

POLITECNICO DI TORINO

DIPARTIMENTO ENERGIA "GALILEO FERRARIS"

Corso di Laurea in Ingegneria Elettrica

Tesi di Laurea Magistrale

Azionamenti Multifase Integrati



Relatore
Prof. Paolo Guglielmi

Laureando
Massimo Marcantonio
matricola 249105

Anno Accademico 2019-2020

Transire suum pectus mundoque potiri
—*Man., Astr. IV, 392*

Sommario

Il seguente elaborato di tesi ha come scopo quello di analizzare l'integrazione "totale" di un azionamento elettrico, laddove con il termine *totale* viene intesa l'integrazione non solo della parte di elettronica di potenza, ma anche del sistema di raffreddamento, tutto all'interno della stessa macchina elettrica. In particolare, quest'ultima è una macchina brushless multifase ad avvolgimenti concentrati, 9 cave e 10 poli. La tesi è stata divisa in 4 capitoli. Il **primo capitolo** si concentra sullo stato dell'arte attuale degli azionamenti elettrici integrati. Vengono illustrati le principali soluzioni di integrazione adottata, i motivi che spingono verso sistemi compatti di questo tipo, chiarendone i vantaggi e i relativi svantaggi, le tipologie di convertitori più utilizzate, nonché i sistemi di raffreddamento, mostrando esempi di realizzazione fisica di prototipi presi in letteratura. Il **secondo capitolo** mette in luce le problematiche introdotte dall'integrazione del convertitore e del corrispondente DC link attraverso una modellistica che considera le porzioni di DC link stesso tra una gamba di inverter e quella immediatamente successiva come una linea distribuita, ovvero con la propria resistenza, autoinduttanza e capacità. Il software principale utilizzato per analizzare il comportamento dell'inverter multifase è stato OrCAD PSPICE 16.6. Considerare il convertitore statico come "distribuito" comporta la presenza di un sistema risonante: attraverso il calcolo delle funzioni di trasferimento, viste come rapporto tra segnale di uscita e segnale di ingresso (segnale generico che può rappresentare sia una corrente che una tensione), si è messo in evidenza il fatto che i fenomeni di risonanza si manifestano in modo consistente nelle correnti, piuttosto che nelle tensioni. Vengono presentate delle soluzioni diverse, a seconda delle prestazioni energetiche, mediante l'inserzione di un ramo smorzatore. Il **terzo capitolo** illustra, invece, il nuovo sistema di raffreddamento diretto integrato, CoolX. Si è proceduto a chiarire le motivazioni elettriche, geometriche, economiche e pratiche, per cui si è optato per questa soluzione. Dunque vengono effettuate delle simulazioni termiche agli elementi finiti nel software FEMM per riportarne le prestazioni, comparando i risultati ottenuti con CoolTIE. Successivamente è stata anche condotta una simulazione magnetostatica per valutare l'impatto delle correnti parassite indotte all'interno dei dispositivi attraverso cui passa il liquido refrigerante nel normale funzionamento della macchina: in particolare, si è riportato l'andamento delle perdite al variare della velocità di rotazione della stessa. Il **quarto capitolo** si prefigge lo scopo di effettuare delle simulazioni termiche stazionarie 3D in COMSOL Multiphysics, al fine di poter capire l'effettivo comportamento termico dell'intera macchina elettrica. Infatti, essendo possibile emulare il movimento del fluido refrigerante, si ha una descrizione più realistica della distribuzione di temperatura. Inoltre, si è potuto considerare anche l'effetto termico delle terminazioni degli avvolgimenti sul sistema totale.

Ringraziamenti

Infine è giunto anche per me il momento di porre fine ad un lungo percorso durato forse più anni del necessario, pieno di ostacoli, che, a dir onestamente, con le mie sole uniche forze molto probabilmente non sarei riuscito a portare a termine. Quindi, voglio dedicare questa sezione a ringraziare di cuore ognuna di quelle persone che hanno contribuito che questo mio sogno potesse giungere a compimento.

Dapprima vorrei ringraziare il Professor Paolo Guglielmi per l'opportunità che mi è stata data nel poter seguire questo progetto e per la conseguente fiducia. Ho imparato ad essere autonomo e ad usare diversi programmi software, di cui non avevo mai sentito parlare.

Un ringraziamento va anche al Ing. Alessandro Acquaviva il quale nei pochi mesi che siamo stati a contatto, è stato sempre gentile e pronto a darmi dei consigli e delle dritte preziose.

Chi vorrei ringraziare di più sono sicuramente i miei genitori, i miei più grandi supporter, senza i quali, davvero, non avrei potuto completare l'intero percorso. Grazie per aver sopportato tutte le mie lamentele, i miei sbalzi di umore, le rabbie. Grazie per avermi dato quel supporto necessario nei momenti più difficili per poter finalmente coronare questo mio sogno.

Si passa, adesso, agli amici. In questi anni, ho stretto delle amicizie molto solide, per le quali ripeterei la mia scelta di frequentare questo ateneo. Chi mi è stato sicuramente più al mio fianco è stato Francesco. Grazie per i momenti vissuti assieme, per le sessioni di studio frenetiche e pazze, soprattutto pazze, per le uscite, per i consigli. Ti conosco da poco, eppure ti considero come un fratello.

Grazie ad Antonino, altro tassello importante della mia formazione torinese, con il quale ho condiviso delle bellissime giornate, progetti e mi ha ascoltato nei momenti difficili.

At last but not least, ringrazio Antonio, Davide, Andrea, Matteo, Luca, Giorgio, Enrico per aver reso più leggeri questi ultimi anni di università.

Massimo

Indice

Elenco delle figure	VII
Elenco delle tabelle	X
1 Stato dell'Arte degli Azionamenti Elettrici Integrati	1
1.1 Integrated Motor Drives (IMD): Caratteristiche e Configurazioni Principali	1
1.1.1 IMD: Configurazioni Tipo	1
1.1.2 IMD: Vantaggi e Svantaggi	3
1.2 Tipologie Principali di Convertitori	5
1.2.1 3ϕ VSI, due livelli di forzamento	5
1.2.2 Three Level Neutral Point Clamped Converter (NPC)	6
1.2.3 Stacked Polyphase Bridges Converter (SPB)	7
1.2.4 Parallel Connected Polyphase Bridges Converter (PPB)	8
1.3 Sistemi di Raffreddamento per IMD	11
1.3.1 CoolTIE Concept	14
1.4 Considerazioni Finali	16
2 Analisi della Struttura del DC link	17
2.1 Struttura del DC link	17
2.1.1 DC link "distribuito": Autoinduttanza e Resistenza	18
2.2 Dimensionamento Capacità del DC link	21
2.2.1 Convertitore Multifase: Implementazione in PSPICE e Tecnica di Modulazione	21
2.2.2 Calcolo del Valore Efficace della Corrente nei Condensatori e Determinazione di " C_{dc} "	24
2.3 Convertitore Multifase "Distribuito"	27
2.3.1 Analisi in Frequenza e nel Tempo del Circuito Equivalente tramite PSPICE	28
3 CoolX: Nuova Tipologia di Sistema di Raffreddamento Integrato	36
3.1 CoolX: Presentazione e Considerazioni sulla Disposizione dei Conduttori in Cava	36
3.2 Simulazione Termica mediante FEMM	38
3.2.1 Analisi Termica di CoolTIE	41
3.2.2 Analisi Termica di CoolX	43
3.3 Simulazione Magnetostatica mediante FEMM	45
3.3.1 Analisi Magnetostatica di CoolX	47

3.3.2	Effetto del Ripple PWM sulle Perdite nei Conduttori di Alluminio	49
3.4	Considerazioni Finali	51
4	COMSOL MULTIPHYSICS: Analisi termica 3D di CoolTIE e CoolX	52
4.1	Condizioni Generali di Simulazione	52
4.2	Andamento della Temperatura in CoolTIE	56
4.3	Andamento della Temperatura in CoolX	59
5	Conclusioni	62
A	Concept: Integrazione Elettronica di Potenza e Di Raffreddamento	63
	Bibliografia	65

Elenco delle figure

1.1	IMD: Tipi Principali	2
1.2	IMD: Prototipi In Letteratura	3
1.3	Esempio di realizzazione di un IMMD	3
1.4	3ϕ VSI, due livelli di forzamento	5
1.5	Cella Canonica della Commutazione Forzata	6
1.6	Three Level Neutral Point Clamped Converter (NPC)	6
1.7	Stacked Polyphase Bridges Converter (SPB) [2]	7
1.8	SPB: Prototipo	8
1.9	PCB di controllo [12]	8
1.10	PPB-I [2]	9
1.11	PPB-II [2]	9
1.12	Integrazione del Convertitore Multifase [13]	10
1.13	Smart Stator Teeth [13]	10
1.14	Esempio di integrazione di inverter "segmentato" [13]	11
1.15	IMD: Sistema di Raffreddamento Serie/Parallelo	12
1.16	Particolare sul Sistema di Raffreddamento [18]	13
1.17	Sezione Trasversale del Motore in Esame [19]	14
1.18	Vista 3D del Sistema Complessivo: Macchina Elettrica + Dispositivi CoolTIE	14
2.1	Vista 3D della Macchina Elettrica con DC link incorporato	18
2.2	Illustrazione della Suddivisione dei Due Anelli di DC link in Nove Porzioni "Linearizzate"	19
2.3	Simulazione FEMM della Porzione di Cavo a Sezione Rettangolare, Forata e con Lunghezza 38,4 mm	20
2.4	Simulazione FEMM della Porzione di Cavo a Sezione Rettangolare, Forata e con Lunghezza 32,4 mm	21
2.5	Raddrizzatore Trifase usato per l'Individuazione di EP_N e EN_N	22
2.6	Schemi a Blocchi del Controllo PWM in OrCAD PSPICE	23
2.7	SPWM "Classico": Variazione di $I_{c,rms}$ al Variare dell'Indice di Mo- dulazione: Ogni Curva si Riferisce a Differenti Angoli Tra Tensioni e Correnti	25
2.8	Simulazione PSPICE: Variazione di $I_{c,rms}$ al Variare dell'Indice di Modulazione: Ogni Curva si Riferisce a Differenti Angoli Tra Tensioni e Correnti	25
2.9	Schema Circuitale del Convertitore a 9 Fasi Utilizzato in PSPICE, Non Distribuito	26

2.10	Simulazione PSPICE con Sfasamento di 45° tra le Portanti: Variazione di $I_{c,rms}$ al Variare dell'Indice di Modulazione: Ogni Curva si Riferisce a Differenti Angoli Tra Tensioni e Correnti	26
2.11	Schema Circuitale del Convertitore a 9 Fasi Utilizzato in PSPICE, Distribuito	27
2.12	Funzione di Trasferimento in Corrente del Convertitore Multifase Distribuito	29
2.13	Funzione di Trasferimento in Tensione del Convertitore Multifase Distribuito	29
2.14	Analisi Transitoria ($0 \div 20ms$): Fenomeni di Risonanza nelle Correnti Capacitive	30
2.15	Analisi Transitoria ($0 \div 20ms$): Fenomeni di Risonanza nella Tensione di DC link	30
2.16	Cicruito Equivalente Utilizzato per Considerare l'Effetto Pelle in PSPI-CE	31
2.17	Andamento del Valore Efficace della Corrente in Ciascun Ramo Capacitivo al variare della R_{damp}	32
2.18	Confronto tra le Correnti: in Rosso, Convertitore Non Distribuito; in Blu, Convertitore Distribuito	32
2.19	Potenza Dissipata in Ciascun Ramo Capacitivo al Variare della R_{damp}	33
2.20	Schema Circuitale Equivalente del Ramo Smorzatore	33
2.21	Andamento del Valore Efficace della Corrente nel Ramo Capacitivo al variare della R_{damp}	34
2.22	Andamento del Valore Efficace della Corrente nel Ramo "Smorzatore" al variare della R_{damp}	34
3.1	Differenze nella Disposizione dei Conduttori in Cava e della Forma del Dispositivo di Raffreddamento secondo la Tipologia di Cavo	37
3.2	CoolX: Sistema di Raffreddamento	38
3.3	Definizione delle Condizioni al Contorno di Scambio Convettivo	40
3.4	Simulazione Termica agli Elementi Finiti di CoolTIE: Andamento del Flusso Termico	41
3.5	Simulazione Termica agli Elementi Finiti di CoolTIE, considerando $\lambda_{xy,eq}$ del Materiale Composito: Andamento del Flusso Termico	42
3.6	Andamento del Coefficiente di Scambio Convettivo ($1000 \div 20000 W/(m^2K)$) vs Temperatura Massima dei Conduttori in Cava	42
3.7	Simulazione Termica agli Elementi Finiti di CoolX: Andamento del Flusso Termico	43
3.8	Simulazione Termica agli Elementi Finiti di CoolX, considerando $\lambda_{xy,eq}$ del Materiale Composito: Andamento del Flusso Termico	44
3.9	Andamento del Coefficiente di Scambio Convettivo ($1000 \div 20000 W/(m^2K)$) vs Temperatura Massima dei Conduttori in Cava	44
3.10	Curve di Prima Magnetizzazione, rispettivamente per il Ferro di Statore/Rotore e per i Magneti	45
3.11	Simulazione AC in FEMM: Attribuzione delle Fasi nella Sezione Trasversale della Macchina	46
3.12	Andamento delle Perdite nei Dispositivi di Alluminio ($1000 \div 10000 rpm$) con un' Ampiezza delle Correnti di Fase 25 A	47

3.13	Perdite Totali (1000 ÷ 10000 rpm) con un' Ampiezza delle Correnti di Fase 25 A	48
3.14	Grafico della Densità di Corrente all'interno dei Conduttori di Alluminio per f=1000 Hz (12000 rpm)	49
3.15	Stima del valore picco picco del ripple PWM della Corrente della "Fase 1"	50
3.16	CoolX: Variazione della Temperatura Massima conseguente alle Perdite nell'Alluminio	51
4.1	CoolTIE/CoolX: Selezione dei Domini con λ_{ew}	53
4.2	CoolTIE/CoolX: Selezione dei Domini con λ_{nomex}	54
4.3	CoolTIE/CoolX: Selezione dei Domini con λ_{is}	54
4.4	CoolTIE/CoolX: Setup del Flusso Termico	55
4.5	CoolTIE/CoolX: Finestra di Comando della condizione di "Thin Layer"	55
4.6	CoolTIE/CoolX: Finestra di Comando della condizione di "Inflow"	56
4.7	CoolTIE, Simulazione 3D, 18 A_{DC} : Distribuzione del Calore e Andamento dei Flussi Termici	56
4.8	CoolTIE, Linee di Taglio 3D	57
4.9	Distribuzione Radiale della Temperatura secondo le Linee di Taglio mostrate in figura 4.8(a): in blu (z=0 mm); in verde (z=50 mm) e in rosso (z=100 mm)	58
4.10	Distribuzione Radiale della Temperatura secondo le Linee di Taglio mostrate in mostrate in figura 4.8(b): in blu (z=0 mm); in verde (z=50 mm) e in rosso (z=100 mm)	58
4.11	CoolX, Simulazione 3D, 18 A_{DC} : Distribuzione del Calore e Andamento dei Flussi Termici	59
4.12	CoolX, Linee di Taglio 3D	60
4.13	Distribuzione Radiale della Temperatura secondo le Linee di Taglio mostrate in figura 4.8(a): in blu (z=0 mm); in verde (z=50 mm) e in rosso (z=100 mm)	60
4.14	Distribuzione Radiale della Temperatura secondo le Linee di Taglio mostrate in mostrate in figura 4.8(b): in blu (z=0 mm); in verde (z=50 mm) e in rosso (z=100 mm)	61
A.1	63
A.2	TDK Capacitors for fast-switching semiconductors	64

Elenco delle tabelle

2.1	Caratteristiche Principali della macchina 9-fasi, SPM	18
3.1	Conducibilità Termica dei Materiali Solidi usati nella Simulazione . .	39

Capitolo 1

Stato dell'Arte degli Azionamenti Elettrici Integrati

Il mondo degli azionamenti elettrici è un mondo estremamente vasto ed è stato oggetto di una rapida crescita. L'ampio sviluppo è certamente dovuto a molteplici cause concatenanti, come ad esempio il miglioramento dei sistemi di controllo; il continuo progredire della tecnologia utilizzata per realizzare lo sviluppo dei dispositivi a semiconduttore (si pensi ai notevoli vantaggi che materiali, come il nitruro di gallio (GaN) o il carburo di silicio (SiC), hanno apportato nell'ambito dell'elettronica di potenza); metodi innovativi di raffreddamento sia per quanto riguarda i motori elettrici, che per i dispositivi impiegati nell'elettronica di potenza. La soluzione convenzionale per un azionamento elettrico consiste nel porre il motore elettrico e il convertitore statico in due alloggi separati e connessi tra di loro mediante appositi lunghi cavi. Tuttavia, negli ultimi 20 anni [1], la tecnologia sta evolvendo lungo una diversa strada: creare una soluzione più compatta, in cui non vi è più separazione di motore e convertitore in due blocchi divisi. In questo capitolo verranno presentati i motivi di tale scelta, le principali tipologie di convertitori utilizzati e le soluzioni di raffreddamento adottate in letteratura per gli azionamenti elettrici integrati.

1.1 Integrated Motor Drives (IMD): Caratteristiche e Configurazioni Principali

1.1.1 IMD: Configurazioni Tipo

Per capire quali sono i numerosi vantaggi apportati dagli azionamenti elettrici integrati, bisogna dapprima fornire un'opportuna definizione di cosa sia un azionamento elettrico integrato: esso è il risultato di un'integrazione strutturale di convertitore statico (inteso come la somma strutturale degli switch di potenza, circuiti di pilotaggio, sensori e sistema di controllo) e della macchina elettrica, considerate dunque come una singola entità, avendo preso in considerazione le problematiche termiche, strutturali ed elettriche che tale integrazione comporta. In letteratura gli azionamenti elettrici integrati possono essere divisi in due macro categorie a seconda della differente posizione fisica del convertitore statico [2]:

- *Integrazione a montaggio superficiale (surface-mount integration)*

- *Integrazione a montaggio assiale (axial-end-mount integration)*

Le tipologie di IMD indicate precedentemente vengono riportate nelle figura 1.1

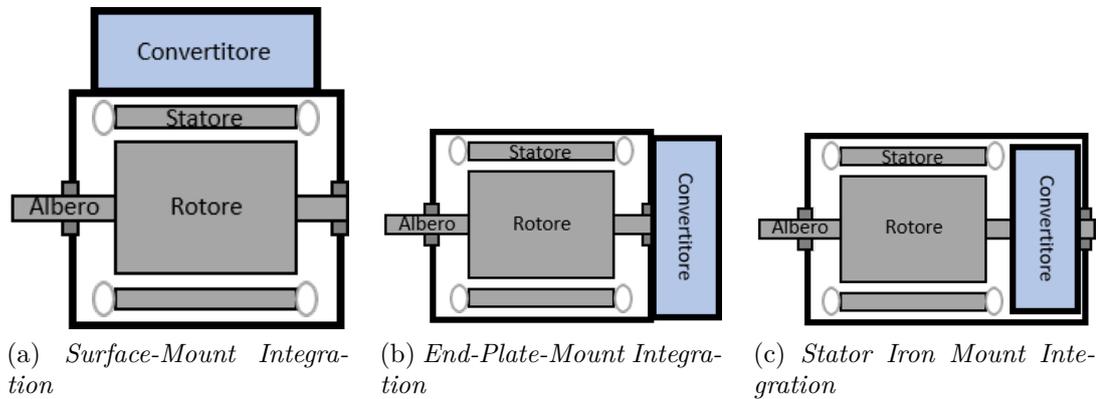


Figura 1.1: IMD: Tipi Principali

Come si può evincere dalla figura 1.1 (a), nella *Surface-Mount Integration* il convertitore è integrato o è posizionato sulla superficie laterale dell'involucro esterno della macchina elettrica; nella *End-Plate-Mount Integration*, figura 1.1 (b), il convertitore è posizionato sulla piastra terminale dell'involucro esterno della motore; mentre, nella *Stator Iron Mount Integration*, il convertitore è all'interno del case della macchina elettrica, molto vicino agli avvolgimenti di statore. La **Surface-Mount Integration** è certamente la soluzione più attraente per la semplicità costruttiva e minor costo di produzione; inoltre, l'involucro della macchina elettrica garantisce un ottimo isolamento termico tra il convertitore e la macchina stessa (in particolare, gli avvolgimenti di statore come già anticipato). Esso fornisce anche una stabilità meccanica. La **End-Plate-Mount Integration** è una variante della precedente ed è dipendente dallo spazio disponibile lungo la direzione assiale. Anche questa configurazione garantisce stabilità meccanica e isolamento termico tra elettronica di potenza e motore. Per quanto riguarda la **Stator Iron Mount Integration** è certamente la soluzione più compatta, ma bisogna prestare particolare attenzione: infatti, è richiesta un'attenta analisi termica data la ridotta barriera termica tra l'elettronica di potenza e la principale fonte di calore del motore, ovvero gli avvolgimenti di statore. Si pensi anche alla complessità nell'integrare in maniera efficiente il convertitore, solitamente molto fragile, all'interno dell'involucro della macchina, ambiente particolarmente ostile per l'elettronica di potenza, non solo per le alte temperature come accennato precedentemente, ma anche per le elevate vibrazioni a cui quest'ultima sarebbe soggetta. Esempi reali di prototipi dei tipi di IMD sono riportati nella figura 1.2, in ordine per come sono stati introdotti.

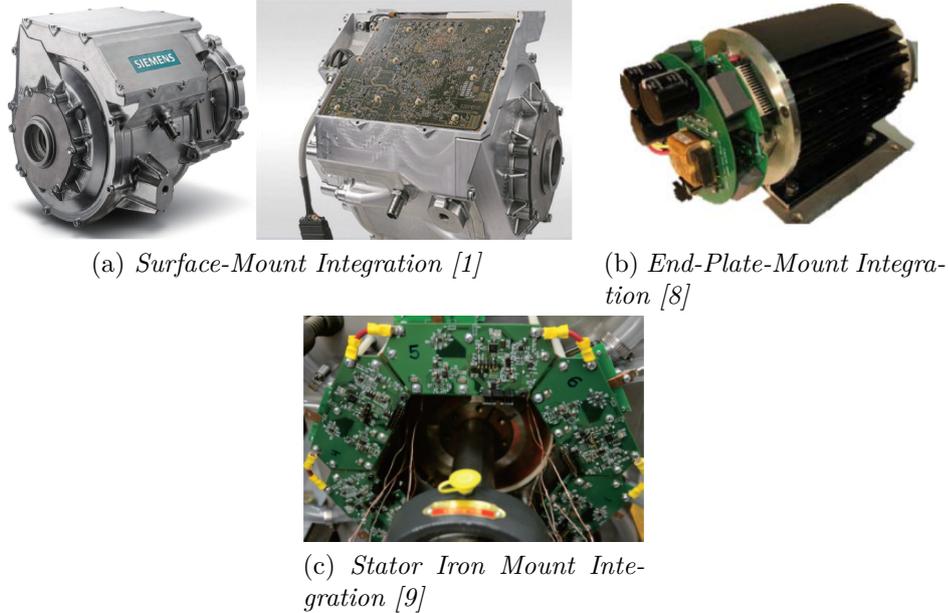


Figura 1.2: IMD: Prototipi In Letteratura

Nel tentativo di migliorare l'affidabilità degli azionamenti elettrici integrati e, nel contempo, renderli ancora più compatti, è nato il concetto Integrated Modular Motor Drives (IMMD) (nello specifico, nel 2004): viene realizzata una modularità sia dello statore, che dell'inverter. Questa tipologia viene principalmente applicata a motori sincroni a magneti permanenti con avvolgimenti concentrati a cave frazionarie. In particolare, la modularità viene realizzata sostituendo il convertitore a tensione impressa (Voltage Source Inverter) a due livelli di forzamento, che sia trifase o multifase, con molteplici unità. Ogni unità comprende il convertitore statico (con la propria capacità di DC Link) e una parte della macchina elettrica: ad esempio, un modulo può essere formato da un inverter trifase e da tre avvolgimenti della macchina elettrica; un'altra soluzione potrebbe essere quella di associare una singola gamba di inverter ad ogni avvolgimento del motore. In figura 1.3 è riportato un esempio di come possono essere disposti i moduli in un IMMD a seconda se li si monta sulla superficie laterale o sulla superficie radiale.

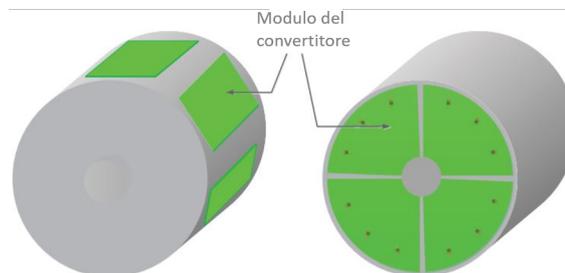


Figura 1.3: Esempio di realizzazione di un IMMD

1.1.2 IMD: Vantaggi e Svantaggi

Nel sottoparagrafo precedente sono state elencate le principali tipologie di integrazione riportate in letteratura. Adesso si esplicheranno i motivi per cui è preferibile

optare per un azionamento elettrico integrato. Innanzitutto, certamente avere queste due entità separate comporta un incremento di volume e di massa: pertanto un IMD non solo determina un risparmio di volume e massa, ma conseguentemente aumenta la densità di potenza [3], un grande vantaggio soprattutto per le applicazioni aerospaziali e di trazione elettrica. Inoltre, eliminando connessioni e involucri diversi, vi è una riduzione del costo del 20-30 % [1]. In correlazione a ciò si può anche aggiungere che, a causa dei lunghi cavi che collegano convertitore e motore, nascono delle forti sovratensioni, dovute alla tecnica di modulazione PWM, ai capi degli avvolgimenti della macchina elettrica. Questi transitori di tensione determinano delle correnti disperse attraverso l'isolante degli avvolgimenti stessi, causando un invecchiamento del materiale isolante e riducendo dunque la vita della macchina. Un'altra problematica introdotta dalle lunghe connessioni è la produzione di un impulso di irraggiamento elettromagnetico la cui intensità è proporzionale alle forti sovratensioni citate precedentemente. Per cui un azionamento elettrico integrato riduce, dato che non sono più necessari dei lunghi cavi, la gravità di entrambi i fenomeni riportati [4]. Nel caso in cui si optasse per realizzare una divisione in moduli del convertitore (quindi un IMMD), allora si avrebbe un'equa suddivisione della potenza tra i vari moduli. In questo modo è possibile incrementare la capacità del sistema, considerato come la somma della macchina elettrica e dell'azionamento elettrico, di tollerare un eventuale guasto e continuare a funzionare [5]. Inoltre, grazie all'utilizzazione di più moduli, è possibile diminuire lo stress di tensione e di corrente sui dispositivi a semiconduttore che possono essere scelti con minore soglia di tensione di breakdown. Va anche citata la possibilità di avere un sistema di raffreddamento integrata, consentendo una diminuzione della lunghezza dei tubi flessibili (attraverso i quali passa il liquido refrigerante) e del gruppo frigorifero [6]. Ultima considerazione a favore, ma non meno importante, consiste nell'aumento e efficienza della produzione: infatti, si ha una riduzione dei tempi di installazione, nonché del costo di installazione. Nonostante i benefici esposti, l'integrazione comporta non poche complicazioni. Prima di tutto, come messo in evidenza nell'articolo [1], adattare tutti i componenti necessari per l'azionamento in un volume così ridotto, richiede un opportuno dimensionamento dei componenti, nonché la determinazione della migliore locazione degli stessi. Non solo. Diventa critica anche la gestione delle perdite sia nell'elettronica di potenza, che della macchina elettrica: le perdite del convertitore sono concentrate in un'area più piccola e, come conseguenza, aumenta la probabilità di formazione di disomogeneità termica con comparsa di hotspot locali. (In realtà, come riportato in [3], grazie alla modularità, le fonti di calore sono distribuite su un'area superficiale più grande, per cui le temperature di hotspot sono ridotte). In più, bisogna sommare anche le perdite della macchina che contribuiscono all'aumento complessivo della temperatura nel sistema (IMD): ciò comporta una limitazione della dissipazione del convertitore. Il raffreddamento simultaneo di entrambe queste fonti di calore non è di facile entità e richiede un'attenta analisi non solo termica, ma anche dei costi. Al problema delle temperature va sommato anche il problema dell'affidabilità. Nelle applicazioni di trazione, in particolar modo, l'elettronica di potenza, di per sé molto delicata, è soggetta ad alti livelli di vibrazioni e di urti: ciò compromette la stabilità meccanica richiesta. Infatti, tecniche di fissaggio come viti o composti per giunti termici sono compromessi dalle oscillazioni di notevole intensità. Uno studio dei fenomeni vibratorii in un motore elettrico a riluttanza commutata per applicazioni di trazione elettrica può essere ritrovato nell'articolo [7]. Un ulteriore svantaggio può

essere rappresentato dall'utilizzo dei cosiddetti materiali WBG (Wide Band Gap), come il GaN o il SiC. I notevoli vantaggi apportati da essi non sono messi in discussione, e per riportarne alcuni: una maggior frequenza di commutazione rispetto ai comuni dispositivi al silicio che si traduce anche in una riduzione delle dimensioni dei componenti passivi (capacitori ed induttori), anche se non vi è propriamente una dipendenza inversamente proporzionale con la frequenza: nel caso dei capacitori, ad esempio, il dimensionamento è dominato dal valore rms della corrente che fluisce in esso ; maggiori temperature di giunzione che riescono ad arrivare oltre i $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ [10]; minor corrente dispersa ad alte temperature, etc... Tuttavia questi materiali hanno un costo davvero elevato rispetto ai comuni dispositivi al Si.

1.2 Tipologie Principali di Convertitori

Segue un elenco delle strutture di conversione più comunemente adottate per gli azionamenti elettrici integrati [1], [2]:

1. 3ϕ VSI, due livelli di forzamento
2. Three Level Neutral Point Clamped Converter (NPC)
3. Stacked Polyphase Bridges Converter (SPB)
4. Parallel Connected Polyphase Bridges Converter (PPB)

1.2.1 3ϕ VSI, due livelli di forzamento

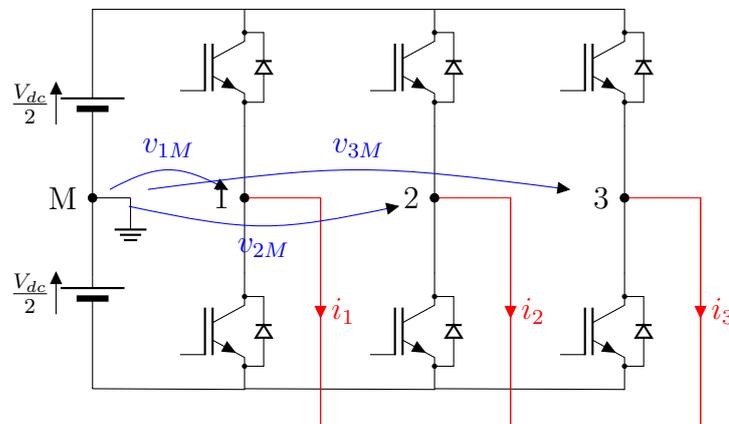


Figura 1.4: 3ϕ VSI, due livelli di forzamento

Lo schema circuitale di un inverter trifase, a tensione impressa e due livelli di forzamento, è riportato nella figura soprastante, figura 1.4. Tale struttura di conversione è costituita da tre gambe di inverter, ognuna delle quali è dovuta alla composizione di due celle canoniche in anti-parallelo. Ciò rende il convertitore statico bidirezionale in corrente, ma non reversibile in tensione. Per completezza, nella figura successiva viene riportata la cella canonica fondamentale della commutazione forzata figura 1.5

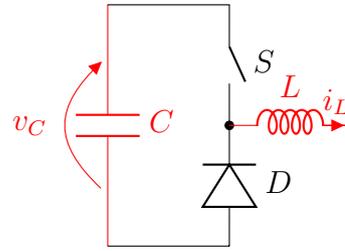


Figura 1.5: Cella Canonica della Commutazione Forzata

Si può notare anche la presenza di un condensatore di DC link, che rappresenta circa il 30% dell'ingombro totale dell'inverter. Occorre, dunque, effettuare un opportuno dimensionamento della stessa. Si ribadisce il fatto che il valore della capacità dipende dal valore rms della forma d'onda della corrente che fluisce nello stesso: si può affermare che, al variare dell'indice di modulazione e del fattore di potenza, varia il valore efficace della corrente [11].¹ Inoltre, questa tipologia di conversione presenta un fattore di distorsione armonica di corrente (THD) maggiore rispetto ai convertitori multilivello.

1.2.2 Three Level Neutral Point Clamped Converter (NPC)

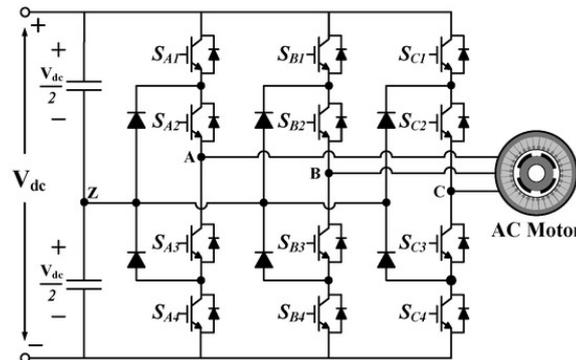


Figura 1.6: Three Level Neutral Point Clamped Converter (NPC)

La tipologia di convertitore, presentata in figura 1.6, è la struttura DC/AC multilivello più utilizzata. Come nel caso precedente, non ci si sofferma sul funzionamento, ma si espongono i motivi per cui un suo utilizzo potrebbe essere vantaggioso per un azionamento integrato. Dati i minori livelli di THD rispetto ad un convertitore a due livelli di forzamento, questo fatto si traduce in minori perdite nel motore, il che è sicuramente allettante per un IMD data la difficile gestione termica nell'ostile ambiente interno al case della macchina. Se inoltre il NPC è progettato in modo tale che vengano utilizzati dei dispositivi con minori tensioni nominali, allora le perdite per commutazione diminuiscono e il rendimento della struttura di conversione

¹Infatti, l'espressione analitica ricavata in [11] per il valore efficace della corrente del condensatore in un inverter trifase è

$$I_{c,rms} = I_{N,rms} \sqrt{\left\{ 2M \left[\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \cos^2(\phi) \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16}M \right) \right] \right\}} \quad (1.1)$$

aumenta. Tuttavia si hanno degli svantaggi: si ha la necessità di bilanciare il punto medio del DC link, oltre il fatto che un maggior numero di componenti comporta costi più elevati e minor affidabilità.

1.2.3 Stacked Polyphase Bridges Converter (SPB)

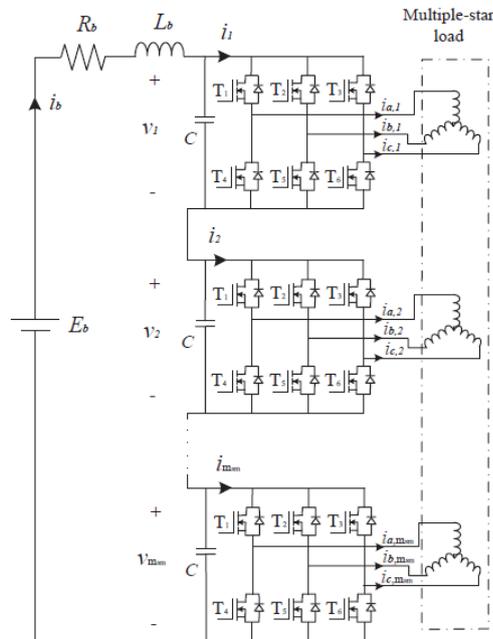


Figura 1.7: Stacked Polyphase Bridges Converter (SPB) [2]

Questa tipologia di convertitore, come si può dedurre dalla figura 1.7, comprende un numero m di moduli in serie. Ogni modulo è costituito da un inverter trifase, descritto precedentemente, il cui carico sono tre avvolgimenti di una macchina elettrica multifase. Ogni modulo è dotato della propria capacità di filtro. Il maggior beneficio apportato da questa particolare struttura è quello di poter frazionare la tensione del DC link in maniera tale da poter scegliere dei moduli in cui i dispositivi a semiconduttore che formano il convertitore siano dei MOSFET al silicio o al nitruro di gallio. Inoltre, si avrà bisogno di minori capacità atte alla stabilizzazione della tensione della sorgente in continua. Dato che i moduli sono connessi in serie, si rende necessaria la presenza di un controllo della tensione DC ai capi dei moduli stessi. Un altro vantaggio che questa struttura di conversione garantisce è apre alla possibilità di poter continuare a funzionare anche in condizioni di guasto. Infatti, in assenza di uno dei moduli questi ultimi cercano di sopperire alla diminuzione di potenza aumentando la loro e raggiungendo una nuova condizione di regime. Ovviamente gli avvolgimenti della macchina devono essere progettati in modo da poter tollerare la condizione di cortocircuito. In [12] viene presentato un prototipo di azionamento elettrico integrato che sfrutta la tipologia di convertitore appena illustrata. Infatti, esso consiste di una macchina elettrica sincrona a magneti permanenti, ad avvolgimenti concentrati e a cava frazionaria e di un convertitore SPB. La scelta del motore elettrico è dovuta alle seguenti motivazioni: esso consente più alti fattori di riempimento rispetto alle strutture che sfruttano la tecnologia ad avvolgimenti

distribuiti; in più, si crea un sistema più compatto, in cui il posizionamento del convertitore risulta essere più agevole. Per quanto concerne la struttura del convertitore, essa è composta da quattro moduli, ognuno dei quali è collegato a tre bobine della macchina elettrica, che è dotata di 12 fasi. Nella figura 1.8 è possibile osservare in che modo è stato realizzato il convertitore: ogni modulo è dotato di un circuito stampato (PCB) di potenza, che, nello specifico, sono stati progettati per 100 A. Inoltre, dato che la tensione del DC link imposta è di 400 V e i quattro moduli sono in serie, i componenti di un modulo stesso sono stati scelti per tollerare al massimo 100 V. Per ciascuna gamba di inverter si è optato per dei MOSFET al Si. Nella figura 1.9 vengono mostrati i PCB di controllo. Ogni PCB di potenza ha il suo PCB di controllo con il proprio microcontrollore (MCU). Ogni PCB di controllo è in grado di comunicare con l'altro tramite un protocollo di comunicazione CAN. Nell'azionamento va anche specificata l'importanza dei sensori di corrente che sono necessari per il controllo vettoriale di corrente e per la conoscenza, nonché la gestione di un eventuale guasto di una delle fasi della macchina elettrica. Per completezza si riporta anche che la tecnica di modulazione usata è la Space Vector Modulation (SPV).

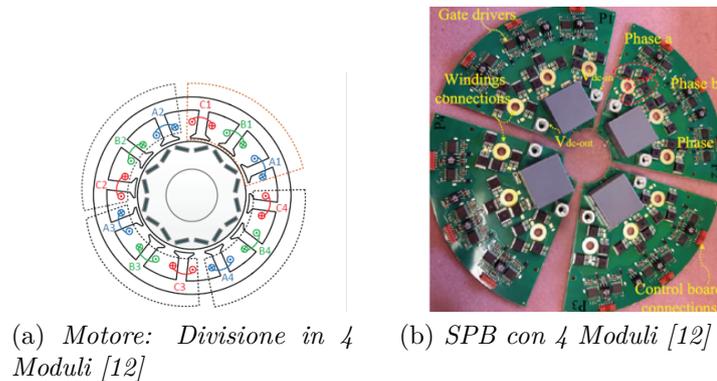


Figura 1.8: SPB: Prototipo

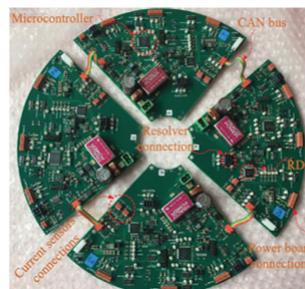


Figura 1.9: PCB di controllo [12]

1.2.4 Parallel Connected Polyphase Bridges Converter (PPB)

Si dividono in due tipi, che differiscono per la struttura di conversione: PPB-I e PPB-II. Le caratteristiche principali di ognuno vengono riportate di seguito. Il **PPB-I**, il cui schema circuitale è riportato nella figura 1.10, è un convertitore multifase. Ogni gamba di inverter è connessa ad una fase della macchina, ovvero un

avvolgimento concentrato nelle macchine sincrone a bobine di dente. L'impiego di questa tipologia ha messo in risalto differenti vantaggi [14]: riduzione della pulsazione della coppia elettromagnetica; aumento dell'efficienza e diminuzione delle perdite totali; presenza di minor contenuto armonico della corrente del DC link; dal momento che il numero di fasi è aumentato, si riduce il valore la corrente in ciascuna gamba di inverter multifase, che rende più semplice l'integrazione; miglioramento dell'affidabilità dell'intero sistema.

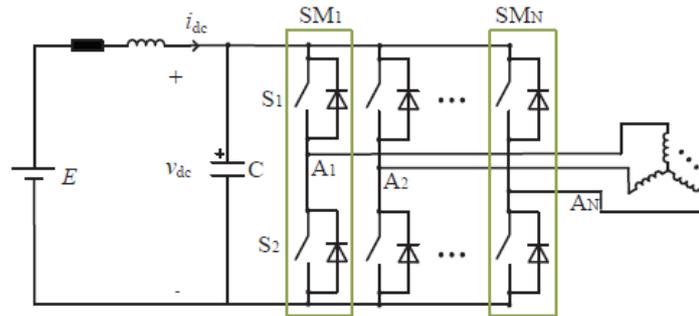


Figura 1.10: PPB-I [2]

La seconda tipologia è il **PPB-II**, illustrata nella figura 1.11. Essa consiste in una struttura circuitale basata su moduli in parallelo, ma ognuno di essi, diversamente dal caso precedente, è dotato di un inverter trifase a due livelli di forzamento, come nel SPB. Un vantaggio nell'usare questo tipo di convertitore consiste nel fatto che, considerando il fatto che lo stress sul DC link diminuisce all'aumentare del numero di fasi e ciò è confermato da numerosi studi [16], sfasando opportunamente tra di loro i segnali della portante di ciascun modulo, è possibile ridurre il valore efficace della corrente capacitiva [15], così da poterne scegliere una più piccola per ogni inverter trifase.

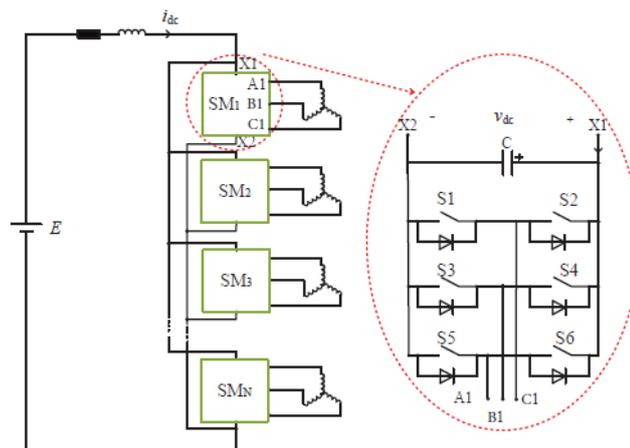


Figura 1.11: PPB-II [2]

Per ovviare e superare i limiti nell'integrazione dell'elettronica di potenza mediante un inverter trifase, in [13] viene considerata la possibilità di usufruire di un convertitore multifase secondo la tipologia appena esposta del PPB. Nella figura

1.12 viene riportato come è stata concepita l'integrazione nell'articolo precedentemente menzionato. Si nota come dente di statore e elettronica di potenza siano interdipendenti.

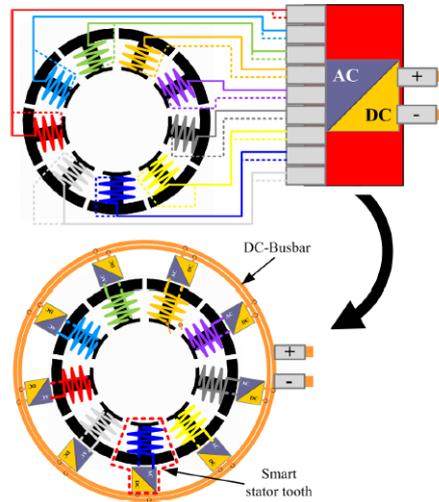


Figura 1.12: Integrazione del Convertitore Multifase [13]

Per aspirare alla massima integrazione è stata realizzata una delocalizzazione dell'elettronica di potenza in modo tale che ogni bobina della macchina elettrica, che è a magneti permanenti ed avvolgimenti concentrati, abbia la propria componente elettronica, direttamente posta sul dente di statore. Ciò crea un motore segmentato multifase, in cui ogni dente di statore "intelligente" prende il nome di "Smart Stator Tooth" (SST), per usare lo stesso appellativo di [13]. Di fatto gli SST, mostrati in particolare in figura 1.13, non sono altro che piccoli moduli di convertitori DC/AC con assieme gli avvolgimenti di statore. Va detto come funzioni specifiche come la tecnica di modulazione PWM e il controllo di corrente siano integrate in ogni SST così che la corrente in ogni bobina viene controllata indipendentemente dalle altre.

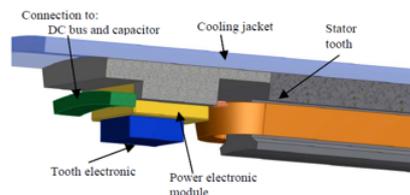


Figura 1.13: Smart Stator Teeth [13]

Un SST include l'elettronica di potenza e i circuiti di gate driver e, in particolare, la tipologia strutturale del convertitore è un ponte ad H, il cui carico è proprio una delle bobine della macchina elettrica. La figura 1.12 mette in risalto l'elevata integrazione della soluzione presentata e, di come il DC link sia costituito da due anelli, un binario per il polo positivo e uno per il polo negativo. Va da sé pensare che questa tipologia di elevata integrazione sia stata concepita per soddisfare alcuni obiettivi ben precisi. Auspicando ad una produzione altamente automatizzata, l'avvolgimento di statore e il power module sono progettati per essere pre-assemblati in un conveniente processo produttivo prima di integrare tutte le parti in un involucro

comune in cui il sistema di raffreddamento a liquido sia lo stesso. Perciò, essa si presenta come una soluzione molto compatta, il che riduce la connessione dei cavi AC e contemporaneamente aumenta la densità di potenza (minor massa e volume); miglioramento dell'efficienza del sistema in quanto è possibile controllare la corrente in ogni bobina per ogni condizione operativa; in ottica di una produzione di massa, meno interfacce e alloggi divisi comporta un risparmio dei costi. Il sistema di integrazione è quindi del tipo "Stator Iron Mount Integration" e particolare attenzione va posta al problema termico: nell'esempio l'elettronica di potenza è separata dall'ambiente esterno attraverso uno schermo termico e, in aggiunta, ogni SST è collegato alla camicia di raffreddamento, connessione termica e meccanica che avviene mediante un contatto di pressione. Quanto espresso viene chiarito dalla figura (1.17), dove viene rappresentata una sezione della macchina e vengono chiariti gli elementi dell'integrazione strutturale. È da osservare anche il fatto che il condensatore anulare consente un'elevata densità di imballaggio, così come delle connessioni poco induttive.

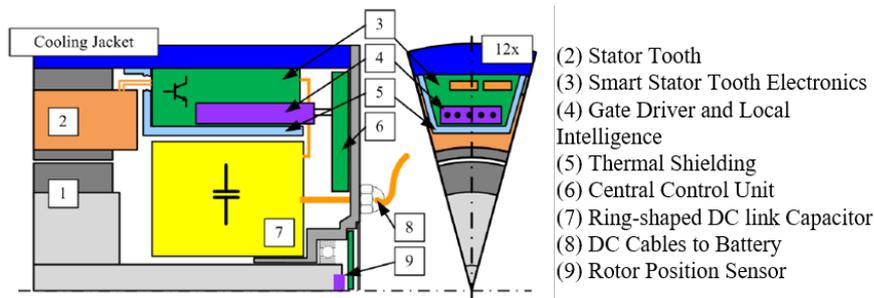


Figura 1.14: Esempio di integrazione di inverter "segmentato" [13]

1.3 Sistemi di Raffreddamento per IMD

Mentre nei paragrafi precedenti si è discusso sui tipi di integrazione e di strutture di conversione più utilizzate, in questo punto della revisione generale sugli azionamenti elettrici integrati si tratterà dei sistemi di raffreddamento che sono stati concepiti nella letteratura più recente. Come si è ribadito più volte nella trattazione, data la vicinanza (l'integrazione richiede che gli elementi siano compattati in spazi ridotti) tra elettronica di potenza e macchina elettrica., si rende necessaria la disponibilità di dispositivi di potenza che possano operare in ambienti critici, dove le temperature crescono enormemente. Nella maggior parte degli azionamenti tradizionali gli interruttori di potenza, in particolare nell'ambito automotive, sono montati su un dissipatore di calore, il quale è raffreddato a liquido su una piastra fredda. Si può affermare [6] che la temperatura dell'ambiente di lavoro si aggira sui $40 \div 50 \text{ }^\circ\text{C}$, mentre per il liquido refrigerante il range di temperatura si estende dai $-20 \div 100 \text{ }^\circ\text{C}$. Ovviamente i valori appena forniti cambiano al cambiare dell'applicazione. Come noto, negli IMD, l'elettronica di potenza è montata sulla stessa struttura della macchina elettrica. Ciò comporta che la progettazione del sistema di raffreddamento di entrambe le fonti di calore avvenga facendo riferimento al complesso totale, considerato come un'unità, una somma di macchina elettrica e elettronica di potenza. Adottare due diversi sistemi comporta un aumento dei costi di realizzazione, di manutenzione, nonché del volume fisico dell'IMD. Dunque, solitamente si cerca di

creare un unico circuito di raffreddamento in grado di gestire termicamente ambedue le sorgenti di calore. La realizzazione di quanto detto non è di facile compimento. Si possono avere dei circuiti di raffreddamento che siano in parallelo o in serie. Nel primo caso i percorsi del flusso termico sono indipendenti e non si influenzano vicendevolmente: infatti, nell'eventualità che l'elettronica di potenza sia vicina agli avvolgimenti di statore è richiesto dell'isolamento termico tra entrambe. Un'ovvia deduzione è quella che tanto più le due fonti di calore sono vicine, tanto più difficile sarà il provvedimento di isolamento. Nel circuito serie il percorso del flusso termico è letteralmente caratterizzato da un gradiente termico, che si sviluppa tra il componente ove le temperature sono più alte, tipicamente la macchina elettrica, quello a temperature intermedie, il convertitore, e, infine, il dissipatore in comune. Il liquido refrigerante deve essere tale da far sì che la temperatura di giunzione dei dispositivi a semiconduttore non ecceda oltre il limite, tipicamente tra i 150 e i 170 °C. Va anche detto che alcuni IMD non adottano né il circuito serie, né quello parallelo, ma un sistema ibrido dato dalla combinazione dei due. Un esempio di raffreddamento ibrido può essere ritrovato in [17]. Motore e convertitore sono stati realizzati, testati separatamente e dopo facilmente montati assieme. Vi è un unico circuito termico per queste due entità, ma, grazie all'azione schermante del liquido refrigerante (in particolare, acqua) che scorre attraverso dei tubi ricavati nell'involucro di acciaio della macchina elettrica, non risulta alcun mutuo scambio di calore diretto. Essi sono accoppiati termicamente solo attraverso il circuito dell'acqua. I power modules sono montati su di una base di alluminio fissata sull'involucro esterno della macchina. Quanto detto viene riportato nella figura 1.15. Lo svantaggio nell'utilizzare questa configurazione consiste nella troppo grande caduta di pressione nei refrigeranti e nella disomogeneità termica che esiste nel percorso del flusso termico stesso, a causa della differente richiesta termica delle due sorgenti di calore.

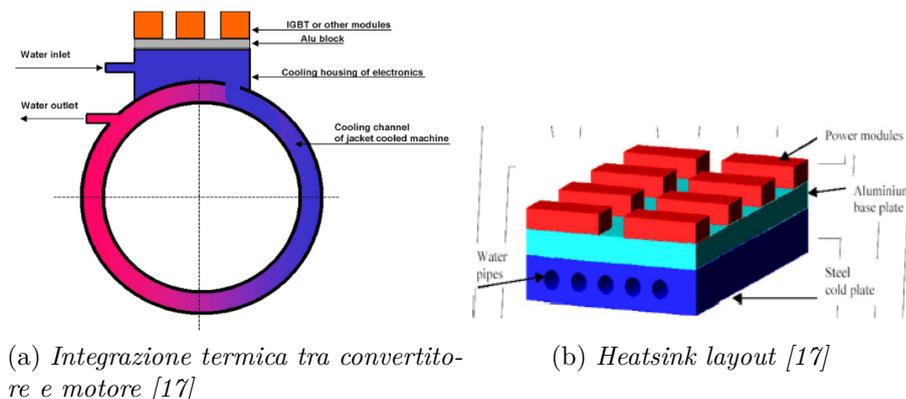


Figura 1.15: IMD: Sistema di Raffreddamento Serie/Parallelo

Come liquido refrigerante vengono tipicamente utilizzati acqua, acqua e glicole (preferito nei sistemi di trasporto elettrici, come nei veicoli ibridi), ma si può usare anche dell'olio. In [18] è stata recentemente sviluppata una soluzione di integrazione del sistema di raffreddamento, ma non solo: in questa trattazione viene presentata un nuovo metodo di integrazione strutturale e funzionale di un convertitore in un motore a magneti permanenti. L'hardware di controllo, la capacità di DC link, i circuiti di gate driver sono incorporati nella stessa porzione di spazio vicino ai power modules. Il circuito di raffreddamento è unico e nel suo tragitto comprende

sia gli avvolgimenti di statore, che l'elettronica di potenza ed è riportato nella figura successiva. Dato che la gestione termica degli interruttori di potenza è più critica, il liquido refrigerante, che risulta essere acqua deionizzata, passa dapprima nella sezione dedicata all'elettronica di potenza, in particolare, dalla circonferenza più esterna del albero su cui è calettato il rotore esso viene spruzzato direttamente al di sotto di ogni MOSFET die. Il liquido, attraverso dei canali opportunamente ricavati viene guidato e spruzzato sotto i die per via dei fori praticati al di sotto di essi, come evidenziato nella figura 1.15 (b) . Dopodiché il refrigerante giunge agli avvolgimenti di statore. Questa soluzione di raffreddamento "ad impatto mirato" garantisce una bassa resistenza termica.

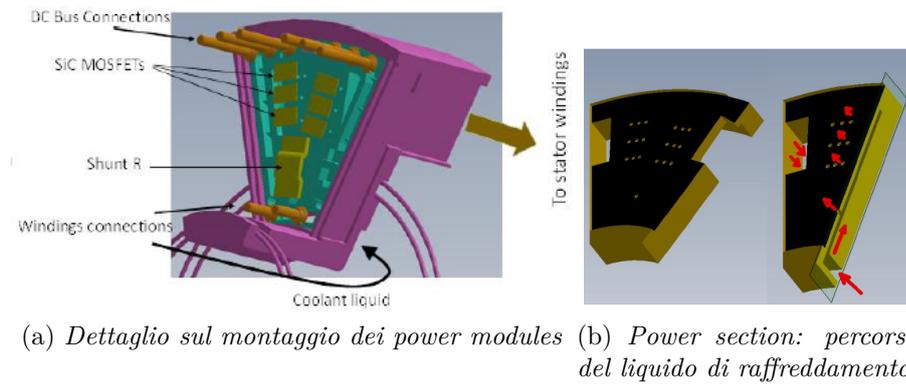


Figura 1.16: Particolare sul Sistema di Raffreddamento [18]

Per completezza viene riportato un esempio di circuito parallelo [19], in cui il raffreddamento viene fatto attraverso convezione forzata. La sezione del motore assieme all'azionamento integrato viene illustrata nella figura sottostante. Il coperchio terminale della macchina elettrica è stato riprogettato e realizzato in alluminio con delle alette sviluppate in direzione radiale in modo tale da condurre il calore verso l'aria fredda proveniente dalla ventola. Si può notare come sia stata aggiunta anche un involucro aggiuntivo che possa alloggiare la ventola di raffreddamento. Inoltre, la struttura è provvista anche di uno strato di isolante che non garantisce alcuno scambio termico tra elettronica di potenza e ogni altra fonte di calore presente. Il motore su cui è stata effettuata la modifica è un motore ad induzione, 4 poli, 30 kW e la tipologia del convertitore, inserito al suo interno, è un "matrix converter". Il motore in questione è stato pensato per alimentare pompe o ventole, in cui avere due alloggi separati per convertitore e motore risulta essere scomodo.

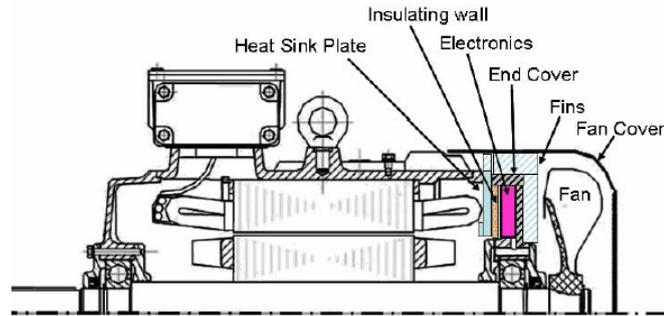


Figura 1.17: Sezione Trasversale del Motore in Esame [19]

Oltre ai sistemi di raffreddamento attivi, possono essere presi dei provvedimenti che abbassino la temperatura in modo passivo, usando una combinazione della massa termica del dissipatore, isolamento termico, convezione naturale e impiego di materiali innovativi (WBG), tali che riducano le perdite nel convertitore e consentano una resistenza e affidabilità maggiore alle grandi temperature. La soluzione ideale per un IMD sarebbe quello di combinare sistemi di raffreddamento attivi e passivi, che in tal modo possono costituire un reale sviluppo di un azionamento integrato.

1.3.1 CoolTIE Concept

Il seguente sottoparagrafo è dedicato ad un innovativo sistema di raffreddamento integrato proposto per la prima volta dal Professor Guglielmi et alii nel 2017 in [21]. Tale progetto è stato definito come CoolTIE, ovvero Cooling Tipologies for Integrated Motor Drives ed è mostrato nella figura 1.18

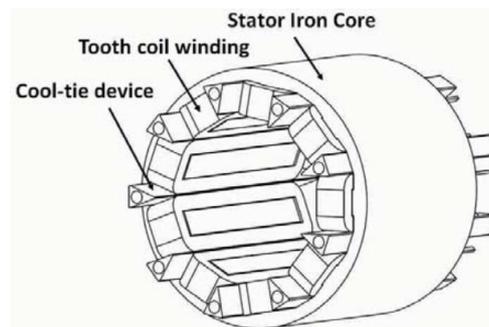


Figura 1.18: Vista 3D del Sistema Complessivo: Macchina Elettrica + Dispositivi CoolTIE

Esso è stato concepito per soddisfare la seguente condizione: cercare di rendere il più efficiente possibile il raffreddamento degli avvolgimenti di statore cercando di non compromettere il fattore di riempimento di cava di statore stesso. Come traspare dall'immagine riportata, la soluzione proposta consta di più dispositivi, forati al loro interno in modo tale da poter permettere il passaggio del liquido refrigerante, progettati affinché possano essere facilmente montati nelle cave di statore, in particolare, come verrà spiegato meglio successivamente, nella porzione di spazio che è

naturalmente presente tra due avvolgimenti contigui. Questa tipologia di integrazione è pensata per piccole/medie applicazioni (potenza nominale inferiore ai 100 kW). La macchina elettrica realizzata per poter ospitare il sistema CoolTIE è una macchina multifase, nello specifico nove fasi, sincrona a magneti permanenti superficiali (10 poli) e ad avvolgimenti concentrati con cava frazionata (9 cave). I motivi di tale scelta sono molteplici: tale struttura consente una riduzione delle connessioni frontali delle bobine, riduzione delle perdite Joule, facile realizzazione (semplice struttura di statore) e manutenzione rendendola più allettante per applicazioni di veicoli elettrici. Inoltre, è vero che le macchine a bobina di dente introducano un notevole contenuto armonico nello spettro di forzamagnetomotrice (FMM), ma, se si opta per la combinazione avvolgimenti concentrati-multifase, è possibile ottenere una limitata iniezione di armoniche con conseguenti vantaggi in termini di coppia, ripple di coppia, perdite. In [22] è stato condotto uno studio analitico in una macchina con un generico numero n di fasi, dove viene illustrata la compensazione armonica nello spettro di FMM. Avendo chiarito quale è stata la tipologia di motore scelta, ci si concentra sul sistema di raffreddamento e da cosa è costituito. Una volta che la struttura di statore è stata decisa, è possibile progettare un dispositivo che realizzi uno scambio termico con gli avvolgimenti di statore al fine di estrarre il calore dal punto in cui è maggiormente prodotto. La tecnologia proposta si adatta meglio per bobine di statore preformate, in cui è sempre presente uno spazio vuoto tra le stesse. La forma delle barre da inserire in queste cavità è dunque vincolata e deve essere tale da non modificare il fattore di riempimento di cava. Tutto ciò ha il seguente vantaggio: poter installare il sistema termico dopo quello elettrico. Il materiale dei canali di raffreddamento giocano un ruolo chiave e deve avere delle caratteristiche specifiche, come ad esempio una conduttività termica maggiore del materiale ferromagnetico di cui è costituito lo statore, una resistività elettrica superiore a $1 \Omega m$, una buona rigidità dielettrica (maggiore di 1 MV/m) in quanto la barra è posta a contatto tra due avvolgimenti e non deve essere magnetico così da non modificare la distribuzione delle linee di flusso nella macchina e, infine, deve poter resistere alla corrosione. Nell'applicazione in esame è stato scelto il carburo di silicio che è in grado di soddisfare tutte le richieste appena presentate. Dunque, i dispositivi di cui consta CoolTIE sono degli elementi prismatici triangolari, di SiC, della stessa lunghezza assiale del motore e al cui interno è presente tubo circolare necessario per la circolazione del fluido. Il fluido entra da una parte del motore ed esce dalla parte opposta dello stesso. All'interno esso circola in parallelo attraverso tutti i condotti. In [23] viene analizzato il sistema CoolTIE per mettere in evidenza quali siano le performance termiche dello stesso. In particolare, con una portata di 0.3 l/min , quando gli avvolgimenti vengono alimentati con una corrente in continua di 18 A , la temperatura massima raggiunta è di circa **70 °C**. Nel caso in cui non vi era circolazione di acqua all'interno delle condotte, allora la temperatura massima raggiunta era di circa **255 °C**, mentre senza barre di SiC **277 °C**. Questa differenza di temperatura è dovuta all'elevata conduttività termica del carburo di silicio, il quale modifica il percorso del flusso termico.

1.4 Considerazioni Finali

In questo capitolo si è cercato di effettuare una revisione sulla tecnologia odierna e sui passi in avanti per quanto riguarda gli Integrated Motor Drives, mettendo in risalto i vantaggi e le problematiche che tale tipologia di azionamento offre e patisce rispettivamente. L'obiettivo sarà quello di giungere ad un approccio "olistico", in cui la progettazione dell'intero sistema avviene contemporaneamente, cioè affrontando il problema dell'integrazione fisica e meccanica, il problema termico, il problema elettrico come una singola entità e, certamente, questo percorso non è privo di sfide importanti. In [20] viene presentato un metodo improntato su questa filosofia di pensiero. Nell'articolo viene esposta una nuova metodologia appunto "olistica" per la progettazione del DC link nel suo insieme. In particolare, a partire dalla conoscenza delle prestazioni volute al termine della driveline (accelerazione/decelerazione massima, valore massimo e continuo della coppia, velocità nominale del motore elettrico) si possono definire i criteri di progettazione del DC link, che sono, ad esempio, il tempo di vita della driveline, la temperatura operativa, le vibrazioni meccaniche, il volume del DC link, il valore di picco della tensione continua, il ripple di corrente e di tensione della sorgente in continua. Per soddisfare questi vincoli, nello studio in [20] vengono riportati alcuni gradi di libertà: frequenza di commutazione, sfasamento tra le portanti usate nella tecnica di modulazione PWM in un convertitore multifase, topologia del circuito di filtro del DC link, scelta delle dimensioni dei capacitori ed induttori, nonché la loro rispettiva tecnologia. In definitiva, come esposto, i benefici apportati dagli IMD non sono pochi e di piccolo rilievo, pertanto lo sforzo compiuto in questa direzione verrà sicuramente appagato.

Capitolo 2

Analisi della Struttura del DC link

Come traspare dal titolo, il seguente capitolo intende fornire una analisi della struttura del DC link che è parte del convertitore statico a nove fasi di cui si vuole effettuare un'integrazione all'interno di una macchina elettrica già progettata, citata nel capitolo precedente. In particolare, ci si sofferma dapprima sulla particolare geometria del DC link, costituito da due binari (sia quello positivo, che negativo) aventi la forma di un anello e tra i quali vengono disposte le nove gambe di inverter, ognuna collegata con una bobina della macchina. Si procede, dunque, al dimensionamento delle capacità del DC link, tenendo conto del valore efficace della corrente nei condensatori. Tale valore è stato dapprima calcolato tramite un metodo analitico, specifico per inverter multifase a due livelli di forzamento, disponibile in letteratura e confrontato attraverso i risultati ottenuti dal software di calcolo utilizzato. Dopodiché viene esaminata la configurazione attuale, dove il convertitore è "distribuito", ovvero ogni segmento, in cui sono divisi i due binari, viene trattato come una linea di trasmissione, con la propria resistenza e autoinduttanza. In questo caso verranno messe in evidenza le varie problematiche, in particolare di risonanza tra i numerosi elementi reattivi induttivi, che tale modellistica prevede.

2.1 Struttura del DC link

Come già anticipato, l'obiettivo è quello di effettuare una integrazione dell'elettronica di potenza all'interno di una macchina elettrica multifase, le cui informazioni progettuali e costruttive sono ben ampiamente descritte nella tesi di dottorato [24]. Per precisione e correttezza, nella tabella 2.1 vengono riportate le caratteristiche principali, sia geometriche che elettriche, della macchina in questione. La struttura del DC link è stata, dunque, pensata a tal fine ed è costituita da due anelli, uno per il polo positivo e uno per il polo negativo, forato all'interno in modo tale da poter far passare del liquido refrigerante che termina successivamente nei dispositivi di raffreddamento posti, come già esplicito nel capitolo precedente, tra la porzione di spazio esistente tra due avvolgimenti contigui. In particolare, per far capire meglio quale sarebbe posizionata la struttura di DC link all'interno della macchina, si riporta la seguente figura, ove è presente una vista 3D della macchina precedente in cui sono stati aggiunti i binari di cui sopra. In realtà, il disegno in Solidworks, è stato modificato anche per quanto riguarda gli avvolgimenti di statore: diversamente da prima, è stata presa in considerazione una piegatura delle testate degli avvolgimenti di circa 3 gradi per evitare che toccassero con il rotore.

Dati Geometrici	Valore	Unità di Misura
Diametro Esterno	140	mm
Diametro Interno	77,8	mm
Traferro	0,5	mm
Lunghezza del Pacco Attivo	100	mm
Lunghezza Assiale	230	mm
9 bobine preformate	2*1 (6*6)	mm
Dati Elettrici	Valore	Unità di Misura
Tensione Nominale di Fase	400	V
Velocità Nominale	5000	rpm
Velocità Massima	18000	rpm
Potenza (5000 rpm)	20	kW
Paia Poli	5	-
Materiali	Tipologia	
Ferro di Statore/Rotore	M250-35A	
Magneti	NdFeB 38UH	

Tabella 2.1: Caratteristiche Principali della macchina 9-fasi, SPM

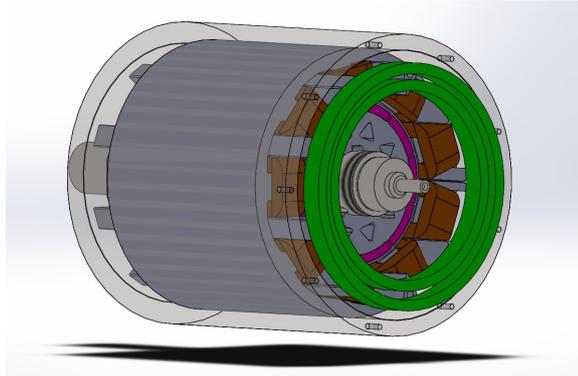


Figura 2.1: Vista 3D della Macchina Elettrica con DC link incorporato

2.1.1 DC link "distribuito": Autoinduttanza e Resistenza

Si è proceduto, dunque, ad analizzare dal punto di vista elettrico il sistema anulare appena presentato. Infatti, si sono divise le due corone circolari, sia quella più esterna che quella più interna, in nove settori circolari, ognuno competente ad una gamba del convertitore. Successivamente, per semplificare la trattazione, ogni settore è stato "linearizzato" ed è stato trattato come un parallelepipedo di sezione uniforme pari a 36 mm^2 (tenendo conto del foro di 64 mm^2): a seconda se consideriamo il binario positivo o negativo, la lunghezza della porzione lineare ottenuta è stata calcolata, rispettivamente, dividendo per 9 la circonferenza avente per diametro il diametro medio esterno, $D_{medio,ext} = 110 \text{ mm}$ o il diametro medio interno, $D_{medio,int} = 93 \text{ mm}$, per rispettare la dicitura introdotta nella figura 2.2, dove viene chiarito quanto appena espresso. In particolare, $L_{leg,ext} = \frac{\pi D_{medio,ext}}{9} = 38,4 \text{ mm}$ e $L_{leg,int} = \frac{\pi D_{medio,int}}{9} = 32,4 \text{ mm}$.

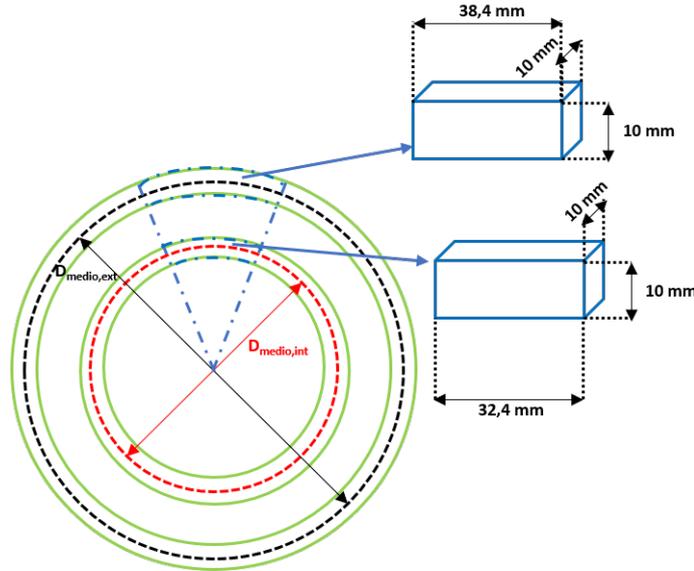


Figura 2.2: Illustrazione della Suddivisione dei Due Anelli di DC link in Nove Porzioni "Linearizzate"

Il procedimento descritto è stato necessario per poter effettuare il calcolo della resistenza e della autoinduttanza associata ad ogni suddivisione "lineare": in tal modo ciascun elemento viene trattato come se fosse una brevissima linea di trasmissione, ovvero quello che si potrebbe definire come convertitore "distribuito". Il calcolo della resistenza è semplice; infatti, basta applicare la seconda legge di Ohm: $R = \frac{\rho_{cu} l}{S}$, dove

- $\rho_{cu} = 1,72 \cdot 10^{-8} \Omega m$ è la resistività del filo del DC link che si è supposto essere di rame;
- l è la lunghezza del tratto di cavo considerato;
- S la sezione dello stesso.

Quindi, sostituendo opportunamente i valori, si ottiene rispettivamente per gli elementi dei due anelli che $R_{pos} = 18,4 \mu\Omega$ e $R_{neg} = 15,5 \mu\Omega$. Per il calcolo dell'autoinduttanza si è proceduto in due modi: si è dapprima utilizzata una formula analitica trovata in letteratura [25] e valida per conduttori a sezione rettangolare; successivamente, dato che la formulazione non prevedeva il fatto che il conduttore fosse forato, si è utilizzato un software per il calcolo degli elementi finiti, FEMM, non solo per provare la correttezza del calcolo, visto che la presenza del foro non fa variare di molto l'autoinduttanza, ma anche per trovare il giusto valore della stessa. Si riporta l'espressione dell'autoinduttanza di un conduttore rettilineo a sezione rettangolare calcolata in [25]:

$$\begin{aligned}
 L = & \frac{\mu_0}{120\pi a^2 b^2} \\
 & \left\{ 4(a^5 + b^5 + l^5) - 4(a^4 - 3a^2b^2 + b^4)\sqrt{a^2 + b^2} \right. \\
 & - 4(a^4 - 3a^2l^2 + b^4)\sqrt{a^2 + l^2} - 4(b^4 - 3b^2l^2 + l^4)\sqrt{b^2 + l^2} \\
 & + 4(a^4 + b^4 + l^4 - 3a^2b^2 - 3a^2l^2 - 3b^2l^2)\sqrt{a^2 + b^2 + l^2} \\
 & - 40abl \left[a^2 \arctan \frac{bl}{a\sqrt{a^2 + b^2 + l^2}} + b^2 \arctan \frac{al}{b\sqrt{a^2 + b^2 + l^2}} + l^2 \arctan \frac{ab}{l\sqrt{a^2 + b^2 + l^2}} \right] \\
 & \left. + 30abl \left[ab \ln \frac{l + \sqrt{a^2 + b^2 + l^2}}{-l + \sqrt{a^2 + b^2 + l^2}} + al \ln \frac{b + \sqrt{a^2 + b^2 + l^2}}{-b + \sqrt{a^2 + b^2 + l^2}} + bl \ln \frac{a + \sqrt{a^2 + b^2 + l^2}}{-a + \sqrt{a^2 + b^2 + l^2}} \right] \right\} \\
 & + \frac{\mu_0}{120\pi a^2 b^2} \tag{2.1} \\
 & - \left\{ 5a \left[b^4 \ln \frac{(-a + \sqrt{a^2 + b^2})(a + \sqrt{a^2 + b^2 + l^2})}{(a + \sqrt{a^2 + b^2})(-a + \sqrt{a^2 + b^2 + l^2})} + l^4 \ln \frac{(-a + \sqrt{a^2 + b^2})(a + \sqrt{a^2 + b^2 + l^2})}{(a + \sqrt{a^2 + b^2})(-a + \sqrt{a^2 + b^2 + l^2})} \right] \right. \\
 & - 5b \left[a^4 \ln \frac{(-b + \sqrt{a^2 + b^2})(b + \sqrt{a^2 + b^2 + l^2})}{(b + \sqrt{a^2 + b^2})(-b + \sqrt{a^2 + b^2 + l^2})} + l^4 \ln \frac{(-b + \sqrt{a^2 + b^2})(b + \sqrt{a^2 + b^2 + l^2})}{(b + \sqrt{a^2 + b^2})(-b + \sqrt{a^2 + b^2 + l^2})} \right] \\
 & \left. - 5l \left[a^4 \ln \frac{(-l + \sqrt{a^2 + b^2})(b + \sqrt{a^2 + b^2 + l^2})}{(l + \sqrt{a^2 + b^2})(-b + \sqrt{a^2 + b^2 + l^2})} + b^4 \ln \frac{(-l + \sqrt{a^2 + b^2})(b + \sqrt{a^2 + b^2 + l^2})}{(l + \sqrt{a^2 + b^2})(-b + \sqrt{a^2 + b^2 + l^2})} \right] \right\}
 \end{aligned}$$

Ponendo $a=10\text{mm}$, $b=10\text{ mm}$ e $l=38,4\text{ mm}$ o $32,4\text{ mm}$ si ottengono i due seguenti valori di induttanza, rispettivamente: $L_{pos,teorico} = 15,15\text{ nH}$ e $L_{neg,teorico} = 11,83\text{ nH}$. Come già anticipato, si è simulato il comportamento della porzione di cavo di DC link in FEMM, eccitando lo stesso attraverso una corrente di 1A e impostando il problema ad una frequenza di 0 Hz. Successivamente si è letto il valore corrispondente al "*flux/current*" disponibile nell'apposita finestra. Va anche specificato, per eccessività di zelo, che è stata utilizzata la condizione di potenziale magnetico $A=0$ lungo il contorno, meglio nota come condizione al contorno di Dirichlet. Si riportano le immagini relative alle simulazioni in FEMM, ove traspare che le autoinduttanze, causa la presenza del foro, sono lievemente aumentate e valgono rin relazione alla differente lunghezza: $L_{pos} = 15,3\text{ nH}$ e $L_{neg} = 12,9\text{ nH}$.

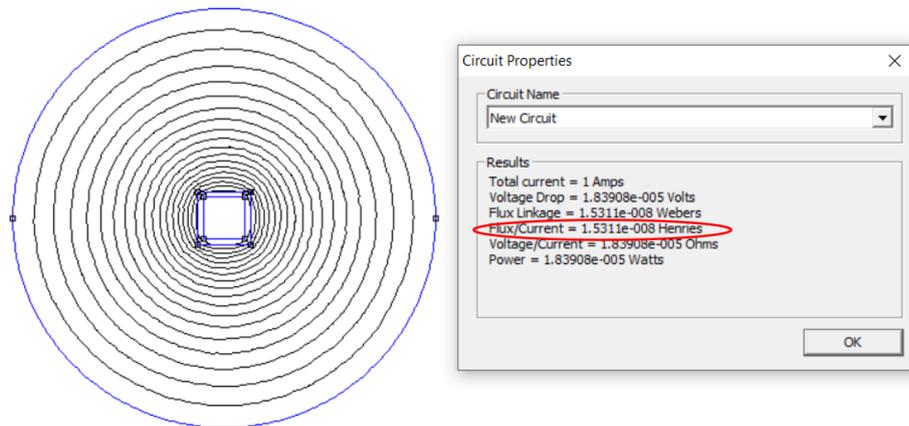


Figura 2.3: Simulaizione FEMM della Porzione di Cavo a Sezione Rettangolare, Forata e con Lunghezza 38,4 mm

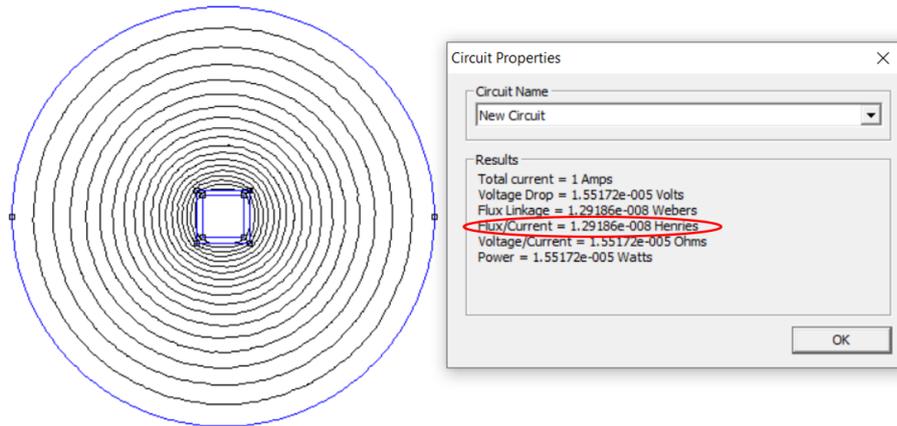


Figura 2.4: Simulazione FEMM della Porzione di Cavo a Sezione Rettangolare, Forata e con Lunghezza 32,4 mm

2.2 Dimensionamento Capacità del DC link

Non è di certo nuovo asserire che la capacità di DC link svolge un ruolo di non poco conto all'interno di una linea di trazione elettrica, considerando un convertitore a tensione impressa. Infatti, esso ricopre molte funzioni: il compito principale è quello di permettere la compatibilità delle commutazioni in commutazione forzata (può esserci compatibilità solo mediante accoppiamento di elementi reattivi di natura opposta: induttore e capacitore); assicurare una sufficiente autonomia transitoria nel caso in cui l'alimentazione sia soggetta a buchi di tensione; assorbire l'energia del sistema in caso di guasto; proteggere il convertitore da aumenti transitori di tensione, se connesso alla rete elettrica. Inoltre, bisogna anche mettere in evidenza il fatto che esso influisce sul costo e sullo spazio totale del convertitore: rappresenta, infatti, il 20 % del costo dell'inverter e il 30% del volume dello stesso. Il dimensionamento della capacità di DC link dipende da vari fattori: valore efficace della corrente nel condensatore, principali componenti in frequenza e la tensione operativa a cui esso è soggetto. In particolare, ciò che influisce sulla vita del condensatore è la corrente, perché agisce sull'aumento di temperatura dello stesso; si cita anche il fatto che la temperatura di lavoro è altrettanto importante ed incide sulla durata di vita. Bisogna, dunque, calcolare quale sia il valore rms della corrente nei condensatori e, se possibile, renderla minima.

2.2.1 Convertitore Multifase: Implementazione in PSPICE e Tecnica di Modulazione

Il comportamento del convertitore a nove fasi è stato analizzato nel software OrCAD PSPICE 16.6, dapprima non considerando gli elementi reattivi induttivi e resistivi descritti in precedenza, per poter dimensionare le capacità di DC link; successivamente, è stata introdotta la modellistica esposta per individuare quale sia l'effettivo comportamento del convertitore. Prima di tutto, va specificato che l'ipotesi principale sotto cui è stata analizzata la struttura in esame è la seguente: ogni fase del motore è stata rappresentata attraverso un generatore di corrente ideale, sinusoidale

e, dunque, l'effetto del ripple, sovrapposto alla forma d'onda sinusoidale e necessariamente presente a causa della modulazione PWM (Pulse-Width Modulation), è trascurato. In particolare, sono state individuate 3 terne trifase, ognuna di esse è sfasata rispetto all'altra tra di loro di 200° elettrici, e all'interno di ogni terna, ovviamente, ogni fase è sfasata di 120° elettrici. Dal punto di vista del controllo è come avere tre inverter trifase, a ciascuno dei quali viene assegnata come carico una delle tre terne sopracitate. Inoltre, in relazione alla tecnica di modulazione, si è optato per quella che viene definita come "Sine-Triangle Modulation", con tuttavia l'eccezione di aver effettuato la reiezione di modo comune (con il vantaggio di estendere il campo di regolazione indistorto dell'inverter trifase), quindi con la tecnica che in [26] è stata definita come "Balanced Envelope Modulation" (BEM). Si dovranno considerare tre anelli chiusi di corrente, uno per ogni inverter, e in cui si avranno differenti modulanti di riferimento. Per illustrare meglio quale sia il controllo PWM si consideri una delle terne equilibrate di indici di modulazione fase-neutro, definita come

$$\begin{cases} N_1^* &= N^* \sin(2\pi ft) \\ N_4^* &= N^* \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ N_7^* &= N^* \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.2)$$

dove f è la frequenza energetica, $N^* = \frac{2\hat{V}_{fase}}{V_g}$ (con $*$ si intendono le grandezze di riferimento), si sottrae l'indice di modo comune $M_c^* = \frac{EP_N + EN_N}{2}$, laddove con EP_N e EN_N sono state chiamati, rispettivamente, l'involuppo positivo e negativo della terna nel sistema di equazione precedente. In PSPICE queste due grandezze sono state ottenute in modo analogico attraverso un raddrizzatore trifase, in cui gli ingressi sono rappresentati da N_1^* , N_4^* e N_7^* , mentre il carico viene simulato attraverso un generatore di corrente ideale in DC, di un certo valore noto. Quindi, l'involuppo positivo non è altro che la tensione tra il centro stella della terna di riferimento e il polo positivo del raddrizzatore; mentre l'involuppo negativo è la tensione tra il centro stella e il polo negativo del raddrizzatore. Tutto ciò viene chiarito nella figura seguente.

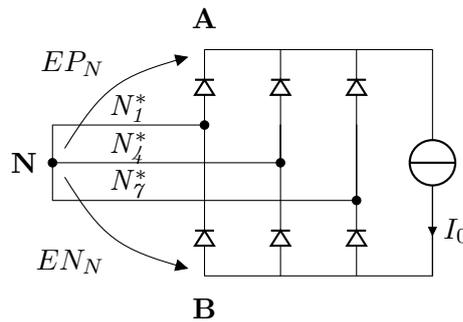


Figura 2.5: Raddrizzatore Trifase usato per l'Individuazione di EP_N e EN_N

Per le altre due terne si avrà sempre la reiezione di modo comune definito nello stesso modo, ma con indici di modulazione fase-neutro di riferimento differenti:

$$\begin{cases} N_2^* &= N^* \sin(2\pi ft - \frac{10\pi}{9}) \\ N_5^* &= N^* \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3} - \frac{10\pi}{9}) \\ N_8^* &= N^* \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3} - \frac{10\pi}{9}) \end{cases} \quad (2.3)$$

$$\begin{cases} N_3^* &= N^* \sin(2\pi ft - \frac{20\pi}{9}) \\ N_6^* &= N^* \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3} - \frac{20\pi}{9}) \\ N_9^* &= N^* \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3} - \frac{20\pi}{9}) \end{cases} \quad (2.4)$$

Nel controllo PWM devono essere utilizzate tre portanti differenti (indicate nella figura sottostante con tr_a , tr_b e tr_c), aventi una frequenza di 20 kHz. In particolare, è stato introdotto uno sfasamento di 45° tra i segnali, che come evidenziato nello studio [24] è l'angolo che porta ad avere un valore efficace minimo della corrente nei condensatori nel convertitore a nove fasi per la macchina in questione. Si riporta, quindi, come è stato realizzato lo schema a blocchi del controllo PWM in PSPICE, in cui viene evidenziata la separazione dei tre anelli.

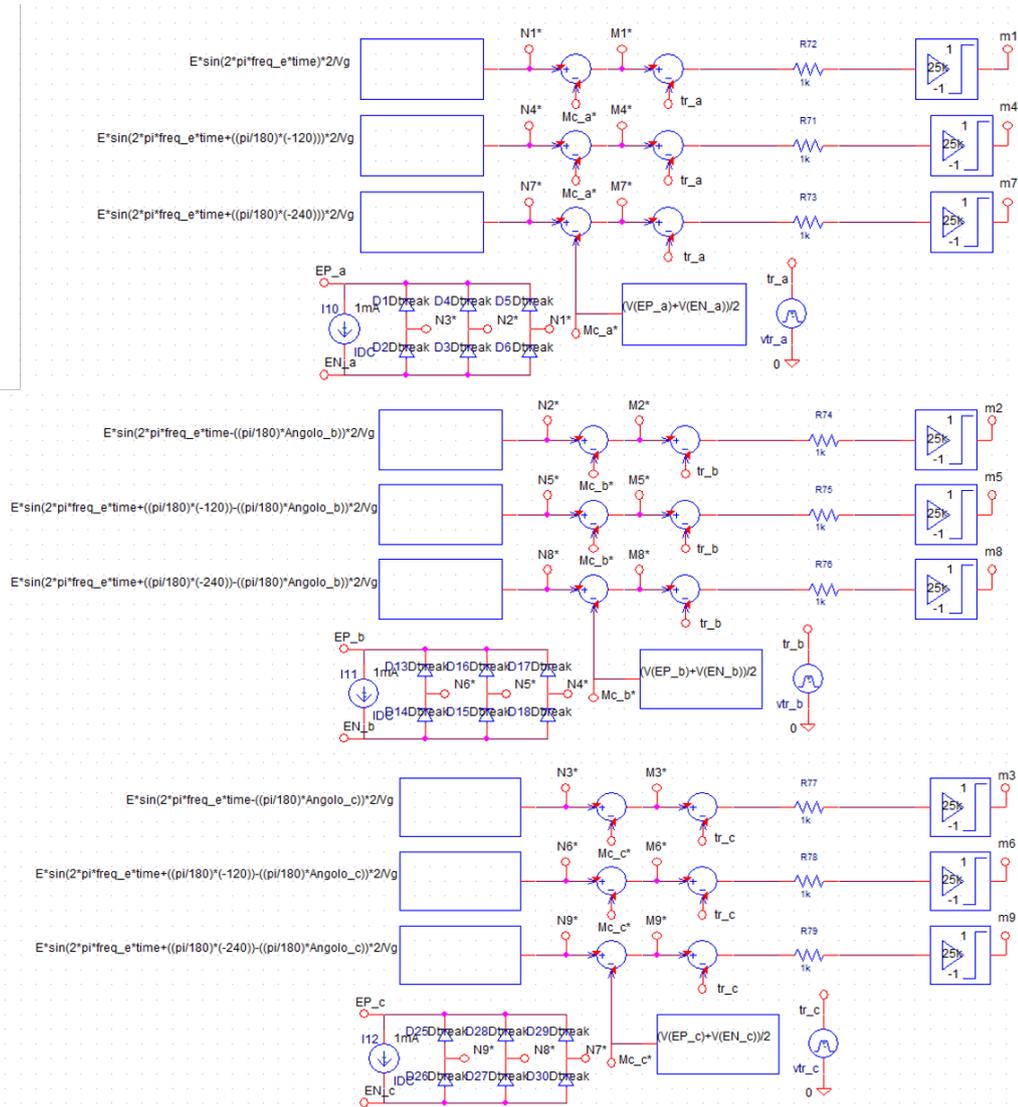


Figura 2.6: Schemi a Blocchi del Controllo PWM in OrCAD PSPICE

Nella figura soprastante si è indicato con m_f , con $f=1 \div 9$, l'indice di modulazione istantaneo che viene utilizzato per comandare uno dei 9 half H-bridge, che costituiscono il convertitore totale. Come interruttore è stato scelto il componente *S-BREAK* presente nella libreria di PSPICE, che non è altro che un "Voltage-Controlled Switch", in cui è possibile definire i valori specifici di ogni interruttore

comandato, ovvero R_{ON} , V_{ON} , R_{OFF} , V_{OFF} , che sono stati posti rispettivamente a $50m\Omega$, 1 V , $1M\Omega$, 0 V . L'intervallo di dead time, che deve essere considerato per il comando degli interruttori di potenza, non è stato impostato.

2.2.2 Calcolo del Valore Efficace della Corrente nei Condensatori e Determinazione di " C_{dc} "

In questa sottosezione viene calcolato il valore efficace della corrente nei condensatori, corrispondente al caso peggiore che si possa verificare, al fine di dimensionare le capacità, avendo fissato un determinato valore di ripple di picco sulla tensione della sorgente in continua. Per validare la correttezza dei dati ricavati dalla simulazione in PSPICE, questi ultimi sono stati confrontati con lo studio [27], dove è stata ricavata un'espressione chiusa per il valore efficace della corrente nei condensatori all'interno di un convertitore DC/AC multifase. Si riportano di seguito le ipotesi sotto cui l'analisi in [27] è stata condotta:

- La tecnica di modulazione utilizzata è la SPWM (Sinusoidal PWM);
- Non vi è sfasamento temporale tra le portanti;
- La frequenza di commutazione deve essere » della frequenza delle modulanti, che non variano di molto e possono essere considerate costanti in un periodo di modulazione degli stati;
- Si assume che la componente AC della corrente del DC link sia interamente a carico del condensatore;
- Il ripple della corrente della sorgente DC è trascurabile rispetto a quello della corrente in ingresso dell'inverter e si trascura l'effetto del ripple sulla corrente in uscita; ¹
- L'intervallo di dead time e il fenomeno di reverse recovery al turn-on dei diodi di ricircolo vengono trascurati.

Quindi, l'espressione a cui si perviene è:

$$I_{c,rms}^2 = \frac{NI_{f,rms}^2}{\pi} \left[\left(24 \sin\left(\frac{4\pi}{9}\right) + 6\sqrt{3} \right) \cos^2 \phi + 6 \sin\left(\frac{4\pi}{9}\right) - 3\sqrt{3} \right] - \frac{81}{8} N^2 I_{f,rms}^2 \cos^2 \phi \quad (2.5)$$

dove $I_{f,rms}$ è il valore efficace di una delle fasi della macchina elettrica, valore che si suppone sia uguale per tutte le fasi; N è l'ampiezza dell'indice di modulazione fase-neutro; $\cos \phi$ è il fattore di potenza. Dividendo l'equazione 2.5 per $I_{f,rms}$ e svolgendo la radice quadrata, si può diagrammare il valore risultante, definito come $I_{c,rms,p.u}$ in funzione dell'indice di modulazione, al variare del fattore di potenza. Il grafico riportato nella figura 2.7 riporta quanto detto, per valori di ϕ rispettivamente pari a 0° , 30° , 60° , 90° .

¹Infatti, anche nel caso in cui la corrente in uscita fosse affetta da un grande ripple, si avrebbe un errore massimo dell'8 % [11]

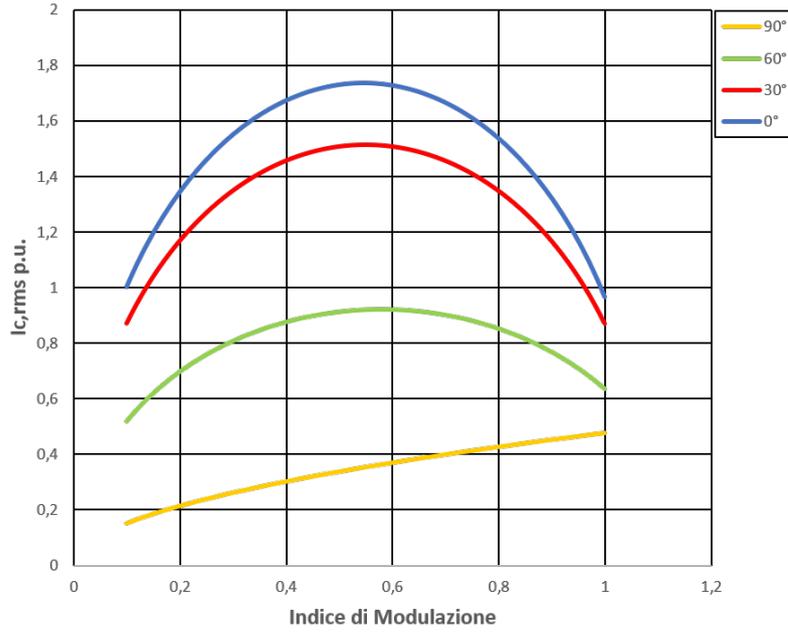


Figura 2.7: SPWM "Classico": Variazione di $I_{c,rms}$ al Variare dell'Indice di Modulazione: Ogni Curva si Riferisce a Differenti Angoli Tra Tensioni e Correnti

Dopodiché si è verificato che anche la simulazione in PSPICE desse gli stessi risultati; in realtà, come si vedrà successivamente essi differiscono leggermente e ciò è dovuto alla differente tecnica di modulazione utilizzata. Infatti, come anche dimostrato in [14], a parità di indice di modulazione e di fattore di potenza, il valore efficace della corrente nei condensatori richiesto dalla tecnica di modulazione SPWM è leggermente inferiore a quello richiesto dalla tecnica che sfrutta l'aggiunta della terza armonica.

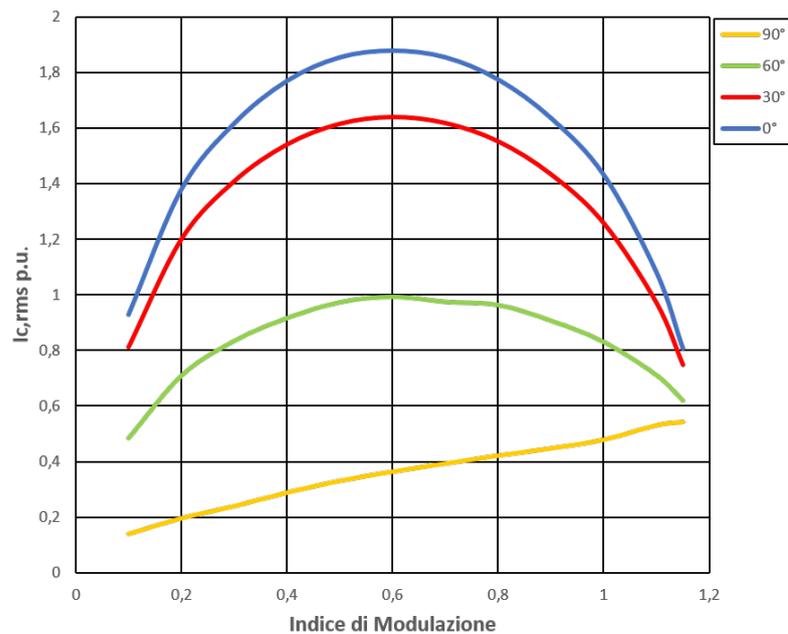


Figura 2.8: Simulazione PSPICE: Variazione di $I_{c,rms}$ al Variare dell'Indice di Modulazione: Ogni Curva si Riferisce a Differenti Angoli Tra Tensioni e Correnti

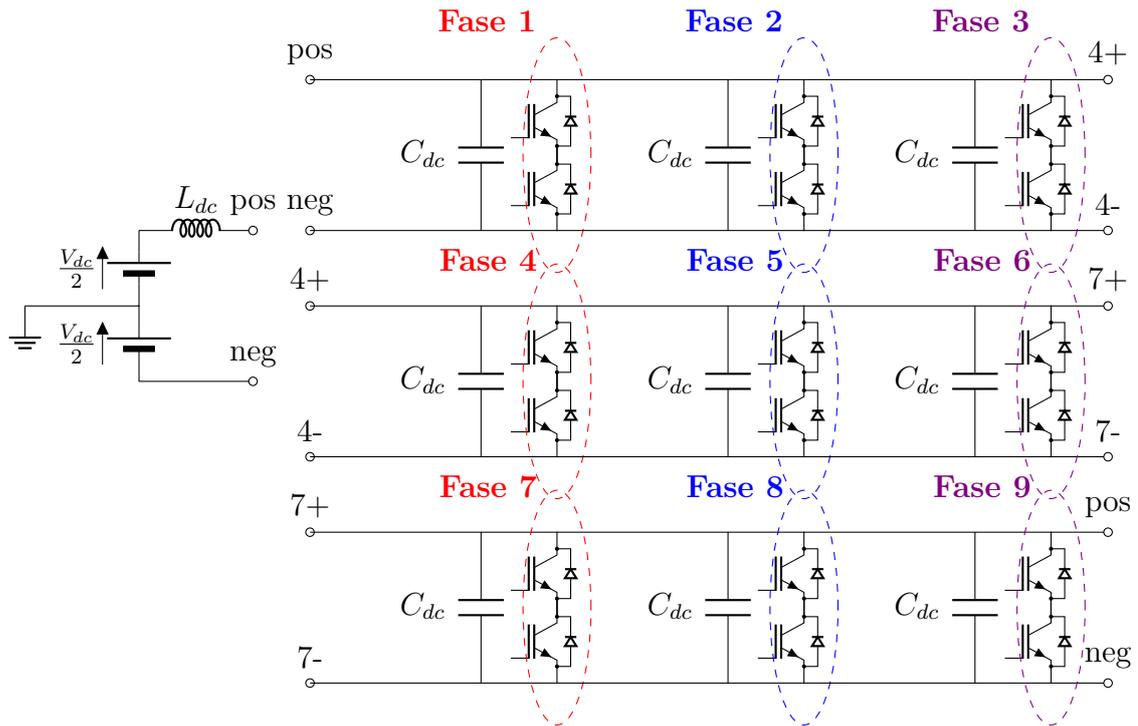


Figura 2.9: Schema Circuitale del Convertitore a 9 Fasi Utilizzato in PSPICE, Non Distribuito

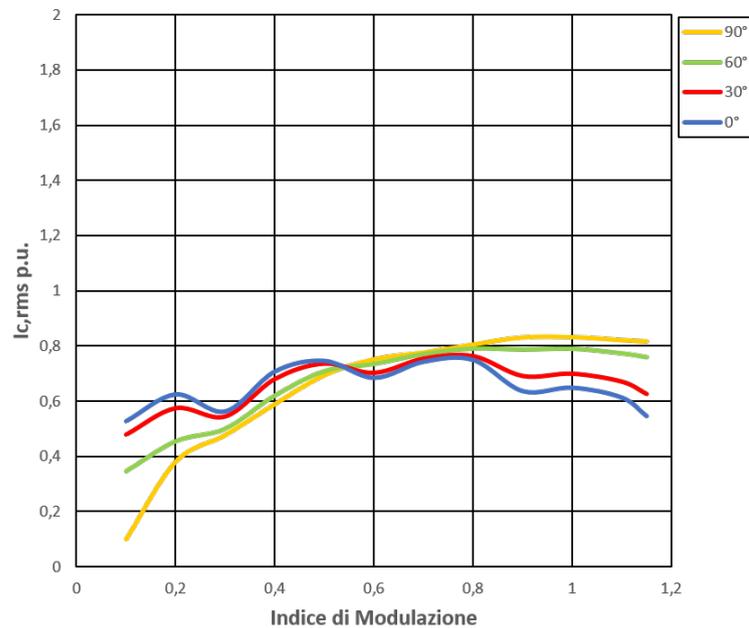


Figura 2.10: Simulazione PSPICE con Sfasamento di 45° tra le Portanti: Variazione di $I_{c,rms}$ al Variare dell'Indice di Modulazione: Ogni Curva si Riferisce a Differenti Angoli Tra Tensioni e Correnti

Nella figura 2.9 viene riportato lo schema circuitale dell'inverter multifase utilizzato durante la simulazione. Si nota la presenza di un filtro induttivo L_{dc} per evitare che le armoniche di corrente affliggano la sorgente in continua e che il ripple della

stessa non sia eccessivamente elevato. In particolare, esso è stato dimensionato in modo tale che alla frequenza di commutazione avesse un'impedenza di 100Ω , quindi $L_{dc} = 0,796mH$. Viene, quindi, riportato il grafico inerente alla simulazione nella figura 2.8. Infine, dopo aver validato la correttezza dei dati estrapolati dal software, si sono effettuate varie simulazioni, al variare del fattore di potenza, nel caso in cui ci sia uno sfasamento temporale tra le portanti. I risultati delle simulazioni condotte sono riportate nella figura 2.10. Come si può notare la condizione corrispondente al caso peggiore è quella in cui la $I_{c,rmsp.u,max} = 0,83$. Poiché il valore di picco della corrente di fase è stato imposto a $25 A \rightarrow I_{f,rms} = 18A$, allora $I_{c,rmsmax} = 1,6A$. Noto questo valore, è possibile determinare quale sia la capacità ai capi di ogni gamba di inverter. Avendo fissato il valore massimo ammesso per quanto riguarda il ripple picco-picco sulla tensione dc, $\Delta V_{dc} = 0,2\%$, ne consegue che:

$$C_{dc} \geq \frac{I_{c,rmsmax}}{2\pi f_{sw} \Delta V_{dc}} = 15,9\mu F \quad (2.6)$$

2.3 Convertitore Multifase "Distribuito"

A questo punto della trattazione è necessario utilizzare la modellistica introdotta nella sezione 2.1 e capire come l'interazione tra gli elementi reattivi presenti, induttanze e capacità, possano modificare il valore efficace calcolato nel paragrafo precedente. Il circuito riportato nella figura 2.9 assume la seguente forma

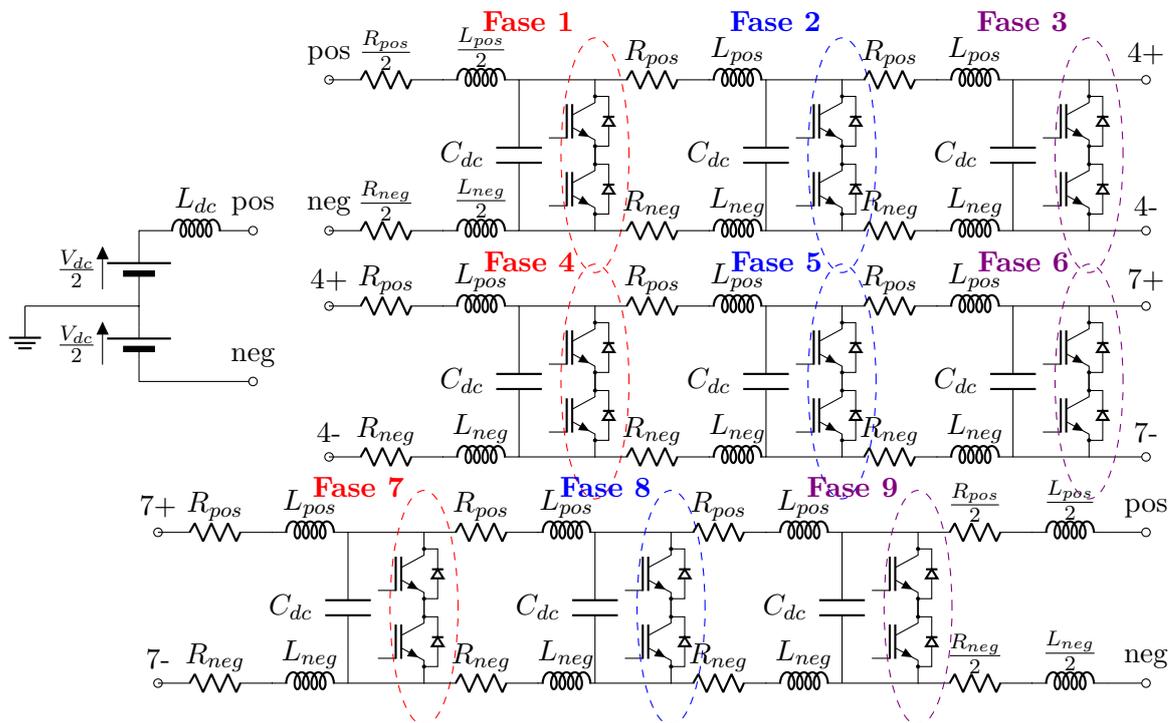


Figura 2.11: Schema Circuitale del Convertitore a 9 Fasi Utilizzato in PSPICE, Distribuito

2.3.1 Analisi in Frequenza e nel Tempo del Circuito Equivalente tramite PSPICE

Prima di tutto bisogna specificare le condizioni in cui si è simulato il comportamento del circuito. Infatti, per evitare i transitori nei primi istanti che competono alle capacità e alle induttanze della linea, sono state definite le condizioni iniziali. Nello specifico, per le capacità è stato impostato un valore iniziale pari alla tensione della sorgente in continua (400 V). Per le induttanze si è ragionato nel seguente modo, supponendo di trascurare le perdite per conduzione e per commutazione nell'inverter, allora è vero il seguente bilancio delle potenze attive

$$P_{dc} = V_{dc}I_{dc} = P_{ac} = \frac{9}{2}\hat{V}_f\hat{I}_f \cos \phi \quad (2.7)$$

Quindi

$$I_{dc} = \frac{9}{2V_{dc}}\hat{V}_f\hat{I}_f \cos \phi \quad (2.8)$$

Dato che le capacità sono 9, supponendo che la corrente si divida equamente nelle stesse, allora, partendo dal valore iniziale I_{dc} è possibile determinare il valore iniziale di corrente che compete ad ogni induttanza. Si è tenuto conto anche della "Equivalent Series Resistance" (ESR) delle capacità, indicate con R_{ESR} e poste ad un valore supposto di $1m\Omega$. Si è, quindi, effettuata una nuova simulazione del circuito equivalente presetato in figura 2.11 nella situazione peggiore già citata, ovvero in cui l'indice di modulazione fase-neutro è pari ad 1 e il fattore di potenza pari a 0. Si è osservato che la corrente risultava molto distorta ed presentava un'ampiezza incompatibile per i condensatori. Inoltre, si è riscontrato che la frequenza di risonanza era di circa 166 kHz. Per cercare di capire quale fosse l'origine di tale fenomeno, si è proceduto ad effettuare uno sweep in frequenza (da 1 Hz fino ad 1 MHz), alimentando il circuito con un generatore in alternata, presente nella libreria di PSPICE, V_{AC} , di ampiezza unitaria. In tal modo, elaborando i dati provenienti dalla simulazione, è possibile ricavare le funzioni di trasferimento (FdT) in corrente e in tensione per ogni fase della struttura esaminata attraverso dei diagrammi di Bode. Tali FdT sono definite, in relazione alle correnti e alle tensioni, come $\frac{I_{out}}{I_{in}}$ e $\frac{V_{out}}{V_{in}}$, dove con i pedici *out* e *in* si sono intese rispettivamente le grandezze di uscita, "prelevate" dalle capacità che competono ad ogni gamba di inverter, e le grandezze di ingresso, laddove è posta la sorgente DC. Nelle due figure successive vengono mostrate le funzioni di trasferimento, di corrente e tensione rispettivamente, dove nella legenda viene rispettata la dicitura precedentemente introdotta nella figura 2.11. Si può notare immediatamente che, per la perfetta simmetria della struttura, alcune FdT risultano essere sovrapposte: infatti, si pensi che, idealmente, nel punto di collegamento la corrente si divida a metà, che circola in modo opposto nella struttura anulare, per poi ricongiungersi nella fase posta nel centro, in questo caso denominata come "fase 5". Successivamente, è possibile riscontrare che la struttura risultante sia soggetta a molteplici risonanze. In particolare, viene messa in evidenza la prima frequenza di risonanza, che corrisponde proprio a 166 kHz, come precedentemente anticipato. Dato che lo spettro della corrente in ingresso ha delle componenti a 160 kHz, allora, come verrà spiegato poco avanti, saranno presenti delle distorsioni nelle correnti e nelle tensioni, che causano una instabilità del sistema. Inoltre, un'altra considerazione può essere la seguente: le risonanze in corrente vengono amplificate, dato il

guadagno positivo; mentre quelle in tensione vengono attenuate, dato il guadagno negativo. Come ultimo, viene specificato il fatto che è stato limitato l'intervallo delle frequenze in asse delle ascisse, poiché nei valori omissi non era presente alcuna informazione rilevante per il fine programmato, ovvero quello determinare quale fosse la causa della risonanza riscontrata.

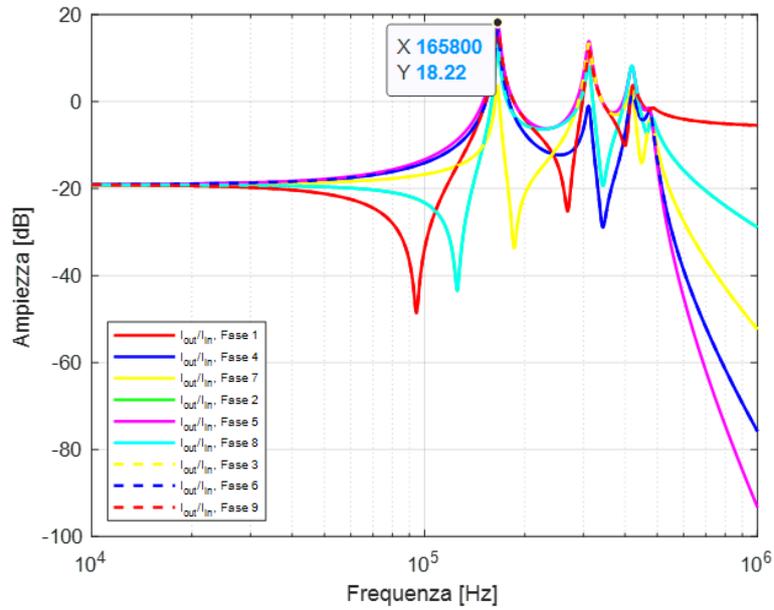


Figura 2.12: Funzione di Trasferimento in Corrente del Convertitore Multifase Distribuito

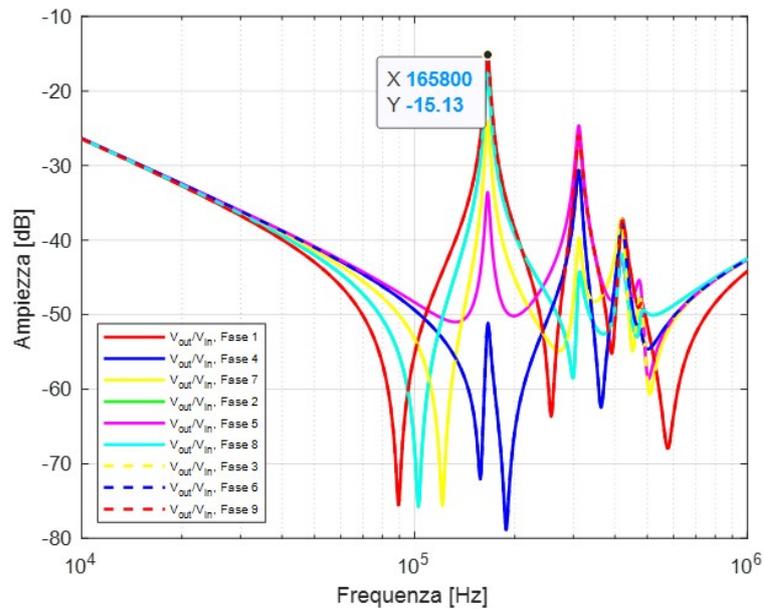


Figura 2.13: Funzione di Trasferimento in Tensione del Convertitore Multifase Distribuito

Si riportano nelle due figure successive i due transitori relativi alla corrente, prelevata nella capacità che compete alla fase 1, e alla tensione rilevata ai capi dello stesso ramo capacitivo. L'analisi nel tempo è stata condotta da 0 a 20 ms, che corrisponde ad un periodo elettrico. Come è chiaramente evidente, entrambi i segnali risultano particolarmente distorti e, come messo volutamente in evidenza, il periodo dei fenomeni di risonanza è $5 \mu s$, che corrisponde proprio a circa 166 kHz, che è la frequenza di risonanza che è possibile ritrovare anche nei diagrammi di Bode menzionanti nelle due figure precedenti. L'effetto risonante è maggiormente riscontrabile nelle correnti, che presentano un'ampiezza di gran lunga maggiore rispetto al caso in cui non si considerassero le interazioni tra gli elementi induttivi della linea e le capacità di DC link.

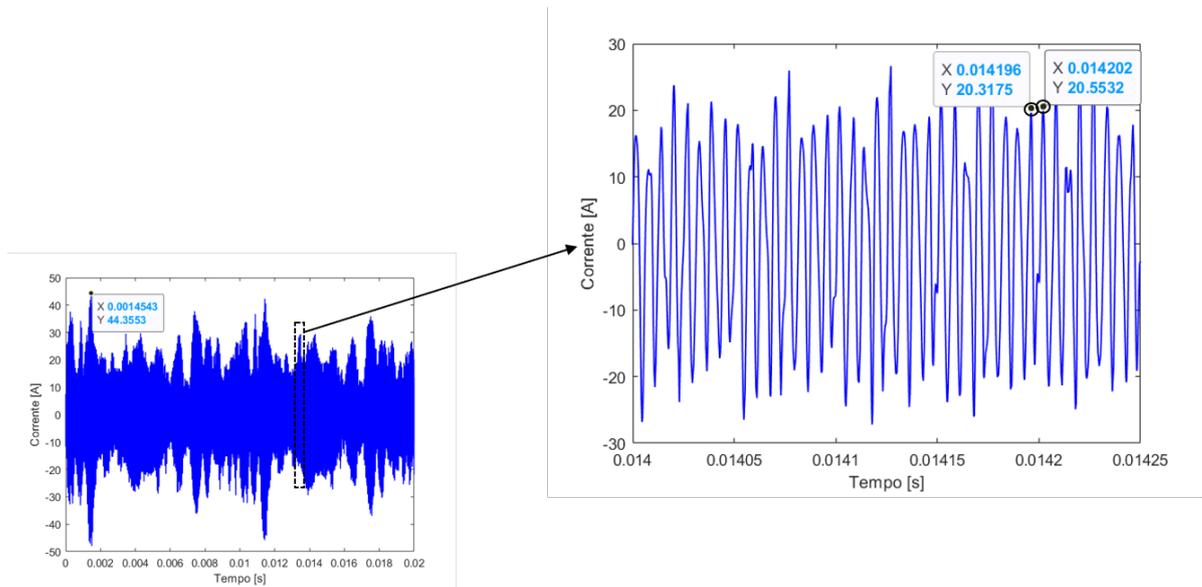


Figura 2.14: Analisi Transitoria ($0 \div 20ms$): Fenomeni di Risonanza nelle Correnti Capacitive

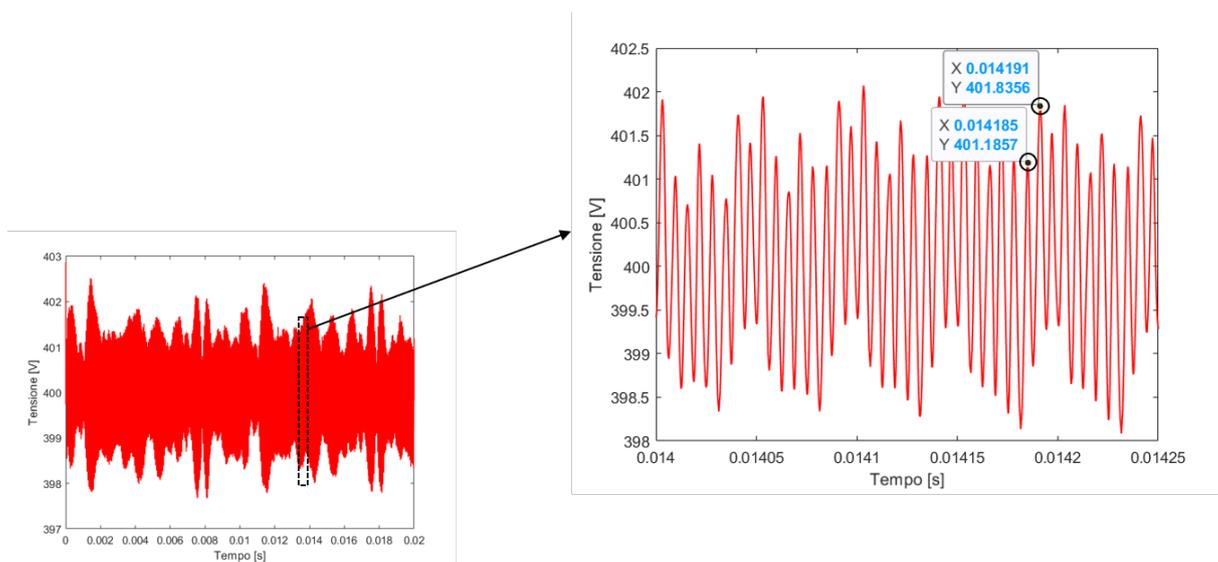


Figura 2.15: Analisi Transitoria ($0 \div 20ms$): Fenomeni di Risonanza nella Tensione di DC link

Pertanto, bisogna cercare di smorzare i fenomeni di risonanza appena visti. A tal fine, si è pensato di considerare l'effetto pelle associato ad ogni singolo tratto di DC link. Pertanto, si è simulato il comportamento di ogni porzione in FEMM, impostando il problema ad una frequenza pari a quella di risonanza riscontrata. Sono stati ricavati i seguenti valori di resistenza: $R_{pos,ac} = 130 \mu\Omega$ e $R_{neg,ac} = 110 \mu\Omega$. Per fare in modo, in PSPICE, che la corrente significativa della componente energetica in frequenza fosse interessata da quelle che nel paragrafo 2.2 avevamo definito come R_{pos} e R_{neg} , mentre la corrente con alto spettro in frequenza interessasse unicamente le resistenze aventi i valori poc'anzi ricavati, si è considerato il seguente circuito equivalente:

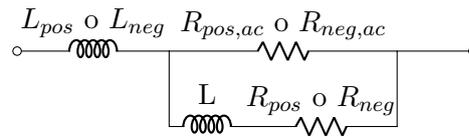


Figura 2.16: Circuito Equivalente Utilizzato per Considerare l'Effetto Pelle in PSPICE

Dove l'induttanza L è stata dimensionata in modo tale che non possa interagire con gli altri elementi reattivi in gioco, ovvero dato che la costante di tempo $\tau = \frac{L}{R_{dc}} \rightarrow L = \tau R_{dc}$, dove con R_{dc} si è inteso o R_{pos} o R_{neg} . Tale valore di induttanza, ponendo $\tau = 1 \text{ ms}$, risulta essere rispettivamente uguale a 18,4 nH e 15,5 nH. Tuttavia, anche nel caso in cui l'effetto pelle venisse preso in considerazione, non incide molto sullo smorzamento della risonanza presente nella corrente in ingresso all'inverter. Quindi, bisogna prendere un altro provvedimento, ovvero quello di inserire delle resistenze in serie alla R_{ESR} , propria del condensatore, per cercare di limitare l'impatto delle risonanze all'interno del convertitore statico. A tal fine, si è condotto uno studio parametrico (mediante la modifica del valore della resistenza di smorzamento, R_{damp}) per valutare quale fosse il valore efficace in ogni ramo capacitivo al variare di tale parametro in esame, ottenendo i risultati mostrati nella figura 2.17. La prima cosa che è immediato osservare è che il valore rms non cambia di molto nei differenti rami capacitivi, risultato, peraltro, atteso. Dalla figura traspare che il vantaggio migliore dal punto di vista delle correnti è certamente il caso in cui si abbia una $R_{damp} = 1 \Omega$: infatti, tale resistenza di smorzamento consente di ottenere un sistema "stabile", come la configurazione iniziale del convertitore statico, ovvero senza la presenza degli elementi induttivi. Quanto espresso viene confermato in quanto riportato in figura 2.18, dove viene confrontata la corrente che fluisce attraverso la capacità che compete alla fase 1 (si faccia riferimento alla figura 2.11) nei due casi sopracitati. Viene riportato il risultato solo del ramo inerente alla fase 1, in quanto, come già osservato, l'effetto sugli altri rami è leggermente differente.

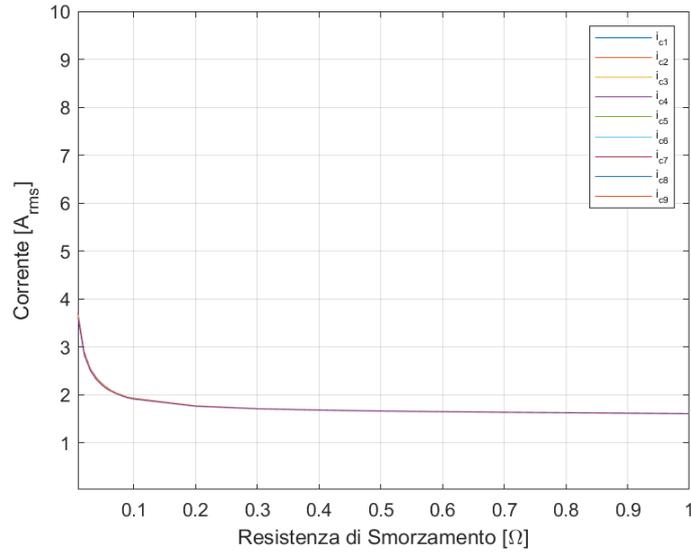


Figura 2.17: Andamento del Valore Efficace della Corrente in Ciascun Ramo Capacitivo al variare della R_{damp}

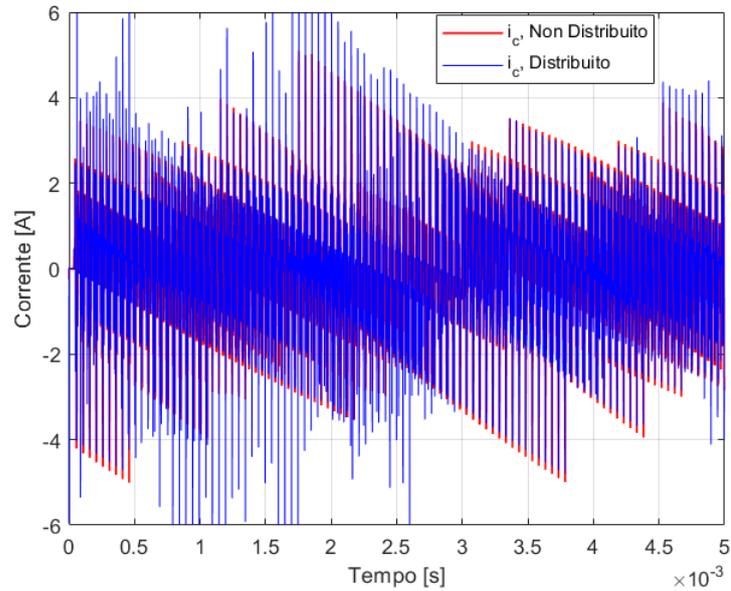


Figura 2.18: Confronto tra le Correnti: in Rosso, Convertitore Non Distribuito; in Blu, Convertitore Distribuito

Giunti a questo punto, si è pensato di effettuare una valutazione energetica del sistema attuale confrontando i risultati con la situazione precedente. Si riportano come varia la potenza dissipata per effetto Joule in ogni singolo ramo al variare della resistenza di smorzamento. Come era prevedibile aspettarsi, all'aumentare di quest'ultima, le perdite aumentano. Tuttavia, come constatato, mentre l'inserzione delle resistenze smorzanti nei rami capacitivi produce un sistema "stabile" in cui il valore efficace della corrente in ogni condensatore è di 1,62 A; ciò non è conveniente dal punto di vista energetico.

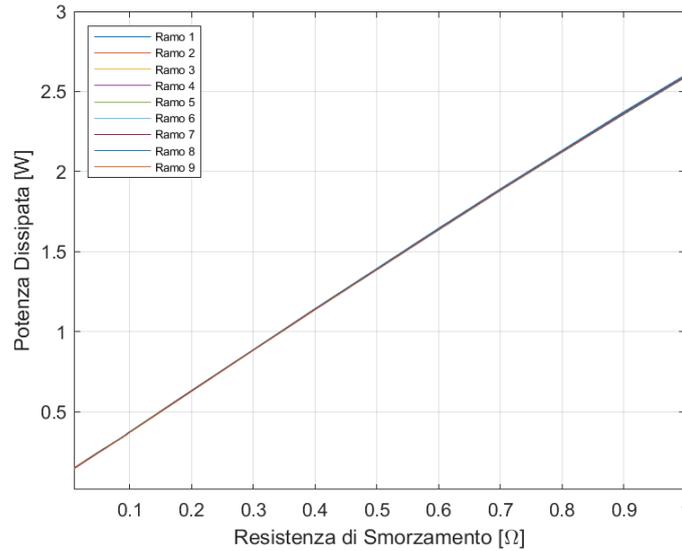


Figura 2.19: Potenza Dissipata in Ciascun Ramo Capacitivo al Variare della R_{damp}

Infatti, quando la R_{damp} vale 1Ω , allora le perdite in un singolo ramo valgono

$$P_{singoloramo} = R_{damp} I_{c,rms}^2 = 2,62W \rightarrow P_{sistema} = 9P_{singoloramo} = 23,62W \quad (2.9)$$

Invece, se lasciassimo il sistema in balia delle risonanze risultanti nelle correnti, allora il valore rms è certamente maggiore e si è riscontrato valga circa 11 A, per cui le perdite sarebbero pari a

$$P_{singoloramo} = R_{damp} I_{c,rms}^2 = 0,11W \rightarrow P_{sistema} = 9P_{singoloramo} = 0,99W \quad (2.10)$$

Il vantaggio energetico è clamoroso, tuttavia si è riscontrato che, in queste condizioni, in alcuni istanti del transitorio analizzato nella simulazione la corrente capacitiva raggiunge un valore massimo di 44,355 A. Allora si è pensata un'ulteriore soluzione: dividere ognuno dei nove rami in cui è presente la serie dei due elementi resistivi (R_{damp} e R_{ESR}) e l'unico elemento capacitivo (C_{dc}) nel parallelo due rami, il primo dei quali è costituito dalla serie tra il 75% del valore totale della capacità e un resistenza tale per cui il parallelo risultante fornisca il valore iniziale della R_{ESR} ; mentre il secondo è formato dalla serie del 25% della C_{dc} , da un valore 4 volte maggiore di quello della R_{ESR} e dalla R_{damp} .

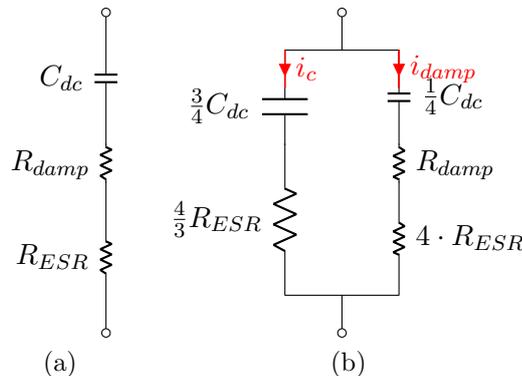


Figura 2.20: Schema Circuitale Equivalente del Ramo Smorzatore

Quanto appena espresso viene chiarito nel circuito equivalente mostrato nella figura 2.21, dove vengono illustrate anche le correnti (in rosso) che fluiscono nei due rami considerati. Tale azione aveva il significato di capire quale fosse l'effetto della resistenza di smorzamento sulla corrente capacitiva, andandone ad indagare anche gli aspetti energetici. Pertanto, come nel caso precedente, è stata condotta un'analisi parametrica: si è cercato di capire come variasse il valore efficace della corrente al variare della resistenza di smorzamento e ciò viene mostrato nelle due figure che seguono.

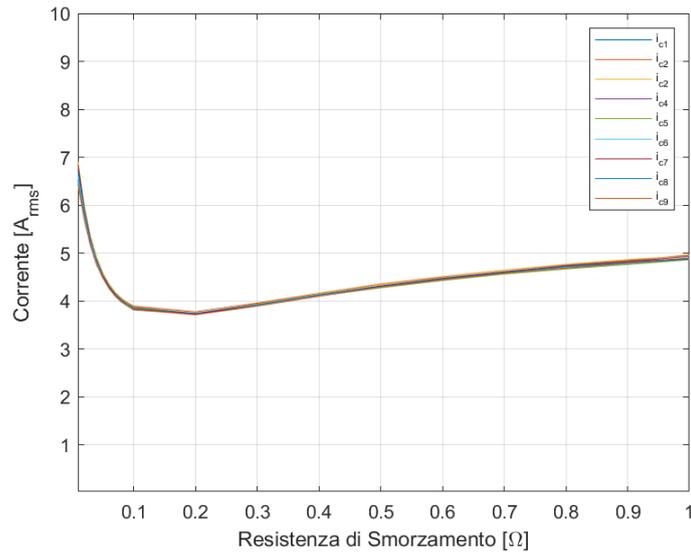


Figura 2.21: Andamento del Valore Efficace della Corrente nel Ramo Capacitivo al variare della R_{damp}

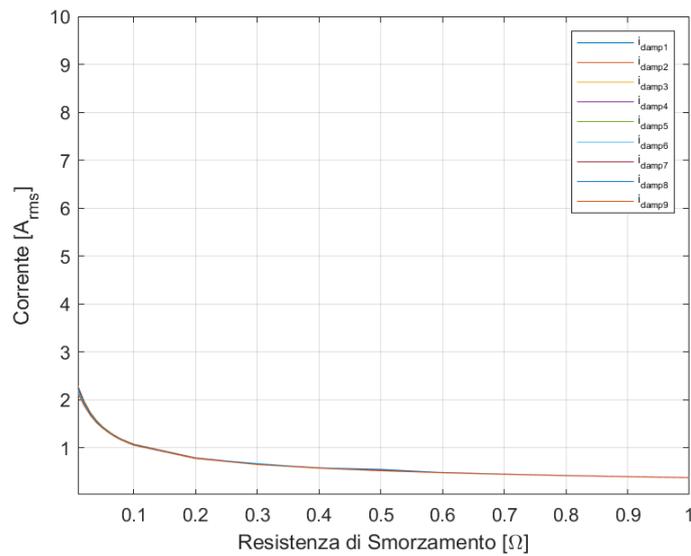


Figura 2.22: Andamento del Valore Efficace della Corrente nel Ramo "Smorzatore" al variare della R_{damp}

I due grafici sono stati realizzati estrapolando i dati ottenuti attraverso una simulazione parametrica da PSPICE, parametro costituito dalla resistenza di smorzamento, e successivamente importati in MATLAB. La prima considerazione che è possibile fare è che, data la presenza degli elementi resistivi e induttivi tra una gamba di inverter e la successiva, il valore efficace nei singoli rami è leggermente diverso, pertanto sono stati riportati tutti nelle figure soprastanti, anche se lo scarto era minimo (anche per conformità con il caso precedente). In secondo luogo si può notare la presenza di un minimo nella funzione che caratterizza la figura: si riscontra tale minimo per un valore della resistenza di smorzamento di circa $0,2 \Omega$, a cui compete un valore di corrente di circa $3,72 A_{rms}$. Corrispondentemente nel ramo dove è presente la R_{damp} si hanno $0,78 A_{rms}$. Quindi, ripetendo il calcolo delle perdite, si ottiene che:

$$P_{singoloramo} = R_{damp} I_{damp,rms}^2 + 4 \cdot R_{ESR} I_{damp,rms}^2 + \frac{4}{3} \cdot R_{ESR} I_{c,rms}^2 = 0,143W \quad (2.11)$$

$$P_{sistema} = 9P_{singoloramo} = 1,29W \quad (2.12)$$

Sicuramente questa appare la migliore soluzione, anche dal punto di vista dissipativo. Bisogna comunque comunicare il fatto che la corrente massima raggiunta nel transitorio analizzato è di $26,685 A$ e che le risonanze non vengono del tutto attenuate.

Capitolo 3

CoolX: Nuova Tipologia di Sistema di Raffreddamento Integrato

In questo capitolo si intende illustrare il nuovo sistema di raffreddamento concepito per la macchina elettrica le cui caratteristiche sono presentate in tabella 2.1. Si precisa che gli avvolgimenti sono stati riprogettati e la geometria del canale di raffreddamento, posizionato nello spazio inutilizzato della cava tra due avvolgimenti contigui, dipende dalla forma degli avvolgimenti stessi. Dunque, vengono presentate diverse soluzioni a seconda della tipologia di conduttore utilizzato, di sezione rettangolare o circolare, tuttavia sempre mantenendo in entrambi i casi il valore prestabilito di 2 mm^2 . Inoltre, per ogni soluzione adottata viene condotta un'analisi agli elementi finiti, nel software FEMM, sia termica che magnetostatica, confrontando i risultati ottenuti con quelli del sistema di raffreddamento che vi era in precedenza (CoolTIE).

3.1 CoolX: Presentazione e Considerazioni sulla Disposizione dei Conduttori in Cava

Con la sigla CoolX si è definito il sistema di raffreddamento integrato che concettualmente segue la stessa filosofia di pensiero di CoolTIE. Infatti, si cerca di sfruttare lo spazio in cava tra due avvolgimenti concentrati vicini attraverso l'inserzione di dispositivi con la funzione di esportare il calore dalle bobine stesse. Differentemente da CoolTIE si è pensato di utilizzare delle barre di alluminio, che conserva comunque ottime proprietà termiche (maggiore di quella del materiale ferromagnetico di cui è costituito lo statore), al posto del SiC. Tuttavia, l'alluminio ha anche ottime proprietà elettriche e si perde il vantaggio dell'isolamento elettrico garantito dal carburo di silicio stesso. Pertanto, saranno necessarie delle simulazioni elettromagnetiche che valutino l'entità delle correnti parassite indotte all'interno del conduttore massiccio di alluminio posto all'interno della cava. La forma della barra dipende dalla distribuzione dei conduttori in cava. A tal proposito la geometria è diversa rispetto a quella di CoolTIE. Infatti, si è pensato di non mantenere costante il numero di strati dell'avvolgimento, ma di diminuirli progressivamente realizzando una "gradinata". Si è cercato di condurre tale operazione a parità di quantità di rame presente all'in-

terno degli avvolgimenti di CoolTIE e mantenendo la stessa sezione trasversale dei canali di raffreddamento prismatici al SiC. Oltretutto, si è anche valutato il caso in cui fossero presenti conduttori a sezione circolare piuttosto che le piattine. Quindi, cercando di seguire i criteri esposti, sono state disegnate due diverse geometrie, differenza di struttura dovuta al tipo di sezione del cavo considerata. Quanto espresso viene riportato nella figura 3.1.

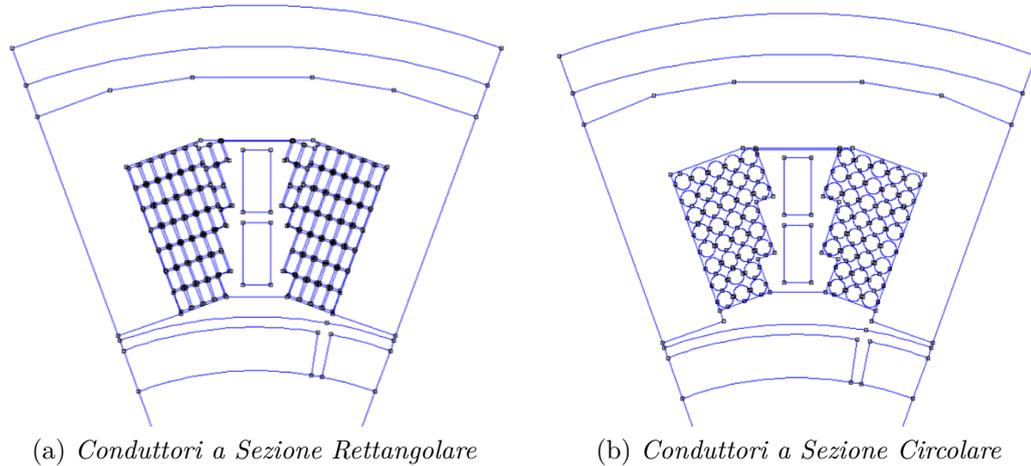
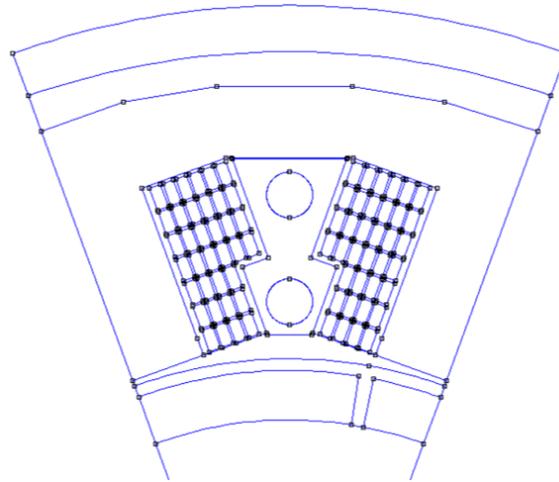


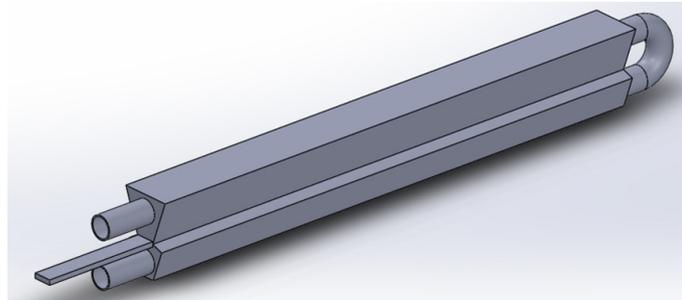
Figura 3.1: Differenze nella Disposizione dei Conduttori in Cava e della Forma del Dispositivo di Raffreddamento secondo la Tipologia di Cavo

Si nota immediatamente che ci sono delle differenze nelle due configurazioni. Partendo dalla conoscenza della sezione trasversale della barra del sistema CoolTIE, che risulta essere di $63,76 \text{ mm}^2$, essendo il foro del canale di diametro 4 mm , si è determinata la sezione trasversale del dispositivo di alluminio. Nel caso della configurazione 3.1 (a) la sezione trasversale è di $67,22 \text{ mm}^2$, mentre la configurazione 3.2 (b) è di $64,22 \text{ mm}^2$, valori simili a quelli di CoolTIE. Tuttavia, mentre con l'utilizzo della piattina, si riesce ad ottenere lo stesso numero di spire di cui gli avvolgimenti di CoolTIE sono costituiti, con l'utilizzo del cavo a sezione circolare non si riesce, bensì si ottengono 33 spire. Ciò è dovuto al maggiore ingombro occupato del singolo conduttore. Tra le due soluzioni si è preferito optare per la 3.1 (b), poiché più semplice dal punto di vista della realizzazione. Inoltre, nella soluzione 3.1 (a) vi era anche il problema di dover sfalsare anche parti di conduttori appartenenti agli strati più vicini al materiale ferromagnetico di statore. Alla fine, tuttavia, si è scelta la seguente soluzione, partendo da quella preliminare in 3.1 (b): conduttori a piattina, 36 spire nella configurazione come mostrato nella figura 3,2 (a). Il motivo di tale scelta è legato unicamente a motivi pratici, dato che la piattina di sezione ($1 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$) era disponibile al produttore. Si è potuto disegnare, quindi, la barra di alluminio nel software SOLIDWORKS 2019. Rispetto a quella di CoolTIE, essa presenta due fori: un canale per la circolazione del fluido di andata e uno per la circolazione del fluido di ritorno. Andata e ritorno di ogni singolo dispositivo sono collegati in modo tale da realizzare un circuito parallelo, come in CoolTIE. La vista 3D del dispositivo di CoolX viene presentata nella figura 3.2 (b). Nella vista 3D si nota anche un ulteriore dettaglio: al centro di una delle due superfici esterne della barra vi è un'estremità, della lunghezza di 23 mm , pensata per poterci posizionare una delle nove gambe di inverter ed effettuare un'integrazione anche dell'elettronica

di potenza. Si procede adesso ad analizzare il comportamento termico di CoolTIE e di CoolX, rispettivamente.



(a) *Disposizione dei Conduttori in Cava*



(b) *Vista 3D di uno dei Nove Canali di Raffreddamento di CoolX*

Figura 3.2: CoolX: Sistema di Raffreddamento

3.2 Simulazione Termica mediante FEMM

Vengono riportate le impostazioni generali, sia per quanto riguarda la scelta di materiali specifici che per le condizioni al contorno, con cui sono state condotte le simulazioni termiche in FEMM, considerando i due sistemi di raffreddamento indiretti, ovvero CoolTIE e CoolX.

- *Proprietà dei Materiali*

Le proprietà termiche delle parti solide vengono presentate nella tabella 3.1 e sono state reperite negli appositi datasheet che sono disponibili in rete. In generale, tutti i materiali considerati hanno un comportamento isotropo dal punto di vista termico, ovvero hanno stessa conducibilità termica lungo le direzioni x e y . Bisogna specificare solo un particolare per quanto riguarda il rame dei conduttori in cava. Dato che si è fatto riferimento all'articolo [22], in cui si è stabilito che le perdite nel rame a $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $18\text{ }A_{rms}$ sono di 680 W , allora è stata assegnata al rame una densità volumetrica di perdite corrispondente. In linea con lo stesso articolo citato in precedenza, le perdite nel ferro sono state trascurate e non è stata assegnata alcuna sorgente di calore

al materiale che costituisce i lamierini di statore e di rotore. Pertanto, i sistemi di raffreddamento in esame agiscono unicamente sulle perdite nel rame.

Materiali	Conducibilità Termica	Valore	Unità di Misura
Alluminio	$\lambda_{xy,a}$	176	$W/(m \cdot K)$
Ferro di Statore/Rotore (M250-35A)	$\lambda_{xy,fe}$	28	$W/(m \cdot K)$
Magneti (NdFeB 38UH)	$\lambda_{xy,MP}$	8	$W/(m \cdot K)$
Rame	$\lambda_{xy,cu}$	390	$W/(m \cdot K)$
Resina Epossidica (LORD EP-2000)	$\lambda_{xy,is}$	1,9	$W/(m \cdot K)$

Tabella 3.1: Conducibilità Termica dei Materiali Solidi usati nella Simulazione

In merito ai rame e alla resina epossidica va aggiunto anche quanto segue. Sono state effettuate delle simulazioni in cui il materiale costituente gli avvolgimenti e il materiale isolante sono stati modellizzati come un materiale unico, come anche fatto in [28]. In [29] è stato ideato un metodo che considera la conducibilità termica equivalente di cilindri, corrispondenti nel nostro caso ai conduttori di rame in cava, allineati, distanziati equamente l'uno dall'altro, rigidi, infinitamente lunghi e distribuiti casualmente in un materiale dotato di una conducibilità non molto elevata, nel nostro caso la resina EP-2000. Il valore della conducibilità equivalente può essere ricavato nel seguente modo:

$$\lambda_{xy,eq} = \frac{\lambda_{xy,is}[(\xi_c k_{fill} - \xi_c + k_{fill})(\lambda_{xy,cu} - \lambda_{xy,is})^2 + (\lambda_{xy,cu} + \lambda_{xy,is})^2]}{2\lambda_{xy,cu}\lambda_{xy,is} - (k_{fill} - 1)[\xi_c(\lambda_{xy,cu} - \lambda_{xy,is})^2 + \lambda_{xy,cu}^2] + (k_{fill} + 1)\lambda_{xy,is}^2} \quad (3.1)$$

laddove il termine ξ_c fa riferimento ad un parametro a tre punti ed è funzione del fattore di riempimento $k_{fill} = \frac{S_{cu}}{S_{tot}}$, in cui S_{tot} è la superficie complessiva (rame+resina) e, in particolare, tale modellistica è valida se $k_{fill} \leq 0,65$. Nel caso specifico $k_{fill} = 0,67$, quindi si è scelto il valore di ξ_c corrispondente al valore massimo riportato nei valori tabellati dello studio [30]. Inserendo i valori necessari nell'equazione 3.1, si è pervenuti al valore della conducibilità termica equivalente $\lambda_{xy,eq} = 6,58 \frac{W}{mK}$. Tale modellistica è utile in quanto permette di non andare a definire conduttore per conduttore, semplificando la simulazione e il tempo di calcolo.

- *Condizioni al Contorno*

Una volta specificati quali siano i materiali utilizzati, bisogna definire quali sono le condizioni al contorno imposte nella simulazione. Per simmetria, viene analizzato unicamente uno dei nove settori circolari che costituiscono la macchina elettrica. Sono state definite tre condizioni al contorno di convezione termica, che in FEMM sono espresse tramite la seguente equazione differenziale:

$$\lambda \frac{\partial T}{\partial n} + h(T - T_0) = 0 \quad (3.2)$$

dove con h si è indicato il coefficiente di scambio convettivo e T_0 è la temperatura iniziale del fluido refrigerante. Le tre condizioni al contorno sono state

indicate rispettivamente con $TempEsterna$, $TempAcqua$ e $TempForo$ e sono mostrate nella figura successiva. Come T_0 sono stati impostati rispettivamente i valori di $30\text{ }^{\circ}\text{C}$ e di $50\text{ }^{\circ}\text{C}$.

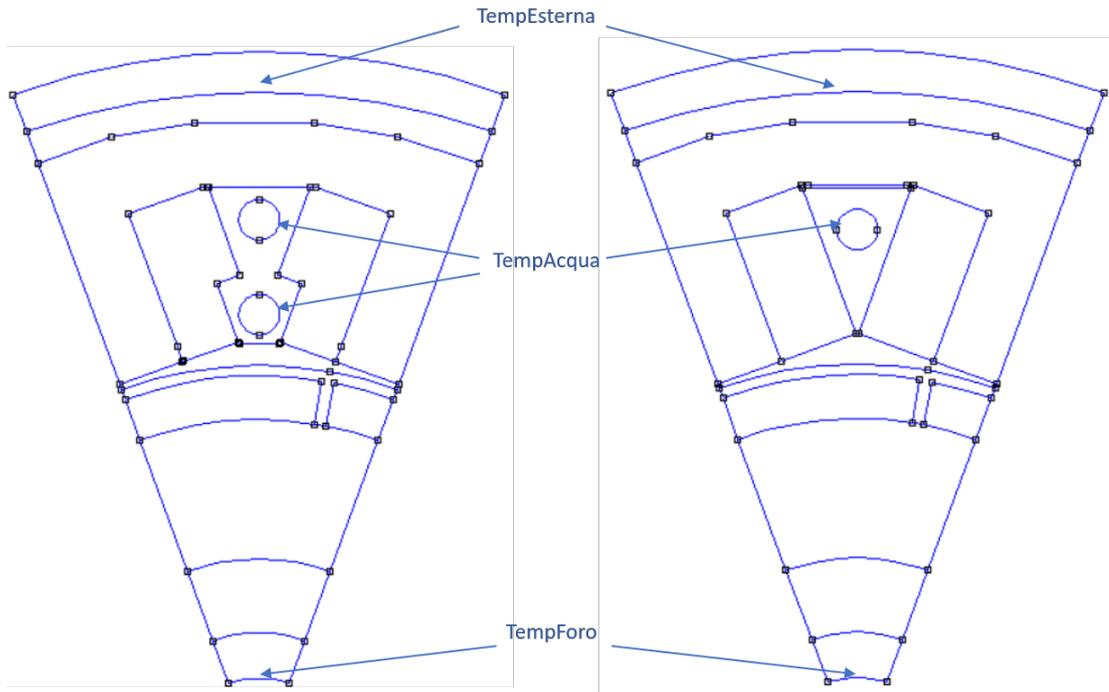


Figura 3.3: Definizione delle Condizioni al Contorno di Scambio Convettivo

Per quanto riguarda le condizioni definite come $TempEsterna$ e $TempForo$ sono stati scelti dei valori di h rispettivamente pari a $10\frac{W}{m^2K}$ e $1\frac{W}{m^2K}$. Invece, per il coefficiente convettivo di scambio termico della condizione che realizza il raffreddamento a liquido, nello specifico acqua, bisogna prestare più attenzione e si è proceduto al seguente calcolo. Il liquido refrigerante viene forzato attraverso delle condotte di diametro pari a 4 mm . Viene imposto un coefficiente di calcolo convettivo tale per cui lungo la superficie esterna del tubo si avesse una temperatura di $60\text{ }^{\circ}\text{C}$. Per cui, dato che il flusso termico è pari a

$$\dot{Q} = \frac{P}{\pi \cdot d \cdot L} = \frac{75}{0,00126} = 60,12 \frac{kW}{m^2} \quad (3.3)$$

dove

- P è la potenza dissipata per effetto Joule;
- d è il diametro della tubazione;
- L è la lunghezza del canale, corrispondente alla lunghezza assiale della macchina.

e volendo un $\Delta T = 12\text{ }^{\circ}\text{C}$, allora $h_{H_2O} = \frac{\dot{Q}}{\Delta T} = 5000\frac{W}{m^2K}$. Come verrà successivamente confermato nel capitolo 4, a tale coefficiente corrisponde un valore di portata pari a $0,1\text{ l/min}$, per un totale di $0,9\text{ l/min}$. Il flusso è laminare, come confermato dalla stima del numero di Reynolds: infatti, essendo nota la

portata $Q = 0,1 \frac{l}{min}$, allora, essendo nota l'equazione ai valori medi tra portata e velocità espressa dalla relazione 3.4, è possibile ricavare la velocità.

$$Q = V \cdot S \rightarrow V = \frac{Q}{S} = 0,133 \frac{m}{s} \quad (3.4)$$

Conoscendo le proprietà specifiche dell'acqua, come la densità (ρ_{H_2O}) e la viscosità dinamica (μ_{H_2O}) alla temperatura di ingresso del liquido ($50 \text{ }^\circ\text{C}$), allora si può determinare il numero di Reynolds¹

$$Re = \frac{\rho_{H_2O} \cdot d \cdot V}{\mu_{H_2O}} = 1128 \quad (3.6)$$

Si procede, dunque, ad effettuare l'analisi termica dei due sistemi di raffreddamento.

3.2.1 Analisi Termica di CoolTIE

Il sistema CoolTIE è stato spiegato nel paragrafo 1.3.1. Diversamente dal caso descritto, gli avvolgimenti sono stati rivestiti (tramite il processo di "potting") della resina EP-2000 e sono caratterizzati dall'aver 35 spire e 70 conduttori in cava, conduttori a sezione rettangolare di 2 mm^2 . Si è proceduto ad simulare il sistema mediante un'analisi agli elementi finiti in FEMM, mostrata nella figura 3.4.

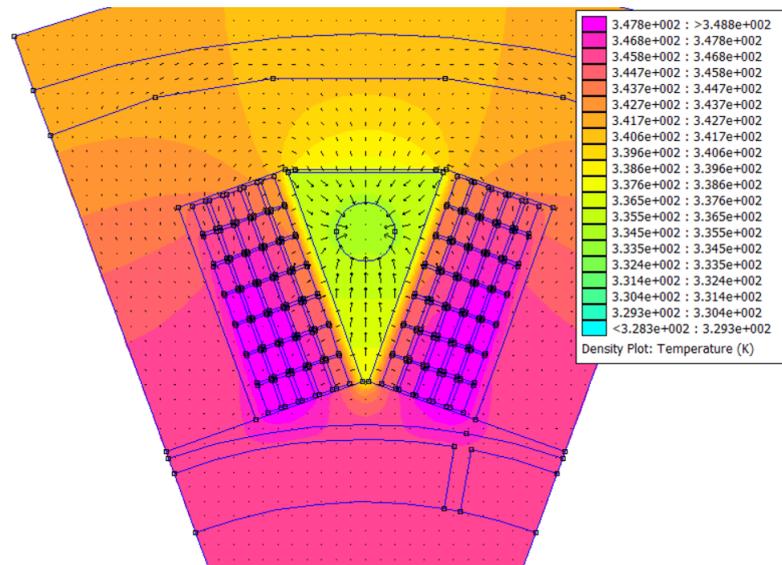


Figura 3.4: Simulazione Termica agli Elementi Finiti di CoolTIE: Andamento del Flusso Termico

Le frecce nere in figura rappresentano le linee del flusso termico, il cui percorso viene modificato a causa della presenza degli elementi prismatici triangolari di SiC. La temperatura massima raggiunta in queste condizioni è di circa $75,68 \text{ }^\circ\text{C}$.

¹d è il diametro idraulico definito come

$$d = \frac{4 \cdot S}{l} \quad (3.5)$$

dove S è l'area e l è il perimetro efficace.

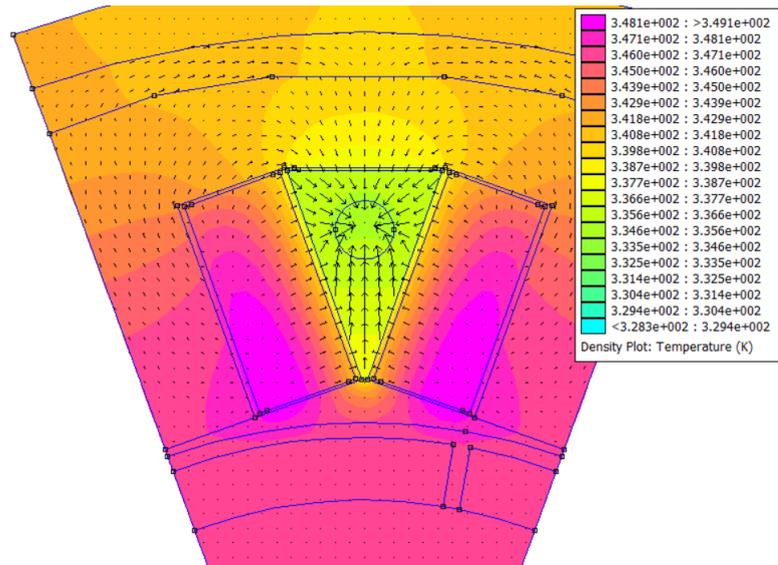


Figura 3.5: Simulazione Termica agli Elementi Finiti di CoolTIE, considerando $\lambda_{xy,eq}$ del Materiale Composito: Andamento del Flusso Termico

Successivamente si è ripetuta la simulazione considerando la conducibilità del sistema equivalente del materiale composito, $\lambda_{xy,eq}$. Rispetto alla simulazione precedente la superficie del rame è stata estesa, affinché sia compatibile con le ipotesi di validità del modello esposto, ovvero che il $k_{fill} \leq 0,65$. In tal caso si è pervenuti al seguente risultato di figura 3.5. La temperatura massima raggiunta in queste condizioni è di circa $75,98\text{ }^{\circ}\text{C}$. Si può notare come il modello funzioni molto bene, essendoci uno scostamento minimo, che risulta essere di $0,3\text{ }^{\circ}\text{C}$, nella temperatura massima e, in generale, del comportamento termico complessivo.

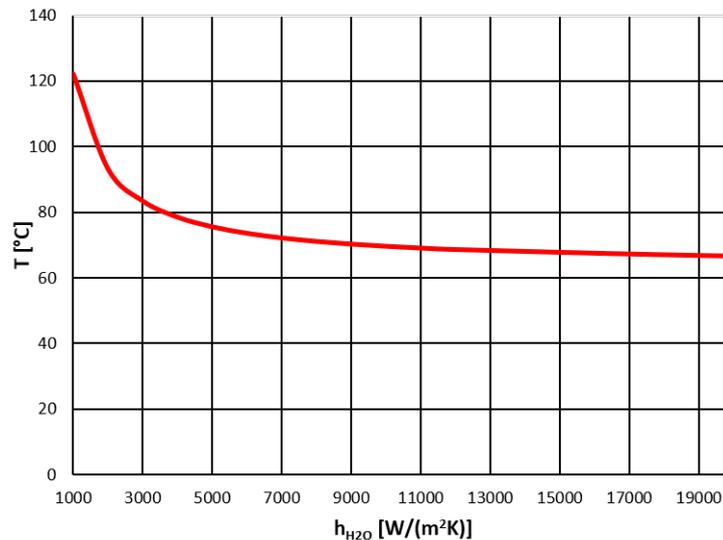


Figura 3.6: Andamento del Coefficiente di Scambio Convettivo ($1000 \div 20000\text{ }W/(m^2K)$) vs Temperatura Massima dei Conduttori in Cava

A questo punto era interessante capire quanto il variare della portata, strettamente collegato al coefficiente di scambio termico convettivo, influisca effettivamente sulle prestazioni del sistema di raffreddamento: in altre parole, si voleva capire quale

fosse il "collo di bottiglia", quindi quando un aumento di portata impattasse di poco sul miglioramento della situazione termica degli avvolgimenti. Sono state quindi condotte molteplici simulazioni in FEMM, variando il coefficiente di scambio termico all'interno della condotta forzata ($1000 \div 20000 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$). I dati ottenuti sono stati riportati nel grafico di figura 3.6, che mette in luce l'andamento h_{H_2O} -T. Si può notare che, a partire dagli $20000 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$, che corrisponde ad una portata di circa $0,4 \frac{\text{l}}{\text{min}}$, è poco il beneficio apportato sulla temperatura massima raggiunta dai conduttori.

3.2.2 Analisi Termica di CoolX

Dunque, si sono ripetute le stesse analisi condotte per CoolTIE, così da poter fare un confronto tra i due sistemi. Anche gli avvolgimenti di CoolX sono stati sottoposti alla resinatura dello stesso materiale, ma si ribadisce sono caratterizzati dall'aver 36 spire e 72 conduttori in cava, conduttori a sezione rettangolare della stessa misura. Viene precisato come sia sul canale di andata sia su quello di ritorno sia stata imposta la stessa temperatura iniziale, quando in realtà la temperatura sul ritorno sia superiore. Ciò perché, essendo tutti i canali in parallelo, la differenza di temperatura tra i due è piccola: in particolare, è stato riscontrata una $\Delta T_{out-in} = 8^\circ\text{C}$. Nel caso in cui il sistema di raffreddamento fosse costituito da un circuito serie, allora l'incremento di temperatura è significativo, evidenziando un gap termico di 90°C rispetto alla temperatura di ingresso. I calcoli di temperatura sono riferiti alla portata effettiva nel canale di raffreddamento di $0,1 \frac{\text{l}}{\text{min}}$, che nel circuito parallelo si traduce in una portata totale di $0,9 \frac{\text{l}}{\text{min}}$; mentre nel circuito serie rimarrebbe la stessa. Nella figura 3.7 viene riportata la simulazione termica agli elementi finiti di CoolX.

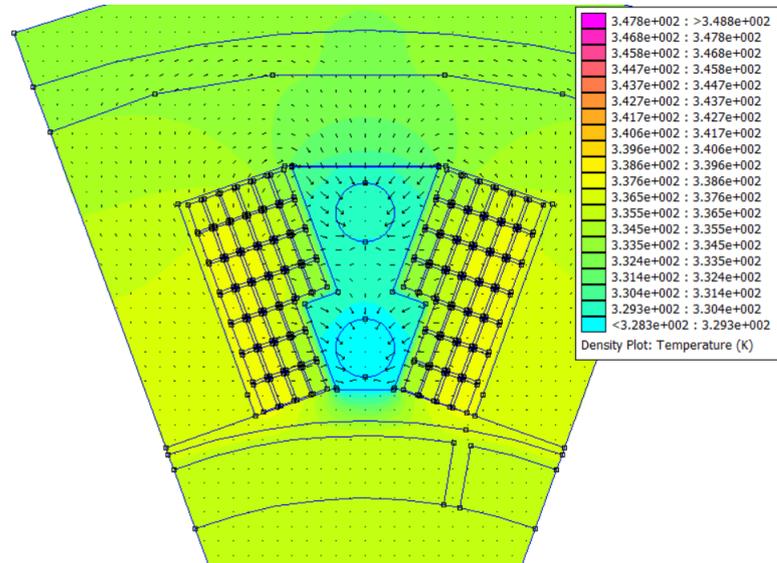


Figura 3.7: Simulazione Termica agli Elementi Finiti di CoolX: Andamento del Flusso Termico

Nella figura soprastante le frecce nere in figura rappresentano le linee del flusso termico all'interno della macchina elettrica e la temperatura massima raggiunta in queste condizioni è di circa 65°C , un netto miglioramento rispetto al sistema

precedente. Questo fatto è certamente dovuto alla presenza del canale di andata e del canale di ritorno. Come per CoolTIE, si è ripetuta la simulazione in cui i conduttori e parte del materiale isolante sono stati sostituiti da un unico blocco di materiale composito, con la stessa conducibilità equivalente, $\lambda_{xy,eq}$. Viene specificato il fatto che si reitera l'operazione di aumento della superficie complessiva (rame + resina epossidica) per soddisfare la validità dello studio condotto in [29] ed ottenere lo stesso k_{fill} utilizzato in CoolTIE.

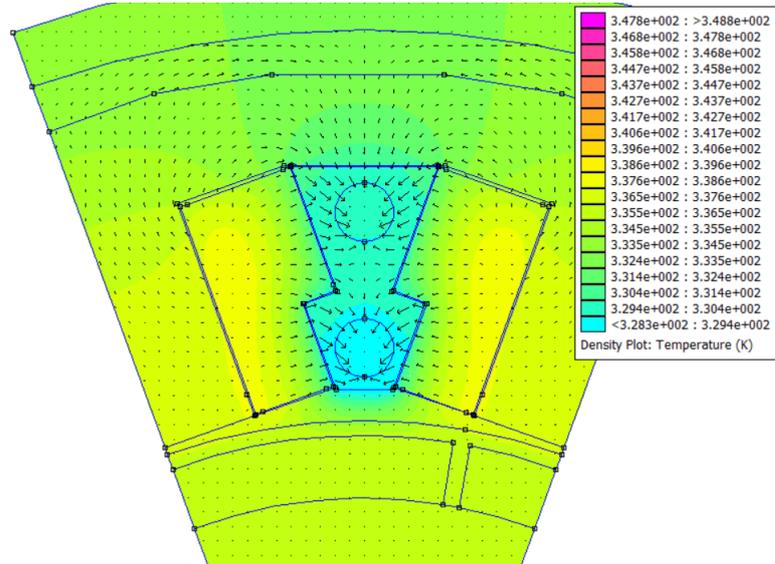


Figura 3.8: Simulazione Termica agli Elementi Finiti di CoolX, considerando $\lambda_{xy,eq}$ del Materiale Composito: Andamento del Flusso Termico

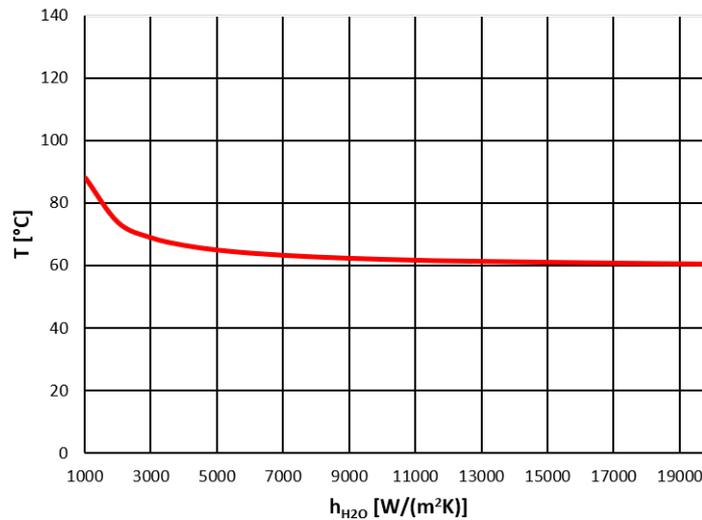


Figura 3.9: Andamento del Coefficiente di Scambio Convettivo ($1000 \div 20000$ $W/(m^2K)$) vs Temperatura Massima dei Conduttori in Cava

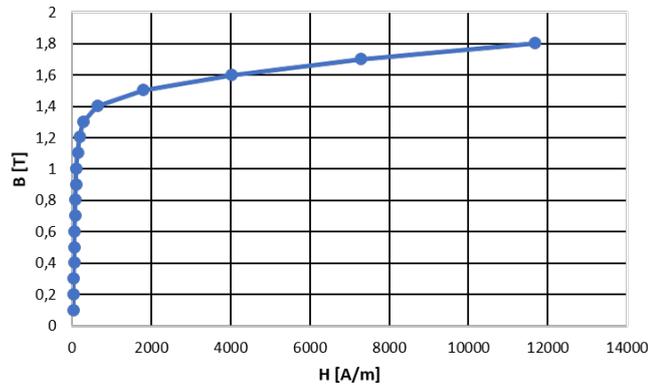
La temperatura massima raggiunta in queste condizioni è di circa $65.08 \text{ }^\circ\text{C}$. Si può notare come il modello funzioni molto bene, essendoci uno scostamento minimo nella temperatura massima e, in generale, del comportamento termico complessivo.

Analogamente si è voluto scoprire quale fosse il valore di portata, che si traduce equivalentemente nel coefficiente di scambio convettivo, oltre la quale non si nota alcun beneficio termico. Pertanto, sono state quindi condotte molteplici simulazioni in FEMM, variando il coefficiente di scambio termico all'interno della condotta forzata ($1000 \div 20000 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$). Il risultato viene messo in evidenza nella figura 3.9 L'andamento asintotico, del tutto simile al caso precedente e non si nota un netto miglioramento delle prestazioni del sistema di raffreddamento a partire dai $11000 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$

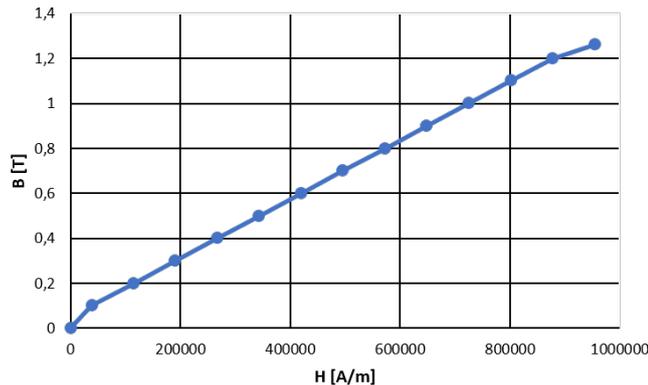
3.3 Simulazione Magnetostatica mediante FEMM

Come già anticipato nel paragrafo 3.1 bisogna verificare il comportamento delle barre di alluminio all'interno delle cave della macchina elettrica. Ciò è stato realizzato attraverso delle simulazioni magnetostatiche 2D agli elementi finiti in FEMM.

- *Proprietà dei Materiali*



(a) *M250-35A*



(b) *NdFeB-38UH*

Figura 3.10: Curve di Prima Magnetizzazione, rispettivamente per il Ferro di Statore/Rotore e per i Magneti

Per quanto concerne i materiali, alcuni sono stati presi dalla lista presente nella libreria di FEMM, quali ad esempio: l'aria, l'alluminio e il rame. Mentre per

quanto riguarda il materiale ferromagnetico di statore (e di rotore) e il materiale che costituisce di magneti sono stati definiti nel programma rispettando i dati estrapolati dagli appositi datasheet. Come già scritto in precedenza, per il ferro è stato scelto l'*M250-35A*, mentre per i magneti il *NdFeB 38-UH*. Le curve di prima magnetizzazione dei due materiali appena citati sono riportate nella figura successiva.

- *Condizioni al Contorno*

Come unica condizione al contorno è stata definita la condizione nota come di Dirichlet lungo una circonferenza esterna, maggiore di quella del pacco attivo di statore.

- *Proprietà dei Circuiti*

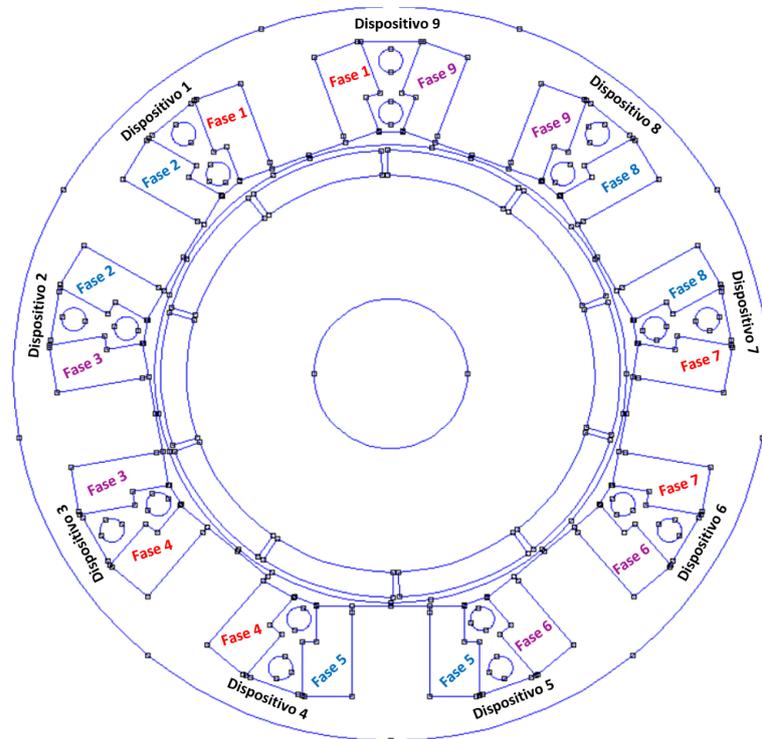


Figura 3.11: Simulazione AC in FEMM: Attribuzione delle Fasi nella Sezione Trasversale della Macchina

Un'attenzione particolare è stata data alla definizione delle fasi da attribuire ai 9 avvolgimenti della macchina elettrica. Infatti, avendo impostato il problema in frequenza, sono stati assegnati i fasori corrispondenti alla corrente sinusoidale che eccita ogni singola bobina. L'ampiezza di tale corrente è stata fissata ad 25 A per ciascun avvolgimento, così da avere un valore efficace corrispondente a quello che si aveva nel calcolo delle perdite del rame ($18 A_{rms}$). Sono stati, quindi, definiti 9 circuiti differenti, indicati con la dicitura *Fase n* con $n=1 \div 9$. Dato che è possibile individuare tre terne trifase equilibrate (individuate con *1-4-7*, *2-5-8* e *3-6-9*), in cui ogni terna è sfasata dall'altra di 200 gradi, allora sono state assegnate i seguenti fasori, rispettivamente alle

terne sopracitate:

$$\begin{cases} \bar{I}_1 = \hat{I}e^{j0} \\ \bar{I}_4 = \hat{I}e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ \bar{I}_7 = \hat{I}e^{-j\frac{4\pi}{3}} \end{cases} \quad (3.7)$$

$$\begin{cases} \bar{I}_2 = \hat{I}e^{-j\frac{10\pi}{9}} \\ \bar{I}_5 = \hat{I}e^{-j(\frac{2\pi}{3} + \frac{10\pi}{9})} \\ \bar{I}_8 = \hat{I}e^{-j(\frac{4\pi}{3} + \frac{10\pi}{9})} \end{cases} \quad (3.8)$$

$$\begin{cases} \bar{I}_3 = \hat{I}e^{-j\frac{10\pi}{9}} \\ \bar{I}_6 = \hat{I}e^{-j(\frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{9})} \\ \bar{I}_9 = \hat{I}e^{-j(\frac{4\pi}{3} + \frac{2\pi}{9})} \end{cases} \quad (3.9)$$

Le correnti di fase sono state attribuite agli avvolgimenti concentrati secondo lo schema rappresentato nella figura 3.11

3.3.1 Analisi Magnetostatica di CoolX

Dunque, si sono condotte diverse simulazioni in FEMM, in particolare al variare della frequenza, a cui corrisponde, essendo noto il numero dei paia poli di cui dispone la macchina, la velocità angolare in rpm: l'analisi è stata effettuata da 1000 (circa 83 Hz) fino a 12000 rpm (1000 Hz). Si è valutato quale fosse l'impatto delle correnti parassite indotte nei conduttori massicci di alluminio, correnti parassite dovute alla variazione nel tempo del campo magnetico rotante generato dalle correnti di eccitazione dello statore. In particolare, si è riportato in figura 3.12 l'andamento della potenza dissipata all'interno di ogni singolo dispositivo al variare della velocità angolare.

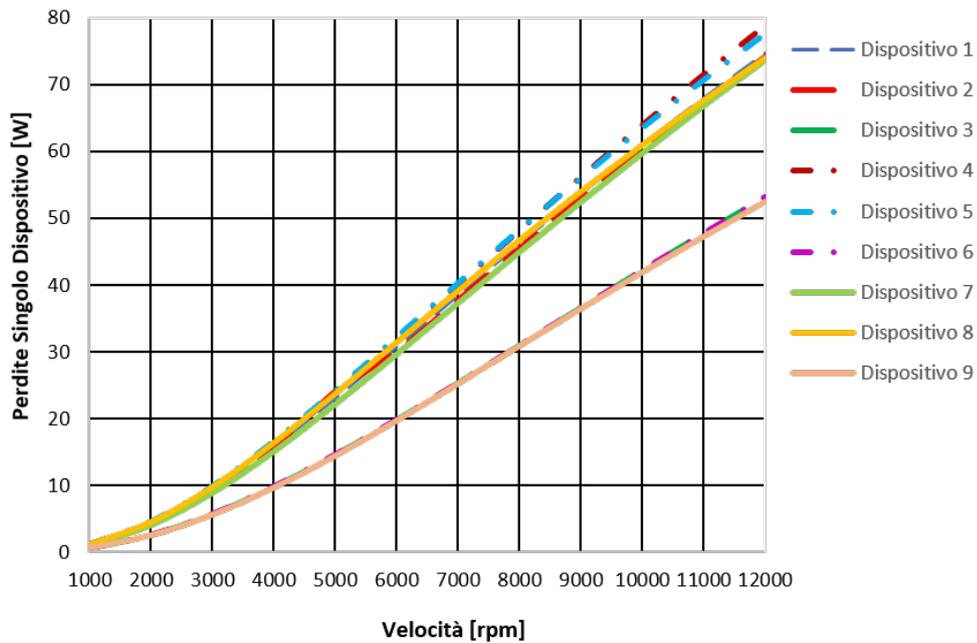


Figura 3.12: Andamento delle Perdite nei Dispositivi di Alluminio (1000 ÷ 10000 rpm) con un' Ampiezza delle Correnti di Fase 25 A

Si nota che le perdite causate dalle correnti parassite non siano uguali in tutti le barre, probabilmente a causa del fatto che la macchina non è simmetrica dal punto di vista magnetico tanto che è stato necessario simularla completamente. Il valore massimo di potenza dissipata lo si raggiunge in corrispondenza della velocità massima di cui si è tenuto conto ed, in particolare, a ridosso del dispositivo 4. Per completezza si riporta anche il grafico inerente alle perdite totali, mostrato nella seguente figura:

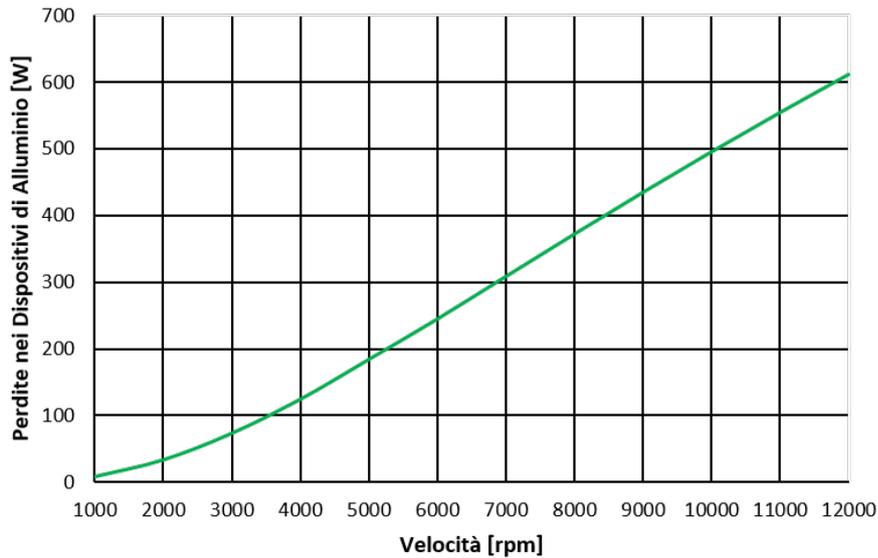


Figura 3.13: Perdite Totali (1000 ÷ 10000 rpm) con un' Ampiezza delle Correnti di Fase 25 A

A 12000 rpm le perdite totali sono 611,8 W, del tutto comparabili con le perdite nel rame, che si ricorda fossero di 680 W. Pertanto, sembrava utile fornire informazioni anche su quale fosse la distribuzione di corrente all'interno dei conduttori massicci nella condizione peggiore trovata. Guardando i risultati mostrati nella figura 3.14, prima di valutare l'entità della densità di corrente sugli stessi, una considerazione che sorge spontanea è: per quale motivo i magneti permanenti non producano eccitazione. Ciò può essere spiegato come segue: dato che FEMM è in grado di simulare una frequenza alla volta, allora, durante una simulazione AC con frequenza non nulla, il software non è in grado di riportare il campo magnetico dei magneti permanenti, che, di fatto, sono "visti" come generatori di corrente continua ($f=0$ Hz). Pertanto, essi, come appare nella figura, sono rappresentati mediante la loro permeabilità magnetica, che è prossima a quella dell'aria. Questo fatto chiarisce anche per quale motivo le linee di campo magnetico si richiudano attraverso i ponticelli che giungono a saturazione e non si richiudano attraverso i magneti permanenti. Viene considerato, quindi, l'effetto del solo campo magnetico rotante di statore. Si esplicita anche che, per far sì che la somma totale delle correnti parassite indotte sulla superficie in esame sia 0, si è imposto su ogni barra un circuito con un forzamento di corrente nullo. Per quanto riguarda la densità di corrente, si osserva che non risulta essere uniforme in tutti i conduttori, ma differisce da uno all'altro, pur discostandosi di poco, traducendosi nella differenza delle perdite già

messa in evidenza in figura 3.12. Il valore massimo raggiunto in tali condizioni è $|J_{max}| = 64.67 \frac{MA}{m^2}$.

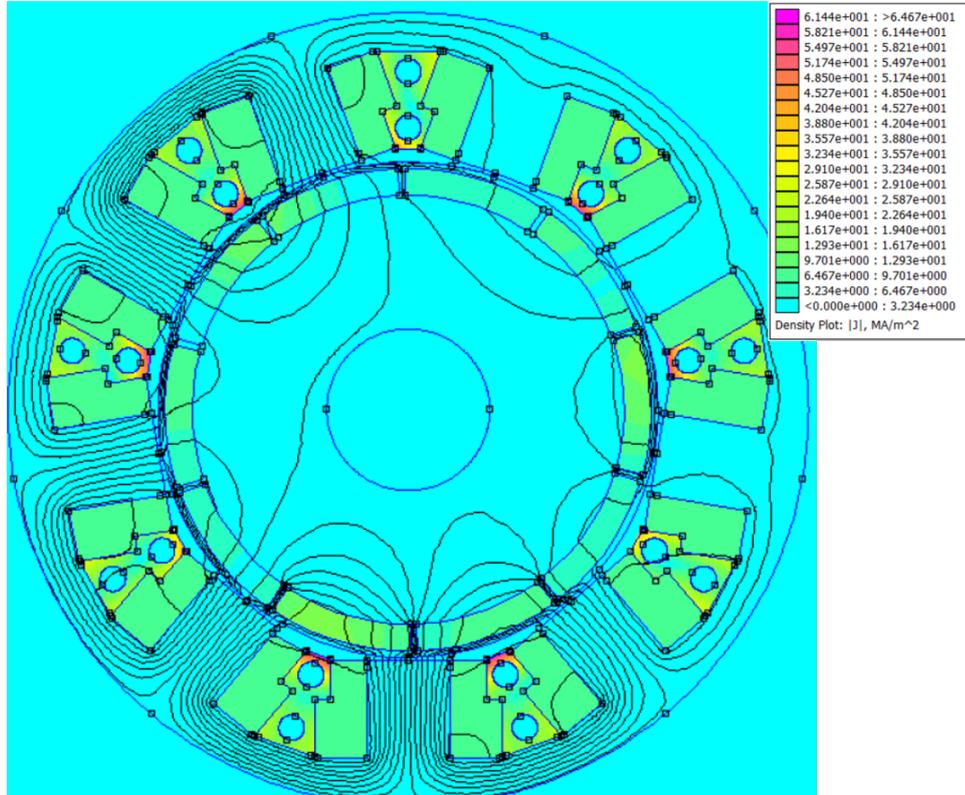


Figura 3.14: Grafico della Densità di Corrente all'interno dei Conduttori di Alluminio per $f=1000$ Hz (12000 rpm)

3.3.2 Effetto del Ripple PWM sulle Perdite nei Conduttori di Alluminio

Infine, come ultima considerazione sul comportamento magnetico, si è cercato di stimare, sotto determinate ipotesi ed in prima approssimazione, quale fosse il contributo del ripple sovrapposto alle correnti di uscita, correnti di fase che hanno un andamento sinusoidale nel tempo. Tale ripple nella realtà è sempre presente a causa della modulazione PWM. Il valore di quest'ultimo è stato determinato come segue. Prendendo come riferimento la simulazione in PSPICE, si è sostituito il carico, che precedentemente era costituito da generatori di correnti, con due elementi, uno resistivo ed uno induttivo, in serie. Il carico è lo stesso per ogni gamba del convertitore. Quindi, dato che dal punto di vista del controllo il sistema totale è assimilabile al comportamento di tre inverter trifase, allora per ciascun inverter si ha un carico trifase equilibrato e connesso a stella. Come valore di induttanza è stato scelto quello relativo all'avvolgimento concentrato della macchina elettrica ed è corrispondente a quello letto dall'analisi magnetostatica in FEMM, pari a 1,1 mH; mentre si è scelto un generico valore di resistenza, nello specifico di 10Ω . Dato che il valore del ripple PWM sulle correnti di fase è proporzionale all'indice di modulazione, allora si è scelto di simulare il circuito nella condizione in cui l'indice di modulazione fase neutro fosse massimo. Si riporta nella figura 3.15 la corrente che circola nel carico

che compete alla prima gamba di inverter, quella che nel capitolo precedente si era indicata come "Fase 1".

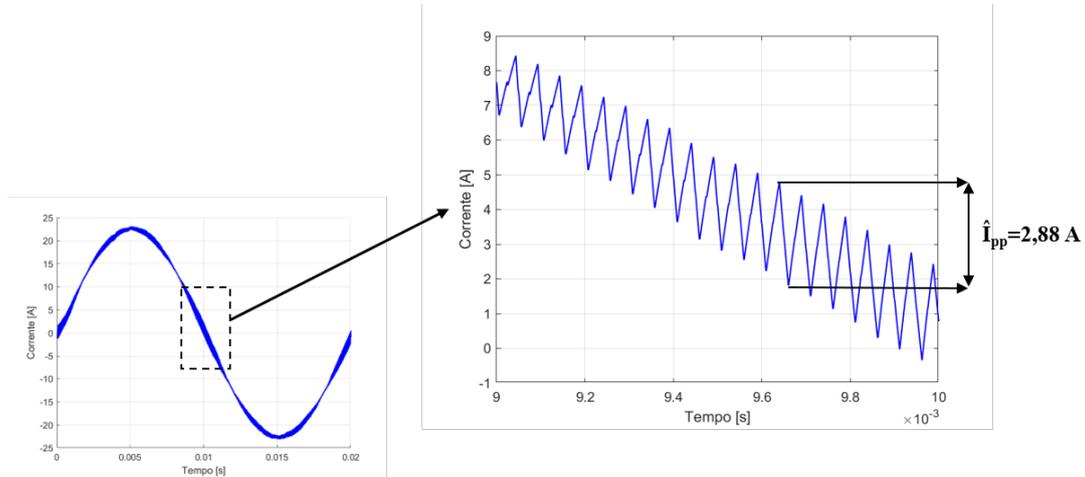


Figura 3.15: Stima del valore picco picco del ripple PWM della Corrente della "Fase 1"

Si nota che il valore massimo del ripple, $\hat{I}_{pp} = 2,88$ A, per cui il valore di picco è $\hat{I}_p = 1,44$ A. Giunti a questo punto, si è cercato di capire quale fosse l'effetto del ripple, con l'ampiezza appena trovata, sulle perdite nei conduttori di alluminio. Per far ciò, si è proceduto come segue. Poiché FEMM può ricevere in ingresso delle grandezze fasoriali, rappresentative di onde sinusoidali nel tempo ad una determinata frequenza, allora si è considerata la scomposizione in serie di Fourier del ripple che si è supposto avere una forma triangolare e con la stessa ampiezza nel tempo. In pratica, si è tenuto conto unicamente della fondamentale, perché gli effetti delle perdite in tale caso, come verrà poi messo in evidenza successivamente, non erano preponderanti. L'armonica fondamentale dell'onda triangolare (indicata semplicemente con la dicitura "OT") ha ampiezza² espressa da:

$$\hat{I}_{I^{\circ},OT} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \hat{I}_p = 1,17A \quad (3.11)$$

Impostando il problema alla frequenza di commutazione (20 kHz), si è simulato eccitando gli avvolgimenti con una corrente del valore spiegato in precedenza e si è valutato il fatto che le correnti parassite indotte hanno un impatto sulla potenza dissipata del valore di circa 5,32 W. Si deduce che il loro effetto non è preponderante sul calcolo delle perdite. Quindi, dato che le armoniche superiori hanno un'ampiezza inferiore alla principale (variano con l'inverso al quadrato dell'ordine armonico), allora il loro effetto può essere trascurato.

²Infatti, lo sviluppo in serie di Fourier di un'onda triangolare è

$$x_{OT}(t) = \frac{8}{\pi^2} \left(\sin \omega t - \frac{1}{9} \sin 3\omega t + \frac{1}{25} \sin 5\omega t - \dots \right) \quad (3.10)$$

3.4 Considerazioni Finali

Alla luce dei risultati ottenuti dalla simulazione magnetostatica, si è ripetuta la simulazione termica di CoolX, inserendo nell'alluminio una fonte di perdite corrispondente a quella dovuta alle correnti parassite (in particolare al valore massimo trovato, ovvero di 611,8 W). Mostrando nuovamente nella figura successiva l'evoluzione della temperatura all'interno della porzione di macchina elettrica, si riporta che l'aumento di temperatura massima, che è stato possibile riscontrare all'interno dei conduttori in cava, non è molto elevata. Infatti, essa è 71,32 °C, contro gli 65 °C visti in precedenza: vi è un aumento di soli 6,32 °C. Il sistema di raffreddamento presenta comunque un comportamento migliore di quello osservato in CoolTIE.

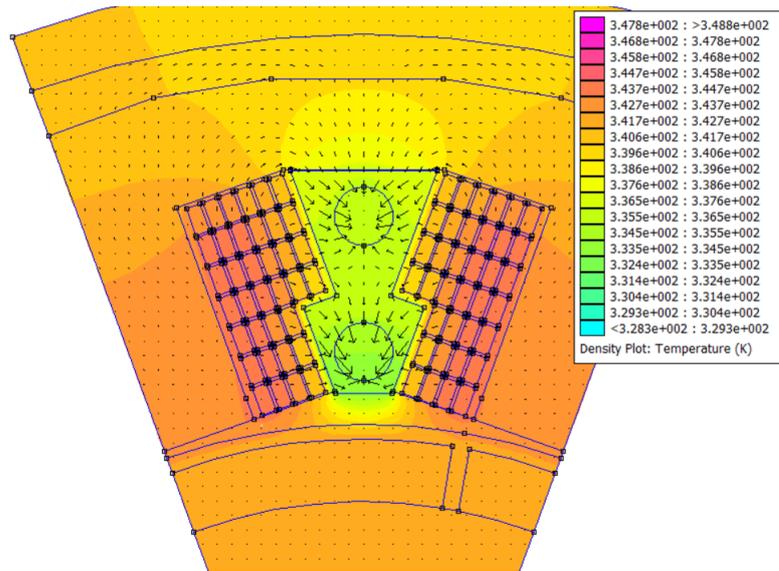


Figura 3.16: CoolX: Variazione della Temperatura Massima conseguente alle Perdite nell'Alluminio

Capitolo 4

COMSOL MULTIPHYSICS: Analisi termica 3D di CoolTIE e CoolX

In questo capitolo si intende approfondire i risultati, per entrambi i sistemi di raffreddamento di cui si è discusso, estrapolati dalle simulazioni stazionarie 2D condotte in FEMM. In particolare, utilizzando i moduli di trasferimento del calore attraverso oggetti solidi e di fluidodinamica (CFD) di cui il software dispone, è stato possibile valutare la distribuzione di temperatura attraverso tutto il motore nel suo completo, tenendo conto del forzamento del fluido refrigerante attraverso i canali di raffreddamento. L'analisi è stazionaria, ovvero senza tener conto dei transitori termici, ed è stata effettuata al variare della portata in ingresso ai canali stessi.

4.1 Condizioni Generali di Simulazione

Le seguenti considerazioni inerenti le impostazioni generali di simulazione valgono sia per CoolTIE, che per CoolX.

- *Trasmissione del Calore*

L'interfaccia "Heat Transfer in Solids" risolve la seguente sistema di equazioni differenziali nel caso di problema stazionario:

$$\begin{cases} \rho C_p \mathbf{u} \cdot \nabla T + \nabla \cdot \mathbf{q} = Q + Q_p + Q_{vd} \\ \mathbf{q} = -k \nabla T \end{cases} \quad (4.1)$$

dove

- ρ è la densità del materiale considerato [kg/m^3];
- C_p è il calore specifico a pressione costante del materiale considerato [$J/(kg \cdot K)$];
- \mathbf{u} è il campo di velocità nel caso di presenza di fluido in movimento [m/s];
- \mathbf{q} è il flusso termico per conduzione [W/m^2];
- T è la temperatura assoluta [K];
- Q è la sorgente volumetrica di calore [W/m^3];

- Q_p è il lavoro termico compiuto per variazioni di pressione [W/m^3];
- Q_{vd} rappresenta la dissipazione viscosa nel fluido [W/m^3].

- *Proprietà dei Materiali*

La definizione delle conducibilità termiche attribuite ai materiali di entrambi i motori elettrici sono le stesse riportate nella tabella 3.1, con le relative ipotesi. Tuttavia, rispetto alle simulazioni condotte in FEMM, vengono apportate e/o aggiunte alcune modifiche riguardo l'assegnazione dei materiali ai rispettivi domini. Infatti, a tal proposito, uno dei numerosi vantaggi di COMSOL è quello di poter effettuare una valutazione tridimensionale, introducendo la problematica di stabilire una conducibilità termica anche lungo l'asse z, se si pensa ad un sistema di riferimento cartesiano. Per cui, mentre nel capitolo precedente, il materiale composito era isotropico, adesso, come in [28], esso viene considerato anisotropico, avendo lungo xy la conducibilità indicata come $\lambda_{xy,eq}$, mentre lungo la direzione assiale (a cui ci si riferisce come asse z) viene usata come λ_z una media pesata tra la conducibilità termica dei conduttori in rame e della resina epossidica. Quindi,

$$\lambda_{slot} = \begin{pmatrix} 6,58 & 0 & 0 \\ 0 & 6,58 & 0 \\ 0 & 0 & 260 \end{pmatrix} \frac{W}{m \cdot K} \quad (4.2)$$

Inoltre, dato che in COMSOL è stato possibile tener conto degli effetti provocati dalla presenza delle connessioni finali degli avvolgimenti concentrati, allora, di conseguenza, è stato necessario imporre una conducibilità termica.

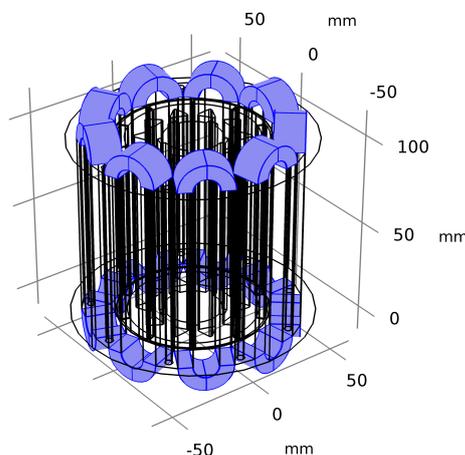


Figura 4.1: CoolTIE/CoolX: Selezione dei Domini con λ_{ew}

Poiché non può essere utilizzata la λ_{slot} , visto che cadono le ipotesi sotto cui vale tale conducibilità equivalente, si è proceduto nei tali domini, come anche in [32], come un blocco solido equivalente che rappresenti sia il rame che il materiale isolante. La conducibilità termica equivalente delle terminazioni degli avvolgimenti, uguale lungo le tre direzioni spaziali, è stata calcolata come segue:

$$\lambda_{ew} = \lambda_{cu}F_{ew} + (1 - F_{ew})\lambda_{is} = 190 \frac{W}{m \cdot K} \quad (4.3)$$

dove F_{ew} è il fattore di riempimento delle testate. Si è ipotizzato che nei tratti terminali dell'avvolgimento il materiale isolante fosse di una quantità maggiore rispetto a quello presente all'interno delle cave della macchina.

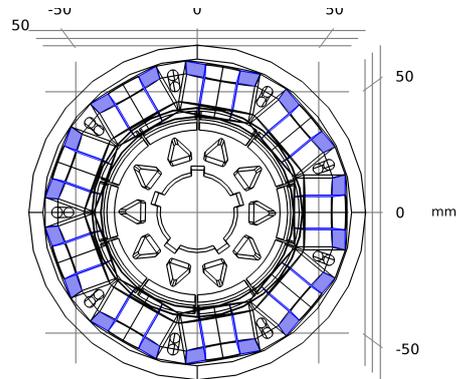


Figura 4.2: CoolTIE/CoolX: Selezione dei Domini con λ_{nomex}

Un'altra aggiunta rispetto all'assegnazione dei materiali impostata nel capitolo precedente è quella di aver considerato un diverso tipo di isolante tra ferro di statore e avvolgimento, che emula lo spessore di nastro isolante riscontrato nelle bobine montate nel progetto precedente di CoolTIE. I domini di cui si fa riferimento sono riportati nella figura 4.2. Per l'isolante in questione si è attribuita la conducibilità termica del valore di $k_{nomex} = 0,193 \frac{W}{m \cdot K}$. Oltre le modifiche che sono state segnalate fin'ora, va detto anche che vi è stata una diversa assegnazione della resina epossidica: le regioni a cui è stato attribuito l'EP-LORD2000 sono mostrate nella figura sottostante.

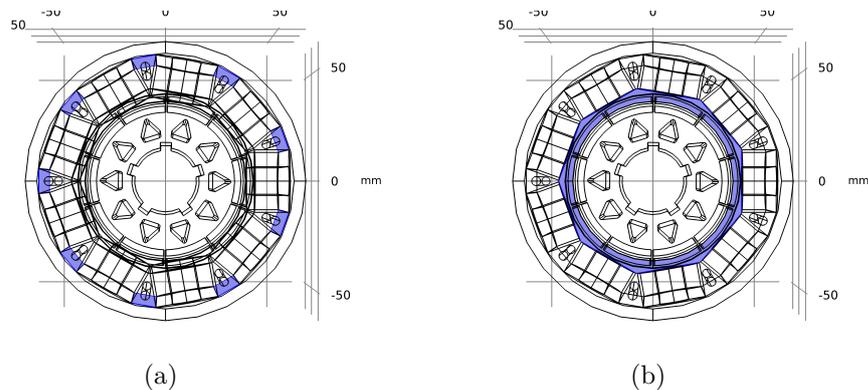


Figura 4.3: CoolTIE/CoolX: Selezione dei Domini con λ_{is}

- *Condizioni al Contorno*

Si ripete quanto già esplicitato nel capitolo precedente, ovvero la definizione delle condizioni al contorno, che sono funzioni disponibili nel modulo "Heat Transfer in Solids" di COMSOL. Nello studio condotto è stata imposta una condizione di **Convezione Naturale** sulla superficie esterna dello statore: i domini su cui è stata applicata tale condizione, così come l'espressione analitica di tale funzione, vengono riportate nella figura seguente.

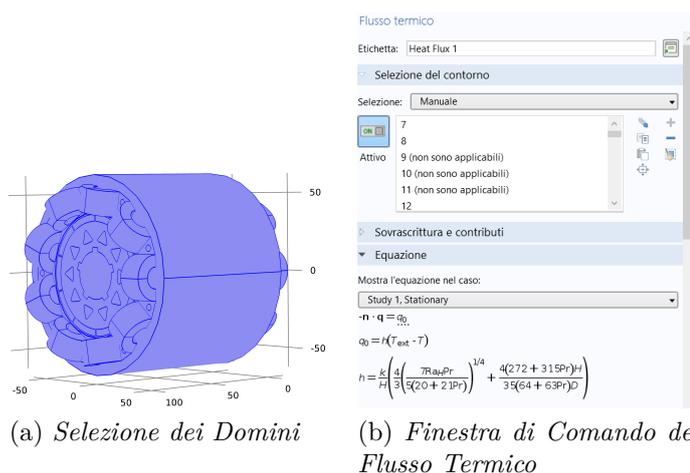


Figura 4.4: CoolTIE/CoolX: Setup del Flusso Termico

Le parti sottili sono state modellate utilizzando l'approssimazione delle **Pareti Sottili**: le regioni a possedere tale proprietà sono le stesse presenti nelle figure 4.2 e 4.3. Tale scelta viene giustificata dal fatto che permette di evitare dei domini che abbiano una dimensione troppo piccola, al fine di non incrementare il numero di elementi finiti e, di conseguenza, il tempo di calcolo. Come specificato nella guida di COMSOL, tale approssimazione, la cui funzione è espressa nella figura che evidenzia la finestra di comando apposita, la 4.5, il flusso termico tangenziale viene trascurato, tenendo conto unicamente del flusso termico stesso che passa attraverso gli strati sottili. Lo spessore delle pareti di questo tipo è dell'ordine del decimo di millimetro, in particolare 0,13 mm.

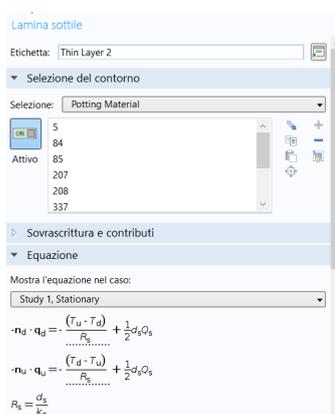


Figura 4.5: CoolTIE/CoolX: Finestra di Comando della condizione di "Thin Layer"

In aggiunta alle condizioni al contorno esplicitate, ne è stata definita un'altra: quella di **Fluido Entrante**, la cui equazione che ne regola l'utilizzo è mostrata in figura 4.6. Essa è stata applicata alla superficie dell'ipotetico ingresso del fluido refrigerante, le cui condizioni a monte sono una temperatura di 50 °C e 1 atm. Tuttavia, nel caso di CoolX, è stato necessario definire un'ulteriore condizione di flusso entrante, per il canale di ritorno, applicata alla superficie del condotto opposta alla precedente, con una temperatura pari alla metà del ΔT_{out-in} previsto, e pressione 1 atm.

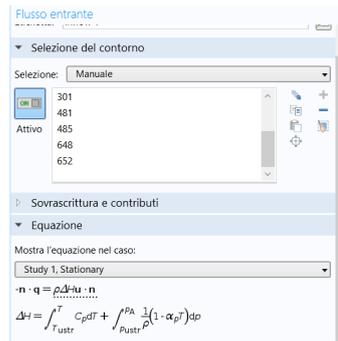


Figura 4.6: CoolTIE/CoolX: Finestra di Comando della condizione di "Inflow"

4.2 Andamento della Temperatura in CoolTIE

Le simulazioni sono state eseguite nell'ottica di emulare le prove in DC, come già svolto nel capitolo precedente.

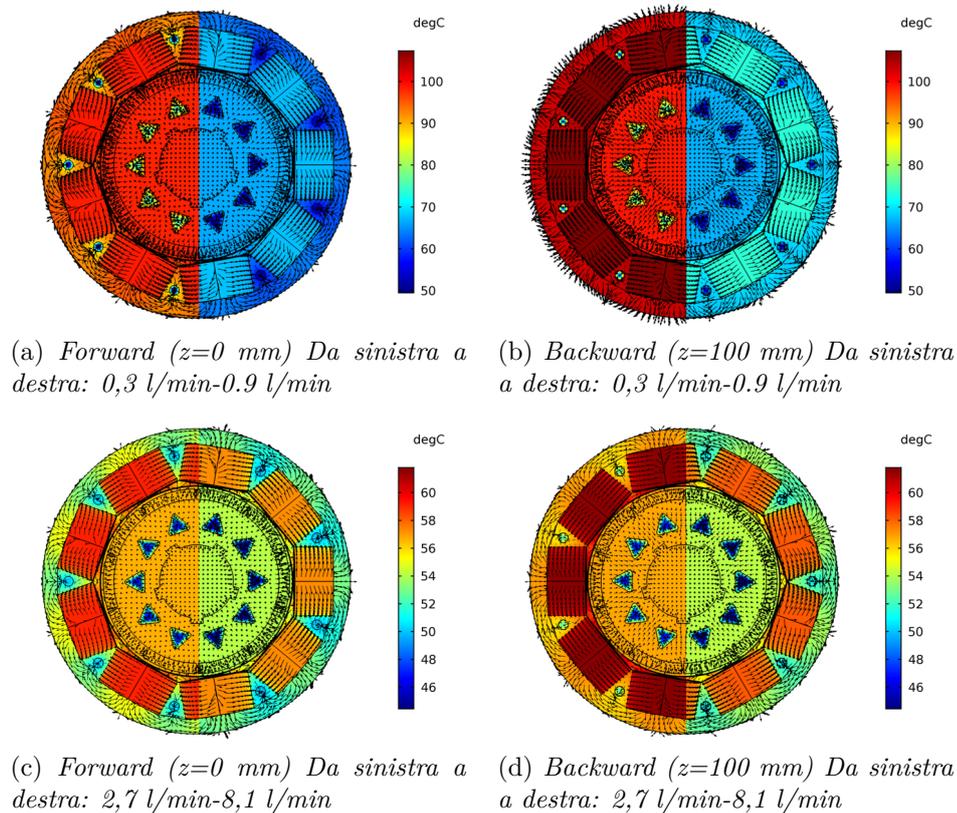


Figura 4.7: CoolTIE, Simulazione 3D, 18 A_{DC} : Distribuzione del Calore e Andamento dei Flussi Termici

Pertanto l'unica fonte di calore è costituita dalle perdite nel rame, che a carico tipico, ovvero 18 A_{DC} , ricordiamo essere di 680 W. Dopodiché un flusso è stato forzato attraverso le condotte. L'analisi è stata effettuata al variare della portata di acqua in ingresso, per capire quale fosse la distribuzione di temperatura al cambiare del valore della portata stessa. In particolare, sono stati considerati i seguenti valori di portata: 0,3 l/min, 0,9 l/min, 2,7 l/min e 8,1 l/min. La distribuzione del calore

e dei flussi termici sono riportate nella figura 4.7. Bisogna specificare che le frecce nere rappresentano le linee di flusso termico e sono normalizzate al valore massimo assunto dal flusso termico stesso. Sono state riportate, come nella simulazione 2D, per evidenziare lo scambio termico tra i dispositivi di CoolTIE e la macchina elettrica, mettendo in luce anche che, effettivamente, il percorso dei flussi termici viene modificato dalla presenza di tali dispositivi. Come si può notare dalla suddetta figura e come era giusto aspettarsi, la temperatura negli avvolgimenti diminuisce all'aumentare della portata del fluido in ingresso. Inoltre, il vantaggio delle simulazioni 3D, è quello di poter valutare il gradiente di temperatura che vi è lungo la direzione assiale: la massima differenza di temperatura tra l'ingresso ($z=0$ mm), indicato in figura con "Forward", e l'uscita ($z=100$ mm), indicata con "Backward", è possibile riscontrarla nel caso di minima portata (0,3 l/min), a cui corrisponde una ΔT di circa 10 °C. Ovviamente il gap termico si riduce con l'aumentare della portata, in quanto aumenta l'efficienza dello scambio termico. Un'altra informazione che è possibile reperire è quale sia la temperatura raggiunta dalle testate, che, data l'ipotesi di conducibilità termica isotropa, è uniforme e assume un valore prossimo al massimo riscontrabile all'interno dei conduttori in cava. Una ulteriore considerazione che si può fare è: a parità di portata (0,3 l/min) la distribuzione del calore è differente rispetto a quella di [23], ma tale scostamento (di circa 30 °C) è ragionevole e spiegabile mediante i seguenti motivi:

- Il diametro del condotto è cambiato ed inferiore rispetto al precedente: 4 mm vs 6 mm, quindi una superficie laterale di scambio termico inferiore;
- Si è considerata una diversa modellistica degli avvolgimenti (rame più materiale isolante); mentre, nell'articolo sopracitato, erano costituiti da un blocco unico di rame;
- Presenza di strati di ulteriore isolante (resina epossidica e di "nomex").

Quindi, nel caso in cui si dovessero effettuare delle prove su tale sistema, sarebbero necessari più sensori per la misura della temperatura: in particolare, si pensa a sensori sulla parte centrale dell'avvolgimento, sulle testate, sul ferro di statore, magari uno all'ingresso e uno all'uscita del raffreddamento. Tali sensori dovrebbero essere montati prima del processo di potting.

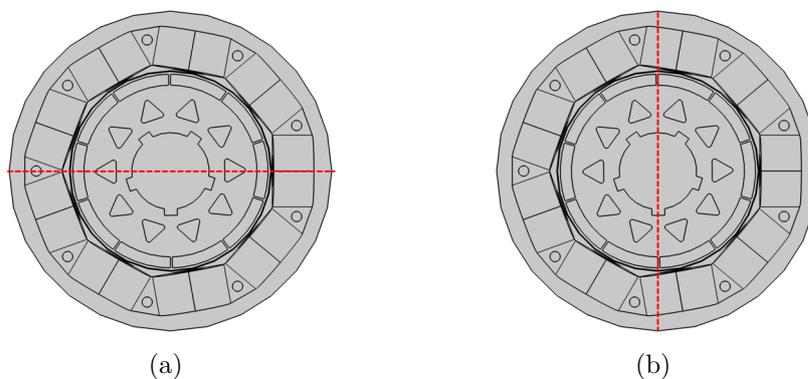


Figura 4.8: CoolTIE, Linee di Taglio 3D

Le figure 4.9 e 4.10 mostrano la distribuzione radiale della temperatura al variare della lunghezza assiale (all'inizio, al centro e alla fine della macchina multifase),

considerando i diversi valori di portata menzionati. La valutazione della temperatura avviene secondo le linee di taglio messe in evidenza in figura 4.8.

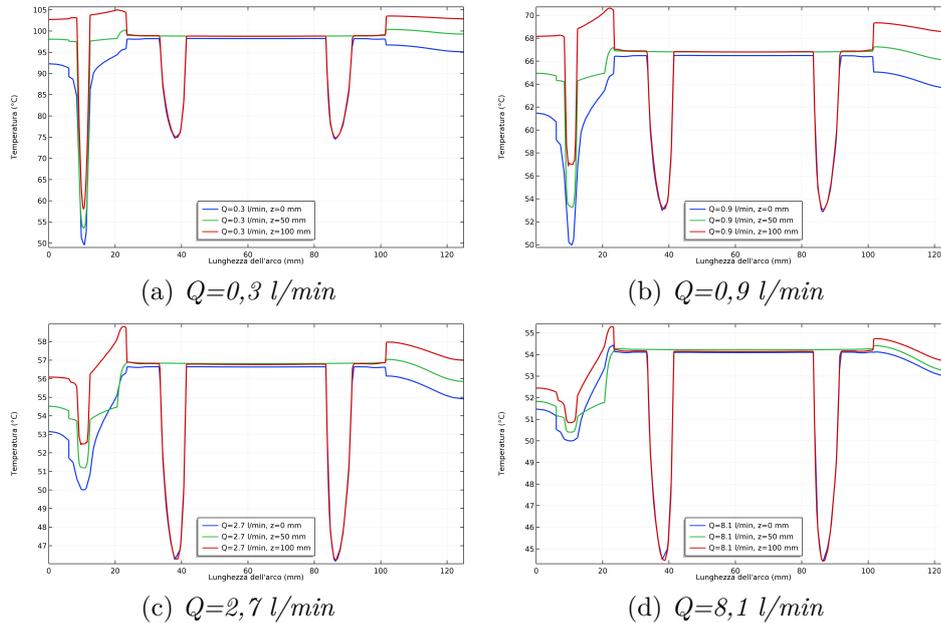


Figura 4.9: Distribuzione Radiale della Temperatura secondo le Linee di Taglio mostrate in figura 4.8(a): in blu ($z=0 \text{ mm}$); in verde ($z=50 \text{ mm}$) e in rosso ($z=100 \text{ mm}$)

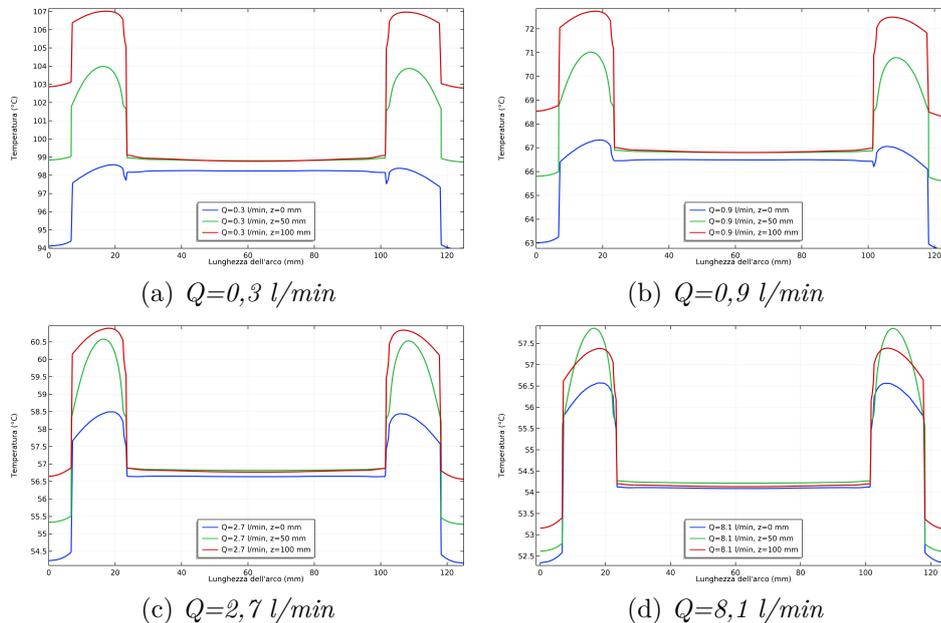


Figura 4.10: Distribuzione Radiale della Temperatura secondo le Linee di Taglio mostrate in mostrate in figura 4.8(b): in blu ($z=0 \text{ mm}$); in verde ($z=50 \text{ mm}$) e in rosso ($z=100 \text{ mm}$)

Dai grafici precedenti è possibile estrapolare informazioni riguardo l'andamento di temperatura all'interno delle bobine e capire quale sia il valore massimo raggiunto al variare della portata e, nello specifico, si ha che:

- Per $Q=0,3$ l/min, $T_{avv,max} = 107$ °C;
- Per $Q=0,9$ l/min, $T_{avv,max} = 73$ °C;
- Per $Q=2,7$ l/min, $T_{avv,max} = 61$ °C;
- Per $Q=8,1$ l/min, $T_{avv,max} = 58$ °C.

Si nota anche che 8,1 l/min rappresenta un valore limite di portata: infatti, si osserva che il passaggio da 2,7 l/min a 8,1 l/min comporta un beneficio di solamente 3 °C. In aggiunta a quanto appena scritto, si riscontra una differenza con le simulazioni FEMM. Si può ipotizzare che tale disparità possa essere dovuta al fatto che

- Come anticipato nelle premesse generali, ci sono state delle diverse assegnazioni di materiali;
- La presenza del fluido in movimento e della risoluzione di diverse equazioni differenziali, che potrebbe risultare in un differente coefficiente di scambio termico.

Come ultima considerazione, si è verificato che si raggiunge un valore termico inaccettabile, il quale coincide con la temperatura massima di giunzione ($T_{j,max} = 150$ °C), quando la portata volumetrica assume un valore di circa 0,01 l/min.

4.3 Andamento della Temperatura in CoolX

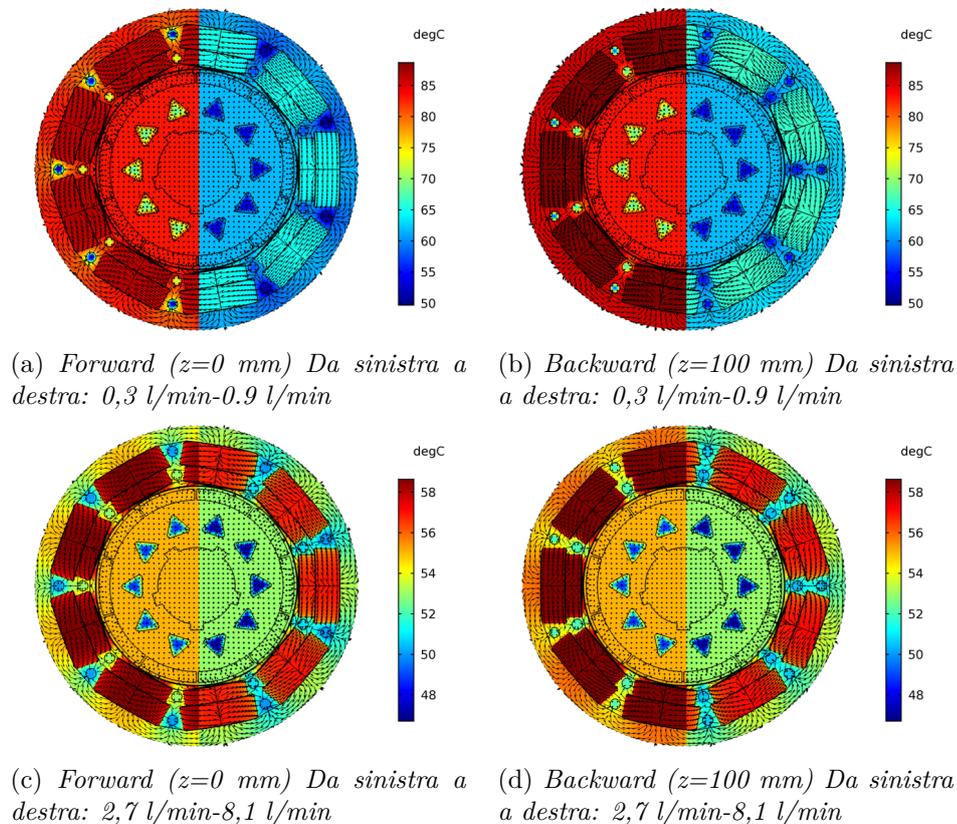


Figura 4.11: CoolX, Simulazione 3D, 18 A_{DC} : Distribuzione del Calore e Andamento dei Flussi Termici

Quanto già svolto per CoolTIE, viene ripetuto per CoolX. Pertanto, l'analisi sarà sempre un'emulazione delle prove in continua, a carico tipico. Le prove vengono condotte al variare della portata, mantenendo intatti i valori usati in nel paragrafo precedente. La distribuzione del calore e dei flussi termici sono riportate nella figura 4.11. La massima differenza di temperatura tra l'ingresso ($z=0$ mm), indicato in figura con "Forward", e l'uscita ($z=100$ mm), indicata con "Backward", è possibile riscontrarla nel caso di minima portata (0,3 l/min), a cui corrisponde una ΔT di circa 3 °C. Ovviamente il gap termico si riduce con l'aumentare della portata, in quanto aumenta l'efficienza dello scambio termico. Si riscontra lo stesso comportamento di CoolTIE nelle testate: la temperatura è uniforme e assume un valore prossimo al massimo riscontrabile all'interno dei conduttori in cava. Per quanto riguarda la posizione dei sensori, valgono le stesse considerazioni del paragrafo precedente.

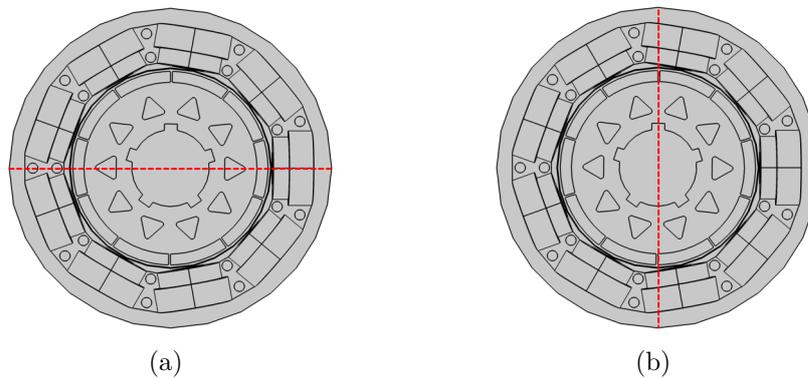


Figura 4.12: CoolX, Linee di Taglio 3D

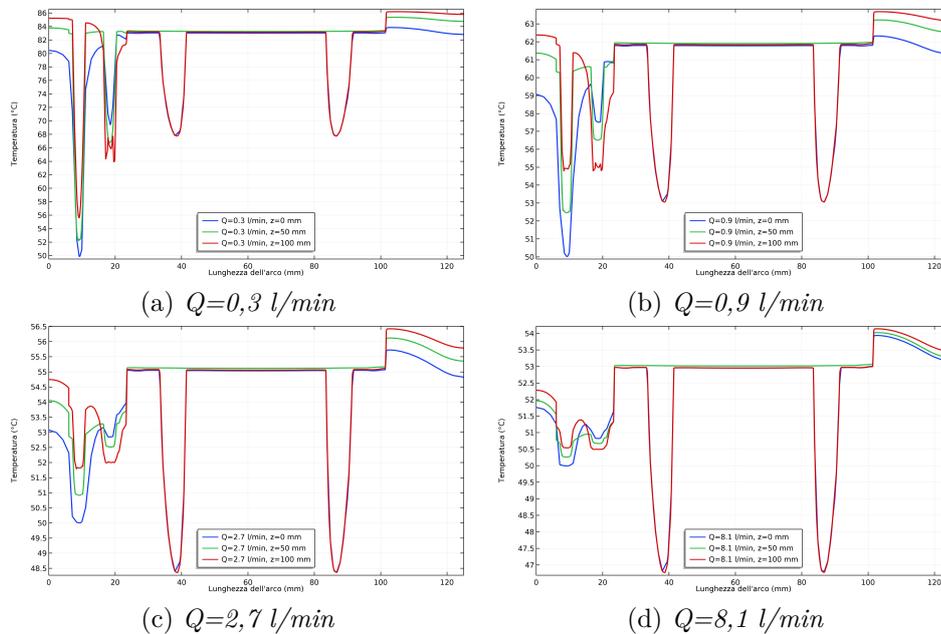


Figura 4.13: Distribuzione Radiale della Temperatura secondo le Linee di Taglio mostrate in figura 4.8(a): in blu ($z=0$ mm); in verde ($z=50$ mm) e in rosso ($z=100$ mm)

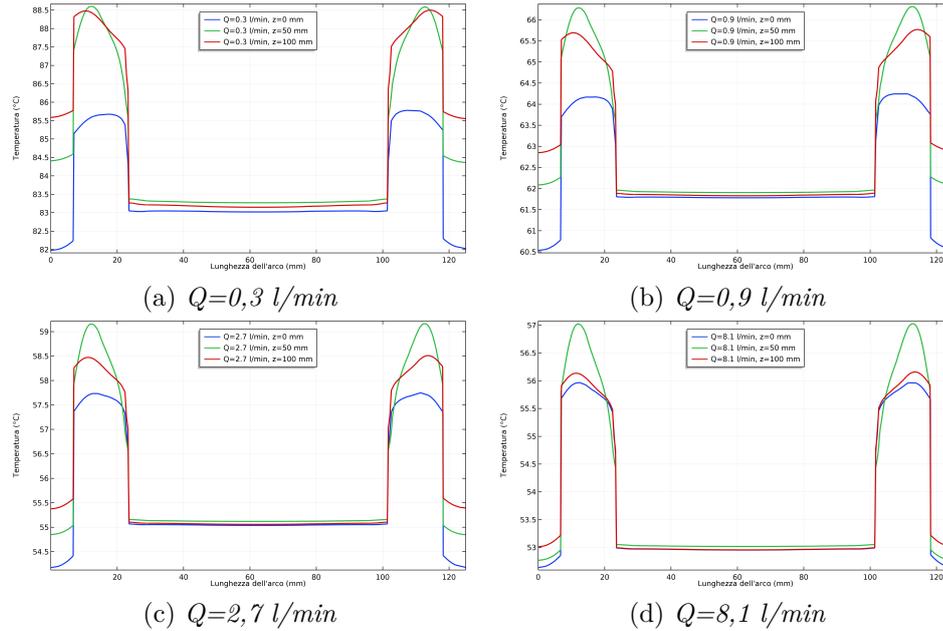


Figura 4.14: Distribuzione Radiale della Temperatura secondo le Linee di Taglio mostrate in mostrate in figura 4.8(b): in blu ($z=0$ mm); in verde ($z=50$ mm) e in rosso ($z=100$ mm)

Le figure 4.13 e 4.14 mostrano la distribuzione radiale della temperatura al variare della lunghezza assiale (all'inizio, al centro e alla fine della macchina multifase), considerando i diversi valori di portata menzionati. La valutazione della temperatura avviene secondo le linee di taglio messe in evidenza in figura 4.12. Dai grafici precedenti è possibile estrapolare informazioni riguardo l'andamento di temperatura all'interno delle bobine e capire quale sia il valore massimo raggiunto al variare della portata e, nello specifico, si ha che:

- Per $Q=0,3$ l/min, $T_{avv,max} = 88.5$ °C;
- Per $Q=0,9$ l/min, $T_{avv,max} = 66.5$ °C;
- Per $Q=2,7$ l/min, $T_{avv,max} = 59$ °C;
- Per $Q=8,1$ l/min, $T_{avv,max} = 57$ °C.

Come confermato nel capitolo 3, il sistema di raffreddamento denominato CoolX fornisce delle prestazioni migliori rispetto alla controparte, grazie anche alla presenza del canale di ritorno. Anche in questo caso si riscontrano delle differenze rispetto alle simulazioni 2D, evidentemente per i motivi già esposti nel paragrafo dedicato all'andamento di temperatura nella macchina che monta i dispositivi di cui CoolTIE fa uso. La temperatura massima si raggiunge, nello stesso modo, intorno ai 0,01 l/min.

Capitolo 5

Conclusioni

Questo lavoro di tesi ha contribuito alla futura realizzazione di un azionamento elettrico integrato nel caso di un motore PMSM (Permanent-Magnet-Synchronous-Motor) ad avvolgimenti concentrati per trazione elettrica. In particolare:

- Modellistica degli anelli di DC link del convertitore multifase con relative problematiche e possibili soluzioni;
- Proposta di un possibile sistema di raffreddamento integrato innovativo (CoolX);
- Analisi Termica Stazionaria (2D e 3D) di CoolTIE e CoolX, mettendo in luce le ottime prestazioni di entrambi;
- Analisi Magnetostatica 2D di CoolX, al fine di valutare le perdite per correnti parassite nelle barre di alluminio.

Il passo successivo consiste nello sviluppare un prototipo di entrambi gli azionamenti elettrici integrati, confrontando le prestazioni dei due sistemi, osservando il loro effettivo comportamento reale.

Appendice A

Concept: Integrazione Elettronica di Potenza e Di Raffreddamento

Tale appendice è esplicativa del concetto di integrazione introdotto nel capitolo 2. Tale soluzione, mostrata in figura A.1, prevede di sfruttare i due anelli di DC link come mezzo per trasportare il liquido refrigerante, che nel caso particolare è acqua demineralizzata. Sono presenti due fori: uno di ingresso e uno di uscita (5.1 (b)).

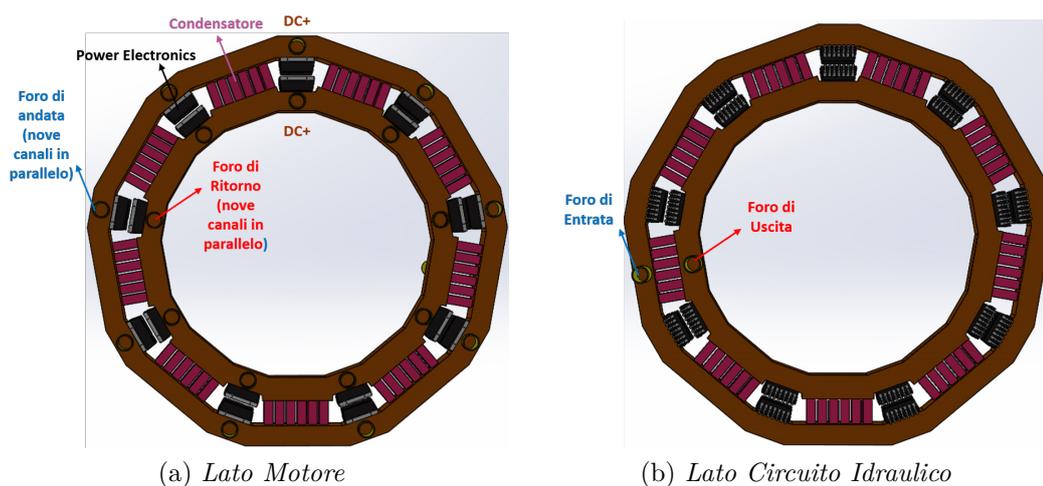


Figura A.1

Il fluido entra nel binario positivo ("lato circuito idraulico") e si divide in nove canali in parallelo ("lato motore"). Successivamente, accoppiandosi mediante un ugello, passa attraverso le barre di SiC (CoolTIE) o di alluminio (CoolX) e, una volta assolto il proprio compito, si richiudono attraverso il bus negativo per poi chiudere il circuito idraulico attraverso una pompa di circolazione.

Nella figura vengono messi in evidenza anche gli altri elementi, come gli interruttori di potenza e i condensatori. Soffermandoci su questi ultimi, si è pensato di optare per il seguente componente reale: un condensatore della TDK che fa parte della famiglia degli "Capacitors for fast-switching semiconductors", figura A.2. In particolare, si era individuato il componente indicato con FA3 (FA=Flex Assembly), perché, oltre ad avere le caratteristiche elettriche necessarie, si adattava anche allo spazio disponibile tra i due binari del DC link: infatti, nella A.1, le dimensioni sono le stesse del FA3.

Nello specifico si prevedono due condensatori di questo tipo in parallelo, per cercare di soddisfare il valore trovato nel capitolo 2. In realtà, la capacità risultante è di $6 \mu F$ vs $16 \mu F$ calcolati: ciò significa che il ripple di tensione sarà maggiore rispetto a quello ipotizzato. Per le caratteristiche del componente si faccia riferimento al datasheet presente in [33].



Figura A.2: TDK Capacitors for fast-switching semiconductors

Bibliografia

- [1] R. Abebe et al., "Integrated motor drives: state of the art and future trends" in IET Electric Power Applications, vol. 10, no. 8, pp. 757-771, 9 2016. doi: 10.1049/iet-epa.2015.0506.
- [2] H. Zhang, L. Jin, O. Wallmark, and S. Norrnga, 'Evaluation of Modular Integrated Electric Drive Concepts for Automotive Traction Applications', IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017.
- [3] M. Uğur and O. Keysan, "DC link capacitor optimization for integrated modular motor drives," 2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Edinburgh, 2017, pp. 263-270. doi: 10.1109/ISIE.2017.8001258
- [4] N. R. Brown, T. M. Jahns and R. D. Lorenz, "Power Converter Design for an Integrated Modular Motor Drive," 2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting, New Orleans, LA, 2007, pp. 1322-1328. doi: 10.1109/07IAS.2007.205
- [5] J. J. Wolmarans, M. B. Gerber, H. Polinder, S. W. H. de Haan, J. A. Ferreira and D. Clarenbach, "A 50kW integrated fault tolerant permanent magnet machine and motor drive," 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, 2008, pp. 345-351. doi: 10.1109/PESC.2008.4591953
- [6] S. M. Lambert, B. C. Mecrow, R. Abebe, G. Vakil and C. M. Johnson, "Integrated Drives for Transport - A Review of the Enabling Thermal Management Technology," 2015 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Montreal, QC, 2015, pp. 1-6. doi: 10.1109/VPPC.2015.7352968
- [7] M. D. Hennen, M. Niessen, C. Heyers, H. J. Brauer and R. W. De Doncker, "Development and Control of an Integrated and Distributed Inverter for a Fault Tolerant Five-Phase Switched Reluctance Traction Drive," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 2, pp. 547-554, Feb. 2012. doi: 10.1109/TPEL.2011.2132763
- [8] B. J. Sykora, "Development of demonstrator model of an integrated modular motor drive," M.S. thesis, ECE, UW-Madison, Madison, WI, USA, 2008.
- [9] A. Shea and T. M. Jahns, "Hardware integration for an integrated modular motor drive including distributed control," 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, PA, 2014, pp. 4881-4887.

- [10] T. M. Jahns and H. Dai, "The past, present, and future of power electronics integration technology in motor drives," in CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, vol. 2, no. 3, pp. 197-216, Sept. 2017. doi: 10.24295/CPSST-PEA.2017.00019
- [11] J. W. Kolar and S. D. Round, "Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems," in IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 153, no. 4, pp. 535-543, July 2006 doi: 10.1049/ip-epa:20050458
- [12] M. Nikouie, H. Zhang, O. Wallmark and H. Nee, "A highly integrated electric drive system for tomorrow's EVs and HEVs," 2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC), Puerto Varas, 2017, pp. 1-5. doi: 10.1109/SPEC.2017.8333555
- [13] P. Brockerhoff, Y. Burkhardt, K. Egger and H. Rauh, "Highly integrated drivetrain solution: Integration of motor, inverter and gearing," 2014 4th International Electric Drives Production Conference (EDPC), Nuremberg, 2014, pp. 1-6
- [14] R. Bojoi, M. C. Caponet, G. Grieco, M. Lazzari, A. Tenconi and F. Profumo, "Computation and measurements of the DC link current in six-phase voltage source PWM inverters for AC motor drives," Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka 2002 (Cat. No.02TH8579), Osaka, Japan, 2002, pp. 953-958 vol.3. doi: 10.1109/PCC.2002.998097
- [15] M. Diana, P. Guglielmi, G. Piccoli and S. G. Rosu, "Multi-N-phase SMPM drives," 2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), Coeur d'Alene, ID, 2015, pp. 1011-1017. doi: 10.1109/IEMDC.2015.7409185
- [16] A. Patzak and D. Gerling, "Design of a multi-phase inverter for low voltage high power electric vehicles," 2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC), Florence, 2014, pp. 1-7. doi: 10.1109/IEVC.2014.7056143
- [17] A. Tenconi, F. Profumo, D. Gallo, M. D. Hennen and S. E. Bauer, "Temperatures evaluation in an integrated motor drive for traction applications," IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, Paris, 2006, pp. 4800-4805. doi: 10.1109/IECON.2006.348107
- [18] L. de Lillo, B. Ahmadi, L. Empringham, M. Johnson, J. Espina and R. Abebe, "Next Generation Integrated Drive, NGID: A Novel Approach to Thermal and Electrical Integration of High Power Density Drives in Automotive Applications," 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, 2018, pp. 1228-1232. doi: 10.1109/ECCE.2018.8558001
- [19] S. Pickering, P. Wheeler, F. Thovex and K. Bradley, "Thermal Design of an Integrated Motor Drive," IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, Paris, 2006, pp. 4794-4799. doi: 10.1109/IECON.2006.348109

- [20] J. Van Damme, L. Verkroost, H. Vansompel, F. De Belie and P. Sergeant, "A holistic DC link architecture design method for multiphase integrated modular motor drives," 2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), San Diego, CA, USA, 2019, pp. 1593-1598.
- [21] P. GUGLIELMI, G. Piccoli, and M. DIANA, "Cooling device for electric machines," WO Patent WO2 017 187 296A1, Nov., 2017. [Online].
- [22] P. Guglielmi, M. Diana, G. Piccoli and V. Cirimele, "Multi-n-phase electric drives for traction applications," 2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC), Florence, 2014, pp. 1-6. doi: 10.1109/IEVC.2014.7056231
- [23] M. Diana, J. Colussi, A. L. Ganga and P. Guglielmi, "An innovative slot cooling for integrated electric drives," 2019 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD), Athens, Greece, 2019, pp. 191-196. doi: 10.1109/WEMDCD.2019.8887786
- [24] Michela Diana, "Tooth-coil wound multiphase synchronous machines", Tesi di Dottorato, Politecnico di Torino, 2018.
- [25] Piatek, Zygmunt & Baron, Bernard. (2012). Exact closed form formula for self inductance of conductor of rectangular cross section. Progress In Electromagnetics Research M. 26. 225-236. 10.2528/PIERM12080314.
- [26] A. Fratta, "Dispense del corso di conversione statica dell'energia elettrica", CLUT, 1998.
- [27] A. Muqorobin, P. A. Dahono and A. Purwadi, "Optimum phase number for multiphase PWM inverters," 2017 4th International Conference on Electrical Engineering, Computer Science and Informatics (EECSI), Yogyakarta, 2017, pp. 1-6. doi: 10.1109/EECSI.2017.8239142
- [28] A. Acquaviva, O. Wallmark, E. A. Grunditz, S. T. Lundmark and T. Thiringer, "Computationally Efficient Modeling of Electrical Machines With Cooling Jacket," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 5, no. 3, pp. 618-629, Sept. 2019. doi: 10.1109/TTE.2019.2936122
- [29] G. W. Milton, "Bounds on the transport and optical properties of a two-component composite material," J. Appl. Phys., vol. 52, no. 8, pp. 5294-5304, 1981.
- [30] S. Torquato and F. Lado, "Effective properties of two-phase disordered composite media: II. Evaluation of bounds on the conductivity and bulk modulus of dispersions of impenetrable spheres," Phys. Rev. B, Condens. Matter, vol. 33, no. 9, pp. 6428-6435, May 1986.
- [31] D. A. Staton and A. Cavagnino, "Convection Heat Transfer and Flow Calculations Suitable for Electric Machines Thermal Models," in IEEE Transactions

on Industrial Electronics, vol. 55, no. 10, pp. 3509-3516, Oct. 2008. doi: 10.1109/TIE.2008.922604.

[32] S. Nategh, O. Wallmark, M. Leksell and S. Zhao, "Thermal Analysis of a PMA-SRM Using Partial FEA and Lumped Parameter Modeling," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 27, no. 2, pp. 477-488, June 2012.

[33] https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/20/10/ds/B58031_LP.pdf