minore di quello assunto nel punto del ginocchio, nel nostro caso 0 [T].

Si è deciso quindi di porre un pick factor $K_{pk} = D/N = 4$ grazie al quale posso trovarmi la variazione di induzione generata dalle correnti statoriche:

$$B_s = \frac{B_{g0} - B_{ginocchio}}{K_{pk}} \cong 0.2 \quad (2.3)$$

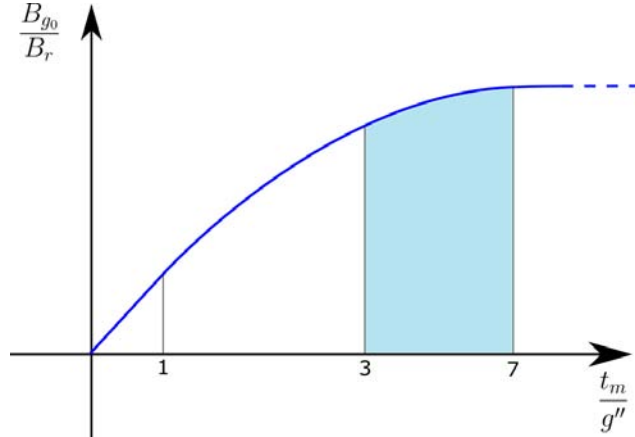


Figura 2.4: Induzione al traferro in funzione dello spessore del magnete.

In figura 2.4 si osserva come l'induzione nel traferro vari a seconda della scelta dello spessore del magnete. Il parametro g'' fa riferimento alla lunghezza del traferro considerando anche gli effetti delle aperture di cava e della saturazione del materiale ferromagnetico. Si avrà dunque:

$$g'' = K_c \cdot K_{sat} \cdot g = 1.1 \cdot 1.2 \cdot 1 = 1.4 \quad (2.4)$$

Nella quale K_c è il coefficiente di Carter, dipendente dalla grandezza delle aper-

ture di cava, e K_{sat} è il coefficiente di saturazione del materiale ferromagnetico¹. Si nota che il range in cui viene sfruttato in modo migliore il magnete permanente si aggira tra i valori $3 \leq \frac{t_m}{g} \leq 7$; infatti se scendiamo sotto il valore 3 l'induzione al traferro a vuoto è troppo piccola, e ne risulta in un motore (a parità di coppia generata) con un volume più alto, ai fini di arrivare al flusso desiderato. Mentre se si supera il valore di 7 non si ottengono grosse variazioni di induzione al traferro, in compenso il volume di magnete aumenta, e di conseguenza anche il prezzo del motore (considerando che il magnete è il componente più costoso della macchina). Nella progettazione dei vari motori dunque non si è mai ecceduto questi limiti.

2.2 Geometrie utilizzate

Per poter definire le geometrie trattate è necessario innanzitutto fissare quelle che sono le dimensioni di massima del motore. Per farlo, prima è opportuno fare delle scelte riguardo alla composizione del motore. Si è optato per un traferro di 1 [mm], del quale 0.5 [mm] occupato dal bendaggio dei magneti permanenti, che permette agli stessi di essere ancorati al pacco rotore vincendo forze centrifughe dovute alla rotazione. I magneti occuperanno, in questi primi progetti, 150/180 parti del passo polare, corrispondenti all' 83.4 % dello stesso. Ipotizzando di progettare un motore a 8 poli con magneti di spessore 5 [mm], posso scrivere il seguente sistema:

$$\begin{cases} T_{em} = \hat{B}_{g0} \hat{K}_s \frac{\pi}{4} D_i^2 L_{stk} \sin(\alpha_m^e) \\ B_s = \mu_0 \frac{D_i \hat{K}_s}{2p \left(g + \frac{t_m}{\mu_{rec}} \right)} \end{cases} \quad (2.5)$$

In questo sistema il parametro \hat{B}_{g0} corrisponde al valore dell'induzione di picco a vuoto al traferro, \hat{K}_s il carico elettrico del motore, α_m^e legato a quanto passo polare occupano i magneti², B_s l'induzione dovuta alle correnti statoriche, g lo spessore del traferro e t_m lo spessore dei magneti. Ipotizzando un rapporto $(L_{stk}/D) = 0.4$, posso scrivere:

$$\begin{cases} 40 = 0.80 \cdot \hat{K}_s D_i^3 0.4 \cdot \sin^2(75) \\ 0.2 = 4\pi 10^{-7} \frac{D_i \hat{K}_s}{8 \left(1 + \frac{5}{1.05} \right)} \end{cases} \quad (2.6)$$

In questo sistema le uniche incognite risultano essere il carico elettrico e il

¹La saturazione del materiale ferromagnetico agisce negativamente sul traferro equivalente. Infatti quando il lamierino è molto saturo, alcune linee di flusso passanti per il traferro non percorrono il dente appena lo incontrano, ma percorrono un tratto di cava prima di entrare al dente. Questo fenomeno viene tenuto in considerazione tramite il K_{sat} .

² $\alpha_m^e = 150$, perché i magneti occupano 150/180 parti del passo polare come detto prima, per cui $\sin(\frac{e}{m}) = 0.966$.

diametro interno del motore. Quindi si ottengono i seguenti risultati:

$$\begin{cases} \hat{K}_s = 54000 [A/m] \\ D_i = 0.135 [m] \\ L_{stk} = 0.055 [m] \end{cases} \quad (2.7)$$

Avendo quindi le dimensioni principali di un possibile motore a 8 poli, vengono analizzati i cataloghi di siti quali "*EuroTranciatura*" e di "*Kienle+Spiess*" al fine di trovare geometrie commerciali che soddisfino la dimensione di diametro interno descritta da (2.7). Sono state quindi scelte diverse geometrie a seconda del numero di poli del motore analizzato, eccezion fatta per il 10 poli, la qual geometria è stata progettata in modo libero. La lunghezza dei vari motori è stata ricavata a seconda della geometria e delle condizioni di carico di ciascuna macchina. Infatti è **stata imposta una densità di corrente pari a $J_{rms} = 9 [A/mm^2]$ per tutti i motori** (abbastanza elevata, considerando però i motori in classe H, raffreddati ad acqua).

2.2.1 Motore SPM ad avvolgimento distribuito a 4 poli

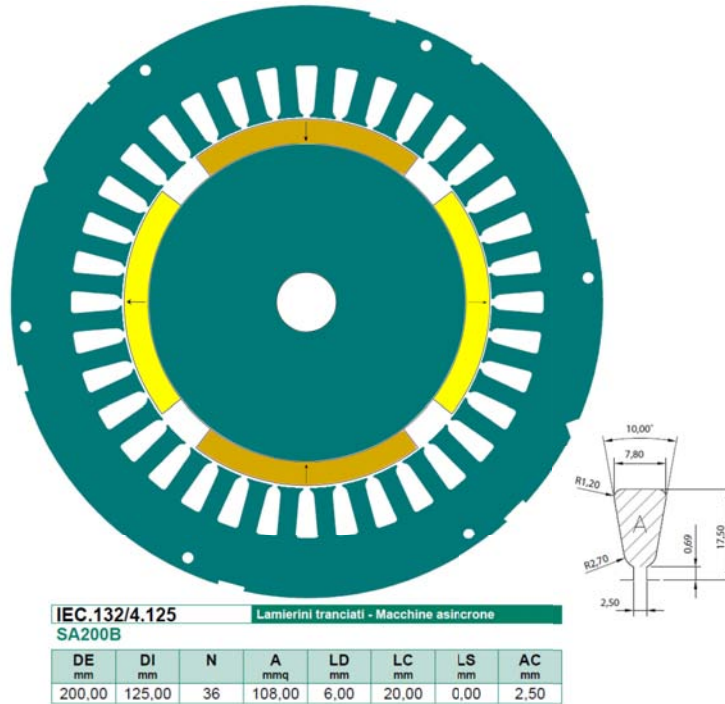


Figura 2.5: Geometria del motore SPM a 4 poli ad avvolgimento distribuito.

Una possibile geometria che si è scelta per la configurazione a 4 poli è quella in figura 2.5, ovvero la geometria *IEC.132/4.125*, presa dal catalogo di *EuroTranciatura*. I dati geometrici principali della macchina sono scritti per la maggior parte in figura, eccezion fatta per: la lunghezza del motore $L_{stk} = 75 [mm]$, il traferro $g = 1 [mm]$, le cave polo-fase $q = 36/(4 \cdot 3) = 3$ e lo spessore del magnete $t_m = 8 [mm]$. Quest'ultimo è più spesso dei motori con un numero di poli maggiori, in quanto la smagnetizzazione risulta più violenta. Per contrastarla dunque si è aumentato lo spessore del magnete. Così facendo si è ottenuta anche una diminuzione

di carico elettrico a parità di coppia, e ciò ha influito a migliorare la resistenza alla smagnetizzazione del motore. Quest'aspetto verrà approfondito ulteriormente nel prossimo capitolo. È inoltre possibile diminuire la lunghezza del motore aumentando il carico elettrico, anche se per la lunghezza progettata si è usata una densità di corrente pari a $J_{rms} = 9 [A/mm^2]$, elevata considerando anche che il motore deve poter funzionare in sovraccarico $\times 3$.

2.2.2 Motore SPM ad avvolgimento distribuito a 6 poli

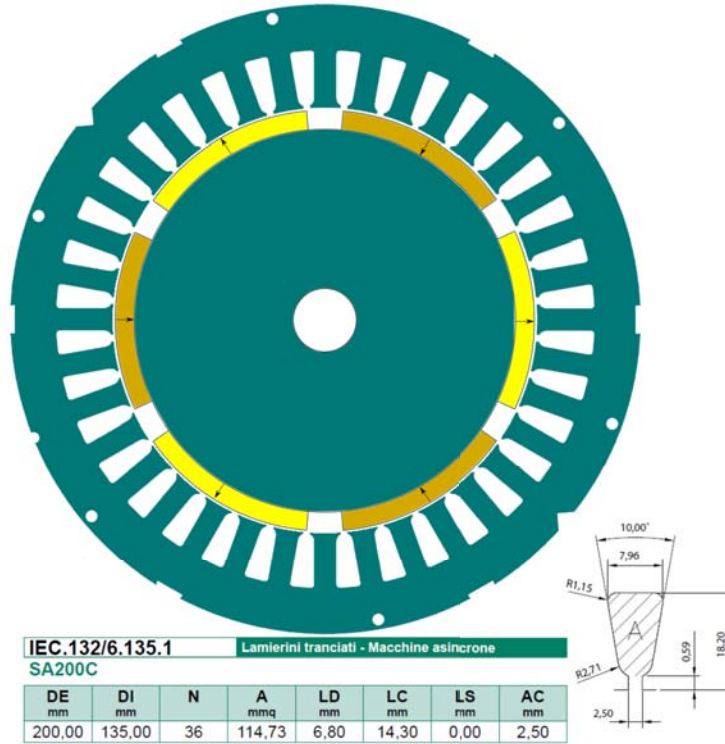


Figura 2.6: Geometria del motore SPM a 6 poli ad avvolgimento distribuito.

Per quanto riguarda la configurazione a 6 poli è stata scelta la geometria *IEC.132/6.135.1* rappresentata in figura 2.6. Si nota come abbia una corona di statore minore rispetto al motore a 4 poli, con conseguente aumento del diametro interno del motore. Per questo motivo la lunghezza del pacco risulta minore, pari a $L_{stk} = 65 [mm]$. Il magnete viene posto di spessore $t_m = 6 [mm]$, stabilito una volta aver studiato il motore in fase di smagnetizzazione, alimentato quindi con corrente $-I_d$. Le cave polo-fase risultano $q = 2$ ed il motore è stato alimentato con un avvolgimento a passo raccorciato di una cava, infatti:

$$\alpha_q = p \cdot \frac{360}{Q_s} = 30^\circ \quad (2.8)$$

Il risultato ottenuto rappresenta l'angolo di raccorciamento e differisce dai valori 26° e 36° , che permetterebbero di eliminare rispettivamente la 7^A e 5^A . Si ottiene dunque una diminuzione di tali armoniche, esattamente come nel motore a 4 poli visto precedentemente.

2.2.3 Motore SPM ad avvolgimento distribuito a 8 poli

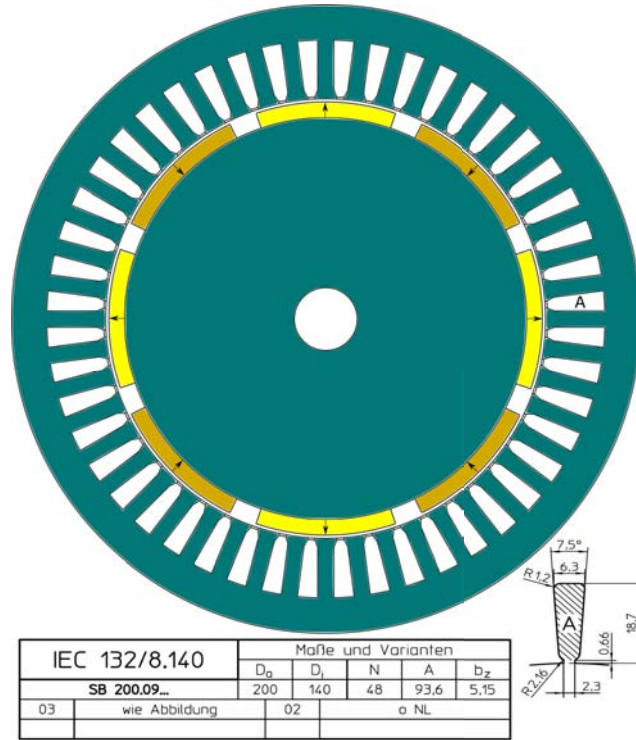


Figura 2.7: Geometria del motore SPM a 8 poli ad avvolgimento distribuito.

Per la macchina a 8 poli è stata scelta la geometria *IEC 132/8.140* dal catalogo di *Kienle+Spiess*. A differenza delle due precedenti, questa è caratterizzata da un numero di cave maggiore, quindi ha un numero di cave polo-fase pari a 2. La lunghezza del pacco motore risulta $L_{stk} = 60$ [mm] e i magneti sono spessi $t_m = 5$ [mm]. L'avvolgimento è a passo raccorciato di una cava, similmente alle precedenti configurazioni. I principali dati geometrici sono tutti rappresentati in figura 2.7. È stata scelta una geometria con un diametro interno leggermente superiore dato che all'aumentare del numero di poli è necessaria meno corona, e ciò a cui si punta è l'ottimizzazione del materiale ferromagnetico, in modo da poterlo sfruttare il più possibile (si punta cioè ad arrivare a induzioni di picco sul dente e sulla corona rispettivamente di 1.8 [T] e 1.6 [T]).

2.2.4 Motore SPM ad avvolgimento distribuito a 10 poli

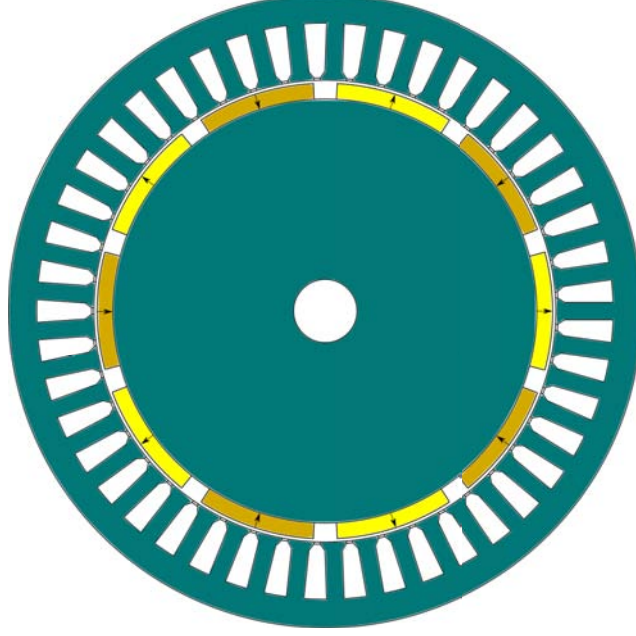


Figura 2.8: Geometria del motore SPM a 10 poli ad avvolgimento distribuito.

Per quanto concerne il motore SPM a 10 poli è stata necessaria un'azione diversa, in quanto non sono stati trovati lamierini commerciali funzionali per tale configurazione. Si è deciso quindi di progettare una geometria libera, avente sempre un diametro esterno di 200 [mm], così da poterla confrontare con le altre. In particolare è stato scelto di progettare lo statore con una geometria molto simile a quella a 8 poli, salvo diversi importanti aspetti. Primo di tutti il numero di cave; infatti si è imposto Q_s che si avvicini a quello del motore precedente, e che però sia compatibile con 10 poli³. La soluzione risulta quindi $Q_s = 45$, che conferisce al motore un numero di cave polo-fase $q = 1.5$.

Il diametro interno è stato ottimizzato dopo aver trovato l'altezza della corona e cava, in modo da avere un motore con un diametro esterno esattamente di 200 [mm]; esso risulta $D_i = 146$ [mm]. La lunghezza del motore è stata scelta da simulazioni successive a carico, e risulta essere pari a $L_{stk} = 55$ [mm]. Per quanto riguarda la larghezza del dente si è sfruttata la (2.9), ipotizzando di ottenere un'induzione in esso di $B_t = 1.7$ [T]:

$$w_t = p_s \cdot \frac{L_{stk}}{L_{fe}} \cdot \frac{B_{g0} + B_s}{B_t} = 5.5 \text{ [mm]} \quad (2.9)$$

Nella quale p_s corrisponde al passo di cava $p_s = \frac{\pi D_i}{Q_s}$.
La larghezza di cava quindi sarà:

$$w_s = p_s - w_t = 4.7 \text{ [mm]} \quad (2.10)$$

³Questo perché si vuole ottenere un motore con un rapporto ottimale tra altezza e larghezza della cava che si avvicini a 3, così da avere induttanze di dispersione accettabili

Si è imposto come altezza della cava un valore pari a tre volte la larghezza della stessa, e questo si è potuto fare non avendo vincoli di progetto in densità di corrente del motore (in poche parole non si hanno vincoli di superficie di cava). Per ultima cosa si è ottenuta l'altezza della corona col seguente modo, imponendo di ottenere un'induzione in essa di $B_{bi} = 1.5 [T]$:

$$h_{bi} = \frac{b_i}{B_{bi} \cdot 0.97 \cdot L_{stk}} = 9 [mm] \quad (2.11)$$

In (2.11) è necessario fare un chiarimento, ossia che b_i è il flusso che attraversa la corona ed è uguale alla metà del flusso della macchina, quindi:

$$b_i = \frac{1}{2} \hat{B}_{g0} \frac{D_i L_{stk}}{p}. \quad (2.12)$$

Il picco dell'induzione a vuoto al traferro si ottiene ipotizzando quest'ultima come un'onda quadra. Quindi per calcolare il picco della sua fondamentale si procede nel seguente modo:

$$\hat{B}_{g0} = \frac{4}{\pi} B_{g0} \sin(\alpha_m^e) \quad (2.13)$$

In cui si ricorda che il parametro α_m^e fa riferimento all'accorciamento del magnete permanente rispetto al passo polare⁴.

La macchina avrà dunque le caratteristiche geometriche mostrate in tabella 2.1.

Tabella 2.1: Dati geometrici del motore a 10 poli.

De	Di	Lstk	Qs	tm	wso	hs	hso	wt	Sslot
[mm]	[mm]	[mm]	[/]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm ²]
200	146	55	45	5	2	18	0.7	5.5	101

⁴Ad inizio capitolo si è imposto $2 \alpha_m^e = 150^\circ$ per tutti i tipi di motore

2.2.5 Motore SPM a 10 poli a cave frazionarie

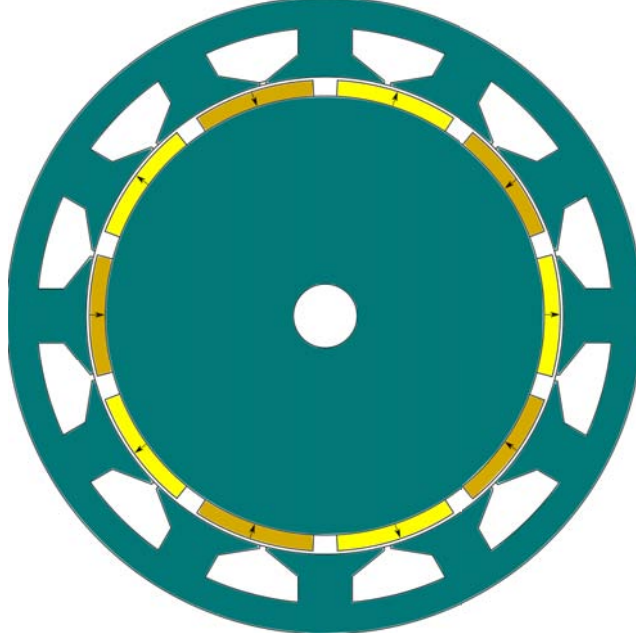


Figura 2.9: Geometria del motore SPM a 10 poli a cave frazionarie ad avvolgimento distribuito.

Per quanto riguarda il motore a cave frazionarie, viene ripetuto lo stesso procedimento di progettazione del paragrafo precedente 2.2.4. In tabella 2.2 vengono esposti i principali dati geometrici.

Tabella 2.2: Dati geometrici del motore a 10 poli.

De	Di	Lstk	Qs	tm	wso	hs	hso	wt	Sslot
[mm]	[mm]	[mm]	[/]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm ²]
200	150	65	12	5	2	15	1	17	318

La peculiarità di questo motore consiste nell'avere un numero di cave polo-fase frazionario, infatti:

$$q = \frac{Q_s}{m \cdot 2p} = 0.4. \quad (2.14)$$

Ciò gli consente di godere di alcuni vantaggi rispetto agli altri, come ad esempio la presenza di testate più corte rispetto alle macchine standard con avvolgimento distribuito. Questo comporta, oltre al minor impiego di rame in testata, quindi a una diminuzione delle perdite Joule del motore con conseguente miglioramento del rendimento, anche una minor lunghezza effettiva del motore. Ciò si capisce anche dalla figura 2.10(a); infatti si può notare come le spire girino attorno ai singoli denti per poi rientrare nella cava successiva, garantendo una lunghezza di testata L_{ew} bassa.

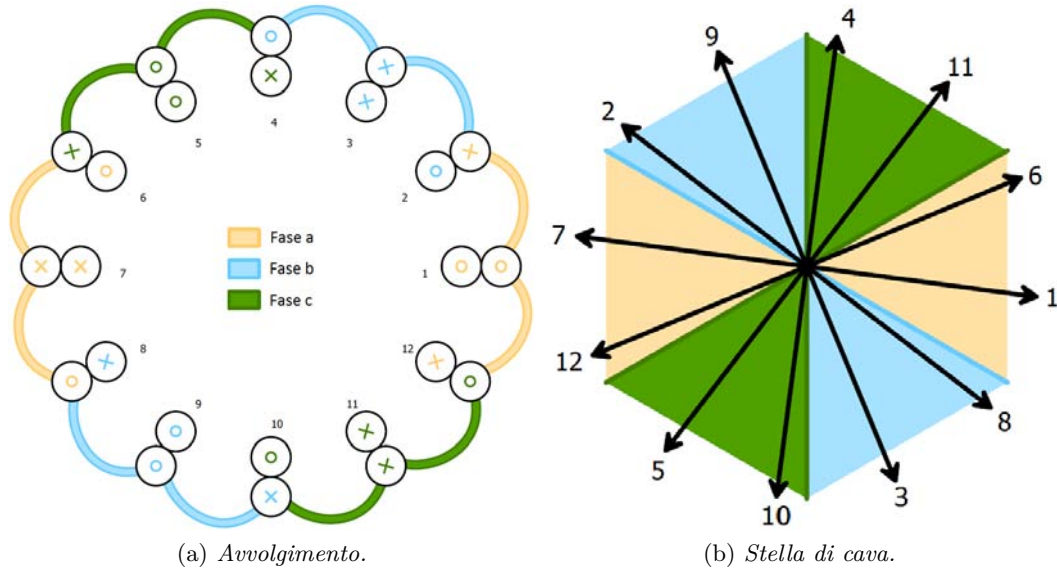


Figura 2.10: Illustrazione dell'avvolgimento di un motore 12/10.

Osservando la figura 2.10(a) la matrice di cava risulta essere uguale a:

$$\begin{aligned}
 ka &= [1, -0.5, 0, 0, 0, 0.5, -1, 0.5, 0, 0, 0, -0.5] \\
 kb &= [0, 0.5, -1, 0.5, 0, 0, 0, -0.5, 1, -0.5, 0, 0] \\
 kc &= [0, 0, 0, -0.5, 1, -0.5, 0, 0, 0, 0.5, -1, 0.5]
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

I vantaggi della configurazione 12/10 dal punto di vista elettromagnetico verranno trattati nel prossimo capitolo.

Si conclude ponendo attenzione sulla forma delle cave. Esse infatti risultano essere più larghe che alte, ciò è dovuto al fatto che il loro numero è scarso in relazione alla dimensione del diametro interno D_i . Inoltre i denti, nella zona prossima al traferro, sono stati dotati di una forma molto più ampia rispetto ai motori standard, perché in essi sono presenti picchi notevoli di induzione. Si è preferito perciò allargare tale zona in modo da far fluire più facilmente il flusso magnetico.

2.3 Progettazione degli avvolgimenti

Il giusto progetto degli avvolgimenti è essenziale ai fini del corretto funzionamento di una macchina elettrica rotante. Si parte col definire le stelle di cava, che nascono a seconda del numero di poli del motore e del numero di cave. Esse vengono rappresentate in figura 2.12.

Verranno ora fatti dei semplici calcoli per trovare i principali dati degli avvolgimenti. Come esempio si è preso il motore a 4 poli. All'interno della tabella 2.3 sono stati inseriti i risultati dei calcoli.

Il motore a 4 poli è dotato di un numero di cave polo-fase pari a 3, e ciò si evince anche in figura 2.12(a); il passo di cava risulta di $360/Q_s = 10^\circ$, che in angoli

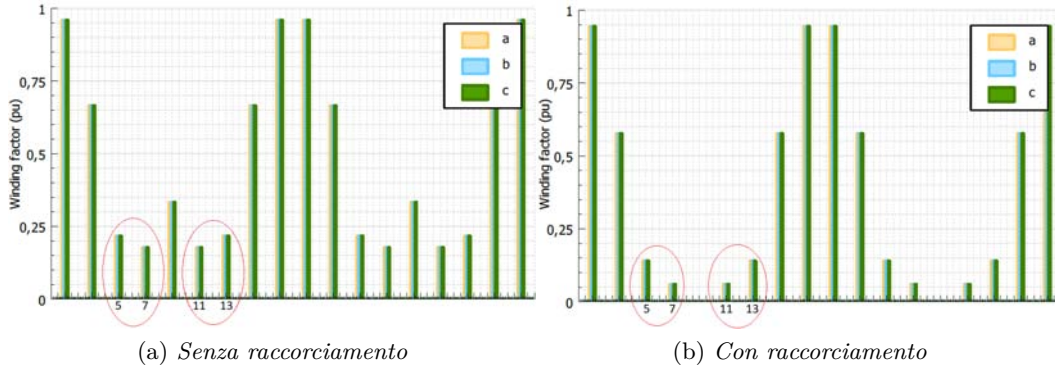
elettrici corrisponde a $\alpha_s^e = p \cdot 10^\circ = 20^\circ$. Quindi è stato scelto di adoperare un raccorciamento di cava pari a 1, da cui ne deriva un passo di cava di:

$$Y_q = \frac{Q_s}{2p} - 1 = 8 \quad (2.16)$$

Detto questo il coefficiente di avvolgimento della macchina dipende sia dalla configurazione del motore, che dal raccorciamento. Infatti esso risulta:

$$K^w = K_d \cdot K_q = \frac{\sin\left(q \cdot \frac{\alpha_s^e}{2}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{\alpha_s^e}{2}\right)} \cdot \cos\left(\frac{\beta_r^e}{2}\right) = 0.93 \quad (2.17)$$

Nella quale β_r^e rappresenta l'angolo di raccorciamento, nel nostro caso di 20° . Si opta per una soluzione con il raccorciamento per diminuire alcune armoniche di corrente. Ciò si nota in figura 2.11, nella quale si osserva un netto miglioramento delle armoniche 5-7-11-13. Di questo fatto ne beneficia anche il *ripple* di coppia, per via delle minori armoniche di induzione al traferro.



La corrente che passa in un conduttore serie risulta essere di:

$$I_{rms} = \frac{\hat{I}_{slot}}{\sqrt{2} \cdot n_{cs}} = 95 [A] \quad (2.21)$$

Si decide inoltre di porre due percorsi in parallelo (si ricorda che tutti i motori sono stati progettati con densità di corrente pari a $9 [A/mm^2]$), ottenendo dunque una superficie di rame in cava pari a:

$$S_{cu} = \frac{S_{cu_{eq}}}{n_{pp}} = \frac{I_{rms}}{n_{pp} \cdot J_{rms}} = 5.27 [mm^2] \quad (2.22)$$

Si è optato per 4 paralleli in cava, quindi si è cercato nei cataloghi dei conduttori commerciali quello avente il diametro che potesse soddisfare la richiesta della (2.22).

$$d_c = \frac{4 \cdot \frac{S_{cu}}{4}}{\pi} = 1.29 [mm] \quad 1.320 [mm] \quad (2.23)$$

Rieseguendo i calcoli a ritroso, dal momento che non esiste diametro commerciale pari esattamente a $1.290 [mm]$ e avendone scelto uno leggermente superiore, si trova che la superficie di rame in cava per un conduttore è di $S_{cu} = 5.47 [mm^2]$. Essendo che i conduttori in cava sono pari a $n_c = n_{cs} \cdot n_{pp} = 8$, si può dire che la superficie di rame in cava risulti $S_{cu_{slot}} = S_{cu} \cdot n_c = 5.47 \cdot 8 = 43.80 [mm^2]$. Considerando che la superficie della cava è di $108 [mm^2]$, si ottiene che il coefficiente di riempimento della cava è $K_{fill} = 43.8/108 = 0.40$. Dato che si è scelto un diametro del conduttore superiore a quello calcolato, la densità di corrente viene leggermente inferiore, ossia $J_{rms} = 8.7 [A/mm^2]$, secondo l'inversa della (2.22). Inoltre la tensione effettiva ai capi dell'avvolgimento risulta essere di valore pari a $35.4 [V]$, un po' inferiore ai $37.2 [V]$.

Sono stati ripetuti i seguenti calcoli per ogni motore considerando la stessa densità di corrente di statore di $9 [A/mm^2]$. Ne consegue la tabella 2.3.

Tabella 2.3: Dati degli avvolgimenti dei motori ad avvolgimento distribuito.

	$E_{w_{rms}}$	f	y_q	K_w	N_s	n_{cs}	n_{pp}	$n_{pp_{cava}}$	d_c
	$[V]$	$[Hz]$	$[/]$	$[/]$	$[/]$	$[/]$	$[/]$	$[/]$	$[mm]$
4 poli	35.5	80	8	0.94	48	4	2	4	1.320
6 poli	33.0	120	5	0.93	48	4	3	3	1.250
8 poli	42.5	160	5	0.93	64	4	4	2	1.250
10 poli	38.0	200	4	0.94	60	4	5	2	1.120
10 poli frazionario	42.9	200	1	0.93	56	14	1	8	1.250

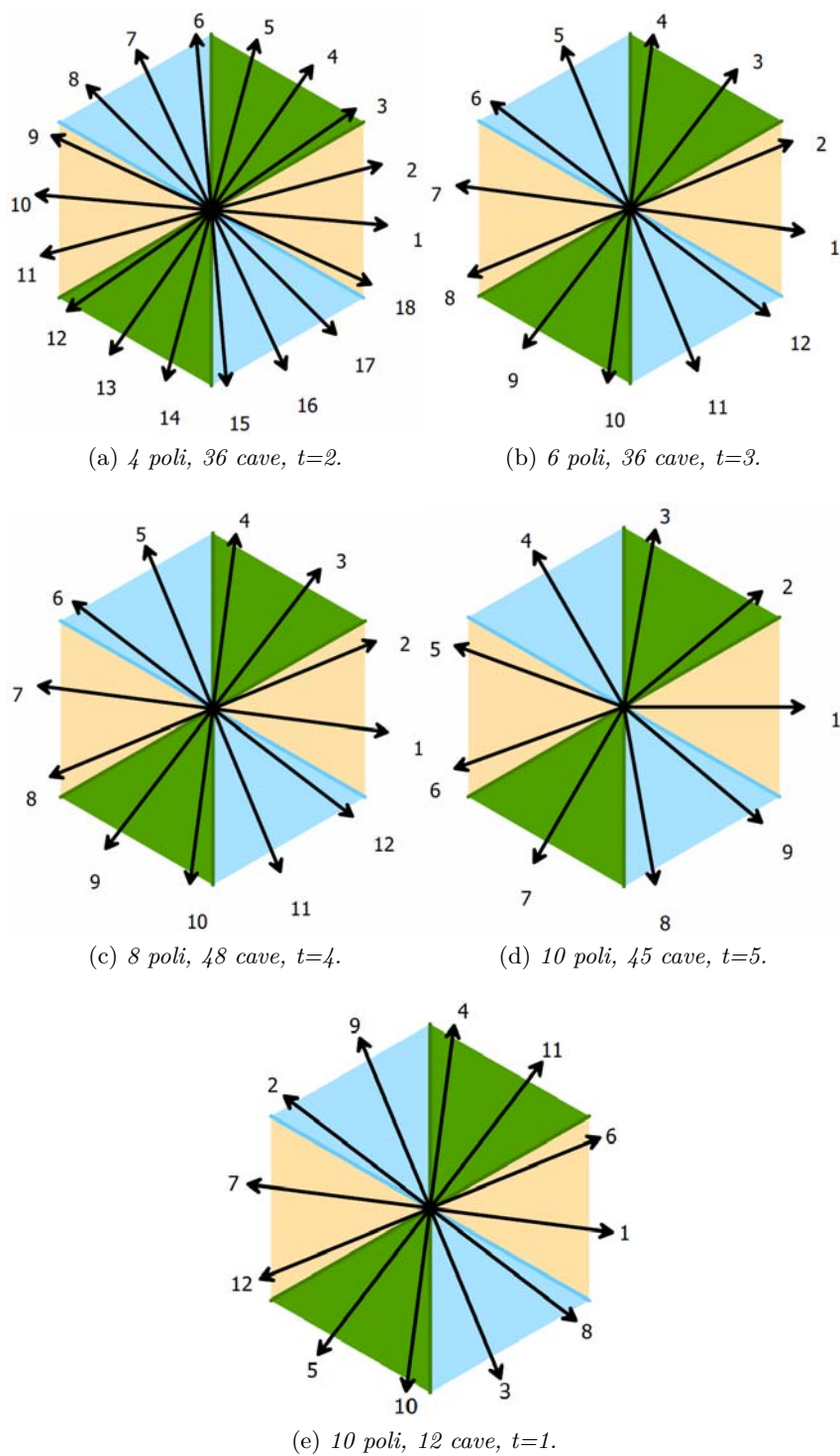


Figura 2.12: Stelle di cava a seconda delle configurazioni poli-cave dei motori ad avvolgimento distribuito.

Analisi elettromagnetica dei motori SPM ad avvolgimento distribuito

Si procede ora nell'analisi dei motori visti nel capitolo 2. Verranno quindi analizzate prove a vuoto e a carico dei singoli motori e messe a confronto tra di loro. Per quanto riguarda i magneti, verranno forzati in modo da studiarne il comportamento in fase smagnetizzante, specie in condizioni di sovraccarico $\times 3$. Le *mesh* del programma agli elementi finiti verranno imposte allo stesso modo per i vari tipi di motore, esattamente come in figura 3.1.

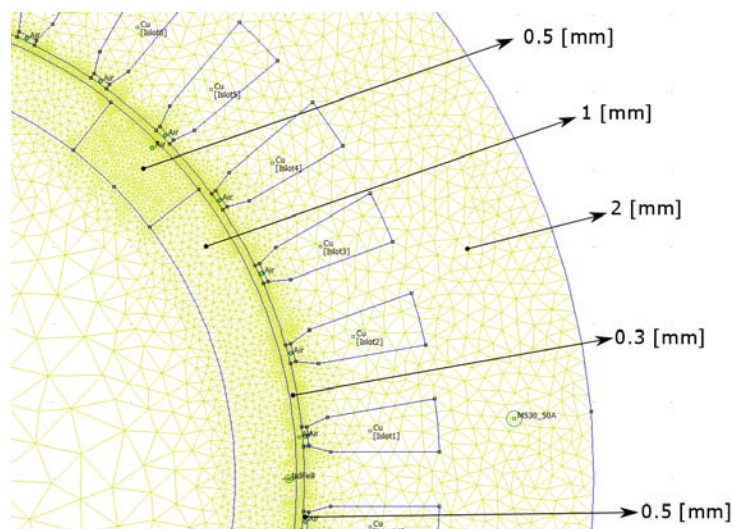


Figura 3.1: Particolare delle mesh.

Il numero di nodi che ne risulta è in media di 30000, e dipende dalla tipologia di motore. Tale numero corrisponde ad un ottimo compromesso tra velocità e precisione della simulazione. La tabella 3.1 esplica quanto detto in figura 3.1.

Tabella 3.1: Grandezza delle *mesh* per ogni componente del motore.

Traferro	PM	Statore	Rotore	Apertura di cava	Aria tra i PM
[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
0.3	1	2	5	0.5	0.5

3.1 Analisi dei magneti in fase smagnetizzante

In questa sezione è stata analizzata ogni macchina in modo da osservare se i magneti permanenti riescano a reggere un flusso magnetico, dovuto alle correnti statoriche, che si oppone al flusso generato dai magneti stessi. Si è dunque cercato di fare in modo che l'induzione dei magneti non scenda sotto il ginocchio, nel nostro caso sotto i 0 [T]. Sarà grazie a questa simulazione che potremo progettare lo spessore del magnete, in modo tale da contrastare la smagnetizzazione. Questo caso può verificarsi se il motore perde il passo con il rotore, quindi se il campo magnetico rotante generato dalla terna di correnti statoriche non è più in sincronia con la velocità del rotore (in poche parole la frequenza delle tensioni con cui viene alimentato il motore non è più sincrona con la velocità dello stesso). Ciò può verificarsi a causa di un guasto all'inverter che alimenta il motore, il che rappresenta un caso raro.

Le prove saranno effettuate solo in condizioni di sovraccarico $\times 3$, considerato il caso peggiore. In poche parole lo statore verrà alimentato con corrente $I_d = -3I_N$, nella quale I_N rappresenta la corrente nominale con cui viene alimentato il motore. Verrà qui raffigurato solo un esempio di progettazione dello spessore del magnete del motore a 4 poli escludendo gli altri, così da evitare ripetitività.

3.1.1 Progettazione del magnete permanente

Ipotizziamo di iniziare progettando un motore con un magnete di spessore $t_m = 6$ [mm]. Studiando il comportamento in condizioni di sovraccarico del motore a 4 poli, visto nella sottosezione 2.2.1, è stato possibile osservare che si ottiene la coppia desiderata di 120 [Nm] ad una corrente in cava di circa $\hat{I} = 1700$ [A]. Alimentando il motore con una corrente di modulo uguale e sfasata di 180° rispetto all'asse d , si ottiene il comportamento raffigurato in 3.2.

Nella figura 3.2 si nota chiaramente la zona del magnete colorata di bianco; essa rappresenta livelli di induzione minori di 0.2 [T]. Infatti se vengono prelevati i livelli di induzione in quella zona si nota che sono molto prossimi a 0 [T]. Il comportamento del magnete in questo caso si trova prossimo al ginocchio e ciò dev'essere evitato. Per farlo si è optato di aumentare lo spessore del magnete fino a 8 [mm], ottenendo il risultato di figura 3.3. In quest'ultima si nota a vista d'occhio come il magnete sia completamente nero, segno che l'induzione non è scesa al di sotto dei 0.2 [T] (il che viene confermato anche andando a calcolarsi l'induzione in un qualsiasi punto del magnete). L'aumento dello spessore di questo inoltre porta ad un piccolo incremento della fondamentale dell'induzione a vuoto al traferro, e quindi, a parità di volume, la corrente necessaria a raggiungere i 120 [Nm] risulta minore (si veda equazione (2.5)). Ciò comporta un minore flusso magnetico prodotto dalle correnti statoriche a cui il magnete deve far fronte.

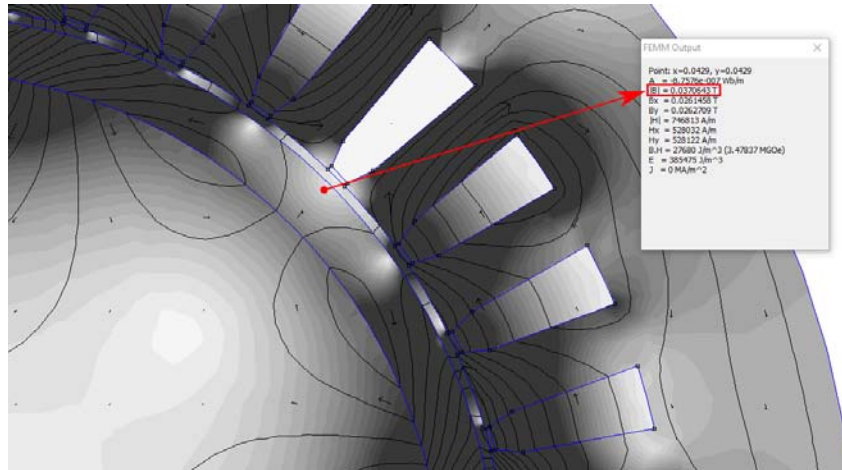


Figura 3.2: Induzioni in fase smagnetizzante per motore a 4 poli avente $t_m = 6$ [mm].

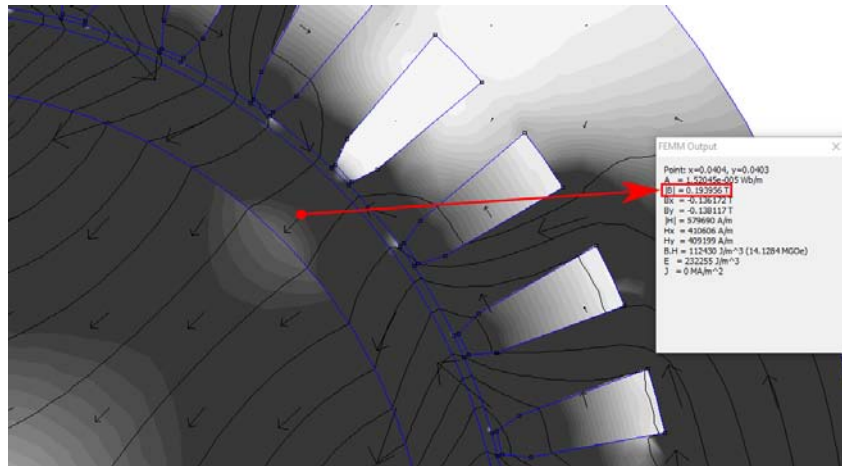


Figura 3.3: Induzioni in fase smagnetizzante per motore a 4 poli avente $t_m = 8$ [mm].

L'induzione minima ottenuta risulta accettabile e quindi, anche in caso di perdita del passo del motore, il magnete non viene smagnetizzato.

Il processo di progettazione dei magneti è stato il medesimo anche per gli altri motori, così da ottenere i risultati in tabella 3.2.

Tabella 3.2: Spessore dei magneti per ogni motore progettato.

4 Poli	6 poli	8 poli	10 poli	10 poli frazionario
[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
8	6	5	5	5

Si nota come la configurazione a 4 poli risulti peggiore nella fase di smagnetizzazione, e man mano i risultati si assestano a 5 [mm]. Inoltre si noti che sia per gli 8 [mm] che per i 5 [mm] si riesce sempre a stare nei limiti esposti nella figura 2.4, ossia $3 \leq \frac{t_m}{g''} \leq 7$.

Si vuole infine analizzare il volume di NdFeB presente in ciascun motore. Esso viene

calcolato attraverso l'equazione:

$$Vol_{NdFeB} = \left[\pi \left(\frac{D_i - 2g}{2} \right)^2 - \pi \left(\frac{D_i - 2g - 2t_m}{2} \right)^2 \right] \cdot L_{stk} \cdot \frac{150}{180} \quad (3.1)$$

La quale equazione dà i risultati mostrati in tabella 3.3.

Tabella 3.3: Volume dei magneti per ogni motore progettato.

4 Poli	6 poli	8 poli	10 poli	10 poli frazionario
[l]	[l]	[l]	[l]	[l]
0.190	0.130	0.104	0.110	0.120
+82%	+25%	+0%	+6%	+15%

Si noti infatti com'è elevato il volume dei magneti presenti nel motore a 4 poli rispetto agli altri.

3.2 Prove a vuoto

Qui verrà analizzato il comportamento a vuoto dei vari motori, studiandone così la coppia di Cogging che è dovuta all'interazione tra i poli magnetici della macchina con i denti statorici. L'alternarsi di denti e aperture di cava causa una variazione istantanea del circuito magnetico equivalente, variando quindi le induzioni al traferro. In poche parole, ogni volta che il margine del magnete si troverà in corrispondenza del dente, la coppia di Cogging sarà minima, perché si tratta del tratto a riluttanza più bassa. Quando invece il margine del magnete, ruotando, si trova in corrispondenza dell'apertura di cava, le linee di flusso che produce percorrono un tratto a riluttanza maggiore, e il magnete risponde cercando di arrivare al percorso con riluttanza minore. Viene così prodotta una forza magnetica che fa nascere la coppia di Cogging.

In seguito son state riportate le varie figure¹ rappresentanti il comportamento a vuoto dei motori in questione.

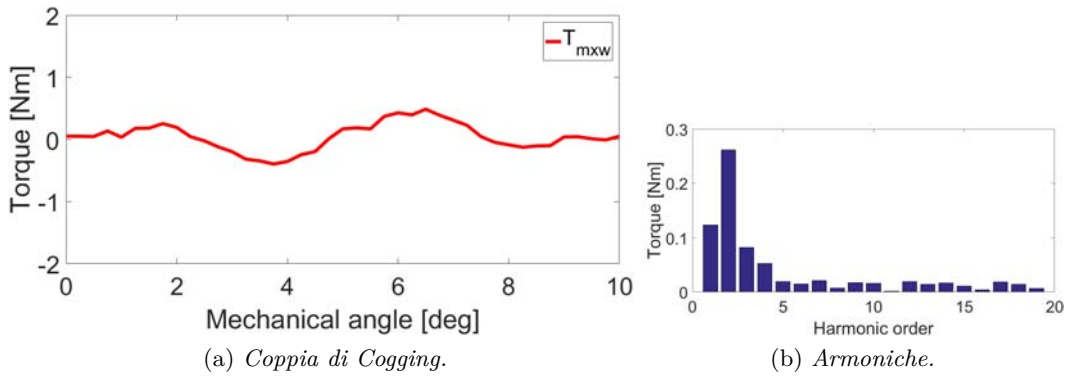


Figura 3.4: Coppia di Cogging per il motore a 4 poli ad avvolgimento distribuito.

¹Si vuole evidenziare il fatto che la scala delle ordinate è uguale per ciascun grafico, in modo da poter paragonare le diverse tipologie di motore.

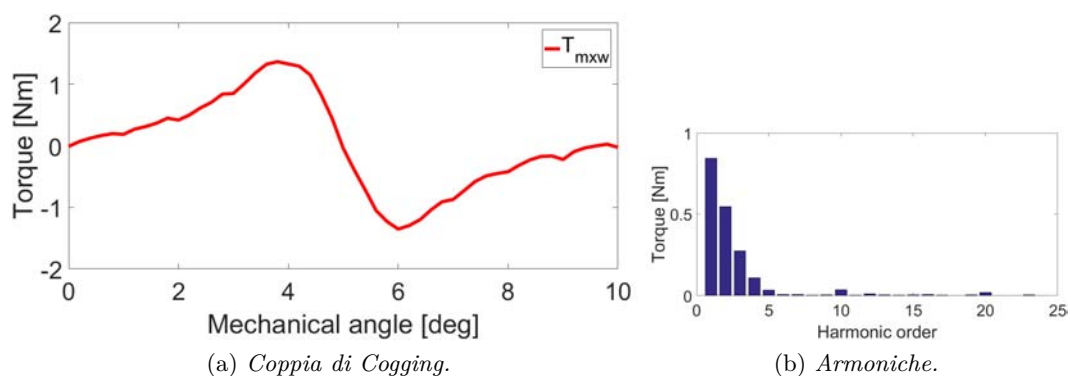


Figura 3.5: Coppia di Cogging per il motore a 6 poli ad avvolgimento distribuito.

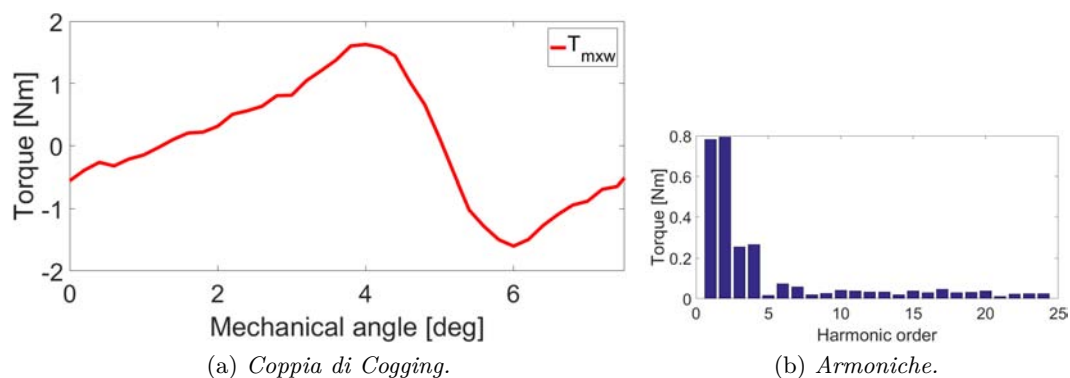


Figura 3.6: Coppia di Cogging per il motore a 8 poli ad avvolgimento distribuito.

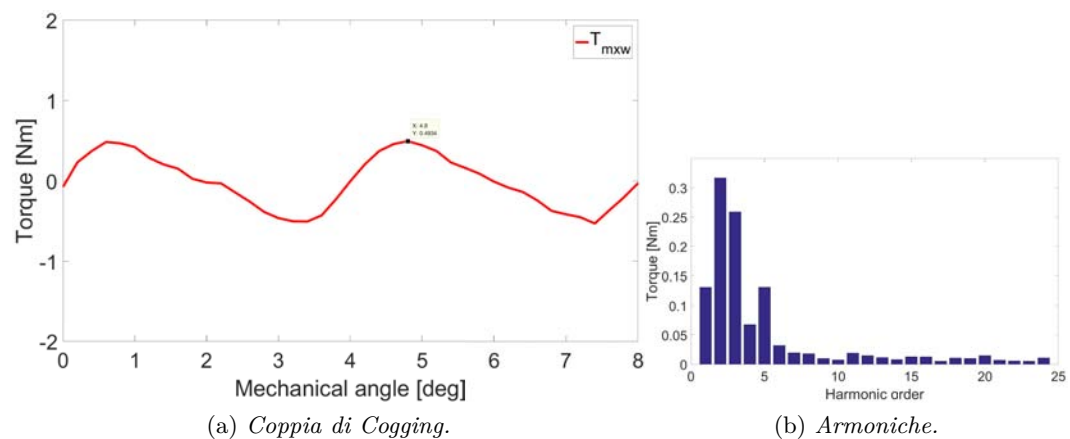


Figura 3.7: Coppia di Cogging per il motore a 10 poli ad avvolgimento distribuito.

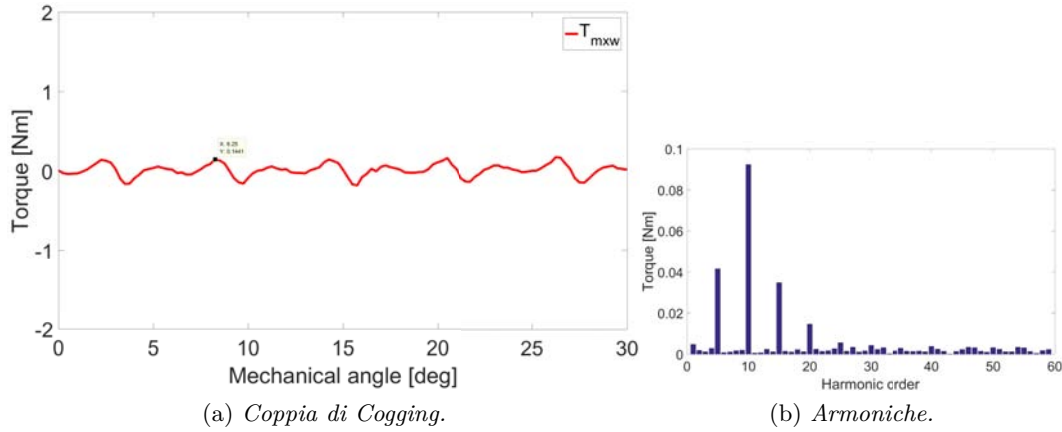


Figura 3.8: Coppia di Cogging per il motore a 10 poli a cave frazionarie ad avvolgimento distribuito.

Ogni simulazione è stata fatta variando la posizione rotorica fino ad un angolo di $360/Q_s$, e lo si è fatto per piccole variazioni pari a 0.2° , al fine di ottenere una discreta precisione. Si è studiato quindi il comportamento del motore nella rotazione del rotore di un passo di cava.

Dai risultati ottenuti si nota come la coppia di Cogging del motore a cave frazionarie sia migliore delle altre. Essa infatti non possiede un'armonica 1 dominante come il motore a 6 e 8 poli, bensì armoniche superiori (5, 10, 15) in modulo molto più piccole. Si nota infatti che la curva di coppia dei motori a 4 e 10 poli godono di una seconda armonica maggiore rispetto alle altre, e, confrontando il picco massimo di coppia in relazione ai motori a 6 e 8 poli, si osserva che è minore. Riassumendo: per armoniche dominanti alte, si ottiene un picco di coppia minore. Il verificarsi di armoniche alte nasce a seconda della larghezza e forma del magnete, dal numero di cave statoriche e dalla loro geometria.

La tabella 3.4 riporta il valore di differenza tra il picco massimo e minimo di ciascuna curva di coppia.

Tabella 3.4: Differenza dei valori di picco della coppia di Cogging.

4 Poli	6 poli	8 poli	10 poli	10 poli frazionario
[Nm]	[Nm]	[Nm]	[Nm]	[Nm]
0.81	2.72	3.20	1.00	0.34

3.3 Alimentazione del motore ed MTPA

Prima di studiare il comportamento sotto carico del motore ci si è interrogati su come alimentarlo. In particolare si è studiato l'angolo di sfasamento che la corrente deve avere a seconda dell'asse polare del rotore, ossia l'asse d , per raggiungere la massima coppia possibile a parità di corrente. Si ritiene doveroso dire che per prima cosa il rotore dev'essere allineato allo statore, quindi l'asse polare del rotore viene

fatto combaciare con l'asse magnetizzante della *fase a*², così da poter controllare il motore secondo correnti di *asse d* e *q*. Quanto detto dimostrerà attraverso simulazioni ciò che è stato affermato analiticamente nel capitolo 1.

Si è preso in esame il motore a 6 poli e lo si è allineato nell'*asse d*. Per ogni simulazione fatta si è tenuto costante il valore della corrente di picco in cava con cui viene alimentato il motore, variando solo lo sfasamento della corrente rispetto all'*asse d*, il cosiddetto angolo α_{me} . Si è fatta questa prova sia in condizioni nominali che di sovraccarico. I risultati ottenuti vengono raffigurati nella 3.9.

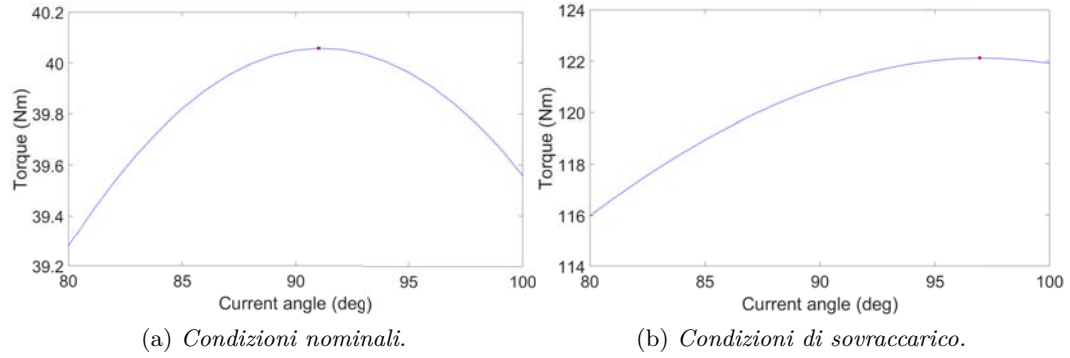


Figura 3.9: Punto di MTPA a in funzione dell' α_i^e .

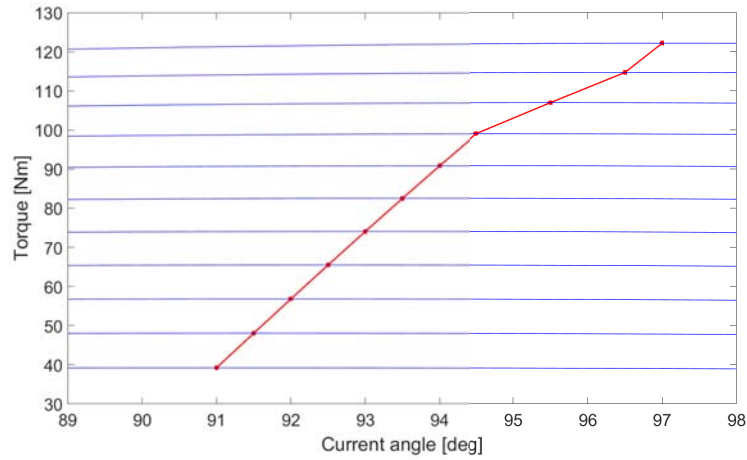


Figura 3.10: Curva MTPA al variare della corrente in cava.

Il punto di massima coppia di ciascuno dei due grafici si aggira intorno ai 90°, esattamente come detto nel capitolo 1. Si nota che, in condizione di sovraccarico, il punto di MTPA si è spostato ad un angolo che supera i 90° per via della saturazione del materiale ferromagnetico. Infatti per raggiungere il massimo di coppia è necessario immettere una piccola corrente I_d smagnetizzante. Quando si parla di controllo del motore SPM questo fenomeno viene trascurato, in quanto si preferisce controllare il motore iniettando una corrente di *asse q*. Il controllo dunque ne risulta

²Per aver conferma di corretto allineamento, si è andati a studiare il flusso di *asse q* misurato nel *post-processing* della simulazione; se infatti il rotore fosse posizionato correttamente, il flusso di *asse q* risulterebbe nullo.

più semplificato, anche perché la differenza di coppia che si avrebbe con l'uso di una piccola componente smagnetizzante di corrente è relativamente irrisoria. La figura 3.10 mostra come varia l'angolo di corrente in MTPA α_i^e al variare della corrente in cava, dal valore nominale a quello in condizioni di sovraccarico; infatti si nota come le curve blu di coppia variano da 40 a 120 [Nm].

3.4 Prove a carico

3.4.1 In condizioni nominali

Di seguito verranno analizzate le prove sotto sforzo delle diverse macchine. Per farlo si è alimentato ciascun motore con una corrente in cava tale da portare ad una densità di corrente di 9 [A/mm²]. La relazione che lega le due è:

$$\hat{I}_{cava} = \frac{\sqrt{2}J_{rms}K_{fill}S_{slot}}{n_{cs}} \quad (3.2)$$

Considerando in prima simulazione il numero di conduttori serie unitario. I motori saranno alimentati con corrente statorica I_q in modo da funzionare in MTPA, come dimostrato nel paragrafo 3.3. Ciò significa che ad ogni angolo di movimento del rotore corrisponderà un angolo di movimento del vettore \vec{i}_{dq} , in modo che i due siano in sincronia. La simulazione agli elementi finiti è stata avviata in modo da studiare la rotazione del rotore di un angolo pari a $60^\circ/p$, corrispondente al periodo esatto della curva di coppia. Verrà inoltre calcolato anche il carico elettrico attraverso l'equazione (3.3).

$$\hat{K}_s = \frac{K_w Q_s \hat{I}_{slot}}{\pi D_i} \quad (3.3)$$

Infine in tabella 3.5 verranno raffigurate le caratteristiche del funzionamento a carico dei cinque tipi di motori, per poi essere commentate.

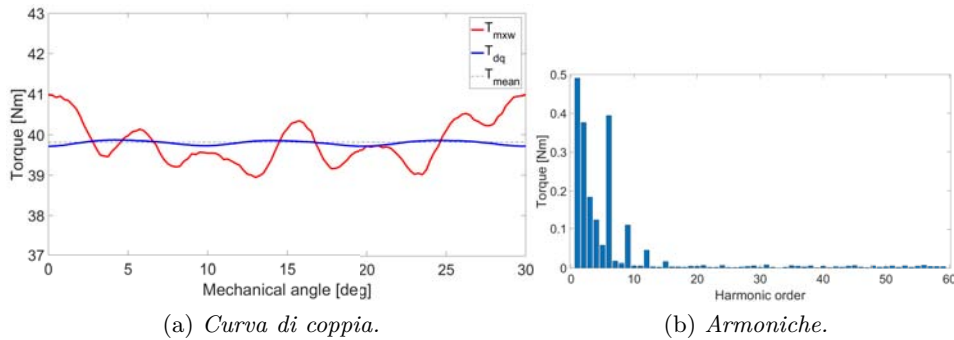


Figura 3.11: Coppia a carico per il motore a 4 poli ad avvolgimento distribuito.

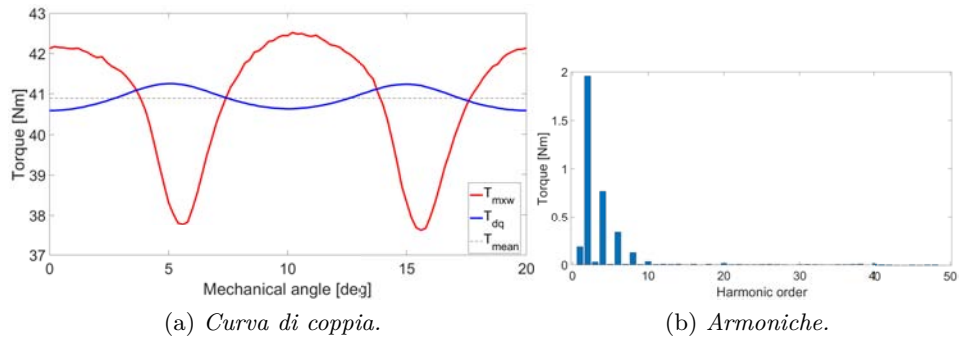


Figura 3.12: Coppia a carico per il motore a 6 poli ad avvolgimento distribuito.

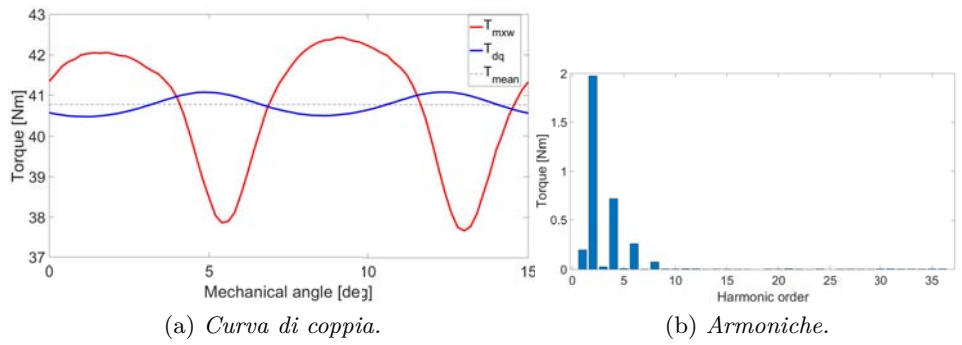


Figura 3.13: Coppia a carico per il motore a 8 poli ad avvolgimento distribuito.

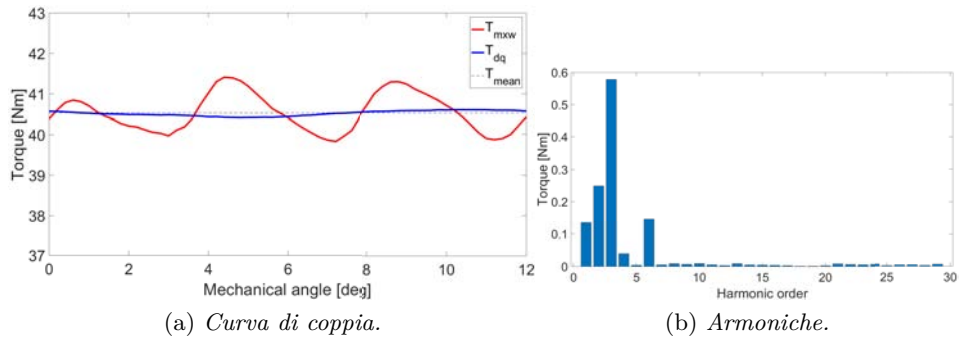


Figura 3.14: Coppia a carico per il motore a 10 poli ad avvolgimento distribuito.

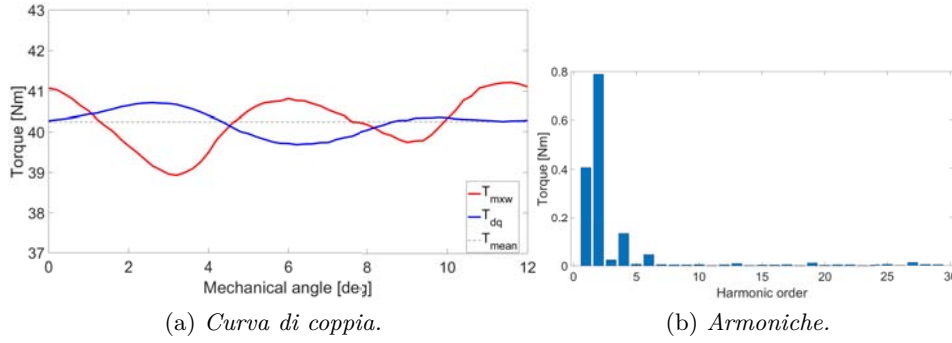


Figura 3.15: Coppia a carico per il motore a 10 poli a cave frazionarie ad avvolgimento distribuito.

Tabella 3.5: Risultati ottenuti dalle simulazioni a carico per i motori ad avvolgimento distribuito.

	\hat{I}_{slot}	J_{rms}	\hat{K}_s	η	ΔT	Ripple
	[A]	$[\frac{A}{mm^2}]$	$[\frac{A}{m}]$	%	[Nm]	%
4 poli	540	9	46.8	91.6	2.00	5.1
6 poli	580	9	45.8	91.8	4.75	11.6
8 poli	480	9	48.8	92.0	4.56	11.1
10 poli	520	9	48.3	91.7	1.03	2.6
10 poli frazionario	1625	9	38.5	92.5	2.28	5.7

Ciò che salta immediatamente all'occhio è la corrente di picco in cava del motore a cave frazionarie. Questo è dovuto all'elevata superficie di cava di cui gode, che permette di arrivare ad alte correnti in cava a parità di densità di corrente. Inoltre si può notare come i migliori *ripple* di coppia siano quelli delle macchine aventi 4 e 10 poli. Quanto al motore a cave frazionarie, il *ripple* di coppia, in relazione agli altri motori, è aumentato molto dalla prova a vuoto. Ciò è dovuto alla notevole corrente in cava, la quale ha un effetto più pesante nell'induzione al traferro, che fa nascere armoniche importanti in termini di coppia. Invece per quanto riguarda i rendimenti, essendo i motori stati progettati a densità di correnti uguali e con induzioni magnetiche simili (al dente di 1.7 [T] e alla corona di 1.6 [T]), le perdite risultano simili. Si ricorda che la potenza nominale della macchina è di:

$$P_{out} = RPM \cdot \frac{\pi}{30} \cdot T_N = 2400 \cdot \frac{\pi}{30} \cdot 40 = 10 [kW] \quad (3.4)$$

3.4.2 In condizioni di sovraccarico x3

Una delle specifiche di progetto più importanti riguarda il funzionamento della macchina in condizioni di sovraccarico x3 per un piccolo intervallo di tempo. Questo fatto è decisamente molto più importante da studiare a livello termico invece che elettromagnetico, e infatti verrà ridiscusso nel capitolo dedicato all'analisi termica. Qui verranno solo analizzate caratteristiche quali: densità di corrente, perdite, rendimenti e ripple di coppia. Il metodo con cui si sono alimentati i motori è lo stesso del capitolo precedente.

Ciò che ci si aspetta da queste simulazioni è una netta diminuzione di rendimento dovuta all'aumento delle perdite Joule e di quelle nel ferro. Dal momento che le perdite Joule dipendono dal quadrato della densità di corrente, imponendo al motore una densità 3 volte più alta, si otterranno perdite di Joule $3^2 = 9$ volte maggiori. Proprio per questo motivo le perdite Joule fanno "la parte del leone" nel calcolo delle perdite totali. La tabella 3.6 dimostra quanto detto attraverso i risultati. La potenza dei motori in questione si ricava secondo l'equazione (3.5).

$$P_{out\ 3} = RPM \cdot \frac{\pi}{30} \cdot T_{sovracc} = 2400 \cdot \frac{\pi}{30} \cdot 120 = 30 [kW] \quad (3.5)$$

Tabella 3.6: Risultati ottenuti dalle simulazioni in sovraccarico x3 per i motori ad avvolgimento distribuito.

	\hat{I}_{slot}	J_{rms}	\hat{K}_s	P_j	P_{fe}	η	Ripple
	[A]	$[\frac{A}{mm^2}]$	$[\frac{kA}{m}]$	[W]	[W]	%	%
4 poli	1750	28.5	150.5	7500	176	78.4	3.0
6 poli	1900	29.6	150.0	6800	245	80.5	11.0
8 poli	1500	28.4	152.2	5760	298	82.9	10.2
10 poli	1750	30.6	162.5	6000	420	82.1	4.1
10 poli frazionario	5600	31.1	132.6	5600	429	82.9	4.3

3.4.3 Densità di potenza

Per ultima cosa si vuole confrontare il parametro densità di potenza in modo da poter paragonare i vari motori. Nelle tabelle 3.7 e 3.8³ vengono esposti i risultati a seconda di funzionamento nominale o sovraccarico.

Tabella 3.7: Densità di potenza dei motori ad avvolgimento distribuito in condizioni nominali.

	P_N/Vol_{ext}	P_N/Vol_{int}	T_N/Vol_{ext}	T_N/Vol_{int}
	[kW/l]	[kW/l]	[Nm/l]	[Nm/l]
4 poli	4.24	10.86	16.95	43.45
6 poli	4.75	10.43	19.00	41.70
8 poli	5.32	10.83	21.28	43.34
10 poli	5.79	10.68	23.15	42.74
10 poli frazionario	4.90	8.70	19.61	38.81

³La tabella 3.8 non dà informazioni aggiuntive (trattasi infatti dei dati in tabella 3.7 moltiplicati per 3). Questa è stata creata per completezza e per esaminare facilmente le varie densità di potenza in condizioni di sovraccarico.

Tabella 3.8: Densità di potenza dei motori ad avvolgimento distribuito in condizioni di sovraccarico $\times 3$.

	P_N/Vol_{ext}	P_N/Vol_{int}	T_N/Vol_{ext}	T_N/Vol_{int}
	$[kW/l]$	$[kW/l]$	$[Nm/l]$	$[Nm/l]$
4 poli	12.72	32.58	50.85	130.35
6 poli	14.25	31.29	57.00	125.10
8 poli	15.96	32.49	63.84	130.00
10 poli	17.37	32.04	69.45	128.22
10 poli frazionario	14.70	26.10	58.83	116.43

Si nota come le densità di potenza riguardanti il volume interno siano simili, eccezion fatta per il motore a cave frazionarie, che ha bisogno di una superficie al traferro più alta così da generare un flusso utile a produrre la coppia nominale. Per quanto riguarda la densità di potenza in funzione al volume esterno si nota quanto sia bassa nella configurazione a 4 poli rispetto alle altre. In particolare, confrontando questa con la macchina a 10 poli, si nota un abbassamento della densità di potenza del 26%. Ciò che ha fatto abbassare la densità di potenza del motore a 4 poli (considerando che, in relazione al volume interno, godeva della densità di potenza migliore) è stato la grande dimensione della corona di statore. Infatti tutti i motori hanno un diametro esterno di 200 [mm], ma il 4 poli è più lungo degli altri. A confronto col motore a 10 poli, risulta più lungo del 26%, e ciò causa la stessa percentuale di differenza di densità di potenza vista prima.

3.4.4 Variazione del fattore di potenza

Un'altra importante considerazione che va fatta riguarda come varia il fattore di potenza del motore in condizioni di sovraccarico. Si parte dal presupposto che il motore venga alimentato sempre con una corrente statorica di *asse q*, anche quando molto saturo; infatti non verrà seguito quanto detto nel paragrafo 3.3, ma si è scelto di agire sempre nell'*asse q*, anche se non corrisponde al punto di MTPA per qualche grado.

Per spiegare il motivo del calo del fattore di potenza si fa uso dei diagrammi vettoriali di figura 3.16.

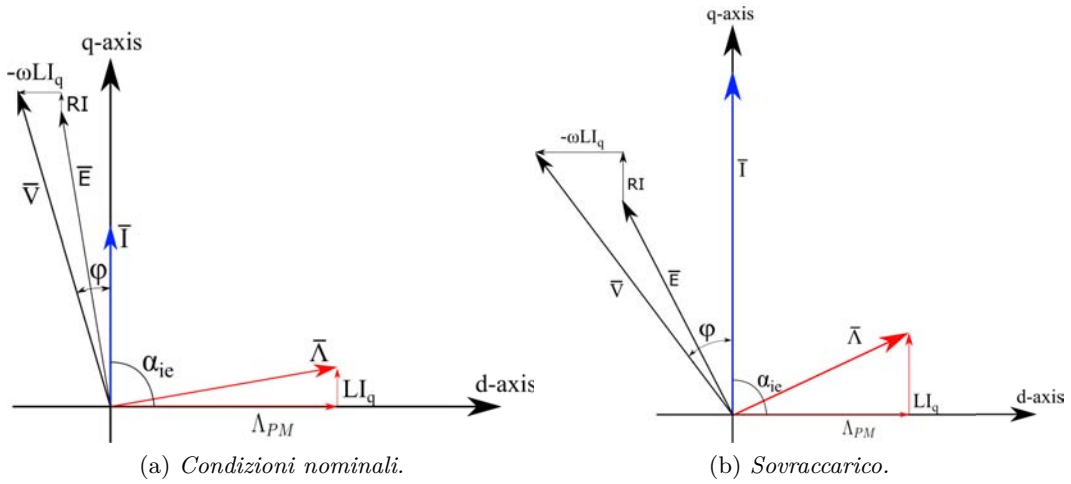


Figura 3.16: Diagrammi vettoriali del funzionamento di un SPM.

Si nota ad occhio come aumenti lo sfasamento del flusso della macchina $\bar{\Lambda}$ rispetto all'*asse d* all'aumentare della corrente I , con conseguente rotazione del vettore rappresentante la forza contro-elettromotrice \bar{E} . Considerando anche che le cadute di tensione sono dovute alla resistenza statorica e all'induttanza di dispersione di statore, lo sfasamento tra il vettore \bar{V} e \bar{I} , detto PF (*Power Factor*), risulta maggiore in condizioni di sovraccarico. Il motore dunque assorbirà più potenza reattiva dalla rete, e il modulo della corrente, necessario per produrre la coppia desiderata, crescerà in relazione al PF.

Per verificare come varia il PF nei vari motori, si son fatte diverse simulazioni a carico variando la densità di corrente statorica, fino al massimo stipulato nel paragrafo precedente, nel quale si raggiungono le coppie di 120 [Nm]. Il risultato viene rappresentato in figura 3.17.

Si noti come le curve di ciascun motore finiscano esattamente alle rispettive densità di corrente corrispondenti al funzionamento in sovraccarico di tabella 3.6. Ad ogni modo, i fattori di potenza in condizioni nominali (intersecanti il segmento verticale corrispondente ai 9 [A/mm²]), si aggirano circa intorno al valore di 0.94 ÷ 0.98.

Ciò che salta all'occhio è la differenza di andamento dei motori a 10 poli rispetto agli altri; essi infatti risentono di più della saturazione. Questo porta a un aumento della corrente magnetizzante per consentire al motore di produrre un flusso necessario a generare la coppia di sovraccarico. La conseguenza di questo fatto è una diminuzione del fattore di potenza. Si può notare questo fenomeno anche andando ad osservare

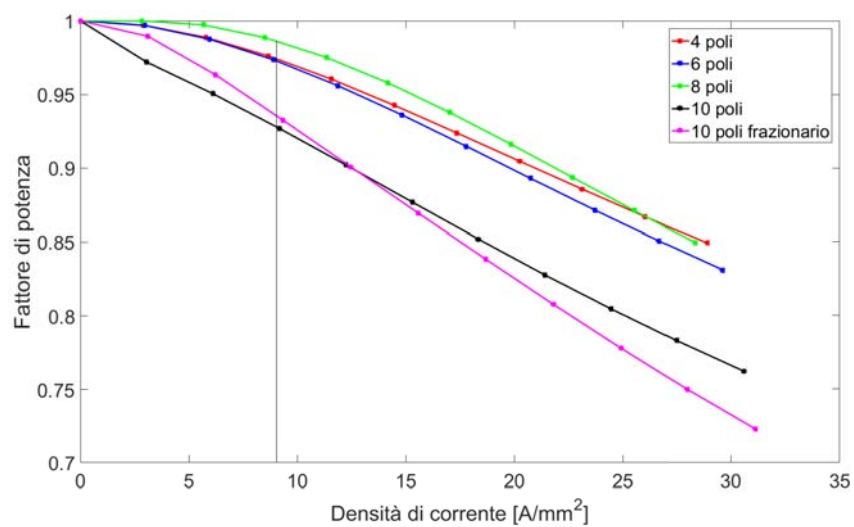


Figura 3.17: Variazione del PF in funzione alla densità di corrente.

la tabella 3.6, notando che raggiungono la coppia di sovraccarico con densità di corrente più alta rispetto agli altri, anche se sono stati tutti progettati ad una corrente statorica di $J_{rms} = 9 \text{ [A/mm}^2\text{]}$.

3.4.5 Ottimizzazione dei motori

Attraverso alcuni accorgimenti è possibile migliorare l'oscillazione di coppia dei motori. A questo fine ci si è serviti della tecnica *pole-shifting*, ossia si sono avvicinati i poli a due a due, come rappresentato in figura 3.18, nella quale si è preso come esempio il motore a 8 poli.

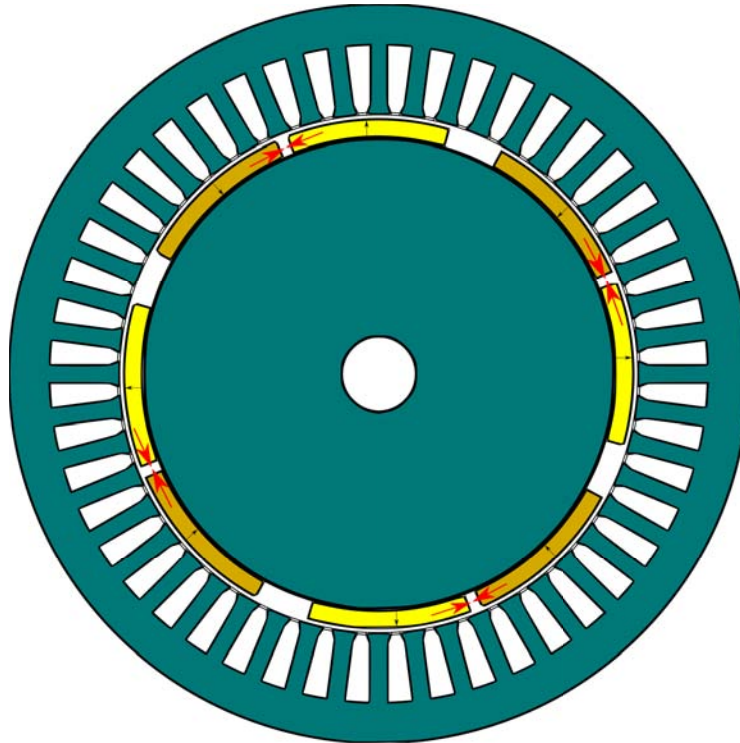


Figura 3.18: *Pole-shifting* del motore a 8 poli.

Per trovare la migliore configurazione sono state effettuate diverse prove, avvicinando due poli consecutivi di un certo angolo δ , mantenendo invariata la larghezza dei magneti (occupanti 150/180 parti del passo polare). Vengono in seguito esposti i risultati ottenuti dalla configurazione migliore di ciascun motore, fatta eccezione per la macchina a 10 poli, le quali simulazioni non hanno dato esiti migliori. I risultati riguardano la coppia di carico in condizioni nominali, e sono affiancati dagli andamenti studiati nel paragrafo 3.4.1, in modo da poter notare i miglioramenti. In tabella 3.9 vengono raffigurati i risultati in termini di *ripple* a confronto con quelli riguardanti i motori non ottimizzati. Si nota soprattutto come le configurazioni a 6 e 8 poli ne abbiano beneficiato di più; infatti grazie al *pole-shifting* sono state generate delle armoniche che hanno fatto diminuire il picco massimo di coppia. Per quanto riguarda il motore a 4 poli invece il miglioramento è minimo, tanto da rendere quasi irrisorio applicare l'ottimizzazione (anche prima infatti godeva di un buon *ripple*). Il *ripple* minore viene raggiunto dal motore a cave frazionarie, pari all' 2.6%.

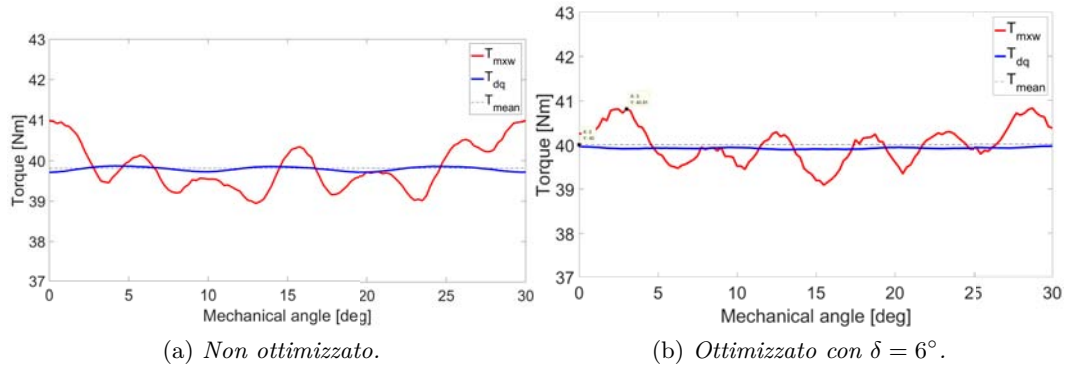


Figura 3.19: Confronto andamenti di coppia per il motore a 4 poli ad avvolgimento distribuito.

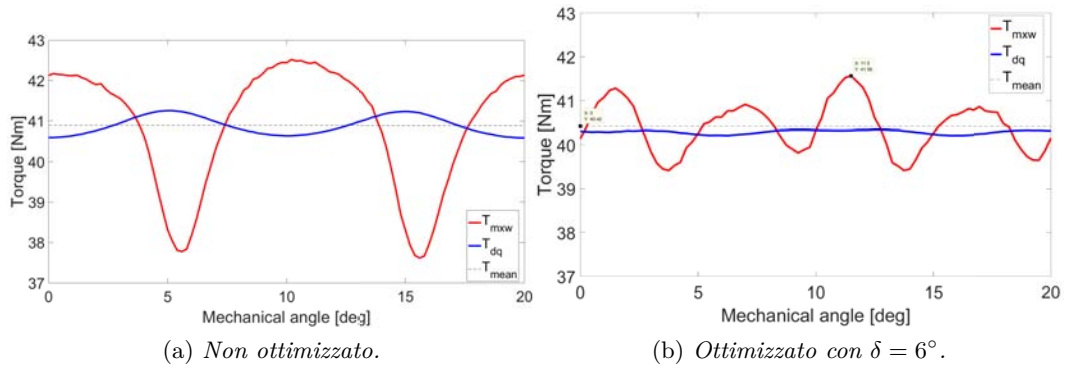


Figura 3.20: Confronto andamenti di coppia per il motore a 6 poli ad avvolgimento distribuito.

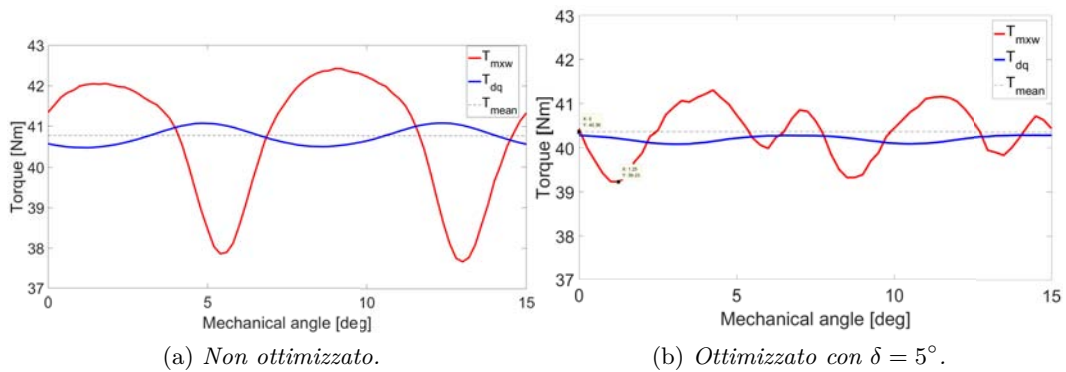


Figura 3.21: Confronto andamenti di coppia per il motore a 8 poli ad avvolgimento distribuito.

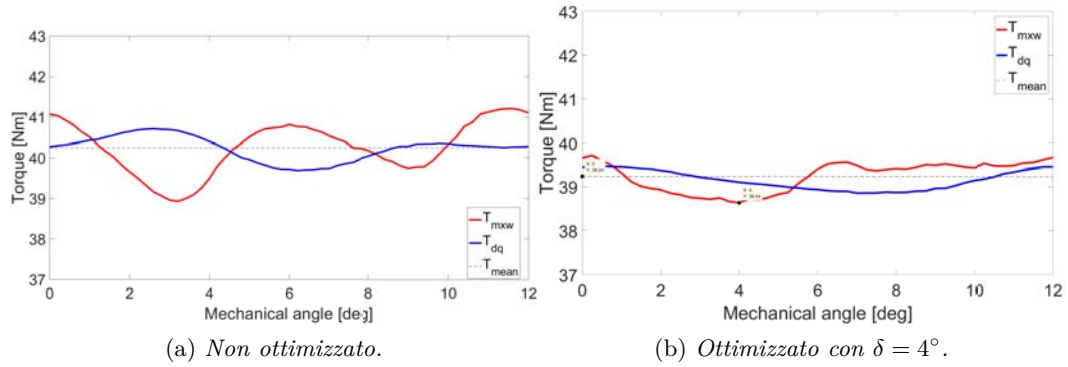


Figura 3.22: Confronto andamenti di coppia per il motore a 10 poli a cave frazionarie ad avvolgimento distribuito.

Tabella 3.9: Effetti sul *ripple* dell’ottimizzazione dei motori.

	Non ottimizzato		Ottimizzato		
	ΔT [Nm]	Ripple %	δ /	ΔT [Nm]	Ripple %
4 poli	2.0	5.1	6	1.72	4.3
6 poli	4.75	11.6	6	2.04	5.1
8 poli	4.56	11.1	5	1.92	4.7
10 poli	1.03	2.6	/	/	/
10 poli frazionario	2.28	5.7	4	1.03	2.6

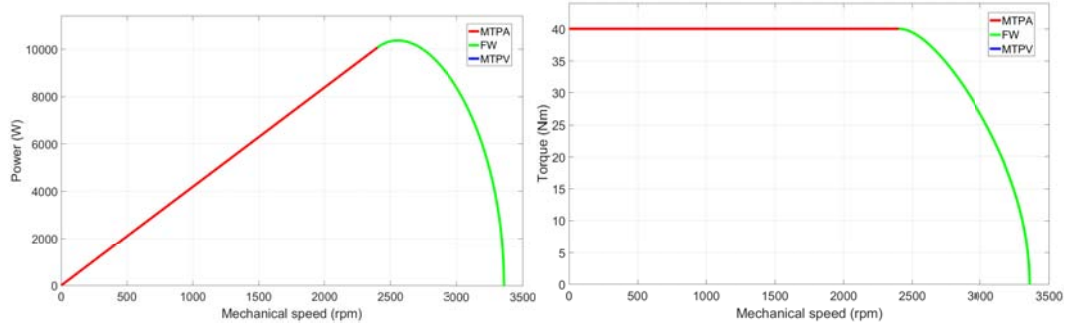
3.5 Mappatura del motore

In questa sezione è stata fatta una mappatura del funzionamento del motore a 6 poli. Si è scelto questo motore per puro caso, essendo che gli altri motori si comportano allo stesso modo (eccezion fatta per il motore a 10 poli a cave frazionarie, di cui si parla alla fine della sezione). Si nota come le figure 3.23(a) e 3.23(b) combacino con la figura 1.5 del primo capitolo. Ciò dimostra anche la correttezza dei risultati ottenuti. Il motore infatti raggiunge il punto base alla velocità nominale di 2400 [rpm], per poi entrare in deflussaggio (in inglese *Flux Weakening*, FW), riuscendo a stare entro il limite di tensione imposto. Così facendo il motore raggiunge il picco di potenza a circa 2550 [rpm], per poi calare fino ad azzerarsi a velocità 3350 [rpm]. Per quanto concerne il motore a 10 poli a cave frazionarie, fino alla velocità base le curve $P-v$ e $C-v$ hanno lo stesso andamento degli altri motori, per poi entrare in zona di deflussaggio più estesa, con conseguente azzeramento della potenza del motore a velocità di 4800 [rpm]. Ciò è dovuto principalmente a un limite di corrente maggiore (per via della corrente in cava più alta) e al minor flusso magnetico. Per quanto riguarda i motori *hairpin*, non è stata riportata alcuna mappatura, poiché risulterebbe uguale a quella in figura 3.23.

Infine bisogna tener presente che tale prova è stata fatta solo a scopo di studio,

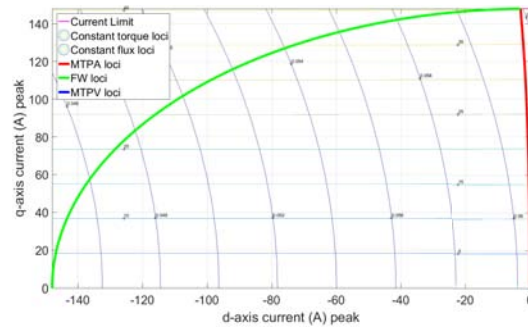
Analisi elettromagnetica dei motori SPM ad avvolgimento distribuito

per vedere quali sono le potenzialità del motore. Le specifiche di progetto infatti stabilivano solo una velocità del punto base di 2400 [rpm].



(a) Curva Potenza-Velocità ($P-v$).

(b) Curva Coppia-Velocità ($C-v$).



(c) Mappa del motore.

Figura 3.23: Mappatura del motore a 6 poli ad avvolgimento distribuito.

3.6 Tabelle riassuntive sui principali dati dei motori

A conclusione del capitolo si è voluto creare una tabella finale 3.10 nella quale riportare i dati principali dei motori visti finora.

Tabella 3.10: Dati principali delle macchine ad avvolgimento distribuito.

	4 poli	6 poli	8 poli	10 poli	10 poli frazionario
Q_s	36	36	48	45	12
q	3	2	2	1.5	0.4
D_e	200	200	200	200	200
D_i	125	135	140	146	150
L_{stk}	75	65	60	55	65
t_m	8	6	5	5	5
S_{slot}	108	114	94	101	318
\hat{I}_{slot}	580	540	480	520	1625
J_{rms}	9	9	9	9	9
\hat{K}_s	46.8	45.8	48.8	48.3	38.5
$\eta\%$	91.6	91.8	92.0	91.7	92.5
Ripple	3.2	8.0	7.6	2.1	3.3
P_N/Vol_{ext}	4.24	4.75	5.32	5.79	4.90
T_N/Vol_{ext}	16.95	19.00	21.28	23.15	19.61

Viene poi riportata di nuovo la tabella con i dati degli avvolgimenti dei vari motori.

Tabella 3.11: Dati degli avvolgimenti dei motori ad avvolgimento distribuito.

	$E_{w_{rms}}$	f	y_q	K_w	N_s	n_{cs}	n_{pp}	n_{ppcava}	d_c
	[V]	[Hz]	[/]	[/]	[/]	[/]	[/]	[/]	[mm]
4 poli	35.5	80	8	0.94	48	4	2	4	1.320
6 poli	33.0	120	5	0.93	48	4	3	3	1.250
8 poli	42.5	160	5	0.93	64	4	4	2	1.250
10 poli	38.0	200	4	0.94	60	4	5	2	1.120
10 poli frazionario	42.9	200	1	0.93	56	14	1	8	1.250

Progettazione e analisi di motori SPM ad avvolgimento *hairpin*

A causa della crescente elettrificazione del *powertrain* in ambito automobilistico e della conseguente richiesta di un ulteriore aumento di densità di potenza, si sono studiate diverse innovazioni che permettessero di ottenere migliori soluzioni. Oltre alle varie caratteristiche di una macchina elettrica ci si vuole soffermare sul design dell'avvolgimento. La tecnologia di cui si vuol parlare consiste negli avvolgimenti cosiddetti *hairpin*: avvolgimenti formati da barre di sezione rettangolare. In questo modo è possibile sfruttare i vantaggi che dà questa tipologia di avvolgimenti, ossia un coefficiente di riempimento di cava $K_{fill} = 0.7$. Ciò consente di avere, a parità di densità di corrente, correnti in cava più elevate rispetto ad un motore con avvolgimento ordinario. Questo comporta alla macchina di generare la stessa potenza in un volume minore: la densità di potenza aumenta. Un altro vantaggio da considerare è la minor lunghezza degli avvolgimenti in testata, con conseguente minor estensione assiale del motore rispetto a quelli ad avvolgimento con conduttori a sezione circolare. In compenso però uno svantaggio da tenere in considerazione riguarda le maggiori perdite in rame che si avrebbero ad alte frequenze. Tutto ciò verrà approfondito e analizzato in dettaglio in questo capitolo.

Ciò che si andrà a fare è una progettazione di quattro motori ad avvolgimento *hairpin*, 4-6-8-10 poli, dei quali si vogliono studiare le prestazioni e caratteristiche, per poi essere paragonate a quelle dei motori analizzati in precedenza. Le considerazioni fatte per i magneti sono le stesse del paragrafo 2.1.

La figura 4.1 mostra un esempio di statore alimentato ad avvolgimenti *hairpin*.

4.1 Geometrie

Il modo con cui sono state progettate le geometrie è lo stesso fatto per i motori già visti, considerando sempre di utilizzare magneti che occupino 150/180 parti del passo polare. Lo spessore del magnete permanente viene scelto in base al comportamento del motore in fase smagnetizzante in condizioni di sovraccarico, in modo che l'induzione minima non scenda al di sotto dei 0.2 [T] (lo stesso metodo utilizzato nel paragrafo 3.1.1, che qui è stato saltato onde evitare ripetitività).

Per poter fare un paragone sulle dimensioni delle varie macchine è stato scelto di


 Figura 4.1: Esempio di avvolgimento *hairpin*.

utilizzare lo stesso diametro esterno di 180 [mm], minore in confronto ai 200 [mm] dei motori già visti. Si è scelto di agire in questo modo perché, nel caso si fosse scelto di usare diametri esterni di 200 [mm], la lunghezza dei vari motori sarebbe risultata di circa 30 [mm], valore basso considerando che questi motori devono poter essere raffreddati grazie a canaletti d'acqua che attraversano a spirale la camicia. Nel caso di un motore con una lunghezza non sufficientemente elevata ci sarebbero pochi canali d'acqua. Si son scelte dunque geometrie con lunghezze che si aggirano intorno ai 50 ÷ 60 [mm] per questo motivo.

Le cave dei motori ad avvolgimento *hairpin* sono a superficie rettangolare, e fanno sì che la sezione dei denti statorici sia un trapezio isoscele. Le cave sono ottimizzate per poter contenere esattamente 6 piattine di rame con i rispettivi isolamenti; la loro altezza infatti dipende da come vengono progettati gli avvolgimenti, e sarà approfondita quindi nella prossima sezione.

In figura 4.2 vengono raffigurate le geometrie dei motori a 4, 6, 8, 10 poli.

 Tabella 4.1: Dati geometrici dei motori con avvolgimento *hairpin*.

	D_e	D_i	L_{stk}	Q_s	t_m	w_{so}	h_s	w_t	S_{solt}
	[mm]	[mm]	[mm]	[/]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm ²]
4 poli	180	108	58	48	8	2	16.5	3.4	61.4
6 poli	180	118	45	54	7	2	16.5	3.2	60.6
8 poli	180	125	50	60	5	2	15.5	3.3	50.4
10poli	180	130	45	60	5	2	15.5	3.3	54.2

I motori sono stati progettati in modo da ottenere cave dalla larghezza di circa 4 [mm]. Si nota infatti anche come la larghezza dei denti risulti praticamente uguale. Per quanto riguarda l'altezza delle cave, è stata progettata a seconda dal numero di piattine in cava, dall'altezza di ciascuna e dallo spessore degli isolanti presenti, in modo così da ottimizzare lo spazio. Un'altra cosa che salta all'occhio è come la lunghezza e il diametro interno del motore a 6 poli risultino minori di quelle della macchina a 8 poli. Questo fa sì che la prima presenti un volume al traferro minore. Per spiegare tale fatto si fa uso dell'equazione 4.1: il maggiore spessore del magnete permanente causa un aumento della fondamentale dell'induzione al traferro

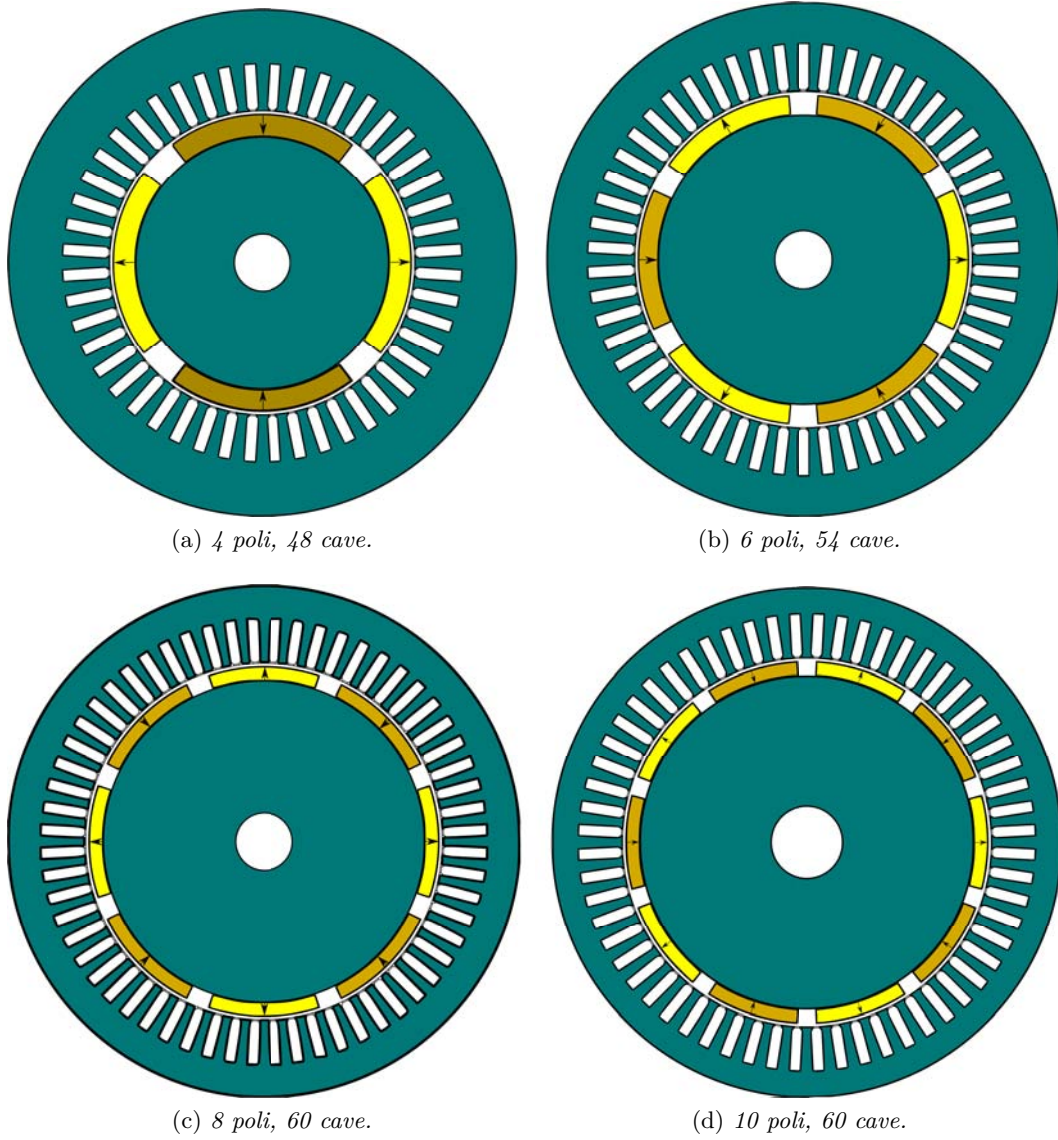


Figura 4.2: Geometrie dei diversi motori ad avvolgimento *hairpin*.

\hat{B}_{g0} , dunque, per raggiungere il flusso magnetico necessario a produrre la coppia nominale, il motore a 6 poli ha bisogno di un volume al traferro minore. Inoltre la superficie di cava del motore a 6 poli è maggiore di quella delle macchine a 8 e 10 poli, e ciò consente, a parità di densità di corrente, di poter sfruttare una corrente in cava maggiore, quindi un carico elettrico \hat{K}_s più alto.

$$T_{em} = \hat{B}_{g0} \hat{K}_s \frac{\pi}{4} D_i^2 L_{stk} \sin(\alpha_m^e) \quad (4.1)$$

Infine si può osservare che il motore a 4 poli è dotato di una corona alta in confronto agli altri; questo perché essa deve poter trasportare un flusso magnetico maggiore, pur generando un'induzione massima di 1.6 [T] in condizioni nominali.

4.2 Gli avvolgimenti *hairpin*

La progettazione di un motore dotato di un avvolgimento *hairpin* gira attorno a quest'ultimo. L'avvolgimento dev'essere studiato nei minimi particolari e le cave devono essere costruite così da poterlo ospitare in modo perfetto. Si parte col descrivere com'è costituito un avvolgimento *hairpin*.

Le cave di statore ospitano delle barre che devono avere un processo di lavorazione particolare, raffigurato in 4.3.

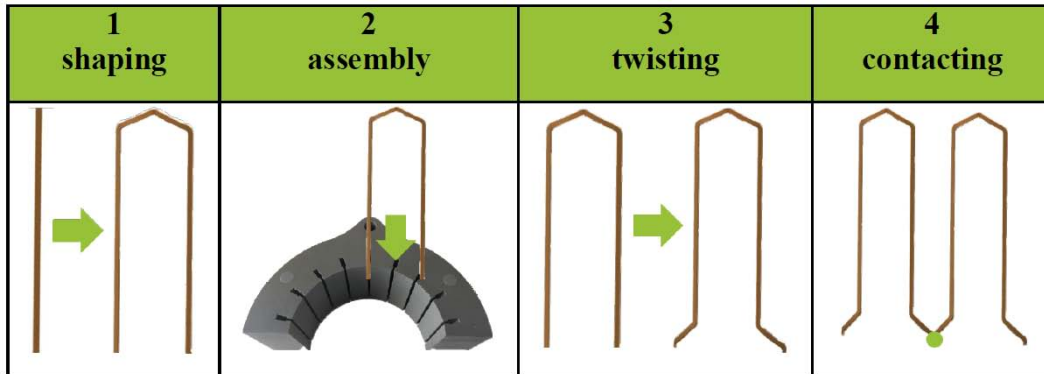
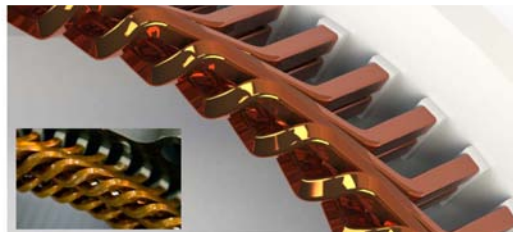


Figura 4.3: Assemblaggio di un avvolgimento *hairpin*[6].

Nella prima fase, il filo viene piegato per formare una "U" e per dare alla testata una determinata forma, visibile in figura 4.4(b). Dopo ciò le barre di rame vengono infilate nelle cave di statore. Per finalizzare l'avvolgimento le estremità della "U" vengono piegate come in figura 4.3(3), per poi essere saldate con le estremità di un'altra "U", formando così un collegamento meccanico ed elettrico tra le due (in figura 4.4(a) si notano bene le varie saldature). Il motore avrà dunque una testata con saldature, e l'altra formata in modo da poter inserire la barra ad un determinato passo di cava y_q , cambiando anche di strato. L'avvolgimento che ne risulterà sarà di tipo ondulato, diversamente dagli avvolgimenti distribuiti dei motori visti in precedenza.



(a) Testata con saldature.



(b) Testata senza saldature.

Figura 4.4: Esempi di testate *hairpin*.

Gli avvolgimenti vengono progettati solitamente in modo che non ci siano più di 6 conduttori in cava, altrimenti l'avvolgimento sarebbe di difficile composizione e assemblaggio. Nelle immagini sopra si vedono infatti esempi di statori dotati di 4 conduttori in cava ciascuno.

4.2.1 Progettazione degli avvolgimenti e delle piattine

Si parte col definire le stelle di cava di ciascuna configurazione, rappresentate in figura 4.5. Si noti come il numero di cave polo-fase di ciascun motore sia abbastanza elevato, che va da un massimo di 4 per il motore a 4 poli, ad un minimo di 2, per quello con $2p = 10$. È stato imposto un raccorciamento di due cave per il motore a 4 poli, e di una cava per i restanti motori. In questo modo si riescono ad abbassare le armoniche di corrente nello statore, mentre nel caso del motore a 8 poli si riesce addirittura ad eliminare la 5^A armonica, in quanto si ottiene un angolo elettrico di raccorciamento $\beta_r = 36^\circ$.

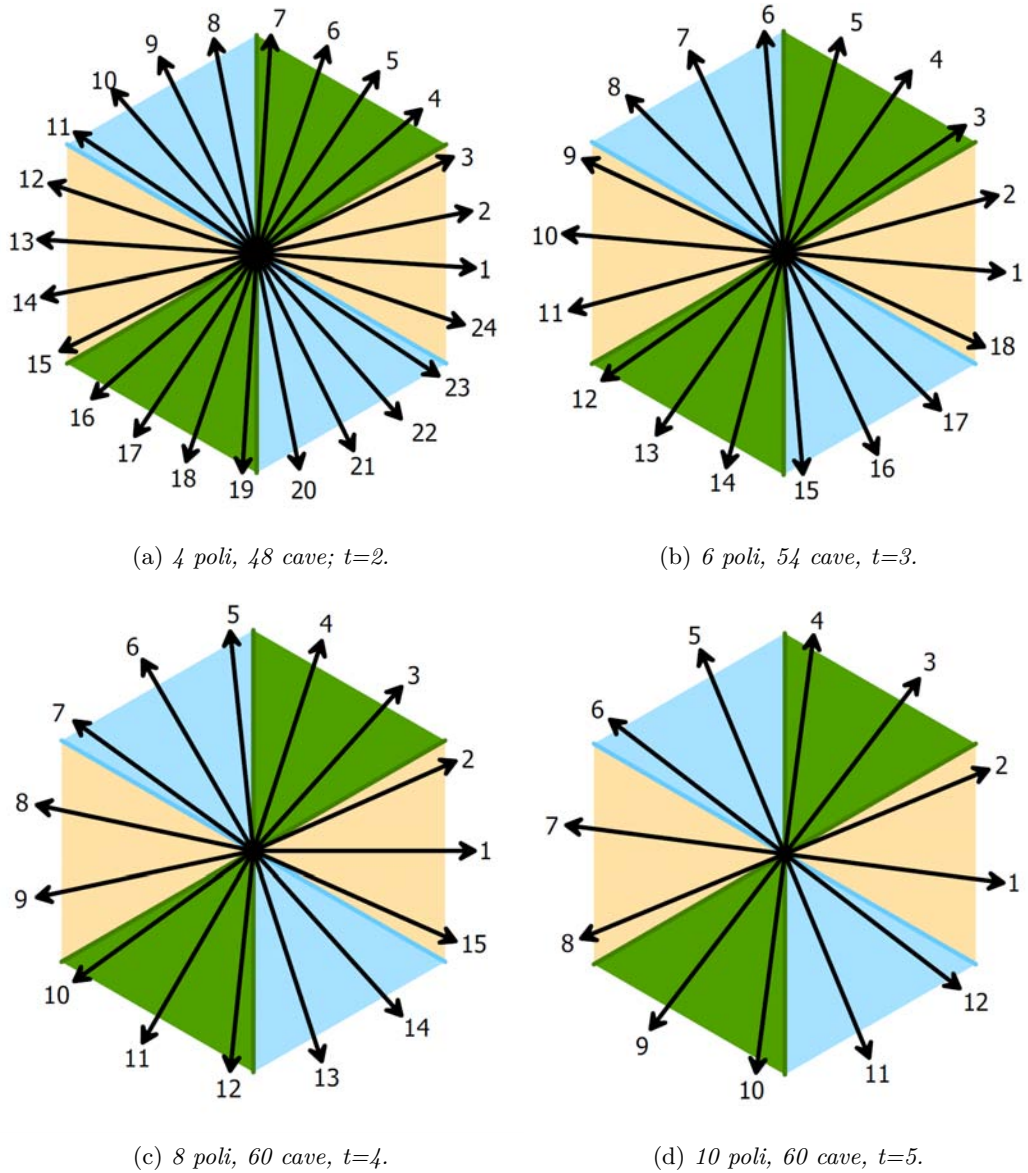


Figura 4.5: Stelle di cava dei diversi motori ad avvolgimento *hairpin*.

Per la progettazione dell'avvolgimento e dimensionamento delle piattine si considera solo il motore a 4 poli, in quanto il procedimento risulterebbe uguale anche

per gli altri motori. Inizialmente si ipotizza di creare un avvolgimento con 6 piattine in cava.

Una volta aver imposto una tensione al *DC-bus* dell'inverter pari a $V_{DC} = 140 [V]$, è possibile trovare la tensione ai capi dell'avvolgimento attraverso:

$$E_w = \frac{0.95 \cdot V_{DC}}{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2}} = 54.3 [V] \quad (4.2)$$

Il numero totale di conduttori della macchina risultano essere di:

$$N_s = \frac{E_w}{2 \cdot \hat{B}_g \frac{D_i L_{stk}}{p} \cdot \frac{p \cdot n}{60}} = 96 \quad (4.3)$$

I numeri di conduttori serie risultano di:

$$n_{cs} = \frac{3N_s}{Q_s} = 6 \quad (4.4)$$

Dato che non è possibile definire la corrente in cava, essendo che non abbiamo ancora stabilito l'altezza di quest'ultima e delle piattine, si procede nel seguente modo. Si calcola il valore efficace della corrente attraverso l'equazione (4.5).

$$I_{rms} = \frac{P_{out}}{3 \cdot E} = 68 [A] \quad (4.5)$$

Successivamente, dal momento che non sono stati fatti paralleli di macchina, si può scrivere:

$$S_{cuae} = S_{cu} = \frac{I_{rms}}{J_{rms}} = 7.6 [mm^2] \quad (4.6)$$

A questo punto si osservi la figura 4.6 nella quale si nota lo spessore che devono avere gli isolamenti in cava. A questo punto si può affermare che la larghezza di una piattina è:

$$w_p = w_s - (2 \cdot 0.072 + 2 \cdot 0.125) = 3.4 [mm] \quad (4.7)$$

La larghezza della cava è stata calcolata sottraendo al passo di cava la larghezza del dente di tabella 4.1. Una volta aver trovato la larghezza della piattina, l'altezza vien da sè, con la banale equazione (4.8).

$$h_p = \frac{S_{cu}}{w_p} = 2.3 [mm] \quad (4.8)$$

L'altezza della cava infine risulta:

$$h_s = n_c \cdot h_p - (0.125 - 12 \cdot 0.072) = 15 [mm] \quad (4.9)$$

Il valore che si è ottenuto discosta da quello di tabella 4.1, in quanto quest'ultimo tiene in considerazione anche l'altezza dell'apertura di cava.

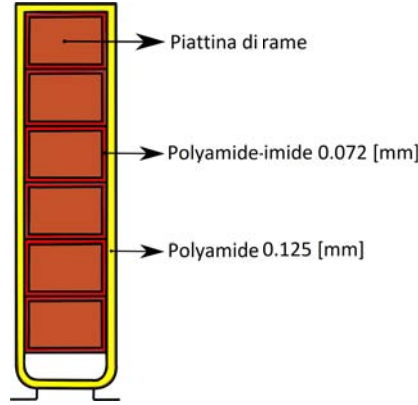


Figura 4.6: Rappresentazione della composizione di una cava.

Tabella 4.2: Dati dell'avvolgimento *hairpin* con 6 piattine in cava.

	V_{DC}	f	K_w	y_q	N_s	n_c	n_{pp}	w_p	h_p
	[V]	[Hz]	[/]	[/]	[/]	[/]	[/]	[mm]	[mm]
4 poli	140	80	0.93	10	96	6	1	3.4	2.3
6 poli	130	120	0.94	8	108	6	1	3.4	2.2
8 poli	170	160	0.91	6	120	6	1	3.1	2.0
10 poli	160	200	0.93	5	120	6	1	3.3	2.0

Tabella 4.3: Dati dell'avvolgimento *hairpin* con 4 piattine in cava.

	V_{DC}	f	K_w	y_q	N_s	n_c	n_{pp}	w_p	h_p
	[V]	[Hz]	[/]	[/]	[/]	[/]	[/]	[mm]	[mm]
4 poli	90	80	0.93	10	64	4	1	3.4	3.3
6 poli	90	120	0.94	8	72	4	1	3.4	3.2
8 poli	115	160	0.91	6	80	4	1	3.1	3.0
10 poli	110	200	0.93	5	80	4	1	3.3	2.9

Si è utilizzato lo stesso metodo di progettazione anche per le altre tipologie di motore, con i risultati di tabella 4.2. Inoltre lo stesso procedimento è stato ripetuto al fine di ottenere 4 piattine in cava (vedi tabella 4.3). Così facendo si è notato che la sezione delle piattine risulta quadrata, e ciò causa maggiori perdite addizionali dovute alle alte frequenze. C'è da precisare però che, come si vede nelle tabelle 4.2 e 4.3, le frequenze con cui operano i motori non sono eccessive, appunto perché le specifiche di progetto non richiedono un motore che vada ad alte velocità. Per questo motivo le perdite addizionali risultano piccole in relazione della potenza della macchina.

Un'altra cosa che si nota è come varia la tensione a seconda della tipologia di motore. Ciò viene spiegato grazie all'equazione (4.3). In breve, per far sì che venga utilizzato un numero di conduttori in cava n_c pari a 6, per la (4.4), è necessario un numero N_s che dipende dal numero di cave del motore. Osservando la (4.3) si intuisce che per arrivare a quel determinato valore di N_s si possono variare determinati parametri, mentre altri non possono essere modificati, come: la frequenza di funzionamento, legata al numero di giri, i poli e il valore di picco dell'induzione al traferro, il quale

dipende dallo spessore già stabilito dei magneti. Ciò che può essere modificato è il diametro interno, la lunghezza del motore e, appunto, la tensione. Si è deciso di variare solo quest'ultima perché, nel caso si modificasse la geometria del motore, si potrebbe incorrere ad una modifica del flusso magnetico generato dai magneti permanenti, dal quale dipende la coppia con cui son stati progettati i motori (vedi equazione (4.10)).

$$T = \frac{3}{2} p \Lambda_{PM} i_q \quad (4.10)$$

4.2.2 Struttura degli avvolgimenti

Per mostrare la struttura di un avvolgimento *hairpin* si prende come esempio il motore a 10 poli, essendo il più facile da disegnare dato che ha il numero di cave polo-fase minore, e periodicità elettrica pari a 5. Gli altri motori sono dotati di avvolgimenti che sfruttano lo stesso metodo di costruzione di questo motore, eccezion fatta per la macchina a 8 poli, di cui si parlerà in seguito. In figura 4.8(a) viene rappresentato l'avvolgimento solo fino a un certo numero di cave, sfruttando appunto la periodicità.

Il motore a 10 poli è dotato di 60 cave, per un numero di cave polo-fase pari a 2. In figura 4.8(a) si nota che è stato sfruttato un raccorciamento di una cava, col vantaggio di minimizzare le armoniche 5^A e 7^A . Si nota anche che l'avvolgimento è di tipo ondulado, e che sono state imposte 6 piattine in cava. Per poter inserire le piattine in modo da creare un avvolgimento trifase si fa una distinzione tra gli strati delle piattine; lo strato pari infatti si comporta in modo diverso da quello dispari. In figura gli strati dispari (partendo dal fondo cava) sono colorati di rosso e si muovono in senso orario, viceversa gli strati pari, di colore blu, procedono in senso antiorario. Al fine di evitare confusione, è doveroso chiarire che le piattine disegnate, indipendentemente dal colore, rappresentano la sola *fase A*. Nella parte raffigurante le piattine, ovvero quella superiore, le frecce a tratto continuo rappresentano la testata anteriore, mentre quelle tratteggiate quella posteriore. Chiaramente, nella parte sottostante della figura, i tratti verticali rappresentano le piattine in cava, mentre quelli in diagonale descrivono le testate. Si nota che i morsetti "P" indicano l'inizio dell'avvolgimento, dal quale la corrente entra. I morsetti "F" invece si riferiscono alla fine dell'avvolgimento elementare, dal quale la corrente defluisce. I morsetti sono stati disegnati solo per il primo e secondo strato onde evitare confusione; i restanti strati si comportano al medesimo modo, ed anche loro sono dotati degli stessi morsetti nella stessa cava.

Detto ciò, si procede ora nello spiegare come collegare gli avvolgimenti elementari per avere una distribuzione uniforme della corrente all'interno delle cave. I vari avvolgimenti elementari vengono collegati in serie tra loro. In poche parole, la corrente percorre il giro descritto dall'espressione riportata sotto, nella quale i pedici rappresentano il colore del morsetto, gli apici lo strato a cui è posto e le frecce la connessione tra ciascun avvolgimento elementare.

$$P1_r^1 - F1_r^2 \quad P2_r^1 - F2_r^2 \quad P1_b^2 - F1_b^1 \quad P2_b^2 - F2_b^1 \quad P1_r^3 - F1_r^4 \dots P2_b^6 - F2_b^5$$

In questo modo l'avvolgimento della fase A finisce esattamente con il morsetto $F2_b^5$, il quale verrà connesso alla fine degli avvolgimenti delle altre due fasi, dato che sono collegati a stella. Così facendo l'avvolgimento è costruito in modo corretto e la corrente sarà distribuita in modo equo nelle cave.

Si passa ora a studiare il motore a 8 poli, che differisce dagli altri perché dotato di un numero di cave polo-fasi non intero. L'idea di sfruttare questa configurazione è nata dalla scelta tra 3 diverse tipologie di motore: $q = 2 - 2.5 - 3$. Data la grandezza del diametro interno della macchina, con la tipologia $q = 2$ il motore risultava avere delle cave molto più larghe di quelle degli altri motori, non consentendo di fare un appropriato confronto. Viceversa, usando $q = 3$, la larghezza delle cave risultava troppo piccola, tanto da non poterne rendere possibile nemmeno la costruzione. Si è

optato dunque per la configurazione intermedia, con $q = 2.5$, che garantiva lo stesso numero di cave del motore a 10 poli, e quindi una geometria simile.

Tornando al motore a 8 poli, esso è dotato infatti di 60 cave, come il motore appena visto. Si è adoperato un raccorciamento di una cava e mezza, ottenendo un passo di cava pari a 6. Così facendo, l'angolo di raccorciamento è risultato esattamente di 36° , con conseguente eliminazione dell'armonica 5 di corrente. Ciò viene dimostrato in figura 4.7.

La figura 4.8(b) è stata disegnata con lo stesso metodo utilizzato per la figura 4.8(a). Si nota qui che gli strati pari, colorati di blu, sono dotati di 2 cave polo-fase, a differenza dello strato dispari, che ne vanta 3. Il modo in cui sono stati collegati gli avvolgimenti elementari è il medesimo descritto per la macchina a 10 poli. Anche in questo, l'avvolgimento finale inizia nel morsetto $P1_r^1$ per finire con quello $F2_b^5$.

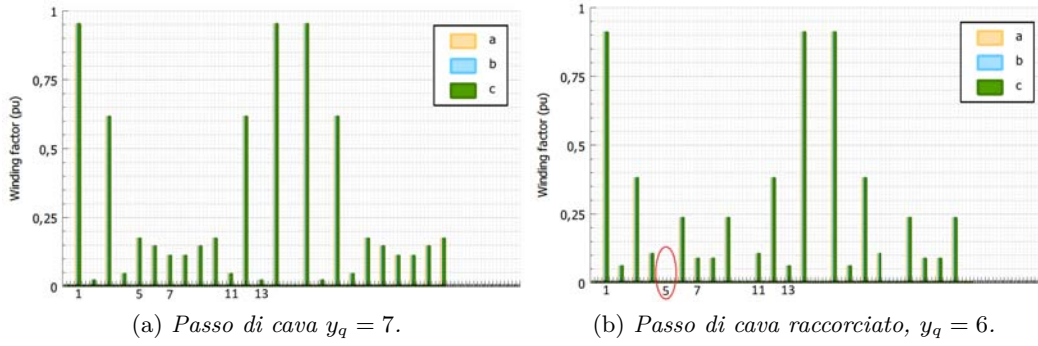


Figura 4.7: Differenza delle armoniche nell'avvolgimento.

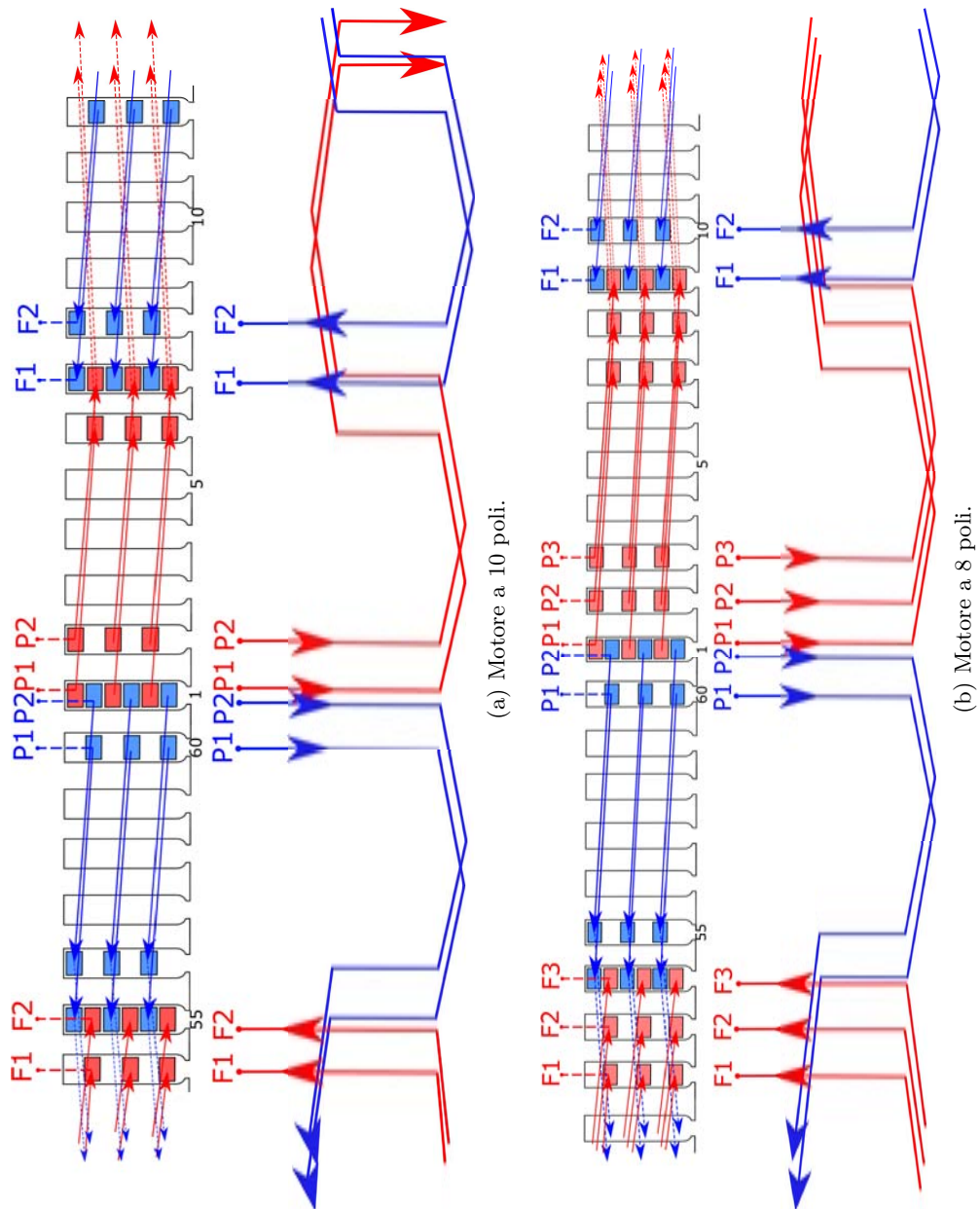


Figura 4.8: Rappresentazione degli avvolgimenti *hairpin* utilizzati.

4.3 Analisi elettromagnetica

Dopo aver definito la geometria e la composizione degli avvolgimenti dei motori, si procede con l'analisi elettromagnetica delle quattro macchine. Si analizzeranno le prestazioni dei motori quali: coppia di cogging, prove a carico e densità di potenza. Queste prestazioni verranno poi paragonate con quelle ottenute dai motori visti nel capitolo precedente. Le mesh che verranno utilizzate sono le stesse dell'introduzione del capitolo 3. In questo modo si ottiene un buon compromesso tra velocità e precisione delle simulazioni agli elementi finiti. Per comodità viene riportata la tabella 4.4.

Tabella 4.4: Grandezza delle mesh per ogni componente del motore.

Traferro	PM	Statore	Rotore	Apertura di cava	Aria tra i PM
[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
0.3	1	2	5	0.5	0.5

4.3.1 Analisi del comportamento in fase smagnetizzante dei magneti

Lo spessore del magnete viene deciso osservando il suo comportamento in fase smagnetizzante nella condizione di sovraccarico $\times 3$. Il metodo utilizzato è lo stesso della sezione 3.1.

Lo statore viene alimentato con corrente $I_d = -3I_N$, nel quale I_N rappresenta la corrente nominale. Questa situazione può verificarsi a causa di una perdita del passo del motore, e in condizioni di sovraccarico. Questo rappresenta il caso che produce il maggiore stress nei magneti, perché il flusso che generano risulta opposto a quello prodotto dalle correnti $\times 3$ di statore.

Il processo di progettazione dei magneti risulta essere lo stesso del paragrafo 3.1.1, e qui non verrà trattato in dettaglio onde evitare ripetitività. In compenso si è creata una tabella che riporta i risultati finali dello spessore dei magneti per ciascuna macchina.

Tabella 4.5: Spessore dei magneti dei vari motori ad avvolgimento *hairpin*.

4 Poli	6 poli	8 poli	10 poli
[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
8	7	5	5

I risultati ottenuti confermano la regola di figura 2.4 del paragrafo 2.1, ottenendo, per ogni spessore del magnete, esiti che rientrano nel limite $3 \leq \frac{t_m}{g''} \leq 7$. Lo spessore dei magneti risulta quindi appropriato per il traferro imposto.

Per ultima cosa è stato calcolato il volume di NdFeB presente in ciascuna macchina attraverso l'equazione 4.11.

$$Vol_{NdFeB} = \left[\pi \left(\frac{D_i - 2g}{2} \right)^2 - \pi \left(\frac{D_i - 2g - 2t_m}{2} \right)^2 \right] \cdot L_{stk} \cdot \frac{150}{180} \quad (4.11)$$

I risultati di tale equazione vengono mostrati in tabella 4.6.

Tabella 4.6: Volume dei magneti nei vari motori ad avvolgimento *hairpin*.

4 Poli	6 poli	8 poli	10 poli
[l]	[l]	[l]	[l]
0.115	0.087	0.075	0.070
+64%	+24%	+7%	0%

Si vede come il motore dotato di 4 poli possieda un volume di NdFeB maggiore del 64% rispetto a quello della macchina a 10 poli, nella quale i magneti occupano il minor volume rispetto alle altre tipologie di motore. Dato che il materiale magnetico è la materia nobile del motore, ne consegue che il motore a 4 poli risulti essere il più costoso.

4.3.2 Prova a vuoto

Verrà qui studiata e analizzata la coppia di cogging di ciascun motore. Per ottenerla è stato sufficiente studiare la rotazione del rotore di un angolo pari a $360^\circ/Q_s$, variando la rotazione di 0.2° . Si ricorda che la prova è stata effettuata con correnti statoriche nulle. Vengono quindi riportate le figure che rappresentano le coppie di cogging di ciascun motore.

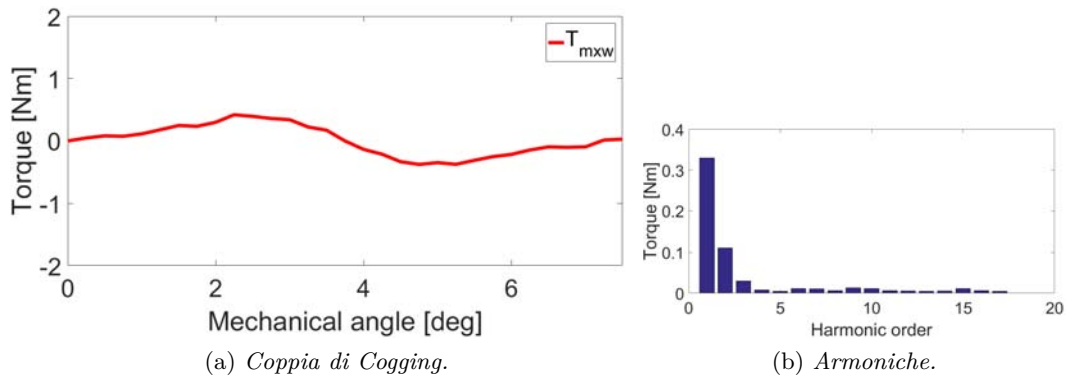


Figura 4.9: Coppia di Cogging per il motore a 4 poli ad avvolgimento *hairpin*.

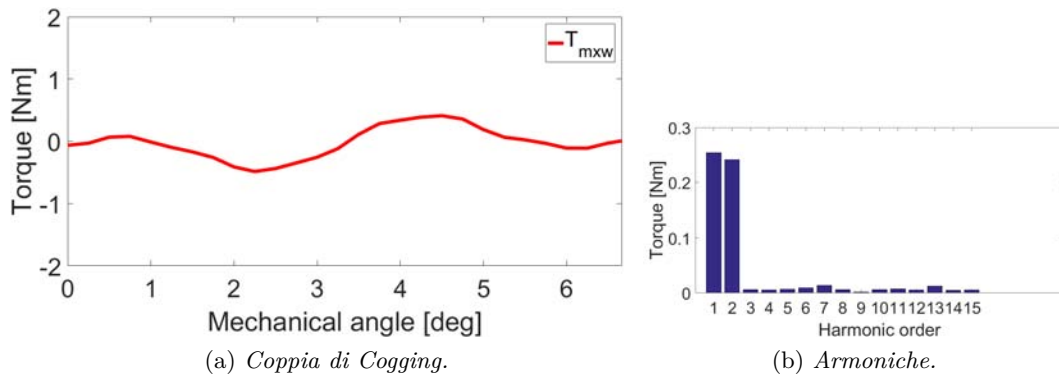


Figura 4.10: Coppia di Cogging per il motore a 6 poli ad avvolgimento *hairpin*.

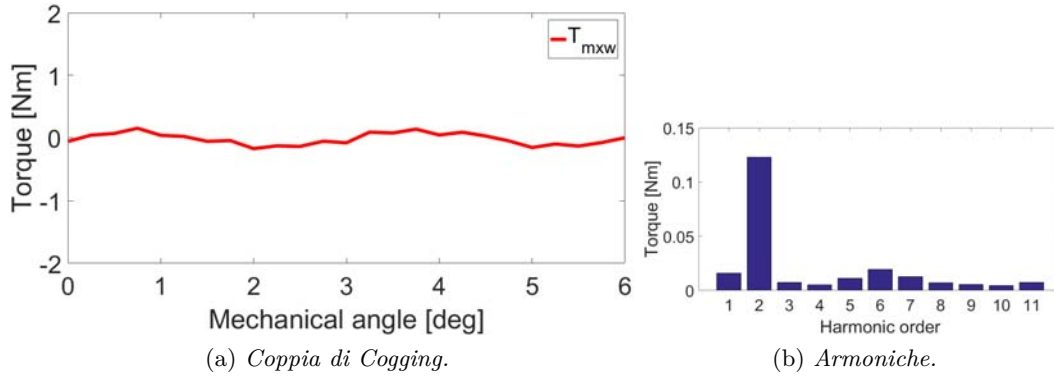


Figura 4.11: Coppia di Cogging per il motore a 8 poli ad avvolgimento *hairpin*.

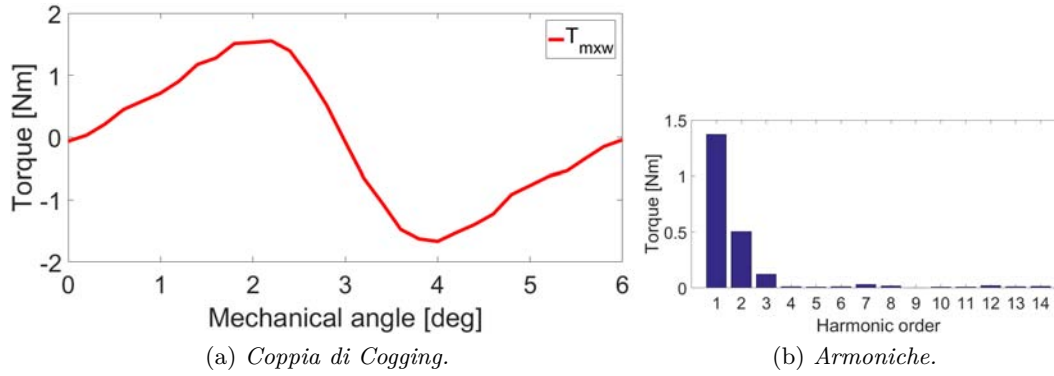


Figura 4.12: Coppia di Cogging per il motore a 10 poli ad avvolgimento *hairpin*.

I risultati mostrano come la configurazione a 10 poli abbia una coppia di cogging ben superiore alle altre, dovuta all'interazione di diversi fattori, come la geometria e la posizione dei magneti e delle cave. In tabella 4.7 viene riportato, per ciascun motore, la differenza tra i picchi della coppia di cogging.

Tabella 4.7: Picco della coppia di Cogging.

4 Poli	6 poli	8 poli	10 poli
[Nm]	[Nm]	[Nm]	[Nm]
0.80	0.85	0.35	3.20

4.3.3 Prove a carico

Si analizzeranno di seguito le prove a carico dei diversi motori. Ciascuna macchina è stata alimentata con una densità di corrente pari a $J_{rms} = 9 [A/mm^2]$. La corrente di statore è stata imposta in direzione dell'asse q , così da ottenere la massima coppia a parità di corrente (MTPA). Ogni simulazione è stata effettuata per $60^\circ/p$, corrispondente al periodo esatto della curva di coppia. In seguito vengono rappresentati i risultati ottenuti. Sono poi stati calcolati para-

metri come: corrente di cava (4.12), carico elettrico (4.13) e rendimento delle varie macchine.

$$\hat{I}_{cava} = \frac{\sqrt{2}J_{rms}K_{fill}S_{slot}}{n_{cs}} \quad (4.12)$$

$$\hat{K}_s = \frac{K_w Q_s \hat{I}_{slot}}{\pi D_i} \quad (4.13)$$

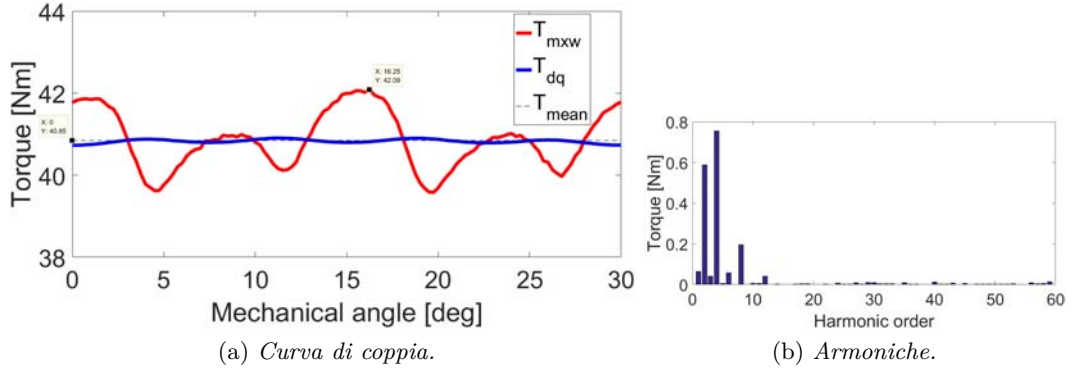


Figura 4.13: Coppia a carico per il motore a 4 poli ad avvolgimento *hairpin*.

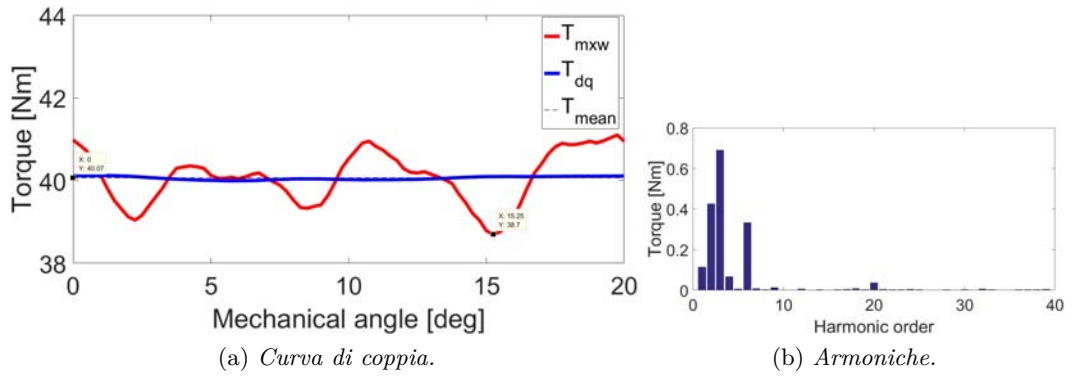


Figura 4.14: Coppia a carico per il motore a 6 poli ad avvolgimento *hairpin*.

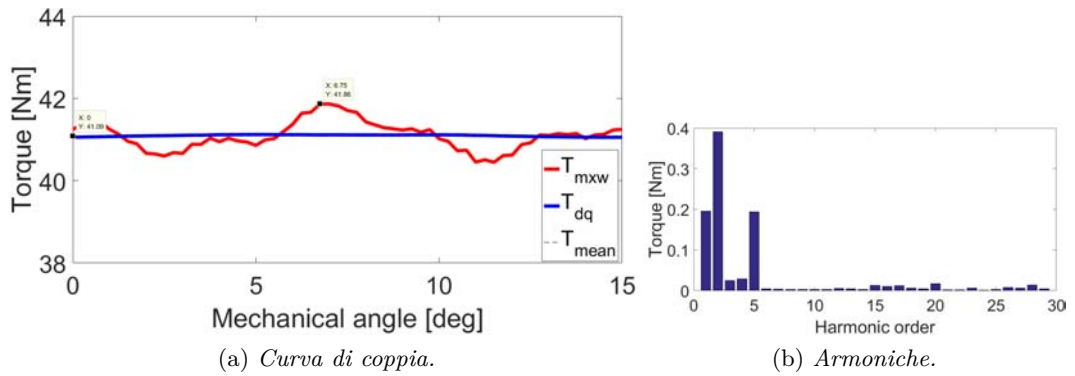


Figura 4.15: Coppia a carico per il motore a 8 poli ad avvolgimento *hairpin*.

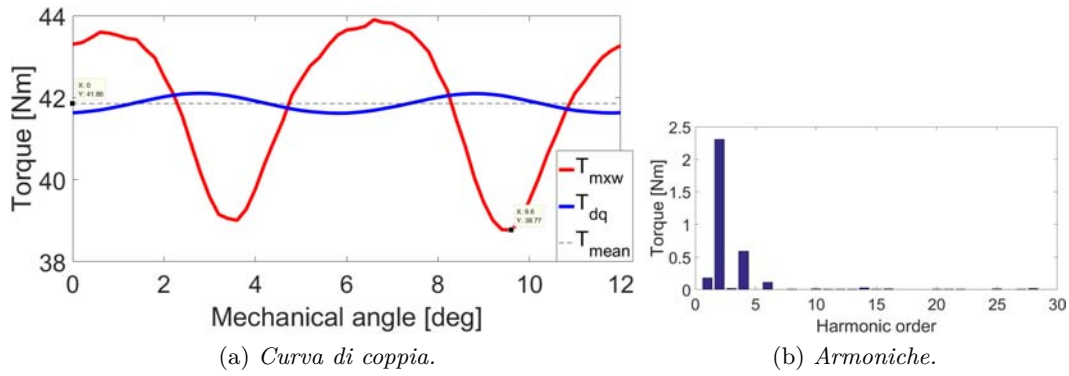
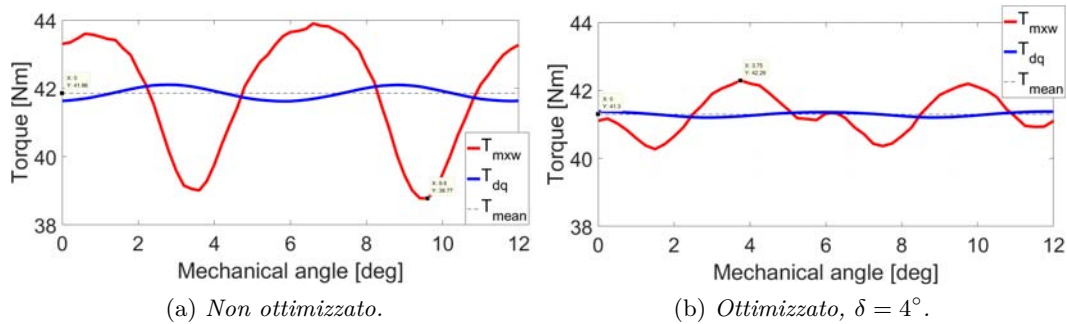

 Figura 4.16: Coppia a carico per il motore a 10 poli ad avvolgimento *hairpin*.

Tabella 4.8: Risultati ottenuti dalle simulazioni a carico.

	\hat{I}_{slot}	J_{rms}	\hat{K}_s	η	ΔT	Ripple
	[A]	$[\frac{A}{mm^2}]$	$[\frac{A}{m}]$	%	[Nm]	%
4 poli	540	9	71.0	91.0	2.30	5.6
6 poli	540	9	74.0	91.9	2.20	5.5
8 poli	450	9	62.6	92.7	1.25	3.0
10 poli	480	9	63.2	93.0	4.8	11.5 _(4.7)

Dai risultati ottenuto si nota come le correnti in cava dei motori a 8 e 10 poli siano minori in confronto alle macchine a 4 e 6 poli. Ciò è dovuto infatti alla minor superficie di cava, come si vede in tabella 4.1, per via del minor numero di cave. Anche i carichi elettrici risentono di questo fatto, risultando maggiori nei motori a 4 e 6 poli.

Per quanto riguarda invece i *ripple* di coppia si nota come il motore a 10 poli si discosti dagli altri, avendo il valore di *ripple* peggiore. Viceversa, il motore a 8 poli vanta il *ripple* migliore, dovuto anche ad un raccorciamento dell'avvolgimento che ha permesso di eliminare l'armonica 5 di corrente. I motori restanti vantano dei *ripple* comunque migliori di quello a 10 poli, poiché sono caratterizzati da un numero di cave polo-fase maggiore; i loro valori di *ripple* si aggirano intorno al 5%, garantendo comunque poche vibrazioni e rumore.


 Figura 4.17: Paragone tra il motore a 10 poli, ad avvolgimento *hairpin*, non ottimizzato e ottimizzato.

Per migliorare il *ripple* della macchina a 10 poli si opera come nel paragrafo 3.4.5, nel quale si sono avvicinati due poli consecutivi di un angolo δ . La figura 4.17 mostra il miglioramento che si ottiene, passando da un valore di *ripple* di 11,5 % a 4.7 %, sfruttando un angolo di avvicinamento $\delta = 4^\circ$.

4.3.4 Prove in condizioni di sovraccarico x3

Anche per la tipologia di motore ad avvolgimento *hairpin* vengono fatte le stesse considerazioni del paragrafo 3.3. Infatti, in condizioni di sovraccarico, l'angolo di MTPA risulta superiore ai 90° imposti di circa 7° , per via della saturazione del materiale ferromagnetico. In poche parole, si otterrebbe una coppia un po' maggiore se, assieme alla componente di corrente I_q , venisse aggiunta una componente $-I_d$ che smagnetizzi un po' il circuito magnetico. Nella pratica tuttavia non viene scelto questo metodo per via della maggiore complessità del controllo di corrente e, conseguentemente, del maggior costo. Un'analisi approfondita è stata svolta nel paragrafo 3.3.

Detto ciò sono riportati risultati delle simulazioni in sovraccarico in tabella 4.9.

Tabella 4.9: Risultati ottenuti dalle simulazioni in sovraccarico x3 per i motori ad avvolgimento *hairpin*.

	\hat{I}_{slot}	J_{rms}	\hat{K}_s	P_j	P_{fe}	η	Ripple
	[A]	$[\frac{A}{mm^2}]$	$[\frac{kA}{m}]$	[W]	[W]	%	%
4 poli	1750	28.8	233.7	8900	110	71.0	6.2
6 poli	1800	30.0	246.5	8000	130	78.6	5.9
8 poli	1450	29	201.6	6200	193	82.4	2.0
10 poli	1500	28	205.5	5300	222	82.2	9.0

I risultati dimostrano una diminuzione di rendimento dovuta all'aumento delle perdite Joule e di quelle nel ferro. Le perdite Joule dipendono dal quadrato della densità di corrente e, imponendo al motore una densità 3 volte più alta, si otterrebbero perdite $3^2 = 9$ volte maggiori rispetto al funzionamento nominale. Inoltre si nota come le perdite Joule siano maggiori nei motori a 4 e 6 poli. Questo fatto si spiega osservando l'equazione (4.14) utilizzata per il calcolo delle perdite in rame.

$$P_{js} = \frac{J_{rms}^2 \cdot Vol_{cond}}{\sigma_{cond}} \quad (4.14)$$

Dove σ_{cond} si riferisce alla conducibilità elettrica del rame, pari a $37 [MS/m]$, e con Vol_{cond} il volume totale dei conduttori in rame, espresso in (4.15).

$$Vol_{cond} = K_{fill} \cdot S_{slot} \cdot Q_s \cdot L_{stk} \quad (4.15)$$

I motori a 4 e 6 poli sono dotati di una superficie di cava e di una lunghezza del motore maggiore rispetto a quelli a 8 e 10 poli. Conseguono un maggior volume di rame (Vol_{cond}). Considerando che le macchine sono state progettate con la stessa densità di corrente, ne consegue che le perdite Joule siano maggiori dove risulta maggiore il volume di rame, ossia nei motori a 4 e 6 poli.

4.3.5 Fattore di potenza

In questo paragrafo viene studiato il variare del fattore di potenza a seconda di quanto si vuole alimentare il motore. Il motivo della variazione di quest'ultimo viene dimostrato nel paragrafo 3.4.4, di conseguenza qui non viene ripetuto. In figura 4.18 sono rappresentati i fattori di potenza delle varie macchine in funzione delle densità di corrente. Si nota infatti che il massimo valore delle ascisse, che raggiunge ciascuna curva, corrisponde alla densità di corrente del funzionamento in sovraccarico.

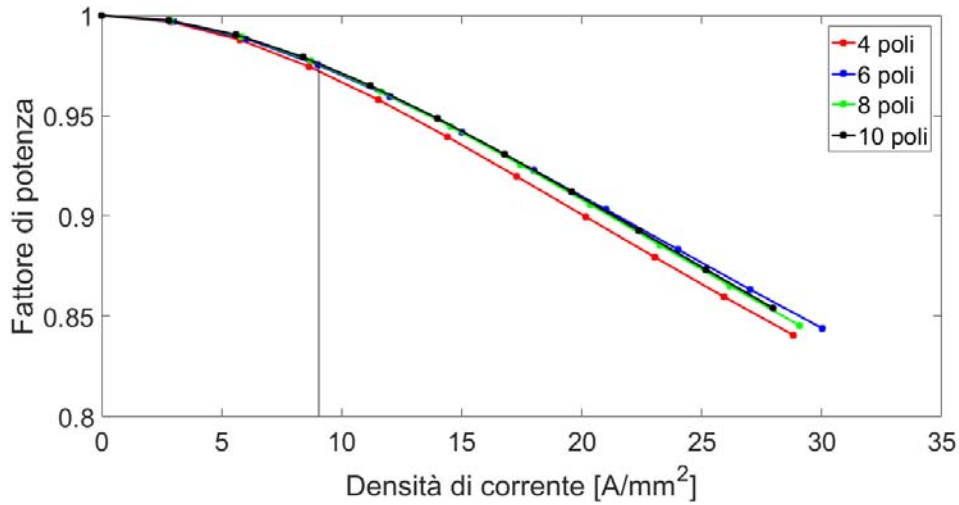


Figura 4.18: Fattore di potenza delle diverse macchine rotanti ad avvolgimento *hairpin*.

La figura 4.18 mostra come il comportamento delle diverse macchine non vari, arrivando ad un valore minimo di $\cos(\phi) = 0.85$. In condizioni nominali il fattore di potenza si aggira sul valore di 0.97.

4.4 Perdite addizionali

Una considerazione molto importante da fare per questa tipologia di avvolgimenti sono le perdite addizionali, che possono verificarsi ad alte frequenze della corrente nelle barre. Ci si è chiesti se, per questi motori, siano trascurabili o meno, sfruttando calcoli analitici e sfruttando il metodo FEM per studiare la distribuzione della densità di corrente nelle piattine in cava. Per la soluzione analitica vengono usate le equazioni di Maxwell di (4.16).

$$\begin{cases} -\frac{\partial H_x}{\partial y} + \frac{\partial H_y}{\partial x} = J_z \\ \frac{1}{\sigma} \frac{\partial J_z}{\partial y} u_x - \frac{1}{\sigma} \frac{\partial J_z}{\partial x} u_x = \frac{\partial B}{\partial t} \end{cases} \quad (4.16)$$

Per quanto riguarda invece il modello FEM, viene implementata una sola cava dotata di n_p piattine, in ciascuna delle quali scorre la corrente di picco¹.

Si è deciso di verificare solo la tipologia di motore che può risentire maggiormente di questo fenomeno, ossia il motore a 10 poli. Esso infatti è alimentato da correnti aventi la frequenza maggiore rispetto agli altri, pari a 200 [Hz]. Si opereranno due analisi, la prima ipotizzando 6 piattine di sezione rettangolare in cava, l'altra invece considerando 4 piattine a sezione quadrata. Si analizzeranno poi le differenze e si stabilirà quale tipologia converrà maggiormente usare.

Si procede dunque con l'analisi del modello a 6 piattine. La figura 4.19(a) mostra la distribuzione analitica della densità di corrente lungo l'altezza della cava, partendo dal fondo di quest'ultima. I punti neri si riferiscono alle misure apportate attraverso FEM. Si nota come in prossimità dell'apertura di cava si raggiungano valori di 15 [A/mm²]. Si ponga attenzione sul fatto che i valori rappresentati si riferiscono al valore di picco della densità di corrente, ossia $\sqrt{2} \cdot 9 = 12.5$ [A/mm²]. È infatti evidente una redistribuzione della densità di corrente, concentrata su un lato della sezione trasversale della piattina, a causa dell'effetto di prossimità che si verifica quando il conduttore si trova più vicino al traferro.

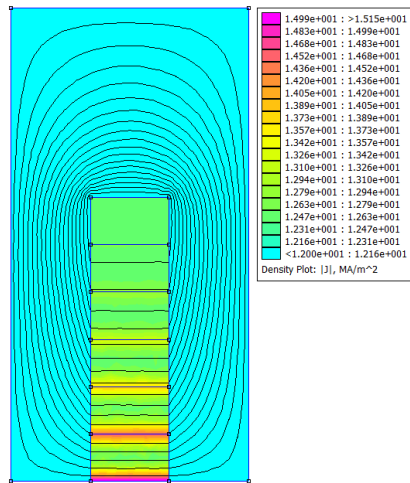
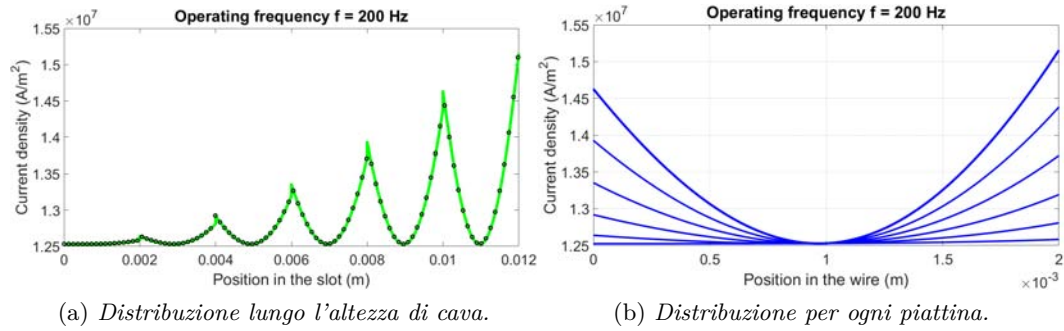


Figura 4.19: Distribuzione della densità di corrente di picco con 6 piattine in cava.

¹Così facendo le perdite Joule nelle cave risultano uguali a quelle ricavate dall'analisi a carico della macchina

L'immagine in figura 4.19(b) mostra invece come viene distribuita la densità di corrente in ogni piattina, evidenziando il caso peggiore di quella vicino al traferro. Il modello agli elementi finiti non fa altro che confermare quanto detto dai calcoli analitici, e in figura 4.19(c) viene mostrata la densità di corrente di ciascuna piattina. È da chiarire che il metodo analitico e FEM rappresentano un modello semplificato del comportamento in cava del motore, in quanto non sono stati considerati gli isolamenti nel fondo cava e tra piattina e piattina.

A questo punto si procede studiando il modello FEM, alimentandolo con una corrente di frequenza 1 [Hz]. La potenza in una cava, moltiplicata per il numero di cave Q_s , eguaglia le perdite Joule calcolate nel comportamento a carico della macchina².

$$P_{jFEM} = P_{jcava} \cdot Q_s = 8.997 \cdot 60 = 540 [W] \quad (4.17)$$

Ciò conferma che i calcoli fatti in precedenza nel paragrafo 4.3.3 corrispondono ai risultati ottenuti dalla simulazione a 1 [Hz], nella quale non vengono considerati i fenomeni che si verificano nelle piattine ad alte frequenze. Viene quindi ripetuta la stessa simulazione variando la frequenza di funzionamento a 200 [Hz], corrispondenti a $n = 2400 [rpm]$, ottenendo perdite Joule di $9.49 \cdot 60 = 570 [W]$, un valore più grande del 5.6 % al precedente.

Si procede ora facendo l'analisi con lo stesso motore considerando però di avere in cava quattro piattine. Questo è stato alimentato con la stessa densità di corrente, a 200 [Hz]. Si nota come, con questa configurazione, si arrivi a valori massimi di \hat{J} pari a $17 [A/mm^2]$, maggiori rispetto al valore ottenuto dalla configurazione con 6 piattine per via dell'altezza maggiore. Per quanto riguarda lo studio delle perdite, a frequenza di 1 [Hz] vengono prodotti 540 [W], esattamente il valore con 6 piattine. Per quanto concerne il calcolo delle perdite alla frequenza di funzionamento del motore, 200 [Hz], vengono prodotti $9.91 \cdot 60 = 595 [W]$, un valore del 10,2 % maggiore rispetto a quello ottenuto ad 1 [Hz].

Per concludere si nota come nella configurazione a 4 piattine le perdite addizionali raddoppino. Nonostante ciò, disporre 4 conduttori in cava non è sconsigliato perché, in relazione alla potenza nominale della macchina, le perdite addizionali rappresentano solo lo 0.55 %. Solo nel caso di un funzionamento a velocità a frequenze elevate sarebbe stato più opportuno scegliere la disposizione a 6 piattine in cava, perché gli effetti benefici per le perdite addizionali sarebbero stati notevoli.

²Si deve porre attenzione nel metodo FEM di considerare una lunghezza equivalente della cava, che tenga anche in considerazione quella dell'avvolgimento in testata

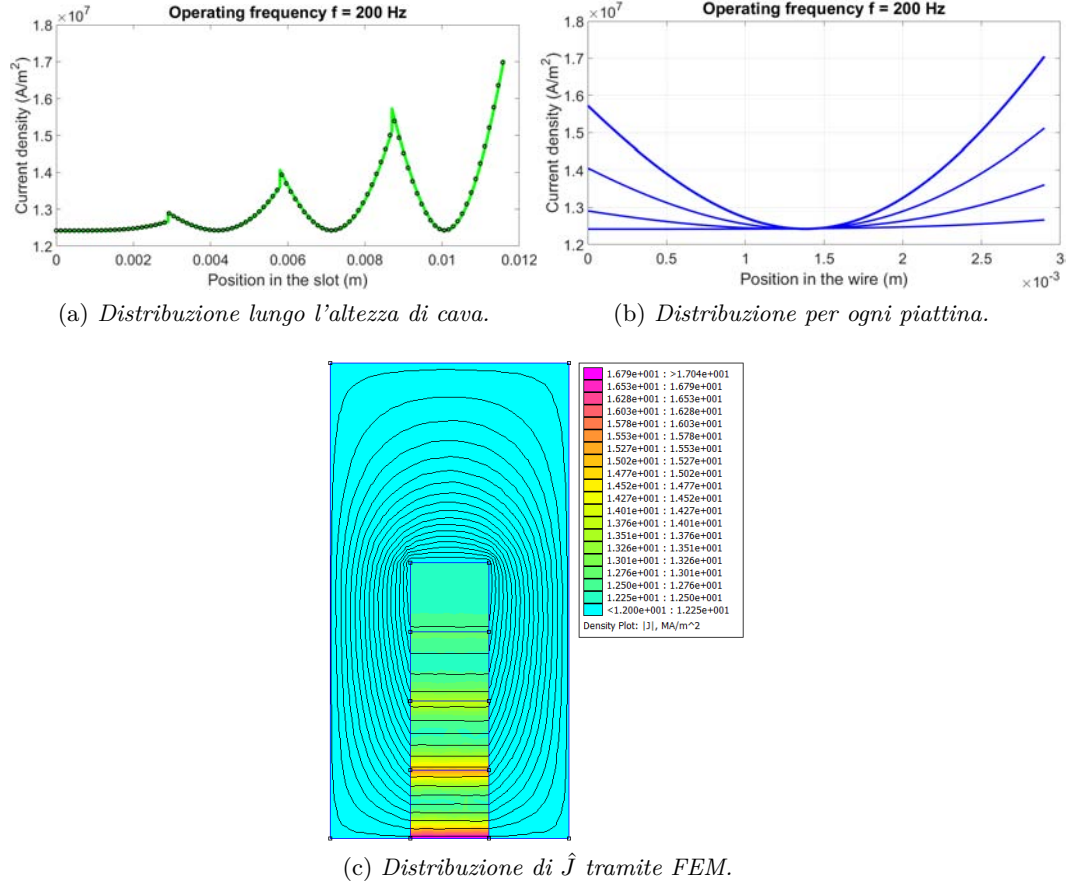


Figura 4.20: Distribuzione della densità di corrente di picco con 4 piattine in cava.

Si è voluto fare uno studio più approfondito per analizzare cosa accadrebbe se la frequenza della corrente fosse di $1000 [Hz]$. In figura 4.21 vengono mostrati i risultati ottenuti a seconda dell'uso di 4 o 6 piattine in cava. Si tiene conto che non è stata variata la densità di corrente rispetto alle prove precedenti. Si nota che i valori di picco della distribuzione della densità di corrente si aggirano intorno ai $50 [A/mm^2]$, mentre con i $200 [Hz]$ il picco risulta essere di circa $16 [A/mm^2]$ (in questo caso si sta calcolando una media dei risultati tra 4 e 6 piattine). Se si va a studiare la differenza tra i risultati ottenuti dalle prove a 4 e 6 piattine si nota che, nella configurazione a $200 [Hz]$, la differenza tra i picchi di J_{rms} risulta essere di $1.5 [A/mm^2]$, mentre in quella a $1000 [Hz]$, la differenza è di circa $10 [A/mm^2]$. Ciò conferma che per alte frequenze questo effetto è più marcato a seconda del numero e forma delle piattine.

Analizzando le perdite Joule che si ottengono attraverso il modello FEM nella configurazione a 6 piattine e $1000 [Hz]$, si ottiene un valore di $1621 [W]$ (le perdite aggiuntive risultano il 10 % della potenza nominale della macchina), circa tre volte quello ottenuto a $1 [Hz]$. Per la configurazione a 4 piattine e $1000 [Hz]$ le perdite Joule risultano di $1880 [W]$ (con perdite aggiuntive del 13.4 % rispetto alla potenza nominale della macchina), tre volte e mezzo quelle ottenibili a $1 [Hz]$.

I risultati ottenuti dimostrano quanto influisca il numero di piattine, e soprattutto la loro forma, nelle perdite aggiuntive ad alte frequenze per effetto pelle e di prossimità. Infatti grazie alla configurazione a 6 piattine è possibile ridurre tali

perdite del 2.6 % rispetto alla potenza nominale della macchina. Nel caso si usasse un numero maggiore di piattine in cava, dotate di altezza minore, tale percentuale aumenterebbe.

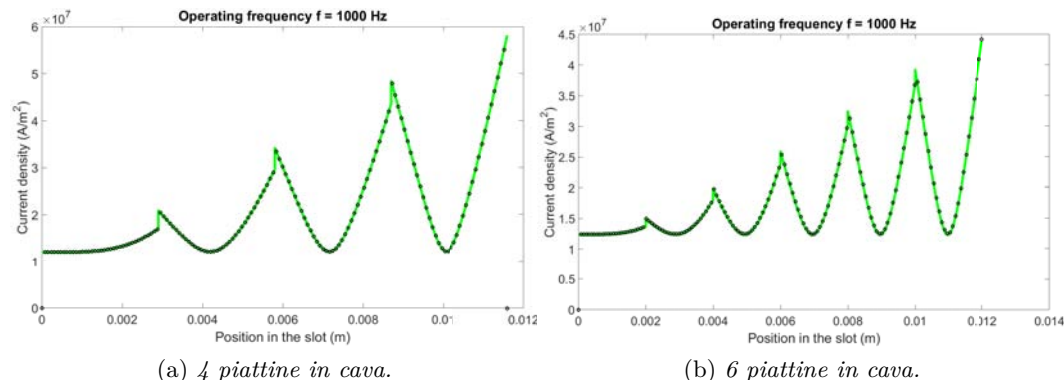


Figura 4.21: Distribuzione della densità di corrente di picco usando un valore di frequenza pari a 1000 [Hz].

4.5 Confronto tra motori ad avvolgimento distribuito e *hairpin*

In questa sezione verranno spiegati i vantaggi che i motori con avvolgimento *hairpin* godono rispetto a quelli con avvolgimento distribuito, visti nel capitolo precedente. I volumi dei diversi motori, necessari a produrre la specifica di coppia richiesta, vengono rappresentati in tabella 4.10.

Tabella 4.10: Dati dei volumi esterni delle macchine viste.

	4 poli	6 poli	8 poli	10 poli	10 poli frazionario
	[l]	[l]	[l]	[l]	[l]
Avvolgimento distribuito	2.36	2.04	1.88	1.73	2.04
Avvolgimento hairpin	1.48	1.15	1.27	1.15	/

Si nota l'influenza che ha il coefficiente di riempimento della cava K_{fill} sulla determinazione delle dimensioni della macchina. I motori ad avvolgimento *hairpin*, oltre ad avere un diametro esterno più piccolo di 20 [mm], godono anche di minor lunghezza; ciò gli conferisce un minor volume. Viene di conseguenza il calcolo delle densità di potenza, esposte in tabella 4.11 e 4.12. I valori espressi tra parentesi si riferiscono a quelli dei motori visti nel capitolo precedente, esposti in tabella 3.7 e 3.8.

§4.5 – Confronto tra motori ad avvolgimento distribuito e *hairpin*

Tabella 4.11: Confronto delle densità di potenza tra i motori ad avvolgimento *hairpin* e quelli ad avvolgimento distribuito, in condizioni nominali.

	P_N/Vol_{ext}	P_N/Vol_{int}	T_N/Vol_{ext}	T_N/Vol_{int}
	$[kW/l]$	$[kW/l]$	$[Nm/l]$	$[Nm/l]$
4 poli	6.78 _(4.24)	18.82 _(10.86)	27.10 _(16.95)	75.28 _(43.45)
6 poli	8.73 _(4.75)	20.32 _(10.43)	34.93 _(19.00)	81.28 _(41.70)
8 poli	7.89 _(5.32)	16.30 _(10.83)	31.44 _(21.28)	65.19 _(43.34)
10 poli	8.73 _(5.79)	16.74 _(10.68)	34.93 _(23.15)	67.00 _(42.74)

Tabella 4.12: Confronto delle densità di potenza tra i motori ad avvolgimento *hairpin* e quelli ad avvolgimento distribuito, in condizioni di sovraccarico.

	P_N/Vol_{ext}	P_N/Vol_{int}	T_N/Vol_{ext}	T_N/Vol_{int}
	$[kW/l]$	$[kW/l]$	$[Nm/l]$	$[Nm/l]$
4 poli	20.34 _(12.72)	56.46 _(32.58)	81.30 _(50.85)	225.84 _(130.35)
6 poli	26.19 _(14.25)	60.96 _(31.29)	104.79 _(57.00)	243.84 _(125.10)
8 poli	23.67 _(15.96)	48.90 _(32.49)	94.32 _(63.84)	195.57 _(130.00)
10 poli	26.19 _(17.37)	50.22 _(32.04)	104.79 _(69.45)	201.00 _(128.22)

Si notano i vantaggi in termini di densità di potenza di cui godono i motori *hairpin*. Una cosa va detta: il volume e la densità di potenza del motore *hairpin* a 6 poli combacia con quella del motore a 10 poli. Si ricordi però che, per problemi legati alla smagnetizzazione, i magneti del motore a 6 poli risultano più spessi, e ciò causa un aumento della fondamentale dell'induzione al traferro. Oltre a questo, il 6 poli gode di un carico elettrico maggiore, dovuto ad una superficie di cava più alta. Per tutti questi motivi il 6 poli riesce ad aver lo stesso volume del 10 poli (si veda equazione 2.5).

Per quanto riguarda il comportamento in condizioni di carico, le curve di coppia di tutti i motori si aggirano intorno ad un valore di *ripple* di $5 \div 6$ %, sfruttando anche il processo di ottimizzazione già visto. Non vengono qui riportati i risultati ottenuti perché non si sono riscontrate grosse differenze.

Tornando al discorso magneti, il volume di NdFeB che appare nei vari motori viene annotato in tabella 4.13. Ovviamente ci si aspetta una riduzione del volume dei magneti, essendo minori i diametri interni e le lunghezze dei motori *hairpin*. Dal momento che il materiale magnetico risulta il più costoso, nei motori con avvolgimento *hairpin* si riesce ad ottenere un risparmio non indifferente.

Tabella 4.13: Dati dei volumi dei magneti permanenti per le varie tipologie di motore.

	4 poli	6 poli	8 poli	10 poli	10 poli frazionario
	$[l]$	$[l]$	$[l]$	$[l]$	$[l]$
Avvolgimento distribuito	0.190	0.130	0.104	0.110	0.120
Avvolgimento hairpin	0.115	0.087	0.075	0.070	/

In tabella 4.14 si è calcolato il peso e il prezzo corrispondente a ciascun materiale di ogni motore. Per i vari conti sono stati utilizzati i seguenti prezzi: per il ferro si è usato 1 [/kg], per il rame 7 [/kg] e infine per il NdFeB 70 [/kg]. Si osservi come risultino più economici i motori ad avvolgimento *hairpin*, grazie al loro minor peso. Si tenga in considerazione che tali prezzi si riferiscono alla sola materia prima del motore; infatti i motori *hairpin* risultano più costosi dal punto di vista dell'assemblaggio degli avvolgimenti. Per ultima cosa si vogliono paragonare i carichi elettrici di tutte le macchine, mostrati in tabella 4.15.

Tabella 4.14: Pesi e prezzi dei materiali dei vari motori

	W _{fe}	€ _{fe}	W _{cu}	€ _{cu}	W _{NdFeB}	€ _{NdFeB}	W _{tot}	€ _{tot}
	[kg]		[kg]		[kg]		[kg]	
4 poli	13.9	13.9	3.18	22.3	1.42	99.4	18.5	135.6
6 poli	12.1	12.1	2.59	18.2	0.98	68.6	15.7	98.9
8 poli	11.2	11.2	2.36	16.5	0.78	54.6	14.4	82.3
10 poli	10.1	10.1	2.08	14.6	0.83	58.1	13.0	82.8
10 poli fraz	12.3	12.3	1.91	13.4	0.90	63	15.1	88.7
4 poli HP	8.7	8.7	3.55	24.9	0.86	60.2	13.1	93.8
6 poli HP	6.6	6.6	2.93	20.5	0.66	46.2	10.2	73.3
8 poli HP	5.7	5.7	2.18	15.3	0.57	39.9	8.5	60.9
10 poli HP	6.7	6.7	2.23	15.6	0.53	37.1	9.5	59.4

Tabella 4.15: Valori di carico elettrico dei vari motori.

	4 poli	6 poli	8 poli	10 poli	10 poli frazionario
	[kA/m]	[kA/m]	[kA/m]	[kA/m]	[kA/m]
Avvolgimento distribuito	46.8	45.8	48.8	48.3	38.5
Avvolgimento hairpin	71.0	74.0	62.6	63.2	/

4.6 Tabelle riassuntive sui principali dati dei motori *hairpin*

Tabella 4.16: Dati principali dei motori ad avvolgimento *hairpin*.

	4 poli	6 poli	8 poli	10 poli
Q_s	58	54	60	60
q	4	3	2.5	2
De	180	180	180	180
Di	108	118	125	130
Lstk	58	45	50	45
tm	8	7	5	5
Sslot	61.4	60.6	50.4	54.2
Islot	540	540	450	480
Jrms	9	9	9	9
K_s	71.0	74.0	62.6	63.2
eta	91.0	91.9	92.7	93.0
Ripple	3.0	3.4	1.9	7.4(2.4)
Pn/Volext	6.78	8.73	7.89	8.73
Tn/Volext	27.10	34.93	31.44	34.93

Tabella 4.17: Dati dell'avvolgimento *hairpin* con 6 piattine in cava.

	V _{DC}	f	K _w	y _q	N _s	n _c	n _{pp}	w _p	h _p
	[V]	[Hz]	[/]	[/]	[/]	[/]	[/]	[mm]	[mm]
4 poli	140	80	0.93	10	96	6	1	3.4	2.3
6 poli	130	120	0.94	8	108	6	1	3.4	2.2
8 poli	170	160	0.91	6	120	6	1	3.1	2.0
10 poli	160	200	0.93	5	120	6	1	3.3	2.0

Tabella 4.18: Dati dell'avvolgimento *hairpin* con 4 piattine in cava.

	V _{DC}	f	K _w	y _q	N _s	n _c	n _{pp}	w _p	h _p
	[V]	[Hz]	[/]	[/]	[/]	[/]	[/]	[mm]	[mm]
4 poli	90	80	0.93	10	64	4	1	3.4	3.3
6 poli	90	120	0.94	8	72	4	1	3.4	3.2
8 poli	115	160	0.91	6	80	4	1	3.1	3.0
10 poli	110	200	0.93	5	80	4	1	3.3	2.9

Capitolo 5

Analisi termica

Inutile dire quanto sia importante l'analisi termica nello studio di un motore elettrico, specie se questo viene sovraccaricato. Nel nostro caso infatti si è eseguita una progettazione di motori con densità di corrente cospicua, considerando che il motore viene raffreddato ad acqua. In questo capitolo verrà quindi studiato il comportamento termico del motore in condizioni nominali e di sovraccarico. Si analizzerà la temperatura a regime e il tempo in cui esso può reggere il sovraccarico $\times 3$, studiandone dunque il regime transitorio. Si analizzerà il flusso d'acqua all'interno dei canali e la sua capacità di assorbire calore prodotto, specialmente dalle perdite Joule di statore. Verranno prese in considerazione sia i motori progettati con avvolgimento distribuito che quelli con avvolgimento *hairpin*, in modo da studiare i diversi comportamenti delle due tipologie di macchine. Si potrà scegliere un qualsiasi motore di ciascuna delle due tipologie, poiché godono di perdite simili e di diametri esterni uguali, e quindi il loro comportamento termico non si discosterà in modo significativo da quello degli altri.

Il motore che andremo ad analizzare risulta di *classe termica H*. Esso è dotato di isolamenti elettrici che riescono a sostenere la temperatura massima di $180\text{ }^{\circ}\text{C}$, considerando un margine di sicurezza di $15\text{ }^{\circ}\text{C}$. In figura 5.1 vengono mostrate le varie classi termiche di isolamento, nelle quali si ipotizza una temperatura ambiente convenzionale di $40\text{ }^{\circ}\text{C}$. Nelle nostre analisi verrà considerata acqua ad una temperatura iniziale di $20\text{ }^{\circ}\text{C}$, che ci consente di avere una regione termica di funzionamento maggiore, di $145\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Si impone di raffreddare il motore con acqua passante per dei canali posti in camicia, con dimensioni di figura 5.2. Si opta di usare 4 canali, così da coprire una lunghezza di 74 [mm] , un po' maggiore della lunghezza media dei motori progettati. La camicia che avvolge il motore è spessa 15 [mm] ed è composta di acciaio inossidabile.

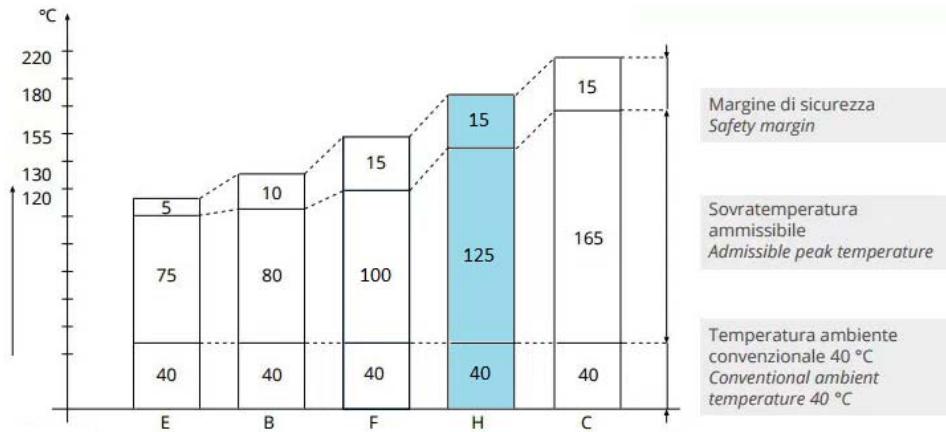


Figura 5.1: Classi termiche di isolamento.

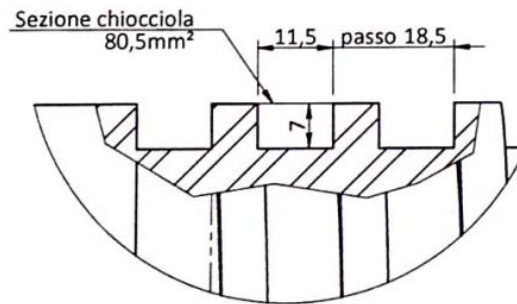


Figura 5.2: Canali d'acqua di raffreddamento.

Prima di studiare l'analisi termica dei motori però devono essere fatte alcune considerazioni sul moto dell'acqua nei condotti.

5.1 Analisi fluidodinamica dell'acqua nei canali

Il sistema di raffreddamento considerato consiste in un fluido refrigerante, acqua nel nostro caso, che mediante l'ausilio di una pompa idraulica viene fatto circolare attraverso una serie di canaletti che avvolgono esternamente il motore elettrico. Essi sono inseriti all'interno della camicia, come mostrato in figura 5.2. Il fluido ha la funzione di asportare dal motore elettrico la maggior quantità possibile di potenza termica prodotta, evitando così il raggiungimento di temperature elevate, che comporterebbero un abbassamento delle prestazioni o addirittura possibili danni interni, prevalentemente agli isolamenti posti in cava. Il processo di asportazione della potenza termica prodotta dal motore avviene attraverso la convezione termica. Le caratteristiche fluidodinamiche del liquido all'interno dei canali influiscono sulle prestazioni e in particolare sull'efficienza del nostro sistema di raffreddamento. Il primo passo è quello di studiare se il moto del fluido all'interno del canale sia di tipo laminare o turbolento. Viene quindi introdotto il primo parametro nominato Reynolds. Tale parametro adimensionale rappresenta il rapporto tra le forze d'inerzia e quelle di tipo viscoso agenti sul fluido.

$$Re_D = \frac{\rho \cdot u_m \cdot D_i}{\mu} = \frac{u_m \cdot D_i}{\nu} = \frac{\dot{m} \cdot D_i}{A_c \cdot \mu} \quad (5.1)$$

In (5.1) la ρ rappresenta la densità del fluido ($1000 [kg/m^3]$), u_m la sua velocità media $[m/s]$, μ la viscosità dinamica $[kg/m \cdot s]$, $\nu = \mu/\rho$ la viscosità cinematica dell'acqua $[m^2/s]$, D_i il diametro idraulico delle condotte e \dot{m} la portata di massa del fluido $[kg/s]$. Manca da definire il diametro idraulico del tubo, espresso in (5.2).

$$D_i = \frac{4 \cdot A_c}{P} \quad (5.2)$$

In quest'ultima equazione, A_c è la sezione della condotta, mentre P rappresenta il perimetro del canale.

Si può considerare di essere in moto laminare se il numero di Reynolds risulta inferiore a 2300, mentre se il parametro risulta essere maggiore di 10000 si tratta di una situazione a moto completamente turbolento. Per valori intermedi invece coesistono sia il moto laminare che quello turbolento.

Nel raffreddamento di un motore elettrico viene preferito un moto turbolento dell'acqua, per via del valore elevato del coefficiente di scambio termico convettivo h_{conv} . Il valore di quest'ultimo è essenziale, e viene calcolato attraverso formule analitiche sperimentali. Il parametro adimensionale attraverso il quale viene ricavato il coefficiente convettivo è detto numero di Nusselt, ed è espresso in (5.3), nella quale L_c rappresenta la lunghezza caratteristica (si utilizza qui il diametro idraulico D_i) e k la conducibilità termica.

$$Nu = \frac{h_{conv} \cdot L_c}{k} \quad (5.3)$$

Questo parametro corrisponde al rapporto tra il flusso di calore scambiato per convezione ed il flusso di calore scambiato attraverso il processo di conduzione. Ciò che manca quindi sono le relazioni sperimentali che permettono di ricavare il numero di Nusselt. Per questo motivo viene introdotto il numero di Prandtl di (5.4), necessario perché rientra nelle formule sperimentali.

$$Pr = \frac{\nu}{\alpha} = \frac{\mu \cdot C_p}{k} \quad (5.4)$$

In (5.4) il termine C_p si riferisce al calore specifico a pressione costante dell'acqua. Questo parametro denota l'importanza degli effetti viscosi rispetto alla diffusività termica e dipende solo dalle caratteristiche del fluido.

Esistono molte formule sperimentali che definiscono il numero di Nusselt, ma quella che verrà utilizzata sarà l'equazione di Gnielinsky (5.5), la quale garantisce errori minimi.

$$Nu = \frac{\left(\frac{f}{8}\right) \cdot (Re - 1000) \cdot Pr}{1 + 12.7 \cdot \left(\frac{f}{8}\right)^{0.5} \cdot (Pr^{2/3} - 1)} \quad (5.5)$$

$$\begin{cases} 0.5 \leq Pr \leq 2000 \\ 3 \times 10^3 \leq Re \leq 5 \times 10^6 \end{cases}$$

Sopra sono distinguibili gli intervalli di validità dell'equazione di Gnielinsky. In formula (5.5) si nota la presenza di un parametro che non è stato trattato, ovvero il fattore di attrito di Fanning f , che tiene conto della rugosità della superficie

interna del condotto. Infatti le irregolarità presenti tendono a influenzare il moto del fluido termovettore, portando alla formazione di turbolenze. Ciò basta a capire come l'incognita h_{conv} dipenda direttamente dalla rugosità della superficie interna dei canali di raffreddamento. Il fattore f può essere ricavato attraverso il diagramma di Moody, in cui f è funzione del numero di Reynolds e della rugosità relativa ϵ/D_i della superficie interna dei condotti.

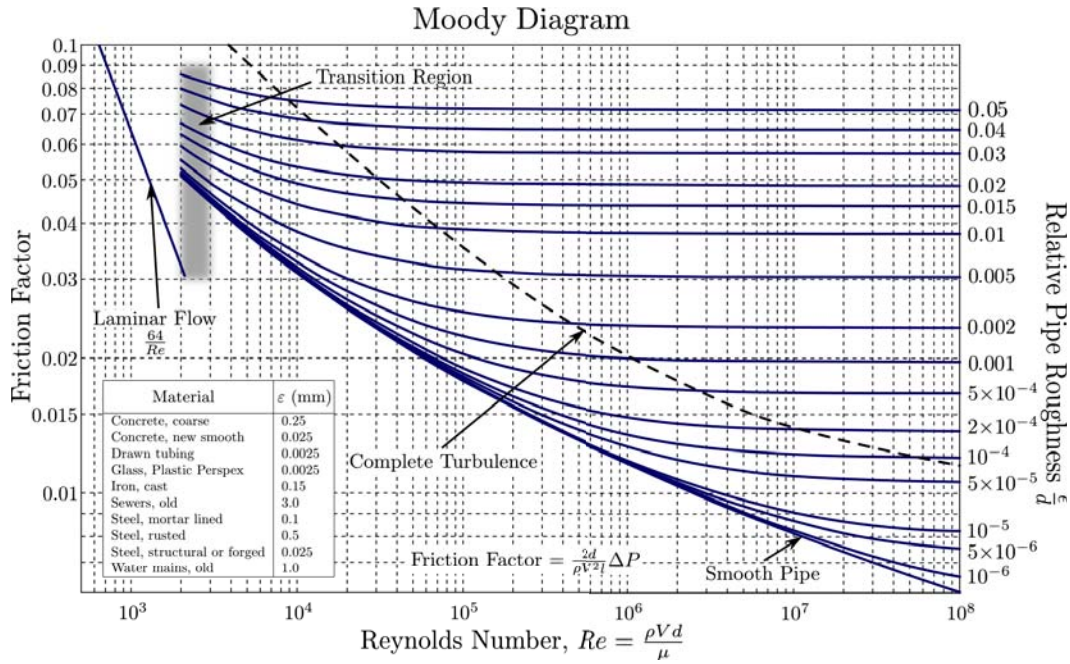


Figura 5.3: Diagramma di Moody.

In alternativa si può calcolare il coefficiente di attrito attraverso l'equazione di Haaland (5.6).

$$\frac{1}{\sqrt{f}} = -1.8 \log \left[\frac{6.9}{Re} + \left(\frac{\epsilon/D_i}{3.7} \right)^{1.11} \right] \quad (5.6)$$

Una volta arrivati a questo punto, si ha il necessario per ricavare il coefficiente di scambio termico convettivo per lo studio termico delle macchine.

Tramite un'implementazione di tutte le formule sopra esposte usando Matlab, si sono calcolati i vari parametri adimensionali variando la velocità media con la quale il fluido termovettore scorre nel condotto. Ipotizzando una rugosità della superficie interna dei canali di raffreddamento di 0.1 [mm], si è sfruttata l'equazione di Haaland per calcolare il coefficiente di attrito f , ottenendo un valore di 0.041. In figura 5.4 è possibile notare come variano il numero di Reynolds e il coefficiente convettivo al variare della velocità del fluido.

Per il funzionamento corretto del sistema di raffreddamento si consiglia di stare nella zona di moto pienamente turbolento di figura 5.3, in modo da avere un alto scambio termico superficie-fluido. Al coefficiente di attrito di 0.041, il valore del numero di Reynolds minimo, che garantisce un moto pienamente turbolento, risulta di 10000, e viene raggiunto alla velocità dell'acqua di 1.2 [m/s] (vedi figura 5.4). Detto ciò si è calcolato il numero di Nusselt grazie alla (5.5). Il valore così ottenuto è stato successivamente usato per calcolare il coefficiente convettivo, che risulta essere

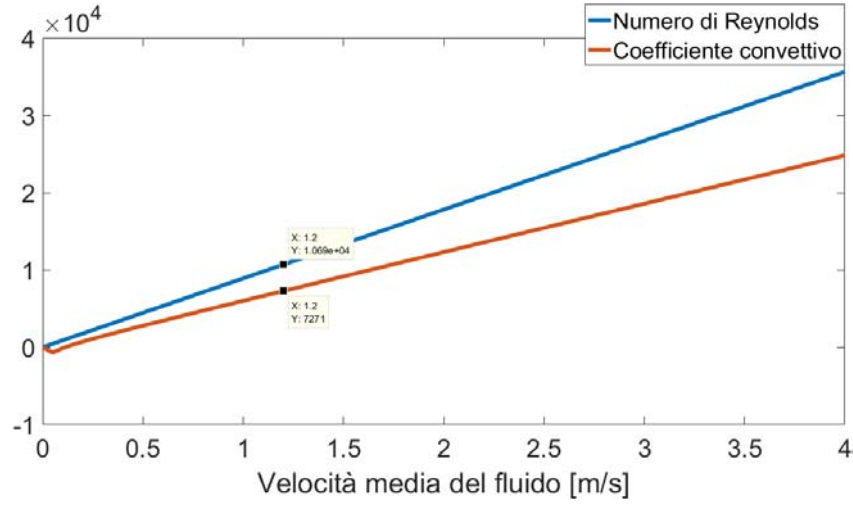


Figura 5.4: Numero di Reynolds e coefficiente h_{conv} in funzione di u_m .

pari a $h_{conv} = 7271 [W/m^2 \cdot K]$.

Avendo la velocità del fluido e il coefficiente f , è possibile fare una stima della caduta di pressione del fluido lungo la condotta, attraverso l'equazione (5.7).

$$\Delta p = f \cdot \frac{\rho \cdot u_m}{2 \cdot D_i} \cdot L_{tot} = f \cdot \frac{\rho \cdot u_m}{2 \cdot D_i} \cdot \pi D_e N_c \quad (5.7)$$

Il parametro $L_{tot} = \pi D_e N_c$ in (5.7) indica la lunghezza della condotta di raffreddamento. La potenza della pompa di pressione viene stimata grazie alla (5.8).

$$P = \Delta p \cdot \frac{\dot{m}}{\rho} \quad (5.8)$$

La figura 5.5 rappresenta solo una stima della potenza della pompa necessaria a spostare il fluido, in funzione della velocità media dello stesso. A $u_m = 1.2 [m/s]$ risulta di $0.75 [W]$.

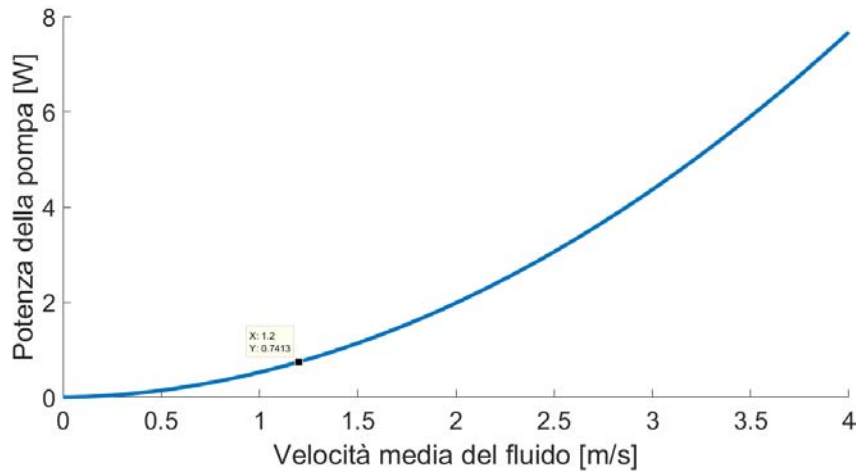


Figura 5.5: Potenza della pompa richiesta per spostare il fluido.

5.2 Analisi del sistema di raffreddamento

Per uno studio più pratico del sistema di raffreddamento viene preso in considerazione uno dei motori già visti ad avvolgimento distribuito. Si è scelto di analizzare il motore a 6 poli, che presenta perdite intermedie. Nei canali di raffreddamento di figura 5.2 viene fatta scorrere acqua a temperatura di 20 °C. Viene inoltre ipotizzato di avere h_{conv} costante lungo tutta la lunghezza del canale, trascurando i fenomeni idraulici della regione di ingresso.

Per prima cosa viene calcolato il salto di temperatura del fluido tra la sezione di ingresso e quella d'uscita, che dipende dal calore che deve asportare, rappresentato dalle perdite totali del motore, e dalla portata di massa dell'acqua. Per far ciò si è sfruttata la (5.9).

$$Q = \dot{m} \cdot C_p \cdot (T_{m_o} - T_{m_i}) \quad (5.9)$$

La potenza da esportare viene ricavata dall'analisi sotto carico, e risulta di 890 [W]. Non vengono prese in considerazione le perdite in condizioni di sovraccarico, perché non è possibile asportarle attraverso l'acqua. *Infatti il tempo che la macchina impiega a raggiungere quel determinato valore di salto di temperatura tra superficie del condotto e fluido, necessario ad asportare il calore prodotto in sovraccarico, è maggiore del tempo che la temperatura di cava impiega ad arrivare al valore massimo di 165 °C.* Di seguito vengono riportati i salti di temperatura al variare della velocità del fluido. Il salto di temperatura corrispondente alla velocità del fluido scelta $u_m = 1.2$ [m/s] è di 2.4 °C.

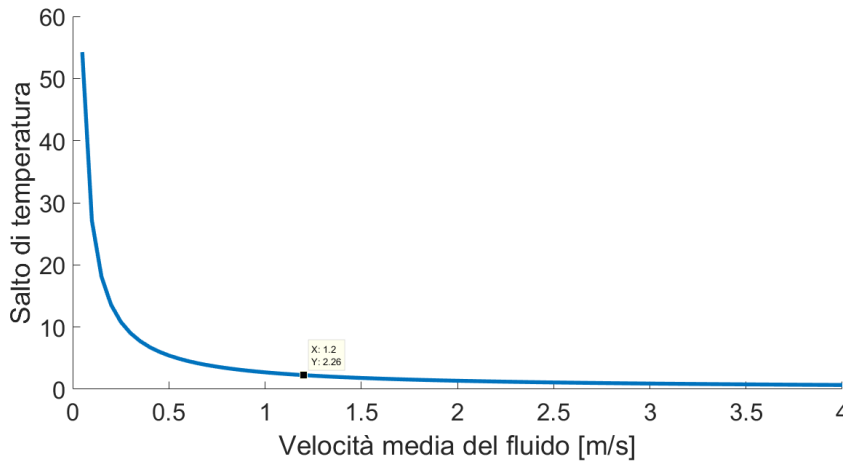


Figura 5.6: Salto di temperatura tra la sezione d'ingresso e d'uscita.

Dalla figura 5.6 si nota come all'aumentare della velocità del fluido il salto di temperatura ($T_{m_o} - T_{m_i}$) diminuisce. Infatti l'aumentare di u_m causa un aumento del numero di Reynolds e il moto si fa più turbolento, il che favorisce lo scambio termico convettivo tra la superficie e il fluido, aumentando h_{conv} .

Una volta aver definito la velocità del fluido e il salto di temperatura, si procede con l'analisi del comportamento della temperatura lungo il condotto. A tal fine si è fatto utilizzo della legge di Newton del raffreddamento, descritta dalla equazione (5.10), nella quale T_s e T_m indicano rispettivamente la temperatura superficiale e

quella media del fluido.

$$Q = h_{con} \cdot A_s \cdot (T_s - T_m) \quad (5.10)$$

Tale formula può essere riscritta in termini di flusso termico specifico.

$$q_s'' = h_{conv} \cdot (T_s - T_m) \quad (5.11)$$

Per poter risolvere il problema è stato necessario porre delle condizioni al contorno, le quali prevedono, come ipotesi iniziali, in un caso un'analisi a flusso termico specifico costante, nell'altro un'analisi con la temperatura superficiale.

5.2.1 Analisi a flusso termico costante

Imponendo le ipotesi di flusso termico specifico costante $q_s'' = \text{cost}$ e di incomprimibilità del fluido, si ottiene una variazione lineare di T_m lungo la condotta di raffreddamento. Ciò si evince anche dalla (5.12).

$$T_m = T_{m_i} + \frac{q_s'' \cdot P}{\dot{m} \cdot C_p} \cdot x \quad (5.12)$$

Si vuole evidenziare che $0 \leq x \leq L_{tot}$. Il coefficiente di convezione risulta costante lungo il canale, quindi si ha che la temperatura della superficie di contatto tra fluido e parete vari in modo lineare, come si vede in (5.13).

$$T_s(x) = T_m(x) + \frac{q_s''}{h_{conv}} \quad (5.13)$$

In seguito è stato utilizzato uno script Matlab per lo studio nel caso di flusso termico costante, il quale fa riferimento alle condizioni della macchina a 6 poli, con perdite di 890 [W].

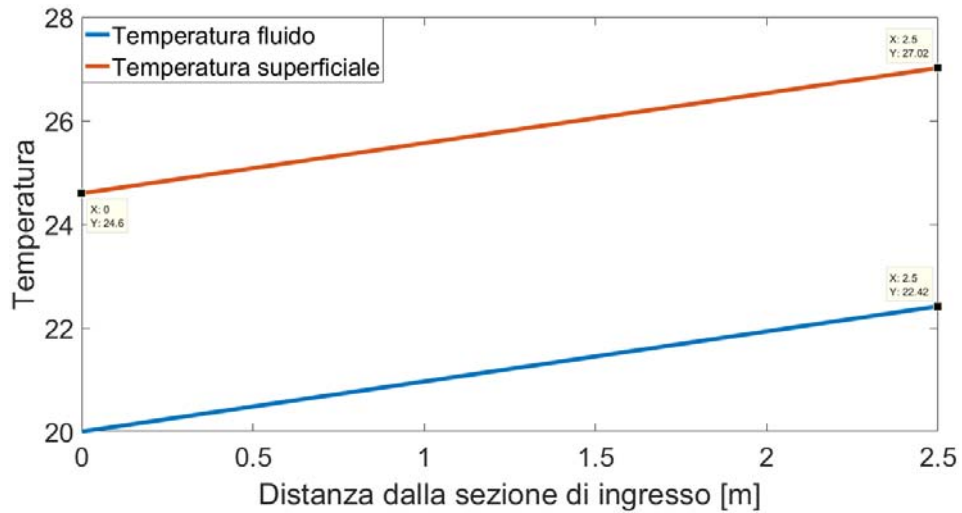


Figura 5.7: Andamento lungo la condotta della temperatura superficiale e del fluido.

In figura 5.7 si vede come venga rispettato il salto di temperatura tra ingresso e uscita di circa 2.4 °C, calcolato in figura 5.6. Il salto convettivo di temperatura tra

fluido e superficie risulta di circa 5 °C, ed essendo che la temperatura superficiale risulta maggiore di quella del fluido, ovviamente il flusso termico convettivo va dalla parete al fluido refrigerante.

5.2.2 Analisi a temperatura superficiale costante

La seconda ipotesi è quella di considerare la temperatura superficiale $T_s = \text{cost.}$ Le ipotesi di T_s e q_s'' costanti non possono essere soddisfatte contemporaneamente. In questo caso infatti, ipotizzando che la temperatura superficiale rimanga costante, il flusso termico superficiale q_s'' varia lungo la lunghezza della condotta. La temperatura lungo il canale di raffreddamento varia secondo la (5.14).

$$T(x) = T_s - (T_s - T_{m_i}) \cdot e^{-\frac{P \cdot h_{conv}}{m \cdot C_p} \cdot x} \quad (5.14)$$

In questo caso l'andamento della temperatura è di tipo esponenziale. L'equazione (5.15) descrive il comportamento del calore totale q_{conv} asportato dal fluido. In questa $A_s = w_p \cdot L_{tot}$ indica la superficie di scambio termico, mentre ΔT_{ln} si riferisce alla media logaritmica della differenza di temperatura lungo la condotta, espressa in (5.16).

$$q_{conv} = h_{conv} \cdot A_s \cdot \Delta T_{ln} \quad (5.15)$$

$$\Delta T_{ln} = \frac{\Delta T_o - \Delta T_i}{\ln\left(\frac{\Delta T_o}{\Delta T_i}\right)} \quad (5.16)$$

Anche in questo caso è stata imposta una temperatura di ingresso di 20 °C e un coefficiente di convezione di 7200 [W/m² · K]. Il fluido è stato considerato incompressibile. In figura 5.8 viene riportato il variare della temperatura del fluido per diversi valori di temperatura superficiale (calcolato attraverso script Matlab).

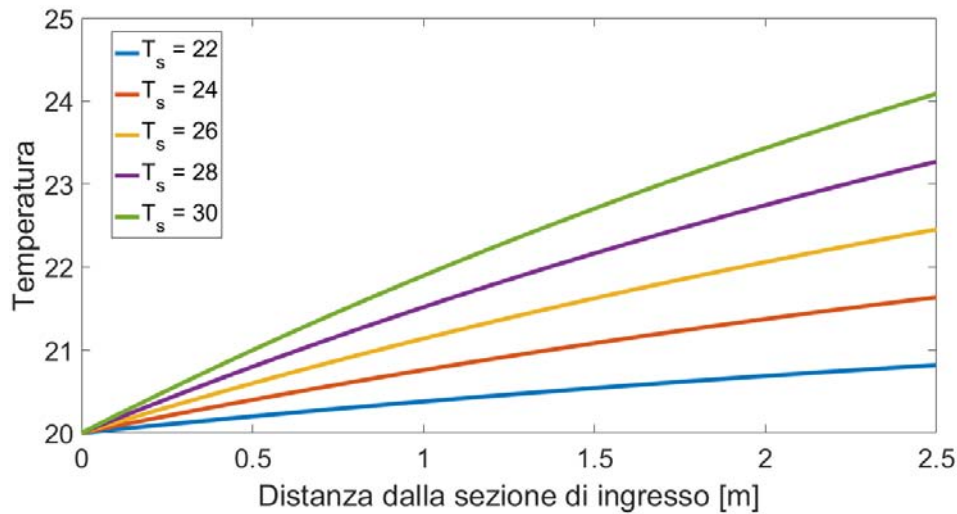


Figura 5.8: Andamento lungo la condotta della temperatura del fluido per diversi valori di T_s .

In figura 5.8 si nota come, all'aumentare di T_s , il salto di temperatura tra uscita e ingresso del condotto aumenti. L'idea è, infatti, quella di considerare costante la temperatura della superficie esterna del motore. Questa considerazione può essere ritenuta valida visto la geometria del motore, e la formazione di superfici isoterme ad una distanza r dal centro del motore.

Il flusso termico specifico varia lungo la condotta, diminuendo all'aumentare della temperatura del fluido T_m .

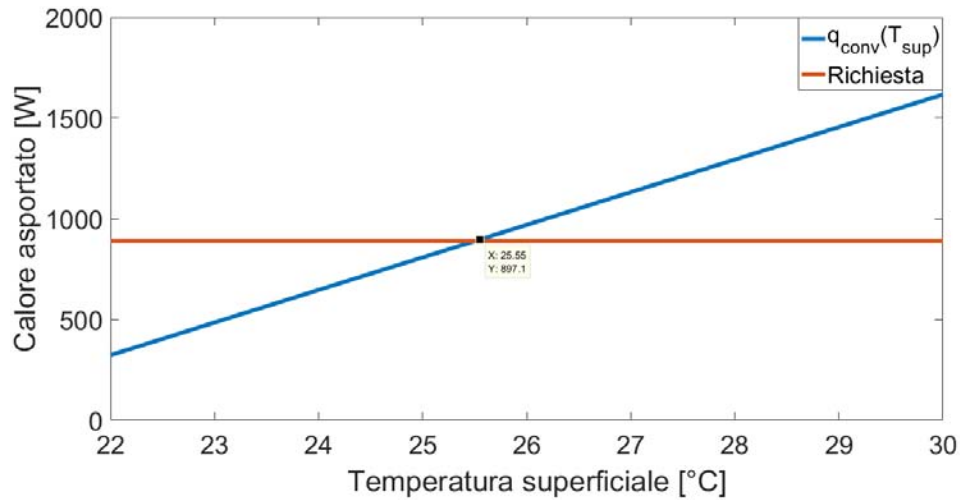


Figura 5.9: Calore asportato in funzione alla temperatura superficiale.

Dalla figura 5.9 si nota come, al fine di asportare il calore dovuto alle perdite della macchina e per mantenere lo stesso salto di temperatura calcolato di 2.4 °C, si abbia una temperatura superficiale di circa 25.55 °C. Si osserva infatti che questo valore si avvicina a quello calcolato nel paragrafo precedente, dove si ponevano le condizioni di $q''_s = cost$. Infatti in quel caso T_s variava da 24.60 °C a 27.02 °C, dando una temperatura media di 25.8 °C, che si avvicina molto al valore di 25.55 °C trovati in questo caso.

Nonostante le differenti ipotesi, i risultati nelle due analisi sono uguali, indice di uno studio teorico e analitico corretto.

5.2.3 Variazione del numero di canali di raffreddamento

Viene riportata in seguito la tabella 5.1 nella quale sono riportati i risultati termici a seconda del numero di canali di raffreddamento.

Tabella 5.1: Risultati termici in funzione del numero di canali di raffreddamento

		1 canale	2 canali	3 canali	4 canali	5 canali
w_c	$[mm]$	65	20	14	11.5	8
h_c	$[mm]$	4	4	5	7	7
S_c	$[mm^2]$	260	80	70	80.5	56
D_i	$[mm]$	7.5	6.7	7.4	8.7	7.5
L_{tot}	$[mm]$	0.63	1.26	1.89	2.51	3.14
u_m	$[m/s]$	1.3	1.5	1.4	1.2	1.4
m_t	$[l/s]$	0.338	0.12	0.098	0.0966	0.078
Re	$[/]$	10000	10000	10000	10000	10000
h_{conv}	$[W/m^2K]$	8000	9500	8700	7200	8700
ΔT	$[K]$	0.65	1.85	2.2	2.4	2.8
T_s	$[^\circ C]$	23.1	24.8	25.2	25.6	25.8
P_{pump}	$[W]$	0.85	0.82	0.81	0.75	1.07

Si nota come, al diminuire del numero di canali di raffreddamento, il salto di temperatura che l'acqua subisce risulta minore, per via della maggior portata volumetrica. L'opzione con un solo canale risulta infatti più utile nel caso di un'asportazione maggiore di calore, vista la maggior superficie del condotto. Infatti si ottiene una minor temperatura superficiale della camicia, il che si traduce in una temperatura assoluta in cava minore. Le velocità del fluido son state calcolate considerando di ottenere un numero di Reynolds di 10000, così da sfruttare il moto pienamente turbolento.

5.3 Analisi termica del motore

L'analisi termica di un motore è un aspetto sempre più rilevante, poiché va ad influire sulle prestazioni globali della macchina. Oggigiorno si cerca di sfruttare a pieno lo spazio che può richiedere un motore elettrico, massimizzando la densità di potenza che si può ricavare. Ciò comporta valori notevoli di perdite di calore che devono poter essere asportate da un fluido refrigerante. Inoltre si pone attenzione alla temperatura massima che gli isolamenti in cava possono sopportare. Risulta fondamentale fornire una buona stima delle sovra-temperature rispetto all'ambiente esterno. Considerando soprattutto che le specifiche di progetto richiedono un sovraccarico $\times 3$, è necessario costruire una rete termica equivalente che spieghi il comportamento transitorio delle parti principali della macchina. I dati analitici derivanti dalla teoria matematica non risultano sufficienti a definire il comportamento termico del motore e del sistema di raffreddamento.

In questo capitolo verranno presi come riferimento i dati analitici ottenuti in precedenza, i quali saranno applicati al modello agli elementi finiti e alla rete equivalente termica. Quindi verranno considerate tre macchine già analizzate, una ad avvolgimento distribuito e due ad avvolgimento *hairpin*.

5.3.1 Caratteristiche termiche utilizzate

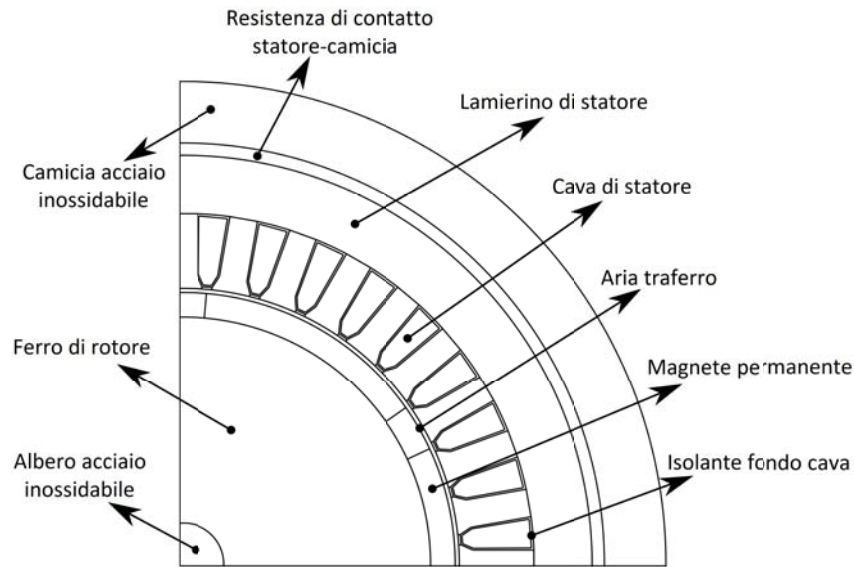


Figura 5.10: Componenti del modello FEM.

Tabella 5.2: Valori di conduttività termiche usate nel modello FEM e nella rete termica equivalente.

	K_x	K_y
	$[\frac{W}{mK}]$	$[\frac{W}{mK}]$
Lamina di statore	50	50
Resistenza di contatto	2.47	2.47
Isolante fondo cava	0.18	0.18
Resina sintetica	0.1	0.1
Camicia in acciaio inossidabile	14	14
Rame in cava	401	401
Ferro di rotore	83	83
Magnete permanente	7.7	7.7
Aria traferro	0.018	0.018
Conduttività termica equivalente in cava	0.4	0.4

Per poter rappresentare al meglio il comportamento termico di un motore è necessario inserire nel modello agli elementi finiti i diversi materiali con le rispettive conduttività termiche. In figura 5.10 si notano i diversi componenti utilizzati nel modello FEM, che presentano valori di conduttanza esposti in tabella 5.2. Si nota come è stato usato uno strato fittizio per considerare la resistenza termica di

contatto tra statore e camicia. Questo possiede uno strato equivalente di spessore 3 [mm] e conduttività termica 2.47 [W/mK], facilitando così il disegno FEM. Per quanto concerne le condizioni al contorno, nella superficie esterna della carcassa è stato imposto il coefficiente di convezione, trovato in precedenza, del valore di 7200 [W/m² · K], e la temperatura esterna di 0 °C, cosicché i risultati ottenuti nelle simulazioni riguardino valori di sovra-temperature. Inoltre si è considerato un flusso termico prevalentemente radiale, per cui è stata impostata una condizione di flusso termico nullo sulla superficie interna di statore. Per questo motivo nel circuito equivalente non si fa riferimento ai componenti del rotore e traferro.

5.3.2 Conducibilità termica equivalente in cava

Le proprietà fisiche dei materiali nella cava (rame e resina plastica), possono essere sfruttate per stimare in modo analitico la conduttività termica equivalente della cava usando le formule di Hashin e Milton. I coefficienti k_1 e k_2 indicano rispettivamente la conducibilità termica del rame e della resina in cava. I conduttori sono distribuiti in modo casuale nella cava e occupano una frazione di superficie pari a f_1 . La frazione superficiale occupata dalla resina in cava è pari a f_2 . Si può quindi definire la conducibilità termica equivalente della cava grazie all'equazione (5.17). La figura 5.11 rappresenta il comportamento del valore di conduttività elettrica equivalente della cava al variare del coefficiente di riempimento k_{fill} . Avendo utilizzato un $k_{fill} = 0.4$, il valore di conducibilità che verrà usato nelle simulazioni termiche, per quanto riguarda il motore con avvolgimento distribuito, sarà pari a 0.4 [W/m · K]. Questo risulta un po' inferiore a quello presente nel grafico raffigurante le curve di Milton e Hashin per motivi cautelativi.

$$k_e = k_2 \frac{(1 + f_1)k_1 + (1 - f_1)k_2}{(1 - f_1)k_1 + (1 + f_1)k_2} \quad (5.17)$$

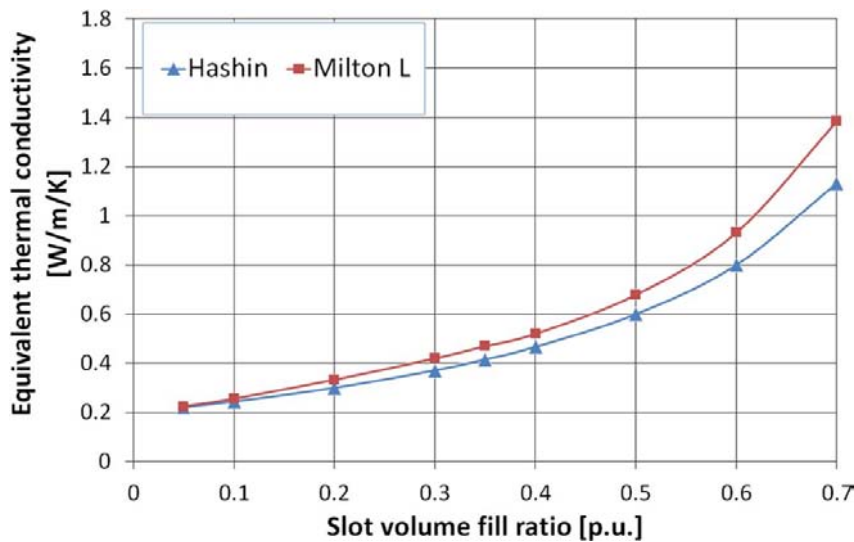


Figura 5.11: Conduttività termica equivalente della cava al variare del coefficiente di riempimento k_{fill} [11].

Per quanto riguarda il motore con avvolgimento *hairpin* è necessario fare diverse considerazioni. La conducibilità termica equivalente della cava è stata ricavata attraverso uno studio del modello agli elementi finiti. Nelle cave sono state disegnate 6 piattine con i rispettivi isolamenti espressi in figura 4.6. È doveroso annotare che le conducibilità termiche dei materiali plastici poliammide e poliammide-immide risultano rispettivamente di $0.25 [W/m \cdot K]$ e $0.4 [W/m \cdot K]$.

Il raffreddamento del conduttore di rame può essere ottimizzato per questo tipo di motori e risulta più facilitato rispetto ai motori ad avvolgimento distribuito. La ragione di ciò può essere vista in due aspetti. In un primo momento, la superficie del conduttore direttamente a contatto con la laminazione è essenzialmente più alta rispetto agli avvolgimenti fatti di fili circolari, aumentando significativamente il trasporto di calore dall'avvolgimento alla laminazione. Inoltre, il raffreddamento è ottimizzato dall'aumento del coefficiente di riempimento della cava k_{fill} . Poiché il rame è un ottimo conduttore termico e, in particolare, dato che la quantità di materiali termicamente isolanti come la resina e l'aria in cava sono ridotti, la conducibilità termica equivalente aumenta di molto rispetto ai motori ad avvolgimento distribuito. I vantaggi di ciò vengono visti nel capitolo successivo.

5.3.3 Rete termica equivalente a parametri concentrati

Lo scopo che ci si è imposti è quello di costruire una rete termica equivalente a parametri concentrati che rappresentasse il più possibile la situazione reale. Per farlo sono stati paragonati i risultati a regime con i valori del modello FEM. La rete termica è rappresentata in figura 5.12.

Si nota come non ci siano parametri riguardanti componenti del motore al di sotto del diametro interno dello statore. Questo perché, come già detto, si è considerato un flusso nullo nella superficie interna di statore. Sono state imposte perdite concentrate nel centro di ogni componente, così da ottenere con buona approssimazione risultati più simili al FEM. Come si vede, le capacità termiche vengono poste in parallelo alle perdite (rappresentate dai generatori di corrente). In particolare quella presente nella cava si riferisce sia a quella del rame, che a quella della resina. Ne consegue che la capacità equivalente, che è stata utilizzata nella rete, è il parallelo delle due.

La rete è poi stata implementata attraverso Simscape sfruttando una rete elettrica equivalente, e i valori di temperatura sono stati ricavati usando dei voltmetri equivalenti tra i riferimenti e le parti di interesse della rete.

Le resistenze termiche vengono calcolate in seguito attraverso le formule esposte sotto. Si ricorda che sono stati usati i valori delle conduttività termiche di tabella 5.2, mentre i dati sulla geometria dipendono da quale motore si sta considerando. Per quanto concerne il significato dei parametri, la s minuscola si riferisce allo spessore del materiale, mentre la S maiuscola indica la sua superficie.

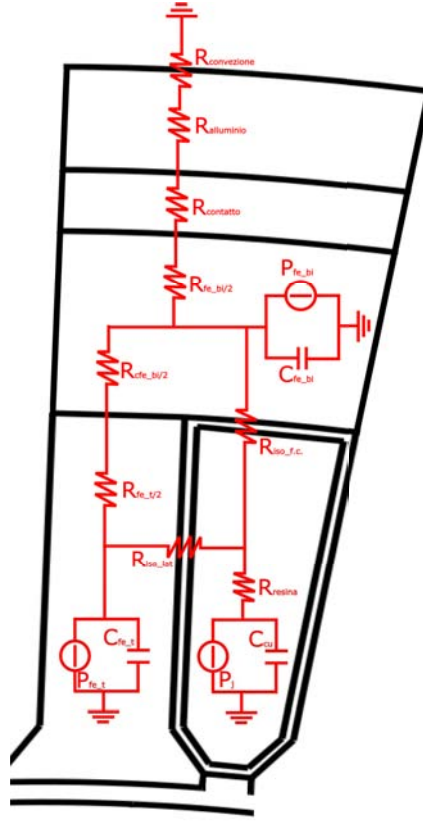


Figura 5.12: Rete termica equivalente.

1. Resistenza termica della resina in cava

$$R_{res} = \frac{s_{res}}{0.3 \cdot S_{res}} = \frac{s_{res}}{0.4 \cdot (2h_s + 2w_s) \cdot L_{stk}} \quad (5.18)$$

2. Resistenza termica dell'isolamento a fondo cava

$$R_{iso} = \frac{w_{iso}}{0.18 \cdot S_{iso}} \quad (5.19)$$

In figura sono rappresentate due resistenze termiche dovute all'isolamento. Quella a contatto con il dente ha una superficie $S_{iso} = h_s \cdot L_{stk}$, mentre per quella a contatto con la corona $S_{iso} = w_s \cdot L_{stk}$

3. Resistenza termica del dente di statore

$$R_{dente} = \frac{\frac{h_s}{2}}{50 \cdot w_t \cdot L_{stk}} \quad (5.20)$$

È stato imposto al numeratore una lunghezza pari a metà altezza del dente, perché le perdite sono state concentrate esattamente al centro dello stesso.

4. Resistenza termica della corona di statore

$$R_{corona} = \frac{\frac{h_{cor}}{2}}{50 \cdot \frac{(\frac{D_e}{2} - \frac{h_{cor}}{2}) \cdot 2\pi}{Q_s} \cdot L_{stk}} \quad (5.21)$$

5. Resistenza termica di contatto tra statore e camicia

$$R_{contatto} = \frac{\frac{s_{cont}}{2.47 \cdot \frac{D_e}{2} \cdot 2\pi}}{Q_s} \cdot L_{stk} \quad (5.22)$$

6. Resistenza termica della camicia in acciaio

$$R_{acciaio} = \frac{\frac{s_{acc}}{14 \cdot \frac{(\frac{D_e}{2} + h_{cor}) \cdot 2\pi}}}{Q_s} \cdot L_{stk} \quad (5.23)$$

7. Resistenza termica di convezione tra la camicia e l'acqua di raffreddamento

$$R_{conv} = \frac{1}{7200 \cdot \frac{(\frac{D_e}{2} + h_{cor} + s_{acc}) \cdot 2\pi}}{Q_s} \cdot L_{stk} \quad (5.24)$$

Le capacità termiche utilizzate nella rete vengono calcolate attraverso la (5.25), nella quale vengono usati i valori riportati in tabella 5.3. Per quanto riguarda la capacità termica del rame, viene preso in considerazione anche il volume di rame in testata.

$$C = \gamma \cdot Vol \cdot C_{spec} \quad (5.25)$$

Tabella 5.3: Caratteristiche fisiche dei materiali del motore.

		Ferro	Rame	Resina
Peso speci co	$[kg/m^3]$	7800	8900	1200
Calore speci co	$[J/kg \cdot K]$	444	385	1300

È necessario dire che in cava si tiene conto anche delle perdite Joule prodotte in testata. Viene fatto ciò perché viene considerata l'ipotesi di dissipazione nulla del calore nelle cappe del motore. Il calore viene quindi esportato interamente nella parte della camicia a contatto con la superficie esterna dello statore, ciò causa una potenza specifica nelle cave maggiore. Infatti la parte di camicia dotata di canali di raffreddamento possiede un coefficiente convettivo molto maggiore rispetto alle cappe, e ne consegue una minore resistenza superficiale. Inoltre il flusso termico prodotto dalle testate incontra la resistenza termica dell'aria presente nelle cappe, quella della camicia in acciaio e quella rappresentante la superficie di contatto tra camicia e aria esterna. Il flusso termico quindi incontra due percorsi, uno attraverso le cappe, con una resistenza termica equivalente alta, e uno attraverso la lunghezza del pacco motore, dotato di resistenza termica equivalente molto minore. Per sem-

plicità si ipotizza che la resistenza termica sulle cappe tenda a infinito, motivo per cui il flusso va verso la zona con resistenza termica minore. A causa di queste ipotesi vengono inglobate, nelle perdite in cava del modello FEM, anche quelle prodotte dalle testate.

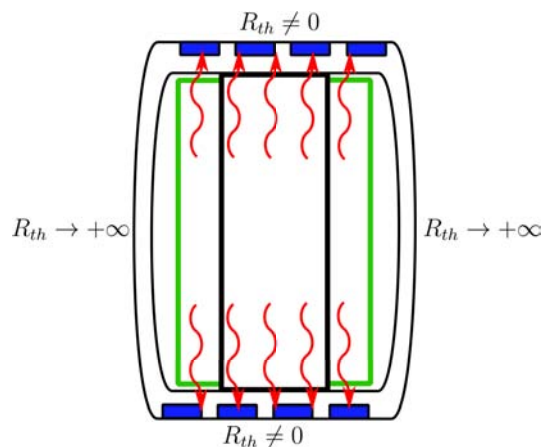


Figura 5.13: Rappresentazione del flusso termico del motore.

5.3.4 Prove termiche del motore ad avvolgimento distribuito

In questa sezione viene preso in considerazione solo il motore ad avvolgimento distribuito e vengono esposti i risultati delle simulazioni agli elementi finiti e quelli derivanti dalla rete termica. Il motore studiato è quello a 6 poli. Le densità di potenza inserite nel modello agli elementi finiti vengono espresse in tabella 5.4, ricavate in funzione alle perdite che si ottengono da una simulazione a carico, e in funzione alla geometria della macchina.

Tabella 5.4: Densità volumetrica delle perdite nelle diverse parti del motore ad avvolgimento distribuito.

		Cava	Dente	Corona
Densità di potenza	[W/m ³]	2400000	260000	180000

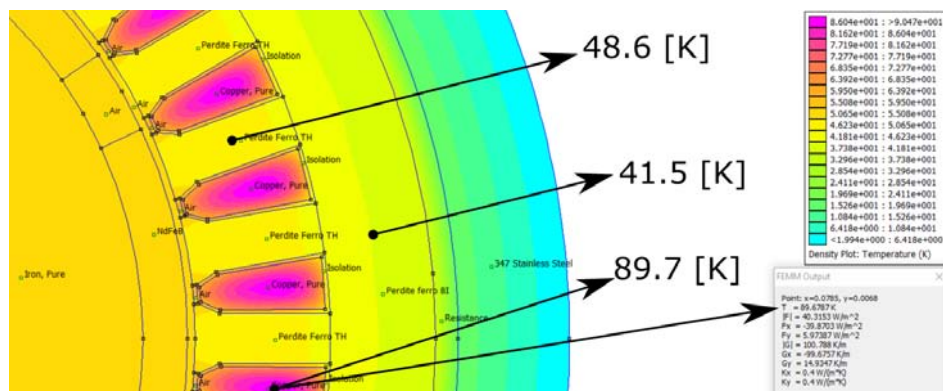


Figura 5.14: Sovra-temperatura del motore ad avvolgimento distribuito ottenute dal modello FEM.

In figura 5.14 vengono mostrati i risultati ottenuti da una simulazione FEM. È necessario evidenziare che i valori di temperatura che mostra si riferiscono a sovra-temperature, così da poter essere paragonate più facilmente a quelle ottenute attraverso l'implementazione della rete termica. Considerando la temperatura esterna della camicia di valore pari a $25.6\text{ }^{\circ}\text{C}$ (ottenuto nel paragrafo 5.2.2), ne deriva che la temperatura assoluta in cava risulta di $115.3\text{ }^{\circ}\text{C}$.

In figura 5.15 vengono mostrati i risultati conseguiti attraverso la rete termica. Si nota come, a regime, la sovra-temperatura in cava non si discosta da quella ricavata dal modello FEM, mentre quelle riguardanti il dente e la corona risultano maggiori di 4 [K] circa. Questa differenza dipende unicamente dal fatto che si è costruito una rete termica a parametri concentrati. Per questo motivo essa non prevede una dissipazione delle perdite in modo distribuito nelle cave o nel ferro, bensì concentrato in un unico punto. Nonostante ciò, la differenza tra le sovra-temperature del dente e della corona risulta uguale in tutte e due le simulazione, di valore pari a 7 [K] . La rete termica usata quindi non si discosta molto dal comportamento a regime della simulazione FEM, segno che le resistenze termiche calcolate risultano corrette. Le temperature del dente e della corona risultano decisamente inferiori a quella riguardante la cava. Per questo motivo, nello studio termico del motore in condizioni nominali e di sovraccarico, viene presa in considerazione solo la sovra-temperatura che si genera in cava.

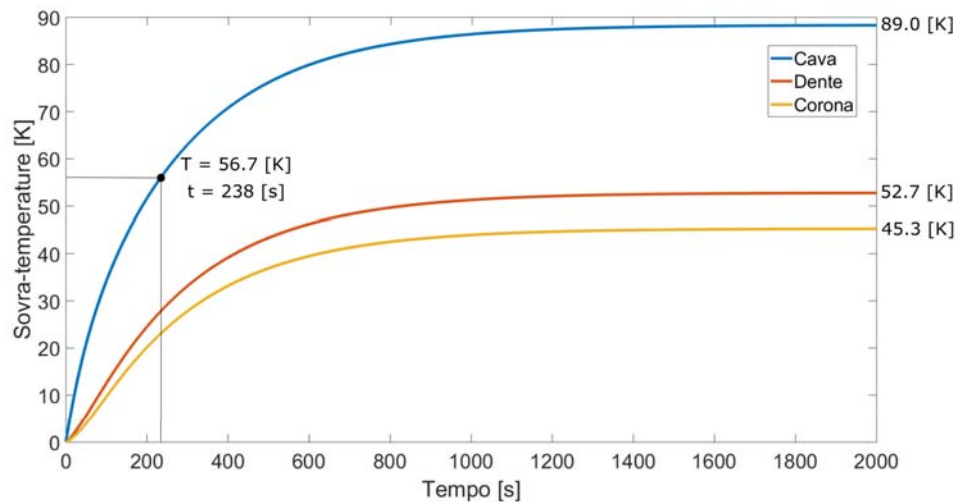


Figura 5.15: Andamenti delle sovra-temperature del motore ad avvolgimento distribuito ottenuti dalla rete termica.

Dalla rete termica è possibile inoltre ricavare la costante di tempo del motore, studiando il tempo in cui la temperatura della cava arriva al 63 % del valore a regime. In figura 5.15 si nota che la cava arriva alla temperatura di 56.7 [K] (63 % di 89 [K]) dopo 238 [s] . Quest'ultimo valore definisce la costante di tempo del motore.

Il passo successivo è quello di studiare il funzionamento in sovraccarico del motore. Implementando le nuove perdite nella rete termica si osserva che le curve hanno un andamento molto simile a quello delle curve di figura 5.15. L'ovvia differenza è che le temperature a regime in cava, nel dente e nello statore sono rispettivamente di 850 [K] , 480 [K] e 400 [K] , valori che trovano riscontro positivo anche con l'analisi agli elementi finiti. È logico considerare che il motore non potrà mai arrivare a quei

valori di temperatura. Per questo motivo in figura 5.16 sono stati studiati i primi 40 [s] della curva di sovra-temperatura della cava. Per uno studio approfondito sono stati considerati due casi:

1. Il sovraccarico del motore inizia in una situazione in cui esso si trova a regime termico in condizioni di funzionamento nominale. Infatti parte da una temperatura iniziale di 115 °C e raggiunge il limite di sicurezza (di 165 °C) dopo 9 [s], mentre dopo 12 [s] raggiunge i 180 °C. Questi casi si rispecchiano nei punti P1 e P2 di figura 5.16;
2. Il sovraccarico parte a motore freddo. Si ipotizza che la temperatura della superficie esterna della camicia sia uguale a quella dell'acqua in ingresso, cioè di 20 °C. Esso raggiunge una sovra-temperatura di 145 [K], arrivando al limite di sicurezza, dopo 29.5 [s], mentre la temperatura assoluta di 180 °C viene raggiunta dopo 33 [s]. Questi casi si rispecchiano nei punti P3 e P4 di figura 5.16.

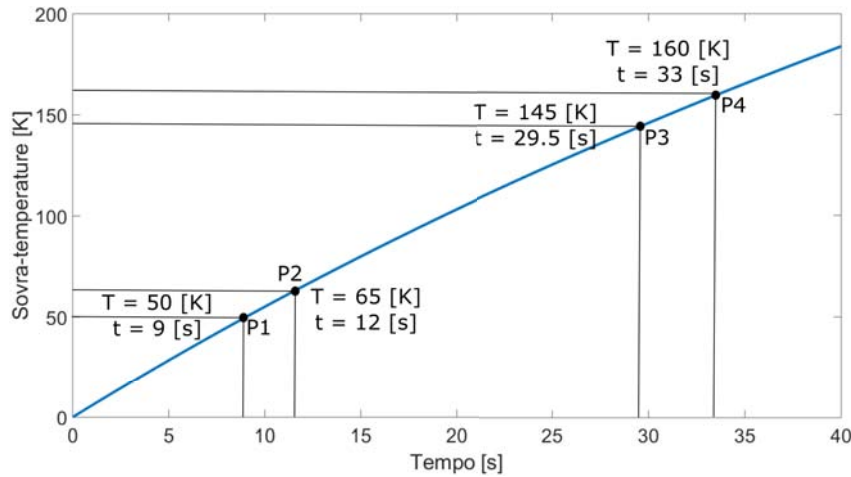


Figura 5.16: Sovra-temperatura in cava del motore ad avvolgimento distribuito ottenute dalla rete termica in condizioni di sovraccarico.

Si fa molto più riferimento al primo caso, in quanto rappresenta quello più probabile.

I restanti motori hanno un funzionamento termico simile a quello della macchina a 6 poli, eccezione fatta per il motore a cave frazionarie. Quest'ultimo è infatti dotato di un numero di cave minore e di una superficie di cava S_{slot} maggiore. Dal momento che la conducibilità termica equivalente in cava è di circa $0.4 [W/m \cdot K]$, la sovra-temperatura a regime¹ raggiunta risulta maggiore degli altri ed è pari a circa $140 [K]$. I valori di sovra-temperatura ottenuti nei denti e nella corona invece sono rispettivamente di $47 [K]$ e $42 [K]$. Alla luce di ciò, e considerando la temperatura assoluta in cava, il motore a regime funziona nel punto limite di sicurezza, pari a $165 ^\circ C$. Per questo motivo non può sopportare alcun sovraccarico. Il motore va quindi dimensionato ad una densità di corrente minore, compensando il minor carico elettrico con una maggior lunghezza del pacco motore. Ciò porta ad una minore densità di potenza rispetto agli altri motori elettrici, motivo per il quale vengono

¹Si è imposta la stessa densità di corrente del motore a 6 poli, di valore pari a $9 [A/mm^2]$

preferiti a questa tipologia a cave frazionarie, la quale soffre pesantemente dal punto di vista termico per via delle ampie cave. Inoltre essa possiede una costante di tempo termica minore, pari a circa 170 [s], per via della minor presenza di rame e delle minori resistenze termiche dei denti e della corona.

5.3.5 Prove termiche del motore ad avvolgimento *hairpin*

In questo capitolo si affronterà la prova termica in condizioni di carico nominale e sovraccarico di un motore ad avvolgimento *hairpin*. I risultati che si otterranno verranno poi confrontati con quelli relativi al motore ad avvolgimento distribuito. Nello specifico si prenderà in considerazione il motore a 6 poli, che ha perdite maggiori. Verrà fatto inoltre un breve studio per il motore a 8 poli, così da osservarne le differenze con quello precedente.

A differenza dal motore visto nel paragrafo precedente, in questo motore sono state disegnate le piattine nella cava, con geometria spiegata in tabella 4.2. Quindi questo studio risulta più vicino alla realtà, in quanto non è stato necessario ipotizzare la conducibilità termica equivalente in cava. Nel motore qui considerato gli isolamenti sono costituiti da materiali plastici, aventi conducibilità termiche diverse da quella ipotizzata per il motore ad avvolgimento distribuito. Il materiale plastico posto nel fondo cava è Poliammide ed ha conducibilità termica di $0.25 [W/m \cdot K]$; la plastica che avvolge le piattine è Poliammide-imide ed è dotata di una conducibilità termica di $0.4 [W/m \cdot K]$. Questi materiali hanno uno spessore di $0.15 [mm]$ e $0.1 [mm]$ (cautelativamente tenute superiori rispetto ai valori espressi in figura 4.6).

Dal momento che questo motore ha una lunghezza e un diametro esterno minore di quello ad avvolgimento distribuito, si è rifatta l'analisi di scambio termico tra la superficie esterna della camicia e l'acqua, ipotizzando di usare 3 canali di raffreddamento a causa della minor lunghezza della macchina. Si è visto che la differenza di temperatura dell'acqua tra uscita e ingresso del condotto di raffreddamento dev'essere di $2.4 \text{ }^{\circ}\text{C}$, per poter esportare le perdite totali di $890 [W]$ (esattamente lo stesso valore del motore ad avvolgimento distribuito). La temperatura superficiale che garantisce quel salto termico risulta maggiore rispetto a quella del motore ad avvolgimento distribuito ed è pari a 27.6°C . Questo è dovuto alla minor lunghezza del canale di raffreddamento dato il minor valore di L_{stk} e di numero di canali.

Per quanto riguarda i calcoli della resistenza termica del dente, come spessore di quest'ultimo è stata usata la media tra la base superiore e inferiore del dente.

In tabella 5.5 sono riportate le densità di potenza utilizzate nel modello agli elementi finiti, calcolate attraverso la simulazione a carico e la geometria della macchina. Si noti come la densità di potenza nella cava sia molto maggiore rispetto al caso precedente. Questo è dovuto al carico elettrico più alto nei motori dotati di avvolgimento *hairpin*, a causa di un k_{fill} maggiore, e a causa di una minore lunghezza del pacco motore.

La figura 5.17 mostra le sovra-temperature del motore in condizioni di funzionamento nominale.

Si tiene in considerazione che, come già detto, la temperatura della superficie esterna della camicia è di $27.6 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Ciò comporta che le temperature assolute della cava, dente e corona risultano rispettivamente di $105.8 \text{ }^{\circ}\text{C}$, $97.6 \text{ }^{\circ}\text{C}$ e $88.6 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Le temperature del dente e corona si discostano poco da quella in cava, a differenza di quanto avviene nel motore ad avvolgimento distribuito. Ciò è dovuto ad una

Tabella 5.5: Densità volumetrica delle perdite nelle diverse parti del motore ad avvolgimento *hairpin*.

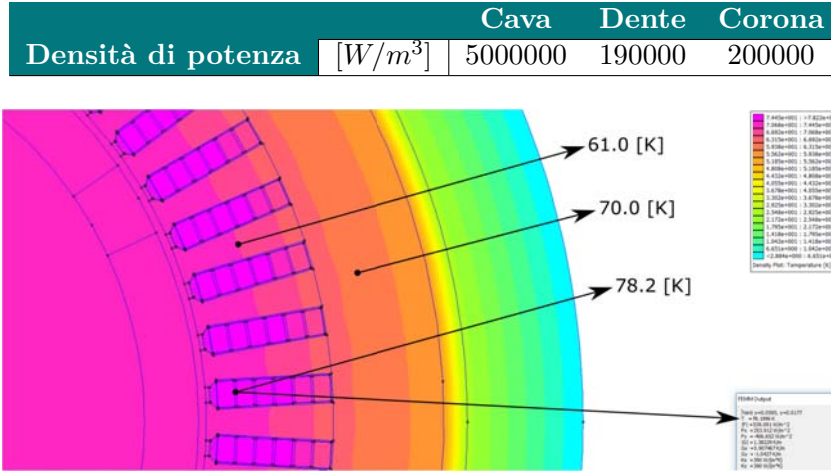


Figura 5.17: Sovra-temperature del motore *hairpin* ricavate dal modello FEM.

maggiore conducibilità termica equivalente in cava per via di un maggiore k_{fill} e di una maggiore superficie del conduttore direttamente a contatto con la laminazione. Ciò aumenta di gran lunga il trasporto di calore dall'avvolgimento alla laminazione. Va detto che, nonostante la densità di potenza doppia rispetto al motore con avvolgimento distribuito, questo motore riesce a stare con una temperatura in cava al di sotto del precedente.

In figura 5.18 vengono mostrati i risultati ottenuti attraverso l'implementazione della rete termica. I valori di sovra-temperatura al dente e alla corona si discostano di 3 [K] rispetto a quelli ottenuti nel modello FEM, e il motivo di ciò è stato spiegato nel paragrafo precedente. Il salto di temperatura tra dente e statore risulta uguale a quello di figura 5.17, pari a 9 [K].

La costante di tempo è raffigurata nella 5.18 e assume il valore di 288 [s]. Essa risulta maggiore rispetto a quella del motore ad avvolgimento distribuito, per via della maggior presenza di rame in cava con conseguente aumento della capacità termica, e delle maggiori resistenze termiche del dente, corona e camicia. Queste maggiori resistenze sono causate da una geometria più piccola, soprattutto per la bassa lunghezza del pacco motore L_{stk} (ne risente soprattutto il dente, la cui resistenza termica aumenta considerevolmente anche per via del minor spessore, dovuto ad un maggior numero di cave). Ciò causa un valore della costante di tempo maggiore, dal momento che, in un circuito R-C, essa è definita come $\tau = R_{eq} \cdot C_{eq}$. Detto ciò non resta che studiare il comportamento del motore in sovraccarico.

Una volta aver inserito nella rete termica i valori di perdite del motore in condizioni di sovraccarico, viene fatta l'analisi termica per i primi 70 secondi. Per lo studio si prendono in considerazione i due casi del paragrafo precedente:

1. Il sovraccarico del motore inizia in una situazione in cui esso si trova a regime termico in condizioni di funzionamento nominale. Infatti parte da una temperatura iniziale di 106 °C per poi raggiungere il limite di sicurezza (di 165 °C) dopo 16 [s], mentre dopo 21 [s] raggiunge i 180 °C. Questi casi si rispecchiano nei punti P1 e P2 di figura 5.19;

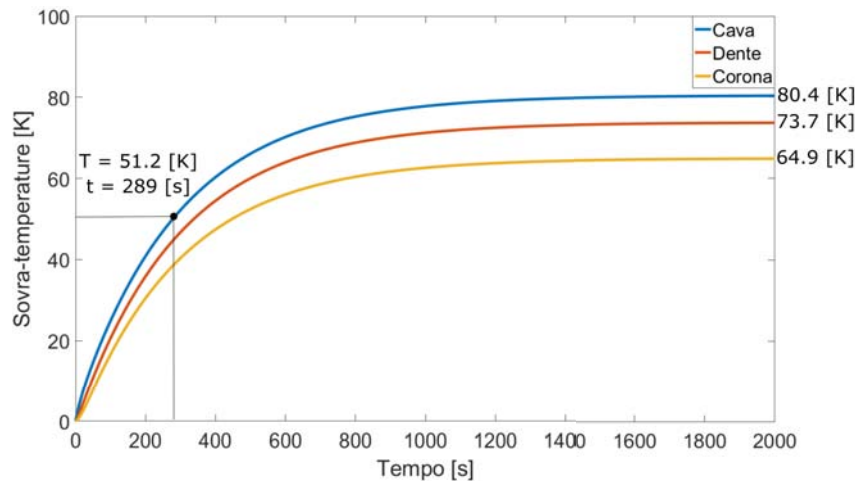


Figura 5.18: Andamenti delle sovra-temperature del motore ad avvolgimento *hairpin* ottenuti dalla rete termica.

- Il sovraccarico parte a motore freddo. Si ipotizza che la temperatura della superficie esterna della camicia sia uguale a quella dell'acqua in ingresso, cioè di $20\text{ }^{\circ}\text{C}$. Esso raggiunge una sovra-temperatura di 145 [K] , arrivando al limite di sicurezza, dopo 51 [s] , mentre la temperatura assoluta di $180\text{ }^{\circ}\text{C}$ viene raggiunta dopo 58 [s] . Questi casi si rispecchiano rispettivamente nei punti P3 e P4 di figura 5.19.

Facendo un rapido confronto tra la figura 5.19 e 5.16 si nota come il primo caso garantisca prestazioni migliori in confronto al secondo. La costante di tempo risulta maggiore per i motivi già esposti, il che ci consente di sfruttare il sovraccarico per più tempo, arrivando ad usarlo per 16 [s] . Ciò non è dovuto solo alla maggior costante di tempo, ma anche alla minor temperatura assoluta a regime che raggiunge la cava in condizioni di funzionamento nominale.

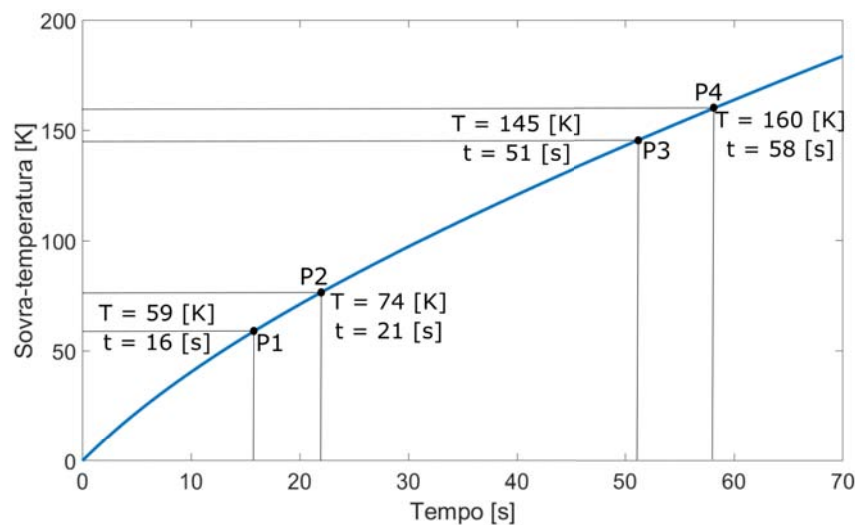


Figura 5.19: Sovra-temperatura in cava del motore ad avvolgimento distribuito ottenute dalla rete termica in condizioni di sovraccarico.

In seguito sono state svolte le stesse prove per il motore a 8 poli. A differenza del precedente, questa macchina riesce ad avere una temperatura in cava minore a funzionamento nominale, arrivando ad una temperatura assoluta di $T_{slot} = 61.5 + 27.4 = 88.9 [K]$. Inoltre è dotato di una costante di tempo termica leggermente inferiore, pari a 250 [s]. Questi risultati sono dovuti alle minor perdite in cava, dal momento che esso ha una superficie di cava minore (si ricorda che entrambi sono stati dimensionati con $J_{rms} = 9[A/mm^2]$), il che causa anche un minor carico elettrico (vedi tabella 4.8). Nonostante il motore risulti più lungo del precedente, esso risulta essere costituito da una minor quantità di rame, e quindi da minori perdite. Di questo fatto ne risente in senso positivo la temperatura in cava, risultando minore. Per quanto concerne la costante di tempo termica, il minor volume di rame in cava porta ad una diminuzione della capacità termica equivalente della rete, mentre la maggior lunghezza del motore causa una minor resistenza termica equivalente; questi fattori portano a un abbassamento della costante di tempo. Per quanto riguarda il sovraccarico, il motore ha più range di variazione di temperatura, se si ipotizza di innestare il sovraccarico quando il motore è a regime termico in funzionamento nominale. Il motore quindi riesce a tenere il sovraccarico per più tempo, pari a 28 [s]. Alla luce di questi risultati, per il lavoro che deve svolgere il motore, la soluzione migliore potrebbe essere quella di aumentare la densità di corrente con cui viene alimentato il motore, così da aumentare il carico elettrico e la densità di potenza prodotta. Il motore in questo modo risulterebbe essere più compatto. Ciò viene approfondito nel paragrafo successivo.

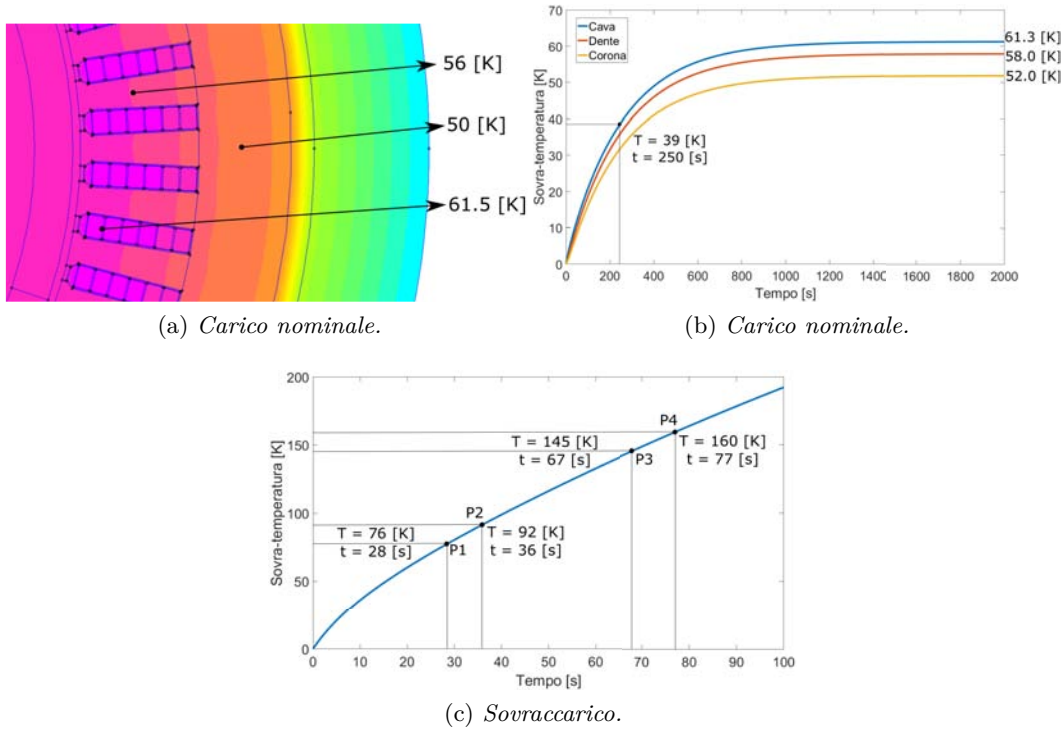


Figura 5.20: Risultati termici del motore ad avvolgimento *haripin* a 8 poli.

5.3.6 Effetti termici dovuti alla variazione della temperatura di ingresso dell’acqua di raffreddamento

In questa breve sezione si vogliono descrivere le prestazioni dei motori al variare della temperatura di ingresso del liquido di raffreddamento. Il veicolo agricolo infatti può lavorare in condizioni di temperature esterne molto elevate, e ciò dev’essere tenuto in considerazione. Ipotizzando di avere una temperatura di 40 °C per l’acqua di ingresso del canale presente nel motore a 6 poli, si ha che il salto di temperatura tra la superficie esterna della camicia e l’acqua dev’essere di 5.6 [K] per poter esportare la stessa potenza termica. La temperatura superficiale della camicia risulterebbe quindi essere di 45 °C. Ciò consegue un minor range di variazione della temperatura in cava, in quanto la sua temperatura assoluta aumenterebbe dal valore di 115 °C a 135 °C. Il salto di temperatura che può permettersi è di 30 [K], raggiungibili dopo 6 [s], peggiorando così le prestazioni della macchina. Lo stesso ragionamento vale anche per le altre macchine.

In breve, un aumento di temperatura dell’acqua in ingresso del canale causa lo stesso aumento di temperatura assoluta in cava. Il motore ha quindi un minor ΔT da sfruttare in condizioni di sovraccarico, raggiungendo il limite di sicurezza in minor tempo.

5.4 Effetti termici dovuti all’aumento della densità di corrente di dimensionamento

Una volta aver completato lo studio termico dei tre motori visti in precedenza, si è deciso di variare la densità di corrente nominale al fine di vedere le variazioni dei risultati termici. Si è deciso di non modificare la geometria della sezione del motore, ma di far corrispondere, ad ogni aumento della J_{rms} , una determinata riduzione della lunghezza del motore L_{stk} , al fine di ottenere la stessa coppia nominale di valore 40 [Nm]. Ciò si capisce soprattutto se si osserva la (5.26): il carico elettrico delle macchine aumenta, per poi diminuire L_{stk} (quindi il flusso magnetico). La macchina risultante godrà anche di una densità di potenza maggiore, producendo la stessa coppia con minor ingombro. Essendo più corta, nella macchina è presente una minor volume di magneti NdFeB, il che porta ad un minor costo. Tuttavia la macchina ne risentirà in termini di efficienza a causa delle maggiori perdite Joule in cava.

$$T_{em} = \hat{B}_{g0} \hat{K}_s \frac{\pi}{4} D_i^2 L_{stk} \sin(\alpha_m^e) \quad (5.26)$$

Analisi termica

Tabella 5.6: Risultati al variare della densità di corrente nominale per il motore a 6 poli con avvolgimento distribuito.

J_{rms}	$[A_{mm^2}]$	8.2	9	10	11
\hat{I}_{cava}	$[A]$	530	580	650	710
L_{stk}	$[mm]$	70	65	60	55
\hat{K}_s	$[kA/m]$	34.4	45.8	51.3	56.0
$\eta\%$	$[/]$	92.3	91.8	90.9	90.0
P_{out}/Vol_{ext}	$[kW/l]$	4.50	4.75	5.30	5.79
T_s	$[^{\circ}C]$	25.5	25.6	25.7	25.8
T_{cava}	$[K]$	78.0	89.7	118	145
ΔT	$[K]$	68	50	21	/
$t_{sovracc}$	$[s]$	13	9	3.5	/

Tabella 5.7: Risultati al variare della densità di corrente nominale per il motore a 6 poli con avvolgimento *hairpin*.

J_{rms}	A/mm^2	9	10	11
\hat{I}_{cava}	$[A]$	540	600	660
L_{stk}	$[mm]$	45	40	37
\hat{K}_s	$[kA/m]$	73.9	82.2	90.3
$\eta\%$	$[/]$	91.8	90.7	89.5
P_{out}/Vol_{ext}	$[kW/l]$	8.73	9.82	10.62
T_s	$[^{\circ}C]$	27.6	27.8	28.0
T_{cava}	$[K]$	78.2	100	123
ΔT	$[K]$	59	37	14
$T_{sovracc}$	$[s]$	16	9	3

Tabella 5.8: Risultati al variare della densità di corrente nominale per il motore a 8 poli con avvolgimento *hairpin*.

J_{rms}	$[A_{mm^2}]$	9	10	11	12
\hat{I}_{cava}	$[A]$	450	500	550	600
L_{stk}	$[mm]$	50	45	40	37
\hat{K}_s	$[kA/m]$	62.6	70.0	76.5	83.4
$\eta\%$	$[/]$	92.6	91.8	90.8	89.8
P_{out}/Vol_{ext}	$[kW/l]$	7.89	8.73	9.82	10.62
T_s	$[^{\circ}C]$	27.4	27.6	27.8	28.0
T_{cava}	$[K]$	61.5	76.4	97.0	117
ΔT	$[K]$	76	61	40	20
$t_{sovracc}$	$[s]$	28	18	10	4

Bisogna evidenziare che ci si è spinti fino a densità di corrente che, facendo uno studio in sovraccarico, non porti a una smagnetizzazione del motore. In poche parole, non variando lo spessore del magnete, i due motori a 6 poli non possono sfruttare la densità di corrente nominale di $12 [A/mm^2]$ per due motivi principali:

il primo a causa della smagnetizzazione in sovraccarico, e il secondo dovuto all’elevata temperatura in cava a regime in funzionamento nominale, la quale supera il limite di sicurezza di 165 °C (si nota anche che nel motore a 6 poli ad avvolgimento distribuito non sono consigliati perfino gli 11 $[A/mm^2]$ in cava, in quanto si ottiene una temperatura pari a $145 + 25.8 = 170.8$ °C).

La temperatura della superficie esterna della camicia aumenta al variare della densità di corrente, per via delle maggiori perdite in cava. Infatti il fluido termo-vettore deve esportare più calore, e ciò causa un aumento del salto di temperatura tra ingresso e fine del canale.

Infine il tempo che il motore regge il sovraccarico dipende soprattutto dalla temperatura in cava a regime in condizioni di carico nominale. Se si dimensiona il motore con densità di corrente alta, la temperatura in cava risulta notevole per via delle alte perdite Joule; il salto termico che il motore può permettersi per arrivare al limite di sicurezza risulta minore, e di conseguenza il tempo in cui il motore regge il sovraccarico risulta basso. Quanto detto è visibile nelle tabelle sopra riportate.

Secondo i risultati, il motore migliore, sotto il punto di vista del transitorio termico, è quello a 8 poli, perché può arrivare a densità di corrente di $J_{rms} = 12 [A/mm^2]$ e a densità di potenza di valore 10.62 $[kW/l]$. Questa macchina risulta migliore rispetto al motore *hairpin* a 6 poli per via del minor spessore del magnete permanente, il che si traduce in un minor prezzo. Infine si può affermare che il motore ad avvolgimento distribuito risulta il peggiore, per i motivi esposti nel paragrafo 5.3.5.

Conclusione

Alla luce di quanto visto fin ora è possibile trarne le relative conclusioni, paragonando i vari motori analizzati e stabilendo quale possa rappresentare la miglior configurazione. Per quanto riguarda i motori ad avvolgimento distribuito, visti nel capitolo 2, il motore a 10 poli risulta una valida soluzione. Esso infatti presenta la densità di potenza maggiore ($5.79 [kW/l]$), la minor lunghezza, e un volume di magnete piuttosto basso. Anche il ripple risulta basso, pari al 2.6 %. Di contro, la frequenza delle correnti statoriche risulta essere la più grande, e ciò si tradurrebbe in maggiori perdite di commutazione nell'inverter. Oltre a ciò, il motore a 10 poli ha bisogno di una maggiore corrente magnetizzante per il funzionamento in sovraccarico, funzionando ad un fattore di potenza minore.

Per quanto concerne i motori ad avvolgimento *hairpin*, sono stati elencati e analizzati i numerosi vantaggi a dispetto dei motori ad avvolgimento distribuito. L'elevato K_{fill} ha il vantaggio di aumentare il carico elettrico e soprattutto la densità di potenza, la quale in media risulta maggiore del 50 %. Questi motori presentano un minor diametro esterno e minor lunghezza. Come conseguenza di ciò si ha inoltre un volume totale di magnete permanente minore.

Per quanto riguarda lo studio termico, i motori *hairpin* godono di una conducibilità termica equivalente in cava maggiore, dovuta alla maggior superficie di conduttore in contatto con la laminazione. Ciò causa temperature minori in cava, che permettono un tempo di sovraccarico maggiore. Inoltre ciò è anche dovuto alla più alta costante di tempo termica, per via delle maggiori resistenze termiche, conseguenza del rimpicciolimento del motore.

A seconda dei risultati delle analisi, il motore più prestazionale risulta quello a 10 poli, dotato di avvolgimento *hairpin*. Questo presenta densità di potenza maggiori e il minor volume di magnete permanente. Inoltre se si studia il comportamento termico transitorio (paragonabile a quello a 8 poli), si nota che regge per più tempo il sovraccarico, a parità di densità di corrente di dimensionamento. Per di più è possibile dimensionarlo ad una densità di corrente meno cautelativa, di $11 [A/mm^2]$, che comunque gli consente di sostenere il sovraccarico per circa 10 [s].

L'utilizzo del motore a 10 poli a cave frazionarie è sconsigliato, per via delle temperature elevate raggiunte in cava, causate dall'elevata superficie e dalla bassa conducibilità termica equivalente di quest'ultima. Per un corretto sfruttamento del sovraccarico è consigliabile un dimensionamento a $7 \div 8 [A/mm^2]$, con conseguente abbassamento della densità di potenza.

Bibliografia

- [1] Alberto Amadio. Analisi del Sistema di Raffreddamento di Motori Elettrici Per Trazione . Tesi di laurea mag. Università degli studio di Padova, 2018.
- [2] Grazia Berardi e Nicola Bianchi. Design Guideline of an AC Hairpin Winding . 2018.
- [3] Nicola Bianchi. *Calcolo delle macchine elettriche col metodo degli elementi finiti*. Cleup, 2001.
- [4] Nicola Bianchi e Silverio Bolognani. *Metodologie di progettazione delle macchine elettriche*. Cleup, 2001.
- [5] Nicola Bianchi, Silverio Bolognani e Paolo Frare. Design criteria for high-efficiency SPM synchronous motors . In: *IEEE Transactions on energy conversion* 21.2 (2006), pp. 396 404.
- [6] Tobias Glaessel, Johannes Seefried e Joerg Franke. Challenges in the manufacturing of hairpin windings and application opportunities of infrared lasers for the contacting process . In: *Electric Drives Production Conference (EDPC), 2017 7th International*. IEEE. 2017, pp. 1 7.
- [7] YX Li, ZQ Zhu e G Li. Influence of Stator Topologies on Average Torque and Torque Ripple of Fractional-Slot SPM Machines with Fully Closed Slots . In: *IEEE Transactions on Industry Applications* (2018).
- [8] P Mancinelli, S Stagnitta e A Cavallini. Lifetime analysis of an automotive electrical motor with hairpin wound stator . In: *Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP), 2016 IEEE Conference on*. IEEE. 2016, pp. 877 880.
- [9] Roberto Narduzzo. Analisi termica a regime ed in transitorio dei motori elettrici . Tesi di laurea mag. Università degli studi di Padova, 1995.
- [10] Mircea Popescu et al. Electrical Vehicles Practical Solutions for Power Traction Motor Systems . In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 54.3 (2018), pp. 2751 2762.
- [11] Mircea Popescu et al. Thermal analysis of duplex three-phase induction motor under fault operating conditions . In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 49.4 (2013), pp. 1523 1530.
- [12] Juha Pyrhonen, Tapani Jokinen e Valeria Hrabovcova. *Design of rotating electrical machines*. John Wiley & Sons, 2013.

BIBLIOGRAFIA

- [13] Dave Staton, Aldo Boglietti e Andrea Cavagnino. Solving the more difficult aspects of electric motor thermal analysis in small and medium size industrial induction motors . In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 20.3 (2005), pp. 620–628.

Elenco delle figure

1	Configurazione del powertrain ibrido in parallelo.	1
1.1	Individuazione di $g_a(t)$, $g_b(t)$, $g_c(t)$ a partire dal vettore complesso $\bar{g}(t)$	4
1.2	Individuazione di $g_a(t)$, $g_b(t)$, $g_c(t)$ a partire dal vettore complesso $\bar{g}(t)$	5
1.3	Schema a blocchi per il controllo di un motore SPM	8
1.4	Limiti di funzionamento di un motore isotropo.	9
1.5	Caratteristica coppia-velocità e potenza-velocità di un motore isotropo.	10
1.6	Regioni di funzionamento con corrente di corto circuito bassa.	11
1.7	Caratteristica coppia-velocità con motore isotropo con corrente di corto circuito bassa.	11
2.1	Catalogo di magneti permanenti della Cibas Magneti.	14
2.2	Curva di magnetizzazione del magnete <i>REN 35EH</i>	14
2.3	Curva di magnetizzazione del magnete.	15
2.4	Induzione al traferro in funzione dello spessore del magnete.	15
2.5	Geometria del motore SPM a 4 poli ad avvolgimento distribuito. . .	17
2.6	Geometria del motore SPM a 6 poli ad avvolgimento distribuito. . .	18
2.7	Geometria del motore SPM a 8 poli ad avvolgimento distribuito. . .	19
2.8	Geometria del motore SPM a 10 poli ad avvolgimento distribuito. . .	20
2.9	Geometria del motore SPM a 10 poli a cave frazionarie ad avvolgi- mento distribuito.	22
2.10	Illustrazione dell'avvolgimento di un motore 12/10.	23
2.11	Diminuzione delle armoniche dovute al raccorciamento.	24
2.12	Stelle di cava a seconda delle configurazioni poli-cave dei motori ad avvolgimento distribuito.	26
3.1	Particolare delle mesh.	27
3.2	Induzioni in fase smagnetizzante per motore a 4 poli avente $t_m =$ $6 [mm]$	29
3.3	Induzioni in fase smagnetizzante per motore a 4 poli avente $t_m =$ $8 [mm]$	29
3.4	Coppia di Cogging per il motore a 4 poli ad avvolgimento distribuito.	30
3.5	Coppia di Cogging per il motore a 6 poli ad avvolgimento distribuito.	31
3.6	Coppia di Cogging per il motore a 8 poli ad avvolgimento distribuito.	31
3.7	Coppia di Cogging per il motore a 10 poli ad avvolgimento distribuito.	31

ELENCO DELLE FIGURE

3.8	Coppia di Cogging per il motore a 10 poli a cave frazionarie ad avvolgimento distribuito.	32
3.9	Punto di MTPA a in funzione dell' α_i^e	33
3.10	Curva MTPA al variare della corrente in cava.	33
3.11	Coppia a carico per il motore a 4 poli ad avvolgimento distribuito. .	34
3.12	Coppia a carico per il motore a 6 poli ad avvolgimento distribuito. .	35
3.13	Coppia a carico per il motore a 8 poli ad avvolgimento distribuito. .	35
3.14	Coppia a carico per il motore a 10 poli ad avvolgimento distribuito.	35
3.15	Coppia a carico per il motore a 10 poli a cave frazionarie ad avvolgimento distribuito.	36
3.16	Diagrammi vettoriali del funzionamento di un SPM.	39
3.17	Variazione del PF in funzione alla densità di corrente.	40
3.18	<i>Pole-shifting</i> del motore a 8 poli.	41
3.19	Confronto andamenti di coppia per il motore a 4 poli ad avvolgimento distribuito.	42
3.20	Confronto andamenti di coppia per il motore a 6 poli ad avvolgimento distribuito.	42
3.21	Confronto andamenti di coppia per il motore a 8 poli ad avvolgimento distribuito.	42
3.22	Confronto andamenti di coppia per il motore a 10 poli a cave frazionarie ad avvolgimento distribuito.	43
3.23	Mappatura del motore a 6 poli ad avvolgimento distribuito.	44
4.1	Esempio di avvolgimento <i>hairpin</i>	48
4.2	Geometrie dei diversi motori ad avvolgimento <i>hairpin</i>	49
4.3	Assemblaggio di un avvolgimento <i>hairpin</i> [6].	50
4.4	Esempi di testate <i>hairpin</i>	50
4.5	Stelle di cava dei diversi motori ad avvolgimento <i>hairpin</i>	51
4.6	Rappresentazione della composizione di una cava.	53
4.7	Differenza delle armoniche nell'avvolgimento.	56
4.8	Rappresentazione degli avvolgimenti <i>hairpin</i> utilizzati.	57
4.9	Coppia di Cogging per il motore a 4 poli ad avvolgimento <i>hairpin</i> . .	59
4.10	Coppia di Cogging per il motore a 6 poli ad avvolgimento <i>hairpin</i> . .	59
4.11	Coppia di Cogging per il motore a 8 poli ad avvolgimento <i>hairpin</i> . .	60
4.12	Coppia di Cogging per il motore a 10 poli ad avvolgimento <i>hairpin</i> . .	60
4.13	Coppia a carico per il motore a 4 poli ad avvolgimento <i>hairpin</i> . . .	61
4.14	Coppia a carico per il motore a 6 poli ad avvolgimento <i>hairpin</i> . . .	61
4.15	Coppia a carico per il motore a 8 poli ad avvolgimento <i>hairpin</i> . . .	61
4.16	Coppia a carico per il motore a 10 poli ad avvolgimento <i>hairpin</i> . . .	62
4.17	Paragone tra il motore a 10 poli, ad avvolgimento <i>hairpin</i> , non ottimizzato e ottimizzato.	62
4.18	Fattore di potenza delle diverse macchine rotanti ad avvolgimento <i>hairpin</i>	64
4.19	Distribuzione della densità di corrente di picco con 6 piattine in cava.	65
4.20	Distribuzione della densità di corrente di picco con 4 piattine in cava.	67
4.21	Distribuzione della densità di corrente di picco usando un valore di frequenza pari a 1000 [Hz].	68
5.1	Classi termiche di isolamento.	74

ELENCO DELLE FIGURE

5.2	Canali d'acqua di raffreddamento.	74
5.3	Diagramma di Moody.	76
5.4	Numero di Renyolds e coefficiente h_{conv} in funzione di u_m	77
5.5	Potenza della pompa richiesta per spostare il fluido.	77
5.6	Salto di temperatura tra la sezione d'ingresso e d'uscita.	78
5.7	Andamento lungo la condotta della temperatura superficiale e del fluido.	79
5.8	Andamento lungo la condotta della temperatura del fluido per diversi valori di T_s	80
5.9	Calore asportato in funzione alla temperatura superficiale.	81
5.10	Componenti del modello FEM.	83
5.11	Conducibilità termica equivalente della cava al variare del coefficiente di riempimento k_{fill} [11].	84
5.12	Rete termica equivalente.	86
5.13	Rappresentazione del flusso termico del motore.	88
5.14	Sovra-temperature del motore ad avvolgimento distribuito ottenute dal modello FEM.	88
5.15	Andamenti delle sovra-temperature del motore ad avvolgimento distribuito ottenuti dalla rete termica.	89
5.16	Sovra-temperatura in cava del motore ad avvolgimento distribuito ottenute dalla rete termica in condizioni di sovraccarico.	90
5.17	Sovra-temperature del motore <i>hairpin</i> ricavate dal modello FEM.	92
5.18	Andamenti delle sovra-temperature del motore ad avvolgimento <i>hairpin</i> ottenuti dalla rete termica.	93
5.19	Sovra-temperatura in cava del motore ad avvolgimento distribuito ottenute dalla rete termica in condizioni di sovraccarico.	93
5.20	Risultati termici del motore ad avvolgimento <i>hairpin</i> a 8 poli.	94

ELENCO DELLE FIGURE

Elenco delle tabelle

2.1	Dati geometrici del motore a 10 poli.	21
2.2	Dati geometrici del motore a 10 poli.	22
2.3	Dati degli avvolgimenti dei motori ad avvolgimento distribuito. . . .	25
3.1	Grandezza delle <i>mesh</i> per ogni componente del motore.	28
3.2	Spessore dei magneti per ogni motore progettato.	29
3.3	Volume dei magneti per ogni motore progettato.	30
3.4	Differenza dei valori di picco della coppia di Cogging.	32
3.5	Risultati ottenuti dalle simulazioni a carico per i motori ad avvolgimento distribuito.	36
3.6	Risultati ottenuti dalle simulazioni in sovraccarico x3 per i motori ad avvolgimento distribuito.	37
3.7	Densità di potenza dei motori ad avvolgimento distribuito in condizioni nominali.	37
3.8	Densità di potenza dei motori ad avvolgimento distribuito in condizioni di sovraccarico $\times 3$	38
3.9	Effetti sul <i>ripple</i> dell'ottimizzazione dei motori.	43
3.10	Dati principali delle macchine ad avvolgimento distribuito.	45
3.11	Dati degli avvolgimenti dei motori ad avvolgimento distribuito. . . .	45
4.1	Dati geometrici dei motori con avvolgimento <i>hairpin</i>	48
4.2	Dati dell'avvolgimento <i>hairpin</i> con 6 piattine in cava.	53
4.3	Dati dell'avvolgimento <i>hairpin</i> con 4 piattine in cava.	53
4.4	Grandezza delle mesh per ogni componente del motore.	58
4.5	Spessore dei magneti dei vari motori ad avvolgimento <i>hairpin</i>	58
4.6	Volume dei magneti nei vari motori ad avvolgimento <i>hairpin</i>	59
4.7	Picco della coppia di Cogging.	60
4.8	Risultati ottenuti dalle simulazioni a carico.	62
4.9	Risultati ottenuti dalle simulazioni in sovraccarico x3 per i motori ad avvolgimento <i>hairpin</i>	63
4.10	Dati dei volumi esterni delle macchine viste.	68
4.11	Confronto delle densità di potenza tra i motori ad avvolgimento <i>hairpin</i> e quelli ad avvolgimento distribuito, in condizioni nominali. .	69
4.12	Confronto delle densità di potenza tra i motori ad avvolgimento <i>hairpin</i> e quelli ad avvolgimento distribuito, in condizioni di sovraccarico.	69
4.13	Dati dei volumi dei magneti permanenti per le varie tipologie di motore.	69

ELENCO DELLE TABELLE

4.14	Pesi e prezzi dei materiali dei vari motori	70
4.15	Valori di carico elettrico dei vari motori.	70
4.16	Dati principali dei motori ad avvolgimento <i>hairpin</i>	71
4.17	Dati dell'avvolgimento <i>hairpin</i> con 6 piattine in cava.	71
4.18	Dati dell'avvolgimento <i>hairpin</i> con 4 piattine in cava.	71
5.1	Risultati termici in funzione del numero di canali di raffreddamento	82
5.2	Valori di conduttività termiche usate nel modello FEM e nella rete termica equivalente.	83
5.3	Caratteristiche fisiche dei materiali del motore.	87
5.4	Densità volumetrica delle perdite nelle diverse parti del motore ad avvolgimento distribuito.	88
5.5	Densità volumetrica delle perdite nelle diverse parti del motore ad avvolgimento <i>hairpin</i>	92
5.6	Risultati al variare della densità di corrente nominale per il motore a 6 poli con avvolgimento distribuito.	96
5.7	Risultati al variare della densità di corrente nominale per il motore a 6 poli con avvolgimento <i>hairpin</i>	96
5.8	Risultati al variare della densità di corrente nominale per il motore a 8 poli con avvolgimento <i>hairpin</i>	96