



SAPIENZA
UNIVERSITÀ DI ROMA

Analisi e progettazione di azionamenti ad alta frequenza, modulari e ad elevato livello di integrazione

FACOLTÀ DI INGEGNERIA CIVILE E INDUSTRIALE

Dottorato di Ricerca in Ingegneria Elettrica – XXXIV Ciclo

Candidato

Federico Marcolini

Matricola 1580133

Relatore

Prof. Federico Caricchi

12 Maggio 2022

Tesi discussa il 12 Maggio 2022
di fronte a una commissione esaminatrice composta da:

Prof. Fabio Crescimbin (presidente)

Prof. Nanni Francesca

Prof. Spinelli Giovanni

Prof. Rossana Bellopede

Analisi e progettazione di azionamenti ad alta frequenza, modulari e ad elevato livello di integrazione

Tesi di dottorato. Sapienza – Università di Roma

© 2022 Federico Marcolini. Tutti i diritti riservati

Questa tesi è stata composta con \LaTeX e la classe Saphthesis.

Versione: 12 Maggio 2022

Email dell'autore: federico.marcolini@uniroma1.it

Ringraziamenti

Non posso non iniziare ringraziando il prof. Federico Caricchi, mio mentore, nonché tutor di dottorato. Sin dai primi anni del mio percorso all'interno dell'ingegneria elettrica, iniziato ormai otto anni fa, ho sempre ammirato il modo in cui riuscisse a trasmettere la passione verso la materia e la sua conoscenza agli studenti, incluso il sottoscritto. Per me è stato un onore e un privilegio lavorare sotto la sua preziosa guida.

Un enorme grazie non può che andare al prof. Giulio De Donato e al prof. Fabio Giulii Capponi, che in questi anni hanno sempre fornito stimoli e spunti di riflessione che hanno contribuito ad una mia crescita sia sul piano personale che professionale.

Vorrei inoltre ringraziare il prof. Maurizio Incurvati che, insieme ai suoi collaboratori, mi ha accolto calorosamente durante il periodo trascorso all'università MCI di Innsbruck, durante il quale ho acquisito innumerevoli competenze tecniche e pratiche nel mondo dell'elettronica di potenza. Competenze che ho messo in pratica nei progetti ai quali ho potuto partecipare anche grazie al loro stesso contributo.

Inutile dire che senza il supporto dei miei genitori, Fabio e Pina, nulla di tutto ciò sarebbe stato possibile. Insieme ai miei fratelli e sorelle sono sempre stati pronti a sostenermi ed incoraggiarmi nei momenti di bisogno e non. Spero che siate fieri del traguardo che ho raggiunto grazie al vostro supporto.

Un caloroso ringraziamento va anche a tutti i miei amici e colleghi che mi sono stati vicino in questi anni, sempre pronti a ridere, scherzare e, perché no, a farsi una birra insieme anche quando la situazione pandemica lo rendeva arduo. Vorrei ringraziarvi tutti, uno ad uno, ma già so che mi dimenticherò di citare alcuni di voi, quindi preferisco ringraziarvi tutti insieme.

Non mi resta che ringraziare Rachele, la quale in questo ultimo periodo mi è stata accanto, motivandomi e supportandomi nei momenti di gioia ma anche di difficoltà. Non ha perso occasione per ricordarmi che il mondo è pieno di gioie e che non esiste solo lo studio e il lavoro. Quasi dimenticavo, grazie per esserti lanciata nella folle impresa di rilettura della tesi!

Indice

Elenco delle figure	xiii
Elenco delle tabelle	xvi
Elenco dei simboli	xvii
Introduzione	1
Overview del progetto	1
Struttura della tesi	2
1 Azionamenti modulari integrati in pillole	3
1.1 Caratteri generali	3
1.1.1 Storia	4
1.1.2 Sviluppi recenti	8
1.1.3 Proprietà degli IMMD	12
1.2 Macchine a magneti permanenti a flusso assiale	16
1.2.1 Topologie di macchina	17
1.2.2 Opportunità realizzative negli IMMD	21
1.3 Convertitore di potenza	22
1.3.1 Wide-bandgap semiconductors: GaN e SiC	23
1.3.2 Topologie implementabili	25

2	Macchine AFPM con avvolgimento coreless multi-trifase	27
2.1	Concetti chiave delle macchine coreless	28
2.1.1	Tecnologie costruttive degli avvolgimenti statorici	29
2.1.2	Tipologie di avvolgimenti realizzabili	33
2.1.3	Avvolgimenti a cave frazionarie	35
2.2	Algoritmo di selezione del rapporto $2p/Nc$	39
2.3	Modello analitico	41
2.3.1	Modello analitico di campo in assenza di carico	42
2.3.2	Calcolo della forza elettromotrice indotta	44
2.3.3	Calcolo della coppia	45
2.3.4	Modello delle perdite	46
2.3.5	Modello termico	52
2.4	Dimensionamento meccanico dei rotorii	54
3	Convertitore di potenza basato su transistor GaN	57
3.1	Dimensionamento dei moduli	59
3.1.1	Condensatori link in continua	60
3.1.2	Dispositivi GaN	64
3.2	Modello analitico per la valutazione delle perdite	65
3.2.1	Perdite per conduzione	66
3.2.2	Perdite associate alle capacità di uscita	67
3.2.3	Perdite di overlap	69
3.2.4	Perdite di conduzione inversa	73
3.2.5	Influenza dei parametri parassiti sulle perdite	74
3.3	PCB layout	76

4	Progettazione di azionamenti multifase-modulari-integrati	79
4.1	Configurazione assial-radiale	80
4.1.1	Macchina elettrica	82
4.1.2	Convertitore di potenza	91
4.1.3	Struttura di sostegno meccanica	95
4.1.4	Ottimizzazione delle geometrie	98
4.2	Configurazione radial-planare	99
4.2.1	Macchina elettrica	100
4.2.2	Convertitore di potenza	105
4.2.3	Integrazione meccanica	108
4.3	Configurazione assial-planare	108
4.4	Conclusioni	109
5	Risultati sperimentali	111
5.1	Prototipo assial-radiale	111
5.1.1	Macchina elettrica	112
5.1.2	Convertitore di potenza	122
5.2	Prototipo radial-planare	124
5.2.1	Macchina elettrica	124
5.2.2	Convertitore di potenza	129
6	Sintesi e lavori futuri	137
6.1	Riassunto delle attività svolte	137
6.2	Lavori futuri	138

A	Dimostratore configurazione assial-radiale	141
A.1	Magnete	141
A.2	Giogo rotorico	142
A.3	Albero	143
A.4	Carcassa	144
A.5	Scudo frontale	145
A.6	Supporto per avvolgimento	146
B	Dimostratore configurazione radial-planare	147
B.1	Magnete	147
B.2	Giogo rotorico	148
B.3	Albero	149
B.4	Carcassa	150
B.5	Scudo	151
B.6	Layout PCB: layers 1-4	152
B.7	Layout PCB: layers 5-8	153
B.8	Stackup PCB	154
	Bibliografia	155

Elenco delle figure

1.1	Esempi di azionamenti industriali integrati: (a) ABB integrated drive, [2], (b) VEMO, [3], (c) Danfoss, [4].	5
1.2	Esempi di azionamenti integrati per la trazione di autoveicoli: (a) Nissan Leaf, [8], (b) power-train Tesla Model, [9], (c) power-train audi e-tron S.	6
1.3	(a) Vista in sezione della moto-ruota Protean, [11]. (b) Illustrazione concetto di integrazione modulare, [12].	8
1.4	(a) Azionamento IMMD a settori trifase indipendenti, [14], (b) integrazione modulare con rami half bridge indipendenti, [15].	9
1.5	(a) Integrazione radiale di una macchina a flusso assiale con avvolgimenti multi-trifase, [18], (b) integrazione radiale di una macchina a flusso assiale con avvolgimento multifase, [20], (c) integrazione assiale di una macchina a flusso assiale con struttura a full bridge riconfigurabili, [21].	10
1.6	Topologie di macchine AFPM, [30].	17
1.7	Sezione circonferenziale delle diverse topologie di macchina: (a) kaman type, (b) torus type nelle due versioni con e senza giogo, (c) multi stack, [31].	18
1.8	Rappresentazione grafica delle modalità di integrazione di tipo: (a) radiale esterna, (b) radiale interna, (c) assiale.	21

1.9	(a) Proprietà dei materiali WBG a confronto. (b) Capacità di ingresso vs. resistenza di canale teorica per componenti basati su GaN, SiC e Si.	24
2.1	Vista tridimensionale della macchina a flusso assiale a magneti permanenti di tipo coreless.	28
2.2	Vista di una sezione di una bobina realizzato con diverse tecnologie realizzative: filo tondo, piattina, filo Litz, PCB.	30
2.3	Tipologie di avvolgimento per statori coreless.	33
2.4	Vista frontale di avvolgimenti: (a) romboidali, (b) trapezoidali di type I, e (c) trapezoidali type II.	34
2.5	Vista 3D e 2D degli avvolgimenti multi-layer, [33].	34
2.6	Sfasamento temporale fem indotte di bobina.	37
2.7	Algoritmo selezione rapporto $2p/Nc$	40
2.8	(a) Geometria 2D rettificata al raggio medio utilizzata per il modello matematico, (b) vista frontale del rotore, (c) vista frontale di una bobina statorica.	42
2.9	Schematizzazione perdite per correnti parassite in un conduttore a sezione rettangolare immerso in un campo B.	49
2.10	Schematizzazione perdite per correnti di circolazione tra i vari layer di un avvolgimento su PCB.	51
2.11	Modello termico: (a) Esploso 3D di una porzione di avvolgimento, (b) rete termica equivalente.	52
2.12	3D illustrativo del ritegno meccanico dei magneti: (a) soluzione tradizionale, (b) soluzione proposta.	54
3.1	Schema concettuale della suddivisione in moduli del convertitore. . .	58
3.2	Distribuzione delle capacità: (a) sulle sole schede di potenza, (b) su schede di potenza e DC-Bus.	61

3.3	Meccanismi di rottura e nuovi packaging dei condensatori ceramici, [70].	63
3.4	Taglie disponibili in commercio per i principali produttori di transistor GaN.	64
3.5	Package comuni per transistor GaN: (a) LGA, (b) BGA, (c)-(d) laminated PCB, (d)-(f) monolithic.	65
3.6	Rappresentazione circuitale del ramo half-bridge.	66
3.7	Transitorio di accensione: (a) andamento di tensione e corrente ai morsetti di potenza, (b) andamento della tensione di gate.	70
3.8	Forme d'onda temporali di tensione e corrente ai capi dello switch durante il transitorio di spegnimento.	71
3.9	Circuito del ramo half-bridge con i termini parassiti.	75
4.1	Rappresentazione schematica della suddivisione in sottosistemi.	80
4.2	Rappresentazione grafica della configurazione assial-radiale.	81
4.3	Rappresentazione rendimento-coppia specifica dei candidati idonei aventi $2p-Nc=10-12$	85
4.4	Coppia specifica massima per rapporti $2p-Nc$ distinti, con e senza limiti sulla lunghezza assiale di rotore.	86
4.5	Vista rettificata della disposizione delle fasi.	88
4.6	(a) Variazione della densità di coppia al variare della geometria al raggio interno ed esterno, (b) stress meccanico nel giogo e nei magneti.	89
4.7	(a) Disco rotorico composto dal giogo e dai magneti, (b) avvolgimento statorico prima della resinatura.	90
4.8	(a) Capacità minima richiesta a parità ΔV lato continua e ripple di corrente lato alternata, (b) perdite nel convertitore e di sistema espresse in per unità.	92
4.9	(a) Vista superiore ed inferiore della scheda di potenza (38 mmx23 mm), (b) scheda di controllo (98 mm di diametro).	93

4.10	Transitorio di spegnimento dello switch superiore ottenuto mediante simulazione spice.	95
4.11	Vista tridimensionale di una sezione dell'azionamento.	96
4.12	(a) Geometria semplificata di un quarto della struttura, (b) modello equivalente, (c) immagine termica tridimensionale.	97
4.13	(a) Sezione assemblato versione ottimizzata, (b) schede di potenza nella versione compatta (21mmx25mm).	99
4.14	Vista frontale del concetto di configurazione radial-planare.	99
4.15	(a-d) layout delle tracce per i layer 1-2-7-8, (e) layer stackup e disposizione dei gruppi di spire.	103
4.16	(a) mappa di campo 3D per di un passo polare, (b) tensione indotta su una singola bobina.	105
4.17	Visione frontale e posteriore del layout ottenuto.	106
4.18	Circuito a parametri concentrati utilizzato per l'analisi delle commutazioni degli switch	107
4.19	Rappresentazione grafica della struttura assial-planare.	109
5.1	Vista frontale del dimostratore assemblato prima e dopo il montaggio della macchina elettrica.	112
5.2	Resistenza e induttanza fase-fase al variare della frequenza.	113
5.3	Banco prova con asincrono ad elevato numero di giri con torsionmetro ad elevata precisione.	115
5.4	(a) Disegno 3D dello schedino di supporto dei trasduttori di correnti, (b) vista dall'alto del banco resistivo.	116
5.5	Tensione indotta a vuoto per un sottosistema trifase misurata.	117
5.6	(a) Andamento della coppia e, (b), delle perdite a vuoto al variare della velocità di rotazione meccanica.	117

5.7	Perdite con avvolgimento collegato a banco resistivo multi-trifase, con carico di: 1.2 Ω (a), 0.6 Ω (b), 0.4 Ω (c) e 0.3 Ω (d). Legenda: blu potenza meccanica, arancione potenza elettrica ai morsetti, giallo potenza elettrica ai morsetti più stima perdite effetto Joule, viola potenza elettrica ai morsetti più stima perdite complessive.	119
5.8	(a) Differenza tra potenza all'albero stimata e misurata, (b) rendimento per diverse condizioni di carico.	120
5.9	(a) Mappa delle perdite per effetto Joule, (b) delle perdite a vuoto, (c) e dei rendimenti nel campo di funzionamento analizzato.	121
5.10	Potenza di uscita e rendimento per diversi valori di corrente di fase.	124
5.11	Vista frontale e laterale dei due statori accoppiati.	125
5.12	Resistenza e induttanza fase-fase al variare della frequenza.	126
5.13	Perdite a vuoto.	127
5.14	Perdite per eddy-currents nel solo statore.	128
5.15	Tensione fase-fase a vuoto dell'avvolgimento PCB alla velocità nominale.	128
5.16	visione frontale e posteriore del layout di partenza (a) e con predisposizione per la sonda coassiale.	130
5.17	Forma d'onda della corrente di uscita durante il double pulse test . .	130
5.18	Forme d'onda di tensione e corrente durante il turn off dello switch inferiore: confronto tra simulazione (arancione) e misure (blu) . . .	131
5.19	Forme d'onda di tensione e corrente durante il turn on dello switch inferiore: confronto tra simulazione (arancione) e misure (blu) . . .	132
5.20	Forme d'onda di tensione e corrente durante lo spegnimento dello switch superiore: confronto tra simulazione (arancione) e misure (blu)	133
5.21	Forme d'onda di tensione e corrente durante il turn on dello switch superiore: confronto tra simulazione (arancione) e misure (blu) . . .	134

Elenco delle tabelle

1.1	Tabella riassuntiva architetture modulari	11
2.1	Tabella riassuntiva avvolgimenti a cave frazionarie con un basso numero di bobine	38
3.1	Tabella riassuntiva perdite inverter GaN trifase	74
4.1	Confronto tra eliche per "unmanned aerial vehicle"	79
4.2	Specifiche dell'azionamento	81
4.3	Limiti termici e meccanici	83
4.4	Design Space	84
4.5	Numero di candidati all'interno del design space	85
4.6	Geometria della macchina scelta 10 poli 12 bobine	86
4.7	Auto e mutue induttanze	88
4.8	Tabella riepilogativa dimensioni statore	91
4.9	Caratteristiche principali dei componenti posti sulla scheda di potenza	94
4.10	Potenza specifica dell'azionamento stimata	96
4.11	Resistenze termiche equivalenti	98
4.12	Specifiche dell'azionamento	100
4.13	Geometria della macchina scelta	102

4.14	Dimensioni geometriche di statore	104
4.15	Valutazione delle perdite in funzione dello switch adottato, nelle ipotesi di $R_{gate} = 2\Omega$, $t_{dead}=30ns$ @ 15Arms, 24V, 200kHz	106
4.16	Parametri parassiti	107
5.1	Distribuzione dei pesi azionamento	112
5.2	Distribuzione pesi macchina elettrica	112
5.3	Distribuzione delle temperature	123
5.4	Distribuzione pesi della macchina elettrica	125
5.5	Tensione indotta e perdite attese	128
5.6	Tempi associati ai transistori di accensione e spegnimento per lo switch superiore ed inferiore	135

Elenco dei simboli

α	Generic angle
α_e	Angolo elettrico
ΔR	Lato attivo del rotore e dello statore $\Delta R = R_{ext} - R_{int}$
λ	Flusso concatenato
μ_0	Permeabilità magnetica del vuoto
ω_e	Pulsazione elettrica
ϕ	Flusso magnetico
τ_c	Dimensione circonferenziale di bobina $\tau_c = 2\pi R_m / Nc$
τ_m	Spaziatura angolare del magnete $\tau_m = \tau_p k_m$
τ_p	Passo polare al raggio medio $\tau_p = \pi R_m / p$
Θ	Coordinata angolare
φ	Sfasamento tra tensione e corrente
A	Vettore potenziale magnetico
A_f	Superficie di scambio termico affacciata al traferro
B_{rem}	Permanent magnet remanence
D	Duty cycle
E	Tensione indotta

E_{OSS}	Energia immagazzinata nelle capacità parassite dei GaN
$E_{overlap}$	Energia dissipata durante la fase di overlap
f_{sw}	Frequenza di switching
H	Induzione magnetica
h_{air}	Coefficiente di convezione con l'aria
I	Corrente di bobina
J	Densità di corrente superficiale
K	Distribuzione della corrente
k_{cu}	Coefficiente di scambio termico equivalente della zona dell'avvolgimento
k_{cu}	Coefficiente di scambio termico strato protettivo
k_{fill}	Coefficiente di stipamento del rame
k_m	Coefficiente riempitivo magnete
l_2	Distanza tra rotore e asse di simmetria statorico
l_c	Lunghezza assiale dello statore
l_{is}	Spessore isolamento
l_m	Lunghezza assiale del magnete
M	Indice di modulazione
m	Numero di fasi
n	Ordine armonico
N_t	Numero di spire
p	Numero di coppie polari
p_v	Perdite per unità di volume

$P_{OSS,Q1}$	Perdite sulle capacità di uscita associate ad uno switch di un inverter trifase
$P_{overlap}$	Perdite di overlap mediate sul periodo di switching
Q	Numero di cave
Q_{OSS}	Carica accumulata nelle capacità parassite interne al GaN
R_{mean}	Raggio medio
R_{Dson}	Resistenza del canale in stato di On
R_{Gon}	Resistenza di gate nel circuito di turn-on
T	Periodo della fondamentale
t_{cf}	Tempo di discesa della corrente
t_{cr}	Tempo di salita della corrente
t_{vf}	Tempo di discesa della tensione
t_{vr}	Tempo di salita della tensione
u_n	$\pi n / \tau_p$
V_{drvon}	Tensione del gate drive nella fase di turn-on
$V_{GS(th)}$	Tensione di treshold del dispositivo
V_{pkpk}	Oscillazione picco-picco della tensione del bus in continua
V_{PL}	Tensione di plateau
w	Larghezza del lato attivo della bobina
x	Coordinata tangenziale
y	Coordinata assiale
z	Coordinata radiale
N_c	Numero di bobine

Introduzione

Inquadramento della tesi

Gli azionamenti integrati -intesi come l'insieme di macchina elettrica e convertitore di potenza racchiusi all'interno di una stessa struttura meccanica- sono stati introdotti all'inizio degli anni '90. Nelle prime realizzazioni i problemi termici, meccanici e di limitata potenza specifica lato convertitore, non ne hanno consentito la diffusione sul mercato, nonostante avessero peculiarità tali da renderli vantaggiosi. Tuttavia, a seguito di recenti sviluppi nel campo dell'elettronica di potenza, introdotti dai semiconduttori "wide bandgap", tali strutture sono state oggetto di un progressivo interesse.

Gli switch ai Nitruri di Gallio od ai Carburi di Silicio permettono invece di operare a frequenze di switching ed a temperature operative ben maggiori di quelle ottenibili con i tradizionali componenti al Silicio, pur preservando rendimenti elevati. La maggiorazione delle temperature operative ammesse mitiga le problematiche termiche; allo stesso tempo, il funzionamento ad alte frequenze conduce ad una diminuzione intrinseca dei pesi e dei volumi dei componenti passivi, calmierando le problematiche di tipo meccanico.

Dal punto di vista della macchina elettrica, le alte frequenze di switching aprono la strada a macchine ad elevato numero di poli ed elevata velocità di rotazione, le quali sono naturalmente caratterizzate da coppie e potenze specifiche maggiori. Va evidenziato però, che se non opportunamente trattate esse sono causa di perdite aggiuntive.

Questa tesi di dottorato esplora l'utilizzo dei semiconduttori di ultima generazione negli azionamenti ad elevato grado di integrazione di tipo modulare, caratterizzati da un'elevata resilienza al guasto. Al fine di beneficiare appieno dei vantaggi di questa soluzione, e di limitarne gli svantaggi, viene proposto l'impiego della macchina elettrica a flusso assiale a magneti permanenti con avvolgimento di tipo coreless ed avente un rapporto poli-bobine frazionario. Nella tesi vengono inoltre sviluppati gli strumenti per l'analisi e la progettazione della macchina elettrica e del convertitore di potenza; di entrambi vengono costruiti dei prototipi, la cui sperimentazione al banco prova fornisce i dati per la validazione finale degli argomenti trattati nel lavoro di tesi.

Struttura della tesi

Il Capitolo 1 introduce gli azionamenti modulari integrati con dei brevi cenni sulla loro storia e su come si è giunti alla formulazione di tale idea. Vengono quindi presentati i principali esempi riportati in letteratura ponendo attenzione sui principali vantaggi e le relative limitazioni delle varie architetture. Successivamente vengono introdotte le macchine a flusso assiale e i semiconduttori wide-bandgap, ponendo attenzione sulle opportunità che queste introducono negli azionamenti integrati.

Il Capitolo 2 descrive le macchine elettriche a flusso assiale di tipo coreless utilizzate in questo studio, analizza quindi le tecniche costruttive disponibili insieme alla metodologia di progetto e al modello analitico proposto.

Nel Capitolo 3 vengono affrontate le problematiche associate ai convertitori di potenza basati sulla tecnologia GaN. Vengono quindi analizzati gli aspetti di dimensionamento, analisi delle perdite e come approcciare alle problematiche più comuni.

Nel Capitolo 4 e 5 vengono presentati il progetto e i risultati sperimentali dei due dimostratori realizzati al fine di mostrare le possibilità offerte dagli azionamenti modulari ad elevato livello di integrazione che fanno use delle tecnologie descritte.

Il Capitolo 6 riporta una ricapitolazione del lavoro e le conclusioni ottenute. Il lavoro viene quindi concluso con l'apertura a possibili sviluppi futuri.

Capitolo 1

Azionamenti modulari integrati in pillole

Per un lettore estraneo agli azionamenti modulari integrati potrebbe venire spontaneo chiedersi che cosa siano e perché sono così importanti. In questo capitolo si introdurrà il lettore ai concetti di azionamenti, intesi come sistema macchina e convertitore, di tipo modulare e ad elevato tasso di integrazione meccanica basati sulla tecnologia dei wide-band-gap semiconductors (WBG). In primo luogo, verranno analizzati i principali traguardi nella storia degli azionamenti integrati che hanno portato alla maturazione di tali concetti. Successivamente, verranno analizzati i più moderni esempi realizzativi di azionamenti modulari integrati focalizzandosi sulle loro proprietà, sia di natura elettrica ed elettromagnetica, sia meccanica e termica. Infine si introdurranno le macchine a flusso assiale e le loro peculiarità, seguite dalle possibili tecnologie costruttive e le strutture di conversione più diffuse nell'ambito degli azionamenti elettrici di questo tipo soffermandosi sui materiali semiconduttori WBG di ultima generazione, quali nitruri di gallio (GaN) e carburi di Silicio (SiC).

1.1 Caratteri generali

Nella concezione più tradizionale, gli azionamenti elettrici sono composti da una macchina elettrica trifase e un convertitore di potenza che lo alimenta, entrambi

racchiusi all'interno di involucri separati e interconnessi mediante dei collegamenti elettrici esterni. Con il termine azionamenti modulari integrati, noti in letteratura come IMMD (integrated modular motor drives), si intende l'insieme di macchina elettrica e apparato di conversione, entrambi concepiti come un insieme di moduli, integrati all'interno di un'unica struttura meccanica. Pertanto, quando si parla di IMMD è indispensabile studiare l'azionamento come un sistema unico, trattando contemporaneamente le problematiche della macchina elettrica e del convertitore. I concetti di modularità e di integrazione vengono spesso affiancati in modo tale da enfatizzarne i pregi di entrambi. Se poi questi vengono uniti all'utilizzo dei componenti dei WBG, i quali godono di prestazioni rispetto ai tradizionali switch al Silicio, i vantaggi offerti dagli IMMD li rendono tali da essere appetibili in una vasta gamma di applicazioni.

1.1.1 Storia

L'idea di combinare macchina elettrica e convertitore all'interno di un'unica struttura meccanica è tutt'altro che recente. Nel corso degli anni, infatti, vi sono stati numerosi tentativi atti ad aumentare il tasso di integrazione tra questi due sistemi. I vantaggi che ne conseguono, come ad esempio la riduzione dei costi di installazione e manutenzione come anche la riduzione dei pesi e delle dimensioni, sono ricercati dal campo industriale a quello della mobilità elettrica.

Nel campo degli azionamenti industriali, i primi esempi di azionamenti integrati si presentavano come una macchina elettrica standard, principalmente asincrona trifase, alla quale veniva aggiunta un'appendice che fungeva da contenitore per l'apparato di conversione. Tale modalità di integrazione viene definita in letteratura "housing mount". Nel dettaglio, si parla di integrazione assiale quando il convertitore è lungo l'asse di rotazione della macchina elettrica; si parla invece di integrazione radiale quando il convertitore è posto in direzione radiale, [1]. Un primo esempio di azionamento "housing mount" assiale viene riportato in [2]. Come si può riscontrare dalla figura 1.1a, l'integrazione viene fatta creando per l'appunto un'appendice posta sul lato opposto all'albero. È utile osservare che tale appendice

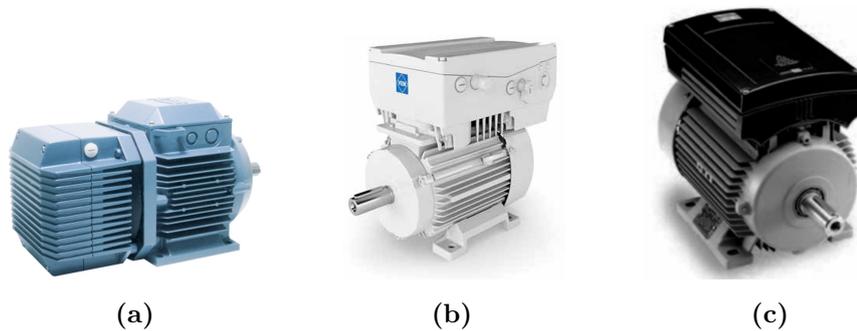


Figura 1.1. Esempi di azionamenti industriali integrati: (a) ABB integrated drive, [2], (b) VEMO, [3], (c) Danfoss, [4].

sostituisce la cassetta di connessione dei tradizionali motori asincroni e che di fatto le dimensioni radiali non vengono alterate. Lo stesso concetto di integrazione è stato applicato in altri esempi molto simili diffusi sul mercato da aziende leader nel settore delle macchine elettriche industriali. Rimanendo all'interno del campo degli azionamenti industriali, i più recenti sviluppi sono basati sullo stesso il concetto chiave: il convertitore di potenza sostituisce la scatola delle connessioni affiancando la macchina elettrica, [3,4]. Gli azionamenti "housing mount" radiali presenti oggi in commercio, come quelli riportati in Figura 1.1b e Figura 1.1c, mostrano ancora una volta che il convertitore è un'appendice indipendente posta al lato o al di sopra della macchina elettrica. Sia per il montaggio radiale che assiale, i due sistemi così realizzati sono termicamente indipendenti; le problematiche termiche di uno e dell'altro sistema continuano ad essere due cose a sé stanti a vantaggio della complessità progettuale e del conseguente costo. È doveroso segnalare che la vicinanza del convertitore alla macchina elettrica porta a degli svantaggi non irrilevanti. La trasmissione delle vibrazioni meccaniche dalla macchina elettrica al convertitore e l'aumento del volume di ingombro nei pressi dell'utenza sono in alcuni casi inammissibili. Ad oggi gli azionamenti industriali disponibili in commercio hanno taglie che non eccedono la soglia dei 10 kW. La limitazione di tale soglia può essere attribuita al fatto che i consumatori finali temono una vita del convertitore inferiore a quella della macchina elettrica, dovendo quindi provvedere alla sostituzione dell'intero azionamento in caso di guasto all'elettronica.

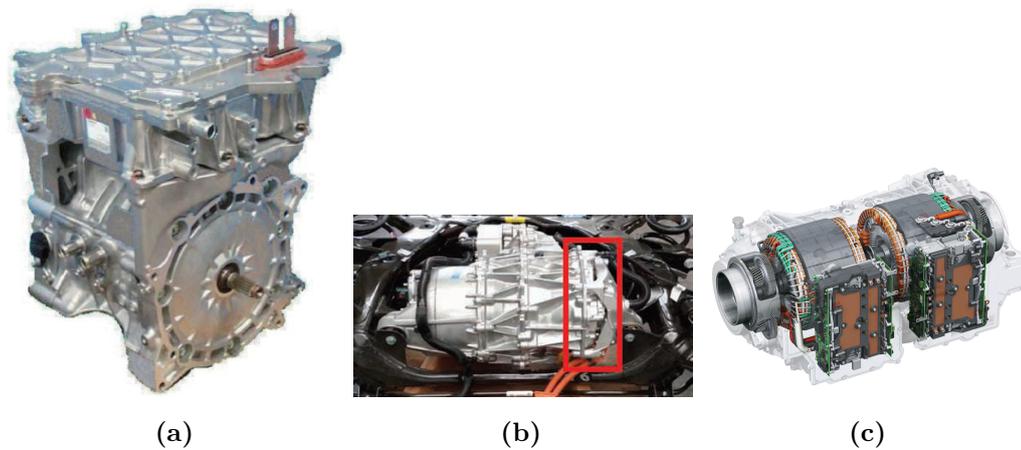


Figura 1.2. Esempi di azionamenti integrati per la trazione di autoveicoli: (a) Nissan Leaf, [8], (b) power-train Tesla Model, [9], (c) power-train audi e-tron S.

Tuttavia, come anticipato all'inizio di questa sezione, l'integrazione meccanica non è ambita nei soli sistemi industriali. Il settore di trazione di autoveicoli o della propulsione aeronavale ha fatto da traino per lo sviluppo di tali concetti anche per potenze maggiori di quelle appena citate, [5]. Negli autoveicoli, invero, una riduzione dei pesi e delle dimensioni si traduce in vantaggi a livello sistemico notevoli. Sin dalle prime realizzazioni di autoveicoli ibridi ed elettrici si adottava il concetto di integrazione meccanica; integrazione che non riguardava il solo sistema elettrico, bensì anche i vari componenti meccanici preesistenti quali trasmissione e/o motore a combustione interna ove presente, [6]. Il modello del 2013 della Nissan Leaf ne è un chiaro esempio. La Figura 1.2a mostra come la macchina elettrica, il convertitore, la batteria e la trasmissione meccanica siano racchiusi all'interno di una struttura unica. Grazie a questo approccio i progettisti sono riusciti a ridurre del 10% il peso dell'intero sistema di trazione elettrica rispetto alla versione precedente, [7]. Visti i vantaggi offerti, ad oggi l'integrazione meccanica dell'azionamento elettrico è di fatto uno standard e viene implementato in modi differenti dalla maggioranza delle case produttrici, [10]. Tra gli esempi più recenti vi è la model 3 della nota casa costruttrice Tesla, il cui power-train è mostrato in Figura 1.2b, [9]. Qui l'inverter basato sulla tecnologia SiC ha consentito una maggiore integrazione con il motore e convertitore, che in questo caso è di tipo radiale. Un altro esempio è la Audi e-tron S.

Come mostrato in Figura 1.2c, i due motori elettrici con i corrispettivi convertitori e moto-riduttori sono racchiusi all'interno della stessa struttura meccanica. Un aspetto interessante di questo power-train è il sistema di raffreddamento. Esso vede il fluido dividersi nei due convertitori, quindi lambire l'albero e successivamente lo statore, per poi confluire nel dissipatore ed infine completare il ciclo all'interno della pompa di ricircolo. Con questa struttura si riesce a raggiungere una potenza di picco complessiva pari a 276 kW e una coppia 5500 Nm.

Meno diffuse di quelle appena citate vi sono soluzioni di tipo "*stator iron mount*", dove l'elettronica viene montata direttamente sul ferro di statore. Questo tipo di integrazione consente un aumento della densità di potenza, ma non senza degli svantaggi. Il contatto fisico dei componenti elettronici con una fonte di calore e di vibrazioni meccaniche porta a difficoltà progettuali non irrilevanti, scoraggiandone l'utilizzo. Tra i pochi esempi vi è la moto-ruota della casa produttrice Protean mostrata schematicamente in Figura 1.3a, [11]. Sebbene il concetto di moto-ruota non fosse nuovo nel settore, questa azienda fu la prima a proporre una soluzione con l'elettronica inglobata all'interno della ruota. L'importante investimento da parte dell'azienda nel progetto, volto a sensibilizzare ed ad attrarre l'attenzione dei produttori di auto, ha dato vita ad un acceso dibattito all'interno della comunità dell'ingegneria automobilistica sulla sue opportunità.

In parallelo agli esempi fin qui citati, a partire dalla prima decade del 2000, all'interno della comunità scientifica iniziava a rumoreggiare l'idea di sviluppare un azionamento integrale modulare, principalmente di tipo "*stator iron mount*". Uno dei primi studi pionieristici di un prototipo di IMMD è quello analizzato da *Brown et.al.* [12], il cui esploso è riportato in Figura 1.3b. La sfida di questa prima soluzione riguardava la realizzazione dei moduli del convertitore che rientrassero all'interno dell'impronta della macchina elettrica. La tecnologia e i materiali disponibili, uniti alle stringenti specifiche, fecero subito emergere non poche criticità, ma al contempo evidenziarono le potenzialità degli IMMD. Furono gli stessi autori della ricerca a suggerire che con l'avvento di nuovi packaging e di nuovi materiali nel campo dell'elettronica di potenza, tali strutture avrebbero suscitato sempre più interesse, [12]. Qualche anno dopo con la diffusione sul mercato dei componenti basati su GaN

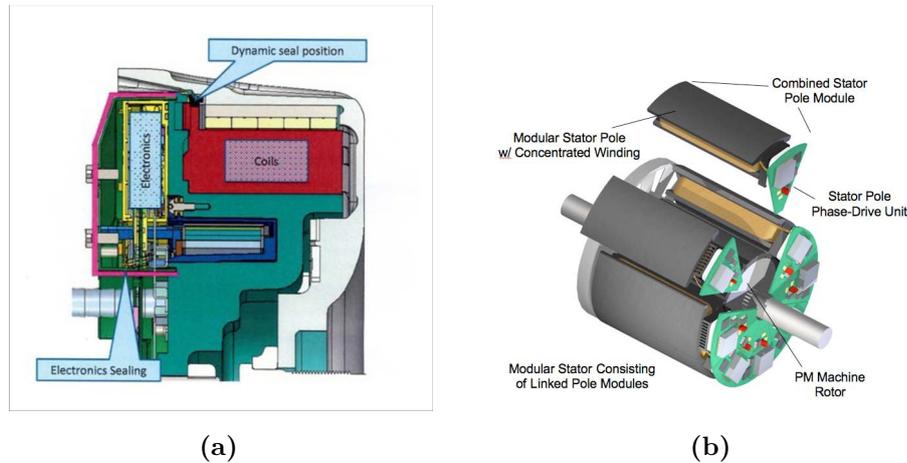


Figura 1.3. (a) Vista in sezione della moto-ruota Protean, [11]. (b) Illustrazione concetto di integrazione modulare, [12].

e SiC (in generale WBG) se ne ebbe la conferma. Questi componenti di potenza, come vedremo successivamente, oltre a poter lavorare a temperature dell'ordine di 150-200°C, hanno una densità di potenza maggiore e consentono di ridurre le dimensioni dei componenti passivi, rendendo l'intero sistema meno soggetto a problemi meccanici. Grazie agli svariati vantaggi offerti dagli IMMD e dai WBG, questi stanno oggi acquisendo sempre più rilievo in ogni campo suscitando sempre più interesse sia in ambito accademico che industriale.

1.1.2 Sviluppi recenti

I più recenti sviluppi sono tutti incentrati sui concetti introdotti fin qui, in special modo sull'implementazione di nuove modalità di integrazione e di nuove configurazioni e sull'utilizzo dei nuovi semiconduttori WBG. Volendo classificare gli esempi in letteratura, oltre alle differenti modalità di integrazione viste fin qui, si può osservare che la modularità dell'azionamento viene realizzata in forme ben contraddistinte. La prima configurazione degna di attenzione è quella studiata da *Wang et.al.* in [13]. La Figura 1.4a mostra come è ideato il sistema. Sebbene questa sia tra le meno popolari, grazie alla sua semplicità dà una visione immediata della modularità e di come viene concepita l'integrazione. Il motore asincrono è suddiviso in settori

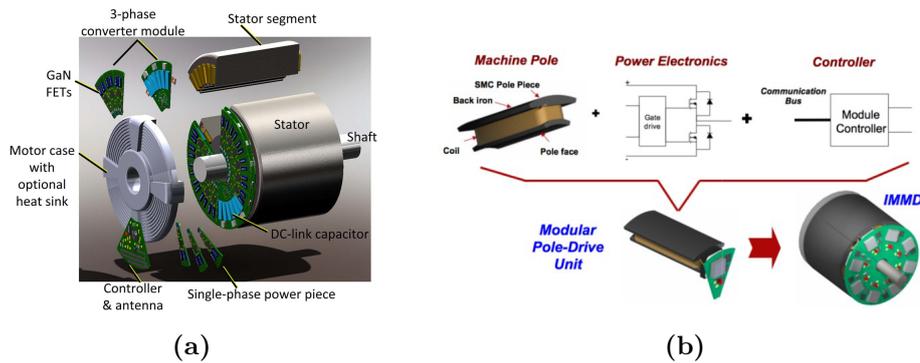


Figura 1.4. (a) Azionamento IMMD a settori trifase indipendenti, [14], (b) integrazione modulare con rami half bridge indipendenti, [15].

indipendenti, con un numero di fasi pari a tre, ed affiancato ad un ugual numero di convertitori trifase basato sulla tecnologia al Silicio. *Wang et.al.* [14] riprendono lo stesso approccio sostituendo i componenti al Silicio con i più moderni switch al GaN. In entrambi gli esempi si investiga la possibilità di interconnettere i moduli lato continua in serie o in parallelo per garantire una maggiore flessibilità nella scelta dei componenti di potenza. *Ahmadi et.al.* [16] adottano una soluzione simile. In questo caso la ricerca è focalizzata sulla progettazione e analisi termica dell’azionamento, che è suddiviso in tre sottosistemi trifase con potenza complessiva di 80 kW.

Soluzioni ”multifase” come questa, sono state utilizzate in altre ricerche con una sottile differenza: il modulo trifase è fisicamente suddiviso in sub-moduli composti da un ramo half-bridge e una bobina della macchina. *Shea et. al.* [15] analizzano un azionamento integrato, di tipo ”*stator iron mount*”, dove il modulo è formato da un polo statorico e un ramo di inverter. Figura 1.4b ne mostra il concetto alla base. Il polo statorico è invero una porzione della macchina formata da un nucleo ferromagnetico, giogo più dente, attorno al quale viene avvolta la bobina. Il ramo half-bridge, invece, è stato realizzato in un PCB all’interno dello stesso spicchio di macchina. La stessa struttura viene ripresa da *Uğur et.al.* [17] dove analizzano delle varianti contraddistinte dal tipo di interconnessione dei moduli lato continua. Un altro esempio di questo tipo viene investigato anche in [18] e [19]. La sezione del prototipo in oggetto viene riportato in Figura 1.5a. A differenza degli esempi precedenti, la macchina elettrica in esame è una macchina a flusso assiale, l’integrazione è sempre di tipo ”*stator iron mount*”, effettuata però non più in senso assiale bensì in senso radiale.

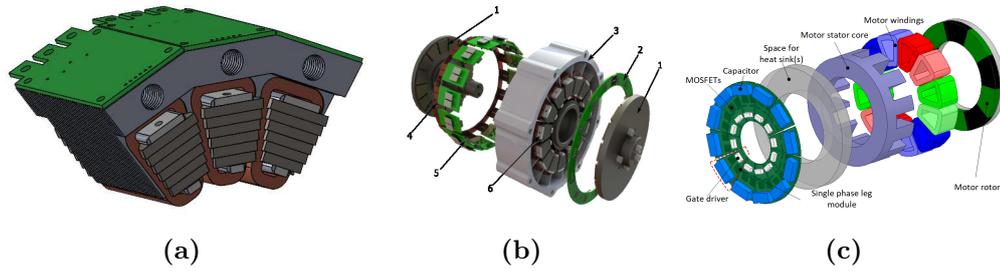


Figura 1.5. (a) Integrazione radiale di una macchina a flusso assiale con avvolgimenti multi-trifase, [18], (b) integrazione radiale di una macchina a flusso assiale con avvolgimento multifase, [20], (c) integrazione assiale di una macchina a flusso assiale con struttura a full bridge riconfigurabili, [21].

Un'integrazione "stator iron mount" radiale come quella appena vista è stata implementata anche in [20] e [22], il cui esploso è riportato in Figura 1.5b. In questo caso, l'avvolgimento della macchina è stato realizzato in modo tale da avere tutte le bobine connesse ad un terminale a potenziale comune, e non suddiviso in sistemi isolati come il precedente.

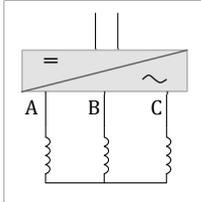
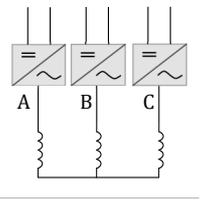
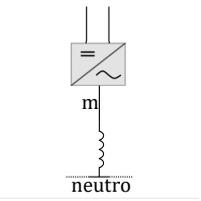
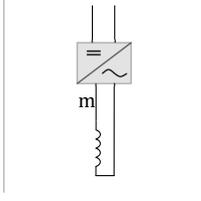
Questo tipo di realizzazione ricade sotto il nome di azionamento multifase, dove ogni modulo del sistema corrisponde ad una fase della macchina. Similmente, Hilpert *et.al.*, [23], propongono un IMMD "stator iron mount" assiale per una motoruota. Qui viene introdotto il concetto di inverter building block (IBB), ovvero di blocchi formati da un ramo half-bridge basato su BJT al SiC. Ogni IBB di fatto è un modulo a sé stante con tutti i componenti necessari al suo funzionamento, dalla circuiteria di gate driving al sistema di raffreddamento. La composizione di più IBB assemblati consente di ottenere un inverter trifase o esafase.

Han et.al. [21] analizzano una variante degli azionamenti multifase. L'azionamento, il cui esploso è mostrato in Figura 1.5c, è di tipo "stator iron mount" assiale ed ha 12 moduli indipendenti. La macchina elettrica ha 12 bobine, mentre il convertitore è composto da 12 rami di inverter half-bridge basati sulla tecnologia GaN. I singoli moduli sono collegati in serie due a due in modo tale da ottenere sei avvolgimenti pilotati da 6 rami full bridge. In aggiunta, è possibile riconfigurare il sistema in modo tale da ottenere una configurazione monofase, trifase ed esafase.

Hijikata [24] propongono un IMMD "stator iron mount", a montaggio radiale, riconfigurabile. Questa vede un avvolgimento a matrice, che attraverso degli switch addizionali, può essere riconfigurato per estendere il campo di funzionamento della macchina, ma anche per migliorarne la resilienza al guasto.

Le modalità di interconnessione tra i moduli analizzate fin qui sono sintetizzate in Tabella 1.1.

Tabella 1.1. Tabella riassuntiva architetture modulari

Tipologia	Descrizione	Schema
Multit trifase	Un modulo è composto da un convertitore trifase posto su un'unica scheda elettronica e dalla porzione di avvolgimento che realizza una terna trifase.	
Multit trifase	Un modulo è la composizione di tre sub-moduli distinti, ognuno dei quali vede un convertitore trifase posto su tre schede elettroniche separate ed una bobina della porzione di avvolgimento che realizza una terna trifase.	
Multifase	Un modulo composto da un ramo half-bridge e una bobina della macchina collegata ad un centro stella unico.	
Multifase	Un modulo composto da una bobina e dal corrispondente ramo full bridge del convertitore. Ogni modulo è elettricamente indipendente dal resto della macchina ed è possibile ottenere il massimo livello di resilienza al guasto.	

1.1.3 Proprietà degli IMMD

Che si tratti di azionamenti multi-trifase o multifase, gli IMMD hanno proprietà comuni a tutte le configurazioni viste fin qui. Quali sono quindi i principali vantaggi offerti e dove è opportuno porre attenzione nella progettazione degli IMMD?

Densità di potenza

Come visto l'integrazione del convertitore con la macchina elettrica consente sia di eliminare i cavi di collegamento tra i due sia di utilizzare la stessa struttura meccanica per entrambi, con i relativi vantaggi in termini di densità di potenza dell'intero sistema.

Aspetti termici

Insieme alla densità di potenza è opportuno fare alcune considerazioni riguardo gli aspetti termici che, vista la loro complessità e importanza, meriterebbero un capitolo a sé. Nel ripercorre la storia degli IMMD è emerso che se da un lato la vicinanza dei componenti elettronici ad una fonte di calore può essere problematica, dall'altro introduce a nuove opportunità. In questi azionamenti, infatti, vi è la possibilità di utilizzare un sistema di raffreddamento condiviso per l'elettronica di potenza e la macchina elettrica. I primi azionamenti integrati raffreddati ad aria utilizzavano la stessa struttura meccanica la quale, mediante le alette di raffreddamento, fungeva da dissipatore per entrambi i sistemi. Allo stesso tempo, strutture più avanzate dotate di raffreddamento a liquido utilizzano lo stesso circuito idraulico per effettuare lo scambio termico. Sia nel caso di raffreddamento a liquidi che ad aria il vantaggio risiede nella riduzione dei pesi delle masse non attive, a vantaggio della densità di potenza del sistema. Soluzioni come il raffreddamento a liquido diretto o spray-cooling, non ancora diffuse in questo campo consentirebbero amplificare ancor di più questi aspetti al costo però di una maggiore complessità.

Aspetti meccanici e affidabilistici

Che cos'è l'affidabilità di un sistema e come può essere misurata? L'affidabilità, può essere intesa come la capacità di un prodotto di mantenere le caratteristiche tecniche nel corso del tempo. Per valutare l'affidabilità di un sistema si deve tener conto dei principali meccanismi di guasto, che nel caso degli IMMD hanno luogo nei componenti del convertitore di potenza, [25]. Esclusi i fenomeni di mortalità infantile, il tempo di vita è fortemente influenzato da fattori esterni, come ad esempio stress meccanico e/o termico, essendo questi i principali responsabili dei guasti per wearout, [26]. Da un punto di vista meccanico, data la vicinanza dell'elettronica di potenza ad una fonte di vibrazioni meccaniche quale la macchina elettrica possono portare ad una riduzione del tempo di vita dei componenti elettronici, sia di potenza che non. L'effetto e l'entità di questi fenomeni variano considerevolmente sia con la tecnologia adottata sia con il tipo di componente utilizzato e le sue dimensioni. Per questi motivi nella realizzazione degli IMMD è opportuno considerare gli aspetti meccanici sin dalle prime fasi di progetto, ponendo attenzione sulla scelta dei componenti e la modalità di integrazione.

Resilienza

Oltre all'affidabilità dei singoli componenti che compongono il sistema vanno considerati anche gli aspetti di resilienza, [27]. La suddivisione elettrica in moduli fa sì che in caso di guasto si possono operare delle manovre per isolare il guasto stesso, evitando così la messa fuori servizio dell'intero azionamento. A seguito di tali manovre si può scegliere di attuare diverse strategie con la quale operare nelle fasi successive al guasto. La prima strategia prevede di mantenere la potenza in uscita pari alla potenza pre-guasto con un conseguente incremento delle correnti di fase sui vari moduli e un aumento delle perdite per effetto Joule. Un funzionamento di questo tipo è però ammesso a condizione che il convertitore, molto più sensibile a questi sovraccarichi, sia dimensionato per sopportare tale aumento di carico e solo per un lasso di tempo determinato. Similmente, la seconda strategia prevede di mantenere costanti le perdite di macchina. In questo caso si ha un incremento limitato delle

correnti di fase e una riduzione della potenza massima ottenibile in uscita. Questa strategia consente di minimizzare lo sforzo richiesto al sistema di raffreddamento e di contenere la sovra-temperatura dell'avvolgimento rispetto alla temperatura ambiente. La terza ed ultima strategia è la più conservativa. Le correnti restano invariate nel pre e nel post guasto, garantendo un funzionamento continuativo a potenza ridotta senza sovraccarichi per i moduli del convertitore e per la macchina elettrica. È evidente che a seconda che si tratti di azionamento multifase o multi-trifase la gravità del sovraccarico e/o della riduzione di potenza varia.

Le tecniche con le quali è possibile attuare queste manovre sono state ampiamente studiate in letteratura, [28]. In generale, la scelta della struttura e della strategia da adottare dipende dall'applicazione e dalle conseguenze che un derating in potenza o la totale messa fuori servizio della macchina elettrica può avere.

Peculiarità generali dei sistemi modulari

Oltre ad una distinta resilienza al guasto, la modularità degli IMMD consente loro di ottenere una serie di proprietà che potrebbero sembrare secondarie, ma che in realtà ricoprono un ruolo fondamentale. Ad esempio, il fatto di avere più moduli tutti uguali semplifica la fase di progettazione degli stessi e consente di attuare un'economia di scala, riducendone i costi. Le stesse operazioni di manutenzione ne traggono vantaggio: che si tratti di riparazione a seguito di un guasto o di manutenzione ordinaria sarà sufficiente sostituire il singolo modulo, garantendo un abbattimento dei tempi di manutenzione, talvolta cruciali. Riguardo all'abbattimento dei costi i progettazione va anche detto che un modulo di un convertitore, utilizzato per una determinato azionamento, può essere riutilizzato in design con tensioni, correnti e/o potenze diverse.

Vi sono poi altre considerazioni da fare che non sono in diretta correlazione con l'aspetto economico. Il frazionamento in moduli di potenza ridotta permette di utilizzare componenti di taglia inferiore a quella che si avrebbe negli azionamenti non modulari. Dal punto di vista dei condensatori questo significa che è possibile scegliere dei condensatori con tensioni di isolamento differenti, quindi si avrà a disposizione una

selezione più ampia. Inoltre, va osservato che utilizzando condensatori di dimensioni più piccole si riesce a ridurre le sollecitazioni meccaniche sul componente e sull'intera scheda elettronica sulla quale sono posizionati. Dal punto di vista degli switch di potenza, invece, questo si traduce in più modi. Primo tra tutti non si deve ricorrere a particolari strutture per il parallelo a livello del singolo switch laddove non si hanno taglie tali da soddisfare il requisito di potenza richiesta con un solo componente. Come vedremo, per poter collegare in parallelo più switch ad elevata frequenza sono necessari svariate cautele sul layout del PCB che ne complicano la struttura e soprattutto dilatano enormemente i tempi di progettazione e di sperimentazione. Inoltre, facendo uso di componenti di taglia inferiore e più veloci si avranno perdite complessive inferiori, con i conseguenti vantaggi sul rendimento complessivo e quindi anche sul sistema di raffreddamento.

Compatibilità elettromagnetica (EMI)

Nel lessico comune si definiscono EMI tutti i disturbi non voluti che possono portare a comportamenti inattesi, malfunzionamenti e, nel peggiore dei casi, a dei guasti. Si possono verificare sotto forma di disturbi irradiati o condotti. I disturbi irradiati si propagano nel vuoto e nei mezzi secondo alcuni indici, mentre i secondi si possono trasmettere sulle linee di potenza o anche attraverso i conduttori di ground (common mode disturbances).

Se si analizzano gli azionamenti tradizionali si nota subito che i lunghi cavi di connessione tra inverter e motore possono causare dei problemi non irrilevanti. In primo luogo, si nota come questi si comportino da antenne, quindi si dovranno adottare gli accorgimenti opportuni. Inoltre, si ha un effetto secondario enfatizzato nel caso di utilizzo di componenti di ultima generazione. Visti i transistori di commutazione raggiungibili con i transistor WBG, infatti, anche con lunghezze di cavi inferiori ai 2 metri, si potrebbe incappare in fenomeni di rifrazione e riflessione delle onde di tensione corrente. Di conseguenza ai terminali del motore si verificano sovratensioni inattese che sollecitano ulteriormente l'isolamento, [29].

Essendo gli IMMD caratterizzati da collegamenti tra inverter e motore con lunghezze ampiamente inferiori al metro, tali sovratensioni non destano preoccupazioni. Inoltre, la schermatura naturale offerta dalla struttura meccanica garantisce una riduzione dei disturbi irradiati.

Un altro problema introdotto dall'estrema velocità di commutazione dei componenti WBG riguarda i disturbi condotti, in particolare i disturbi di modo comune. In questo caso il fenomeno che si instaura è ben più complesso e può portare a conseguenze disastrose. Ciò che si verifica è che le capacità parassite tra statore e rotore offrono un circuito di richiusura delle correnti attraverso i rotor e quindi i cuscinetti per poi richiudersi nel ground. Tali correnti possono essere problematiche sia per il motore stesso, sia per la rete che si trova a monte del convertitore. Una corrente di modo comune infatti può far scattare le protezioni differenziali dove presenti, o portare a problemi affidabilistici della macchina elettrica. A tal proposito sono stati pubblicati svariati studi che mostrano come queste correnti siano la causa di archi elettrici nelle superfici di contatto tra i vari organi del cuscinetto, tali da erodere le sedi del cuscinetto. Come prima conseguenza di questo fenomeno si ha l'aumento delle perdite per attrito volvente, fino alla rottura del cuscinetto. L'adozione di filtri attivi o passivi aiuta alla riduzione di tali correnti con lo svantaggio però di introdurre componenti aggiuntivi.

1.2 Macchine a magneti permanenti a flusso assiale

La macchina elettrica è il fulcro degli IMMD. A seconda della tipologia di macchina elettrica utilizzata si avranno forme e geometrie differenti, con sistemi di raffreddamento contraddistinti così come vibrazioni meccaniche più o meno accentuate. La selezione della struttura elettromagnetica impatterà dunque non solo sulle prestazioni elettriche, ma anche meccaniche e termiche, definendo le potenzialità dell'intero sistema. Una prima distinzione tra le varie strutture elettromagnetiche è tra macchine a flusso assiale e macchine a flusso radiale. Nelle prime, come lascia intendere il nome, il campo magnetico responsabile della coppia è diretto parallelamente all'asse di rotazione della macchina; nelle macchine a flusso radiale, invece, questo è diretto in

direzione radiale all'asse di rotazione. Si può intuire facilmente che questo impatta sensibilmente sulla distribuzione delle masse attive, sul rapporto di forma e molto altro.

La compattezza ed elevata densità di potenza delle macchine a flusso assiale, unita alla pluralità di configurazioni realizzabili, le rendono un ottimo candidato per gli azionamenti IMM. Le principali proprietà delle AFPM che le contraddistinguono in tal senso dalle macchine a flusso radiale possono essere sintetizzate come segue:

- ✦ maggiore rapporto di forma, inteso come rapporto tra diametro e lunghezza;
- ✦ maggiore flessibilità progettuale;
- ✦ struttura intrinsecamente modulare;

Di seguito verranno elencate le topologie di macchina a flusso assiale, con un occhio alle potenzialità che queste possono avere in un azionamento di tipo integrato e modulare.

1.2.1 Topologie di macchina

Data la molteplicità delle possibili topologie realizzabili, una classificazione esaustiva delle AFPM non è affatto immediata. Seguendo lo stesso approccio utilizzato in [30], si possono identificare 5 livelli gerarchici come mostrato in Figura 1.6. In primis si effettua una distinzione in base al numero di rotori e di statori. Scendendo di livello, si ha una suddivisione in base alla presenza o meno del ferro allo statore; si continua

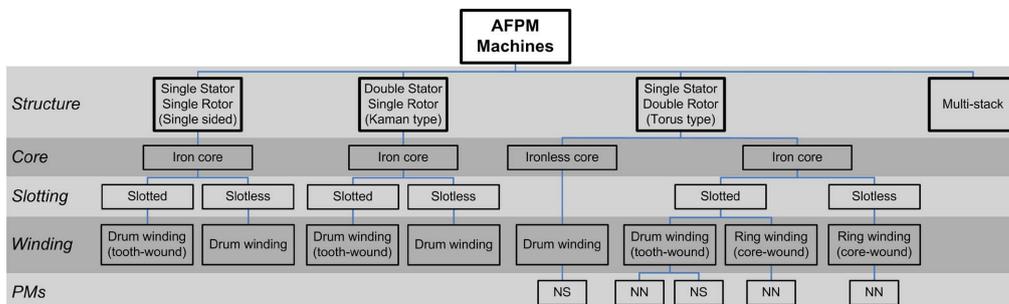


Figura 1.6. Topologie di macchine AFPM, [30].

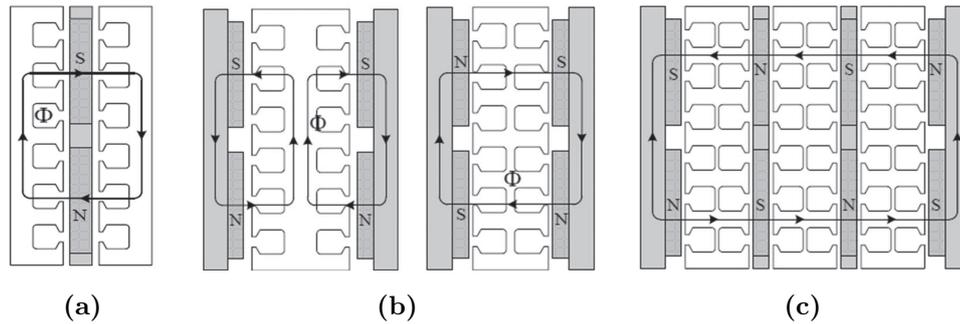


Figura 1.7. Sezione circonferenziale delle diverse topologie di macchina: (a) kaman type, (b) torus type nelle due versioni con e senza giogo, (c) multi stack, [31].

distinguendo tra avvolgimenti con o senza cave. Si effettua un'ulteriore distinzione in base al tipo di avvolgimento, concludendo con l'alternanza dei magneti.

Le strutture individuate nel primo livello sono quattro: single sided, kaman type, torus type e multi stack. Le prime due sono simili sotto quasi ogni punto di vista ad eccezione del fatto che nelle single sided la forza assiale, generata dall'attrazione dei magneti verso il ferro di statore, viene trasmessa direttamente ai cuscinetti; nelle kaman invece tali forze si bilanciano nei due rotori annullando le sollecitazioni alle quali sono sottoposti i cuscinetti. Figura 1.7a mostra la geometria rettificata di una sezione generica di una struttura di tipo kaman. Le torus type, illustrate in Figura 1.7b, invece godono di proprietà sensibilmente diverse per svariati motivi. La motivazione di ciò risiede nel fatto che lo statore è posto in mezzo ai due rotori, ed è accessibile solo al raggio esterno e al raggio interno. In ultimo vi sono le multi stack, le quali hanno strutture simili alla variante di Figura 1.7c.

Per evitare di dilungarsi troppo sulla descrizione delle topologie di Figura 1.6, di seguito si sottolineano quelle che sono le caratteristiche delle torus type nelle diverse varianti, essendo queste trasferibili alle altre strutture.

Torus type - con cave di statore

La configurazione più diffusa è senza dubbio quella con le cave di statore. Come si deduce dal diagramma di Figura 1.6, sotto questa ala vi sono molteplici possibilità

realizzative. La prima è la configurazione che vede le bobine statoriche avvolte attorno al giogo statorico, e viene definita come "core wound". Una peculiarità di questo avvolgimento riguarda la flessibilità di progettazione: esso offre, infatti, la possibilità di ottenere un numero di cave per polo per fase intero o anche frazionario (macchine a cave frazionarie), sia nel caso di macchine trifase che multifase. La modalità con la quale viene avvolto assicura una lunghezza delle testate pari ad una quota parte della lunghezza totale, garantendo perdite di avvolgimento ridotte. La seconda famiglia di configurazioni sotto l'ala delle torus type con cave di statore vede gli avvolgimenti statorici avvolti intorno al dente statorico. A seconda della disposizione dei magneti, il flusso si richiude nel giogo di statore o nei rotor stessi (yokeless). In entrambi i casi le bobine concatenano il flusso che investe il dente.

Occorre evidenziare che l'alternanza cava-dente allo statore crea un'anisotropia geometrica fonte di pulsazione ad alta frequenza del flusso nel dente di statore e di cogging torque. L'effetto quindi di tale anisotropia, causa perdite aggiuntive vibrazioni meccaniche e rumore. In alcuni casi è possibile limitare questi fenomeni sagomando opportunamente il magnete, raggruppando opportunamente i magneti o anche chiudendo le cave di statore per mezzo di biette ferromagnetiche, [32].

Torus type - senza cave di statore

Come per le precedenti, le macchine senza cave possono essere realizzate in due modi: bobine che abbracciano il giogo (con asse circonferenziale) o bobine ad asse rivolto assialmente, avvolte attorno ad un'anima non ferromagnetica. In questo secondo caso l'assenza dei denti statorici rende possibile l'implementazione di avvolgimenti aventi geometrie più complesse, come ad esempio ad onda e romboidali. Un altro aspetto che le contraddistingue dalle macchine con cave è l'isotropia vista dal campo magnetico prodotto dai magneti. In tali macchine, infatti, il circuito magnetico visto dal campo di rotore resta invariato al variare della posizione angolare dello stesso, limitando le problematiche associate al ripple di coppia. Il loro utilizzo può essere quindi consigliato per esempio a basse velocità dove il ripple di coppia è problematico. Diversamente alle alte velocità, nelle macchine con ferro di statore vi è

un quantitativo di materiale ferromagnetico sottoposto ad un campo variabile. Nelle realizzazioni dove la frequenza elettrica è elevata (>400 Hz), tali perdite possono rappresentare una quota parte importante della perdite complessive di macchina.

Torus type - senza ferro di statore

Nelle macchine senza ferro di statore le bobine sono di tipo planare e sono avvolte attorno ad un'anima di materiale solitamente plastico. Le stesse varianti utilizzate nelle macchine senza cave sono implementabili anche in questo caso, [33]. Queste macchine presentano notevoli vantaggi in termini di isotropia, alta sovraccaricabilità e assenza di perdite nel ferro ed il loro utilizzo è indicato nelle applicazioni con un numero di giri ed frequenze di funzionamento elevate, con rendimenti che possono superare il 95%. Nonostante ciò, questa è una configurazione poco diffusa per via della sua induttanza di fase intrinsecamente bassa. Nelle macchine ad elevato numero di giri e tensione di alimentazione bassa, si ha infatti un numero di spire contenuto e le induttanze di fase possono scendere al di sotto di $10 \mu\text{H}$, richiedendo frequenze di switching difficilmente raggiungibili con i tradizionali switch al Silicio. Le recenti evoluzioni nel campo dei semiconduttori stanno però dando nuove possibilità a queste macchine, [34].

Torus type - senza ferro di rotore

Le macchine senza ferro di rotore possono essere viste come una variante delle precedenti, con la sola differenza che al rotore i magneti sono disposti secondo la matrice Halbach. Se correttamente dimensionata, la matrice Halbach consente di migliorare la qualità della forma d'onda del campo magnetico al traferro e di eliminare il giogo statorico, [35]. La loro semplicità costruttiva, data dall'assenza del giogo statorico, le rende particolarmente idonee al funzionamento a velocità di rotazione elevate, [36]. Il rotore, infatti, può essere ridotto ad un semplice anello solido, magnetizzato per via di un magnetizzatore costruito su misura, e inglobato in una struttura amagnetica. In letteratura sono presenti esempi di utilizzo per

molteplici applicazioni con taglie che vanno dai W delle macchine utilizzate nella micro-generazione ai MW delle macchine per la propulsione aeronautica, [37].

1.2.2 Opportunità realizzative negli IMMD

A questo punto viene spontaneo chiedersi quali siano le considerazioni da effettuare se si vogliono utilizzare le macchine a flusso assiale negli IMMD e se vi siano, tra queste, delle topologie preferibili.

In primo luogo vanno considerati gli aspetti geometrici. Le macchine a flusso assiale hanno una forma che rimanda molto a quella di un disco: i suoi materiali attivi sono disposti su un anello con una certa dimensione assiale. Di conseguenza si possono identificare tre siti dove potrebbe trovare luogo il convertitore, ovvero al raggio esterno, al raggio interno e lungo la direzione dell'asse della macchina. Non sempre però trovano tutte applicazione; ad esempio, un'integrazione al raggio interno, come quella mostrata in Figura 1.8a, risulta impraticabile nella maggior parte dei casi per via della presenza delle parti meccaniche in movimento come cuscinetti e alberi. Per ovviare ciò si può ricorrere a particolari strutture meccaniche con albero a sbalzo. Diversamente se si adotta una integrazione al raggio esterno, come in Figura 1.8b invece si può optare sia per una struttura "housing mount" sia per strutture con un carattere maggiormente integrativo. Nel primo caso la macchina elettrica verrà realizzata con gli approcci più tradizionali. In contrapposizione,

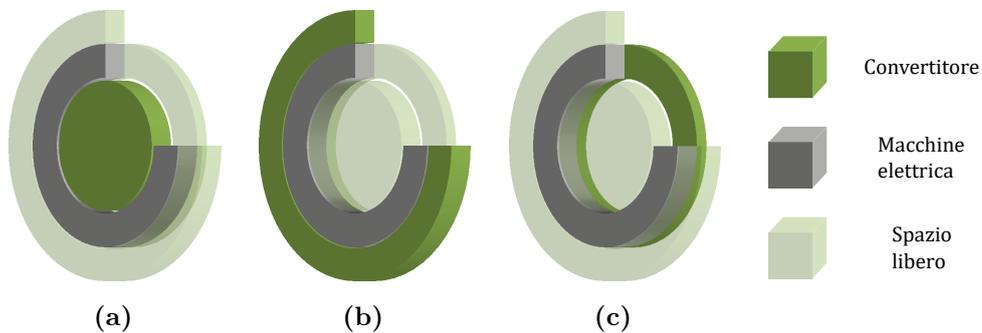


Figura 1.8. Rappresentazione grafica delle modalità di integrazione di tipo: (a) radiale esterna, (b) radiale interna, (c) assiale.

l'adozione di una struttura di tipo "stator iron mount" in molti casi risulta essere spinosa. Infatti, le tecniche di raffreddamento più avanzate adottate nelle torus type impegnano fisicamente l'unica via di accesso con il mezzo termico utile allo scambio del calore, [38, 39]. In ultimo, si ha il posizionamento del convertitore lungo l'asse della macchina, come mostrato in figura 1.8c. Diversamente dai casi precedenti l'impatto sui diametri resterebbe invariato, e questo può risultare utile laddove si abbiano delle limitazioni in tal senso.

Vi sono considerazioni secondarie che riguardano il sistema di raffreddamento dell'azionamento. A differenza delle macchine radiali, le macchine a flusso assiale sono soggette ad un flusso d'aria centrifugo continuo ed auto-sostenuto dai rotori stessi. Laddove non si utilizzino sistemi di raffreddamento a liquido come quelli citati poc'anzi, nel caso di integrazione radiale al raggio esterno, tale flusso può essere utilizzato come mezzo ausiliario per lo smaltimento del calore nel convertitore. Considerando poi che i moderni inverter basati sulla tecnologia GaN hanno rendimenti prossimi all'unità, in alcuni casi un semplice flusso d'aria come quello auto-sostenuto dai rotori potrebbe essere sufficiente per asportare tutto il calore prodotto. Sostituendo l'aria con uno spray-cooling si potrebbe ottenere vantaggi ulteriori, [40].

Un altro aspetto da non sottovalutare riguarda le vibrazioni meccaniche. Com'è stato detto nella sezione 1.1.3 e verrà ripreso più avanti, le vibrazioni possono accelerare i fenomeni di riduzione della vita dei componenti compromettendo l'affidabilità dell'intero sistema. Macchine isotrope come quelle senza cave e quella senza ferro di statore risultano favorevoli negli IMMD.

1.3 Convertitore di potenza

Se la macchina elettrica costituisce le ossa e i muscoli di un azionamento integrato modulare, il convertitore ne rappresenta gli organi vitali. Vista la sua importanza, esso merita speciale attenzione. Il convertitore ha infatti il compito di effettuare una conversione statica da corrente continua a corrente alternata fruibile alla macchina

elettrica, rispettando determinati requisiti in termini di: forma d'onda, ampiezza, frequenza, angolo di sfasamento e numero di fasi. La combinazione di componenti attivi, quali gli switch controllati, e componenti passivi rendono possibile tale conversione.

Come è stato anticipato, l'introduzione dei WBG ha portato ad una vera e propria rivoluzione in questo campo. In questa sezione verranno quindi introdotti per primi gli switch basati su tale tecnologia, soffermandosi sulle loro potenzialità e ravvisando le sfide introdotte. Verranno poi analizzate le due topologie di conversione che risultano più promettenti nella realizzazione di IMMD, quali: *voltage source inverter* (VSI) e *current source inverter* (CSI).

Va precisato che, come per le macchine elettriche, in questo capitolo ci si limita a fornire una panoramica dei concetti chiave che verranno ripresi in dettaglio nel capitolo dedicato.

1.3.1 Wide-bandgap semiconductors: GaN e SiC

Sin dalla loro introduzione negli '50, i componenti al Silicio sono stati i protagonisti indiscussi nella conversione statica dell'energia elettrica. Tuttavia, tale supremazia si sta indebolendo lentamente a seguito dell'introduzione dei componenti basati sui semiconduttori WBG. Infatti, già a seguito dell'immissione sul mercato dei primi componenti basati su tale tecnologia, come i SiC schottky diode e i SiC JFET, rispettivamente nel 2000 e nel 2008, [41], e i GaN HEMT, nel 2010, si poteva intravedere questo scenario. Come si può osservare dalla Figura 1.9a, questi materiali sono caratterizzati da proprietà che li rendono una più che valida alternativa al Silicio. Proprietà che si traducono a livello del componente in prestazioni migliori in termini di: minore resistenza di canale e una maggiore velocità di switching, quindi una efficienza maggiore, ma anche dimensioni ridotte e prestazioni termiche migliori, [42]. La Figura 1.9b mostra la figura di merito (FOM) dei GaN e Si a confronto. La FOM da indicazione dell'efficienza del componente. Sulle ascisse vi è la resistenza in stato di on, R_{DSon} , mentre sulle ordinate la capacità di ingresso. Se la prima da indicazione diretta delle perdite per effetto Joule, la seconda può fornire una indicazione indiretta delle perdite per switching. Dal grafico appare evidente

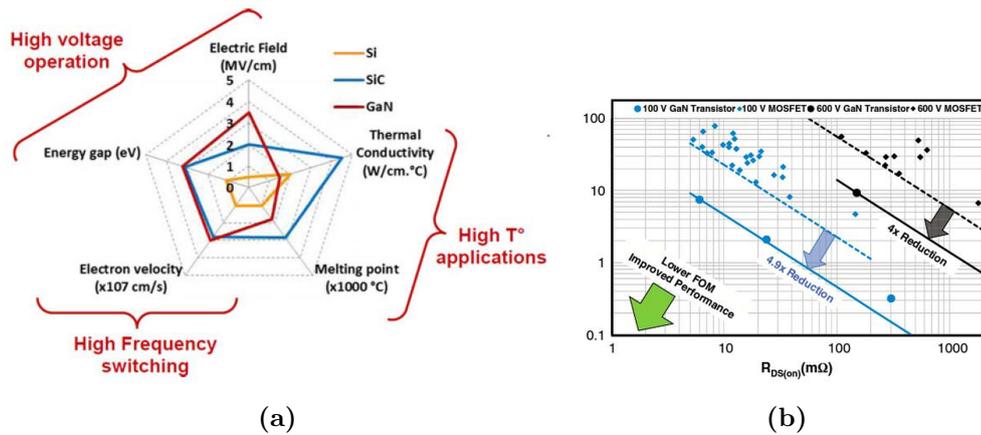


Figura 1.9. (a) Proprietà dei materiali WBG a confronto. (b) Capacità di ingresso vs. resistenza di canale teorica per componenti basati su GaN, SiC e Si.

quindi che, sia per componenti da 600V che da 100V, i rendimenti ottenibili sono sensibilmente maggiori nel caso di adozione dei componenti basati sui GaN. Occorre puntualizzare che se la tecnologia dei componenti al Silicio è ormai ben consolidata, lo stesso non si può dire per i WBG. Per poter massimizzare le loro possibilità saranno necessari ulteriori sviluppi sotto più punti di vista, come: implementazione di processi di produzione *ad-hoc*, ricerca di materiali da utilizzare nel substrato, individuazione di packaging innovativi che permettano l'integrazione dei gate driver e di strumenti per la progettazione, modellizzazione e standardizzazione dei componenti, [43]. Ad ogni modo, già oggi, i sempre più numerosi componenti basati su GaN e SiC, se paragonati ai corrispettivi componenti al Silicio, offrono in molti casi prestazioni migliori a costi sempre più competitivi, [44–49]. Inoltre, i recenti sforzi dei costruttori hanno consolidato anche gli aspetti affidabilistici, [50, 51].

Gli azionamenti integrati sono una delle applicazioni che più beneficiano di un eventuale utilizzo dei semiconduttori WBG per diversi motivi. In primis, i rendimenti ottenibili con i più moderni switch al GaN e al SiC, possono portare a vantaggi piuttosto rilevanti a livello sistemico. Se si pensa per esempio ad un generico veicolo alimentato a batteria, un aumento dell'efficienza può riflettersi in una riduzione dei pesi del sistema di accumulo, e quindi portare ad un'efficienza dell'intero sistema maggiore. Inoltre, vista la possibilità di incrementare le frequenze

di funzionamento, è facile ottenere una maggiore qualità della forma d'onda di uscita, con perdite e ripple di coppia alla macchina inferiori, e un minor ingombro dei componenti passivi come le capacità del link in continua. Anche dal punto di vista termico, i materiali WBG consentono di raggiungere temperature di funzionamento ben maggiori di quelle raggiungibili con il Silicio, rendendo possibile integrazioni di tipo "*iron stator mount*", [50].

1.3.2 Topologie implementabili

Come detto esistono sostanzialmente due topologie di convertitori: a corrente impressa ed a tensione impressa; anche noti come CSI e VSI. Queste sono state introdotte parallelamente con l'introduzione dei primi componenti al Silicio. Se da un lato i convertitori a tensione impressa hanno acquisito sempre più interesse nel campo degli azionamenti, i CSI, d'altro canto, sono stati lentamente accantonati. Questo perché il vero limite dei CSI nasce dalla necessità di utilizzare componenti in grado di bloccare tensioni sia positive che negative. Nonostante l'assenza di componenti dotati di tali caratteristiche sul mercato, vi sono varie implementazioni che utilizzano i componenti più tradizionali con in serie un diodo di bloccaggio. Ad ogni modo, finora, un loro impiego non comporta benefici tali da giustificare l'adozione di una topologia più complessa che richiede più componenti e solitamente con perdite maggiori.

Da questa premessa apparirebbe quindi che i CSI siano stati abbandonati, ma ciò questo non è del tutto vero. Negli ultimi anni, a seguito dell'introduzione dei WBG, sono state condotte alcune ricerche pionieristiche, all'interno degli azionamenti ad alta frequenza, quali afferiscono che il loro impiego comporterebbe vantaggi rilevanti in termini di emissioni elettromagnetiche e sui componenti passivi, [9].

Alla luce di quanto detto finora, in questo studio si è scelto di approcciare alla tematica adottando i più comuni convertitori a tensione impressa, lasciando spazio ad una eventuale implementazione con convertitori a corrente impressa in un futuro, non lontano, in cui si avrà disponibilità dei componenti dalle caratteristiche tali da mitigare gli svantaggi appena citati.

Capitolo 2

Macchine AFPM con avvolgimento coreless multi-trifase

Dalle considerazioni svolte finora è emerso che la macchina elettrica si presenta come il componente chiave dell'intero azionamento; le sue proprietà geometriche ed elettromagnetiche vestono una chiara importanza nelle scelte progettuali dei componenti facenti parte dell'azionamento. Per comprendere come e quanto questo si rifletta realmente, ad esempio, sulle modalità di integrazione, è sufficiente guardare la differenza tra le soluzioni che impiegano macchine a flusso radiale presenti nello stato dell'arte e le soluzioni possibili con macchine a flusso assiale viste nella sezione 1.2.2.

In questo capitolo si vuole incentrare l'attenzione sulle macchine a flusso assiale di tipo coreless aventi un avvolgimento a bobine concentrate. Di seguito, si porrà l'attenzione sugli aspetti costruttivi, essendo questi determinanti in fase di caratterizzazione della macchina. Verranno quindi analizzati la metodologia di progetto e il modello analitico, sviluppati nel corso dell'attività di dottorato, i quali mirano a considerare i molteplici fattori inerenti alla progettazione di azionamenti integrati.

2.1 Concetti chiave delle macchine coreless

Le macchine coreless a magneti permanenti a flusso assiale sono caratterizzate da uno statore, avvolto in aria, posto in mezzo a due rotori. Le masse attive che compongono la struttura elettromagnetica sono mostrate in Figura 2.1. I rotori, circoscritti in una geometria anulare ad estensione radiale delimitata, sono in genere realizzati con un giogo di richiusura del flusso sul quale trovano spazio i magneti. I magneti sono magnetizzati in modo tale da avere l'asse polare assiale e con verso alternativamente N-S; i due rotori sono poi sfasati di un angolo di 180° elettrici tra loro così da avere al traferro polo nord e polo sud affacciati. Questo tipo di montaggio viene spesso definito *surface-mounted* (SPM). Una struttura alternativa che trova impiego in alcune applicazioni prevede l'utilizzo della matrice Halbach. In questo caso il circuito magnetico è costituito interamente da aria; la stessa geometria anulare di cui sopra, è realizzata con del solo materiale magnetico polarizzati sia circonferenzialmente che assialmente. Infine, si hanno le strutture ben meno diffuse dette *internal-mounted* (IPM). Queste hanno una struttura analoga alla matrice Halbach, dove però i magneti polarizzati in senso assiale sono sostituiti da materiale ferromagnetico. Il vantaggio maggiore, di questa soluzione, consta nella possibilità di sfruttare la dimensione assiale per posizionare un quantitativo di magneti superiore ed operare la concentrazione di flusso. La maggiore influenza della non linearità del ferro, l'entità degli effetti di bordo, la complessità meccanica e i maggiori costi che le caratterizzano ne hanno però limitato la diffusione.

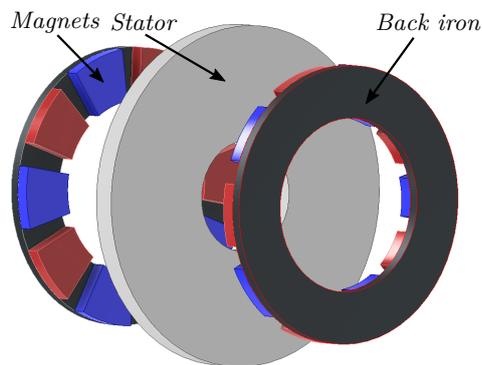


Figura 2.1. Vista tridimensionale della macchina a flusso assiale a magneti permanenti di tipo coreless.

Il fatto di avere lo statore composta da materiali diamagnetici fa sì che le macchine coreless abbiano caratteristiche ben contraddistinte dalle tipologie più comuni viste in sezione 1.2.1. In primis, l'assenza di limiti meccanici imposti nella realizzazione dell'avvolgimento garantisce una maggiore flessibilità di progetto, sia per le molteplici configurazioni realizzabili sia per le differenti tecnologie costruttive a cui si può far ricorso. Allo stesso tempo, vista l'assenza di perdite associate ad isteresi magnetica e alle correnti parassite nel ferro, non vi sono limiti relativi alla frequenza massima della fondamentale lato macchina. In realtà, non va sottovalutato il problema associato alle perdite aggiuntive nel rame di statore, il quale è immerso nel campo magnetico rotante. L'entità delle perdite aggiuntive sarà quindi strettamente legata alla topologia dell'avvolgimento e alla tecnologia costruttiva adottate. Tra le altre caratteristiche risalta la maggiore riluttanza del circuito magnetico visto dalle bobine rispetto alle soluzioni con ferro. Da un lato, ciò comporta una spiccata insensibilità ai fenomeni di saturazione e di smagnetizzazione, quindi un'elevata sovraccaricabilità elettromagnetica, dall'altro, fa sì che l'induttanza di macchina in per unità risulti ridotta. Infine, dal punto di vista termico, dato che la massa statorica corrisponde alla massa del solo rame, in condizione di sovraccarico la capacità termica che interviene è contenuta.

2.1.1 Tecnologie costruttive degli avvolgimenti statorici

Nelle macchine coreless la tecnologia costruttiva adottata influenza fortemente le prestazioni finali. Lo statore è infatti soggetto ai classici meccanismi di perdite quali perdite per effetto Joule, ma anche a perdite per correnti parassite indotte dal campo magnetico rotorico e altri meccanismi di perdite che verranno analizzati in seguito. Anticipando che le perdite per effetto Joule dipendono dal volume di rame effettivo e che le perdite addizionali dalla sezione del singolo conduttore, si hanno elementi sufficienti per comprendere quali soluzioni si prestano meglio ad una o all'altra applicazione.

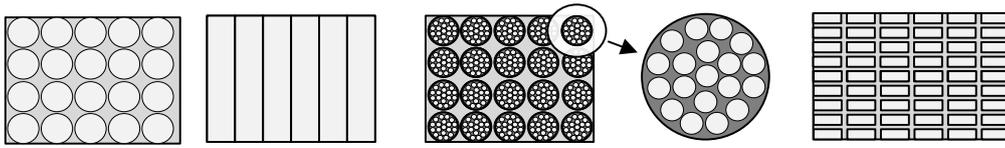


Figura 2.2. Vista di una sezione di una bobina realizzato con diverse tecnologie realizzative: filo tondo, piattina, filo Litz, PCB.

Avvolgimenti in filo tondo

La prima tecnologia realizzativa che occorre citare è il filo tondo. Sebbene questa risoluzione sia molto diffusa nelle macchine con ferro, nelle macchine coreless non trova impiego. Come si può osservare dalla Figura 2.2, il filo tondo gode un fattore di stipamento tipicamente basso e la sezione del singolo filo è dettata dalla combinazione numero di spire - area della finestra a disposizione. Questo significa che le perdite per effetto Joule sono elevate per via del basso coefficiente di stipamento e che le perdite addizionali sono dettate da fattori esterni, senza, o quasi, gradi di libertà a disposizione del progettista. Applicazioni plausibili per un avvolgimento di questo tipo possono essere macchine con una bassa velocità di funzionamento dove è richiesto un numero elevato di spire e non vi sono necessità di ottenere densità di coppia e rendimenti elevati.

Avvolgimenti in piattina

L'avvolgimento in piattina è analogo all'avvolgimento in filo, con l'unica differenza che i fattori di stipamento maggiore sono ben maggiori. Qui, gli unici spazi d'aria presenti sono di poco maggiori allo strato di vernice isolante. Come per il filo tondo però, non si hanno molti gradi di libertà sulla selezione della sezione della singola piattina. L'unico parametro sul quale si può agire è il rapporto di forma.

Avvolgimenti in piattina sono particolarmente favorevoli a basse velocità, laddove si vogliono raggiungere valori di coppia specifica per unità di volume o per unità di peso elevati.

Avvolgimenti con filo Litz

L'adozione del filo Litz sopperisce alcuni limiti che si hanno in caso di utilizzo del classico filo tondo. Il filo Litz infatti è la composizione di più fili isolati tra loro e trasposti connessi in parallelo alle estremità. La sezione complessiva del conduttore è quindi data dalla somma delle sezioni dei singoli fili, i quali possono avere diametri dell'ordine di frazioni di millimetro. La trasposizione assicura l'assenza di perdite per correnti di circolazione, che si potrebbero venire a creare in presenza flussi concatenati diversi tra vari conduttori posti in parallelo; mentre, i diametri contenuti limitano le perdite per correnti parassite. In altre parole il filo Litz assicura l'assenza di perdite addizionali ad alta frequenza, al prezzo di un maggior costo realizzativo. I coefficienti di stipamento sono simili a quelli che si ottengono con il filo tondo. Alcune aziende propongono fili Litz a sezione rettangolare che garantirebbero un coefficiente di stipamento complessivo maggiore. Purtroppo però, queste sono di difficile reperimento e le taglie disponibili sono limitate.

Risulta evidente che il filo Litz riscuote successo in applicazioni dove vi sono frequenze di funzionamento elevate. La Figura 2.2 mostra la vista in sezione di un avvolgimento realizzato con filo Litz e l'ingrandimento di un singolo conduttore.

Avvolgimenti su PCB

Gli avvolgimenti su PCB sono una tecnologia relativamente recente che sta riscuotendo molto interesse sia in ambito scientifico che industriale, [52]. Per la loro progettazione e realizzazione si utilizzano i processi produttivi standard dei circuiti stampati con i conseguenti vantaggi in termini di:

- ✦ Elevata ripetibilità e accuratezza;
- ✦ Elevata robustezza meccanica;
- ✦ Basso costo;
- ✦ Elevata flessibilità di progetto.

Questi consentono infatti di concepire ogni forma, con spessori di rame e isolamento che possono variare entro certi limiti. La Figura 2.2 mostra un esempio di riempimento di una finestra rettangolare. La bobina è composta da più strati che possono essere connessi in serie o in parallelo fino ad ottenere la sezione e il numero di spire desiderati. Ad oggi si trovano già diversi prototipi, principalmente focalizzati su applicazioni a basse potenze e basse velocità, [53]. Ad esempio, Sarbajit *et. al.* [54] hanno effettuato un confronto tra diverse topologie per macchine ultra sottili. Marignetti *et. al.* [55] si sono concentrati sullo studio di una macchina monofase con avvolgimenti ad onda. Mentre, Baarman *et. al.* [56] hanno brevettato una particolare disposizione simile al filo Litz, ma su PCB. Sebbene quest'ultima configurazione sembrerebbe molto desiderabile, ha svariati limiti di fattibilità derivanti dalla necessità di un gran numero di vias "cieche".

Le ricerche svolte finora in letteratura, a meno di alcuni esempi come [57], sono perlopiù volte all'individuazione del pattern che consente di massimizzarne le prestazioni in uscita.

Avvolgimenti su lastra

Gli avvolgimenti su lastra sono la naturale evoluzione degli avvolgimenti su PCB. Per avvolgimenti su lastra si intende un avvolgimento ricavato da una lastra di alluminio o rame per asportazione meccanica di materiale. Come per i PCB si possono ricavare teoricamente ogni tipo di forma, con i limiti in termini di tolleranze meccaniche e spessori assiali imposti dal processo utilizzato. Contrariamente ai PCB, adottando una soluzione di questo tipo, l'impilaggio di più strati e il loro collegamento risulterebbe severamente complicato. Tra i processi che si potrebbero adottare troviamo: taglio laser, taglio ad acqua e fotoincisione. Senza scendere troppo nel dettaglio di ognuna di queste si evidenzia che ognuna di queste ha una determinata tolleranza ed uno spessore massimo della lastra. Ad esempio con la fotoincisione si possono lavorare lastre con spessore fino a 1 mm. Il taglio laser diversamente richiede uno spessore minimo necessario per dissipare il calore prodotto nelle fasi di taglio. Il taglio ad acqua ugualmente risulta poco idoneo per spessori troppo piccoli.

Ad oggi non risultano esempi in letteratura che impiegano una tale tecnologia; tuttavia, con l'affinamento dei processi appena descritti e una riduzione dei costi associati non si può escludere a priori una loro diffusione in un futuro non lontano.

2.1.2 Tipologie di avvolgimenti realizzabili

Come si può osservare dalla Figura 2.3 l'assenza di vincoli meccanici apre alla possibilità di scelta tra molteplici geometrie di avvolgimento. Volendo effettuare una suddivisione di tipo gerarchico, la prima classificazione riguarda la disposizione in senso assiale: single-layer o multiple-layer. Nel single-layer tutti gli avvolgimenti disposti su un unico piano perpendicolare all'asse di rotazione dell'albero. Le bobine saranno dunque una adiacente all'altra lungo l'estensione circonferenziale dello statore, per questo motivo si parla di avvolgimenti concentrati non sovrapposti.

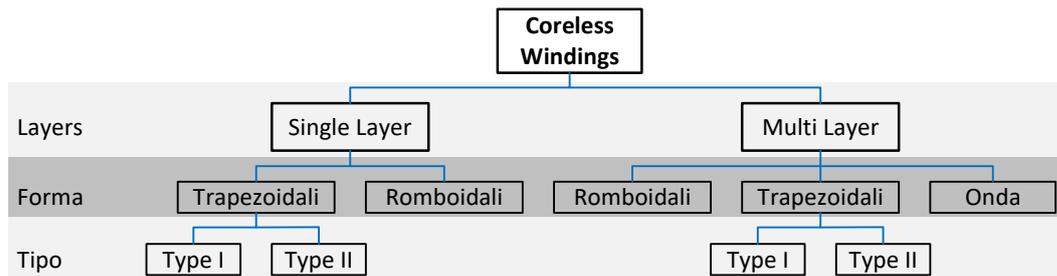


Figura 2.3. Tipologie di avvolgimento per statori coreless.

In base alla forma dell'anima della singola bobina si distinguono bobine trapezoidale e bobine romboideali. Come si può facilmente dedurre dal nome e dalla vista frontale di Figura 2.4a, le bobine romboideali sono avvolte attorno ad un'anima con forma romboideale. Gli avvolgimenti trapezoidali sono caratterizzati invece da bobine ad anima trapezoidale di due tipi: type I e type II. La differenza tra loro è molto sottile dal punto di vista geometrico, ma comunque con delle ripercussioni sulle prestazioni in uscita. Il type I ha un'apertura angolare costante lungo la direttrice radiale,

Nel type II l'asse del lato attivo non è radiale, e quindi i due lati attivi hanno un'apertura angolare variabile. Si può facilmente dedurre che nel type I si avranno

flussi concatenati maggiori, e quindi coppie maggiori a parità di dimensioni esterni e punto di funzionamento, [33]. La Figura 2.4b e 2.4c mostrano rispettivamente la vista frontale degli avvolgimenti con bobine di type I e II.

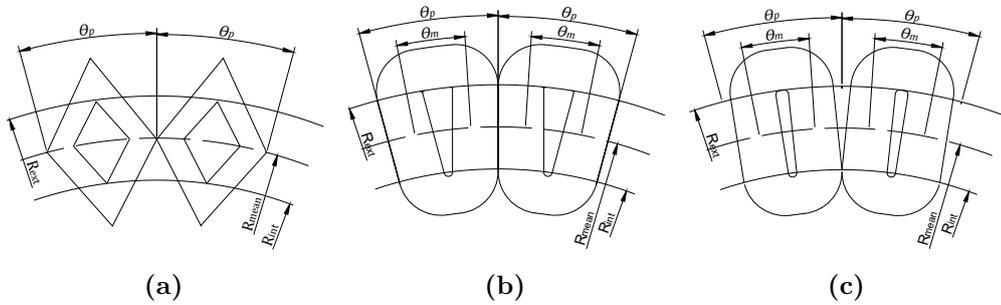


Figura 2.4. Vista frontale di avvolgimenti: (a) romboidali, (b) trapezoidali di type I , e (c) trapezoidali type II.

Adottando avvolgimenti multi-layer si possono avere diverse geometrie; si può replicare le geometrie viste per il single-layer. Alcuni esempi sono riportati in Figura 2.5. Nel caso di macchine trifase, si hanno tre layer sfasati di 120° elettrici, con un layer adibito ad ogni fase. Un'ultima configurazione di comune impiego è l'avvolgimento ad onda. In questo caso i lati attivi possono essere disposti su uno o più layer con le testate che si sovrappongono a raggi esterni ed interni.

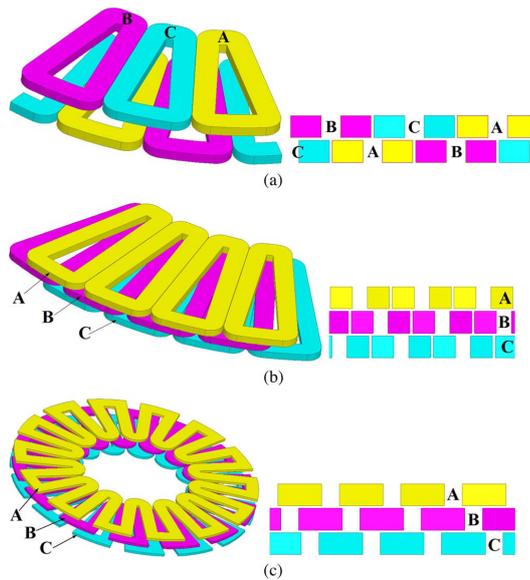


Figura 2.5. Vista 3D e 2D degli avvolgimenti multi-layer, [33].

Ognuna di queste configurazioni gode di proprietà contraddistinte in termini di coefficiente di avvolgimento, accoppiamenti mutui etc.. Con l'obiettivo di realizzare una macchina modulare multi trifase, in questo lavoro si è scelto di lavorare con una configurazione a bobine concentrate non sovrapposte con anima trapezoidale di tipo I. Prima di tutto va osservato che adottando un avvolgimento di questo tipo si riesce ad ottenere una modularità elevata pur con un numero di poli relativamente elevato. Come si vedrà in seguito, infatti, in fase di progetto è possibile scegliere un rapporto numero di bobine numero di poli prossima all'unità, mantenendo quindi la complessità e i costi realizzazione contenuti. Inoltre, l'assenza di sovrapposizioni fisiche tra le bobine assicura una migliore resilienza al guasto; l'isolamento meccanico, termico ed elettrico confina eventuali guasti ad una sola porzione dell'avvolgimento, che può risultare più o meno estesa. Infine, essendo le bobine trapezoidali di tipo I quelle con un maggiore coefficiente di avvolgimento tra le strutture a bobine non sovrapposte, queste garantiscono, a parità di tutto, maggiori coppie all'albero, [58].

Per completare la trattazione di queste macchine non resta che introdurre la teoria delle cave frazionarie.

2.1.3 Avvolgimenti a cave frazionarie

Vengono definiti avvolgimenti a cave frazionarie tutti quegli avvolgimenti aventi il numero di cave per polo per fase frazionario, ovvero:

$$\frac{Q}{2pm} \in \mathbb{Q}$$

dove Q è il numero di cave, $2p$ è il numero di coppie polari ed m è il numero di fasi. L'impiego delle macchine a magneti permanenti a cave frazionarie viene adottato in una moltitudine di applicazione, e viene motivato da: una minore lunghezza delle testate di avvolgimento e delle perdite ad esse associate ridotte, possibilità di raggiungere un numero elevato di poli a fronte di un numero di bobine contenuto, modularità e i conseguenti aspetti affidabilistici. Lo scopo di questa sezione è analizzare le configurazioni che meglio si prestano ad un impiego in una struttura come quella descritta avente un numero di fasi multiplo di tre, ovvero con avvolgimento multi-trifase.

Occorre specificare a questo punto che nel caso specifico delle macchine coreless, il termine cava è improprio in quanto non vi è ferro. Tuttavia, dalle geometrie di Figura 2.4b si nota un'analogia con le macchine con le cave e un avvolgimento definito double-layer, ovvero con i lati di due bobine adiacenti per ogni cava. L'anima centrale della bobina è l'equivalente del dente ferromagnetico, mentre la finestra dove giacciono i lati attivi di due bobine adiacenti sono equivalenti alle cave. Da ciò ne risulta che la teoria sviluppata per le macchine a cave frazionarie è estendibile a alle macchine coreless, con l'unica differenza che il termine cava viene sostituito il termine bobina, sostituendo quindi il termine Q con il numero di bobine N_c .

Lo studio delle macchine a cave frazionarie viene affrontato attraverso lo strumento comunemente conosciuto come la stella di cave (*star of slot*), [59]. Esso permette la visualizzazione grafica della disposizione sul piano fasoriale delle tensioni indotte in ogni bobina. Per realizzare la stella di cave in una macchina coreless a bobine concentrate si osserva che essa è composta da N_c bobine aventi una determinata forza elettromotrice indotta. Effettuando un'ipotesi esemplificativa di campo rotorico spaziale puramente sinusoidale, le fem indotte delle singole bobine saranno rappresentabili sul piano vettoriale con un fasore. La sua ampiezza dipenderà dalle dimensioni geometriche, dalla pulsazione del campo magnetico rotante e dal suo modulo; diversamente, la sua fase dalle posizione fisica. Nelle ipotesi più che ragionevoli di bobine simmetriche -stessa geometria e stesso numero di spire- le fem indotte saranno uguali in modulo e sfasate di un certo angolo α_e . L'angolo di sfasamento tra due bobine adiacenti espresso in gradi elettrici è dalla (2.1).

$$\alpha_e = \frac{2\pi p}{N_c} \quad (2.1)$$

Un esempio qualitativo delle forme d'onda e della stella di cave associata vengono riportati in Figura 2.6.

Combinazioni implementabili per macchine multi-trifase

Nella individuazione dei rapporti tra numero di poli e numero di bobine, da qui in poi $2p/N_c$, vanno considerati diversi fattori. In primis, per realizzare una macchina

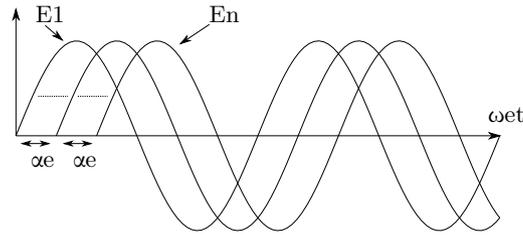


Figura 2.6. Sfasamento temporale fem indotte di bobina.

multi-trifase simmetrica, le bobine devono essere un multiplo di tre. In termini matematici può essere espresso come:

$$\frac{Nc}{3} \in \mathbb{I}$$

Inoltre, per poter realizzare più sistemi trifase equilibrati, tutte le bobine devono avere le stesse dimensioni geometriche e stesso numero di spire, oltre a dover essere disposte in modo tale da poterle raggruppare in terne con sfasamento 120° elettrici.

Da queste considerazioni matematiche ed elettromagnetiche risultano implementabili infinite combinazioni $2p/Nc$; in realtà, vi sono vincoli realizzativi da rispettare. Primo tra tutti è il limite imposto dal numero di poli massimo, che può essere dettato o dalla massima frequenza elettrica e/o da aspetti di meccanici. Ugualmente, per lo statore si ha un numero massimo di bobine imposto da aspetti manifatturieri, i quali sono ben più stringenti nelle macchine di piccola taglia. Volendo elencarne alcune, le combinazioni sono: $6/4$, $9/4$, $9/6$, $9/8$, $12/8$, $12/10$ e così via. Per ognuna di queste, si riassumono in tabella 2.1 le principali proprietà.

In particolare qui vengono evidenziati lo sfasamento angolare in gradi elettrici tra due bobine adiacenti e la stella di cave risultante. Nelle ipotesi di numerazione consequenziale delle bobine in senso orario da 1 a Nc ed un verso di rotazione dell'albero antiorario, si riporta per ogni combinazione dei possibili schemi di connessione per ricavare i sottosistemi trifase, con i corrispettivi angoli da sfasamento $\Delta\varphi$.

Occorre sottolineare che le combinazioni tipo la $9/4$ e la $9/6$, seppur implementabili, hanno un coefficiente di avvolgimento molto basso; l'apertura angolare della bobina è invero di poco inferiore alla metà del passo polare di rotore.

Tabella 2.1. Tabella riassuntiva avvolgimenti a cave frazionarie con un basso numero di bobine

	$\frac{N_c}{2pm}$	α_e	Stella di cave	Schema connessioni																									
$N_c=6, 2p=4$	1/2	$2/3 \pi$		<table border="1"> <thead> <tr> <th>SYS</th> <th>a</th> <th>b</th> <th>c</th> <th>$\Delta\varphi$</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>2</td> <td>3</td> <td>-</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>4</td> <td>5</td> <td>6</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	SYS	a	b	c	$\Delta\varphi$	1	1	2	3	-	2	4	5	6	0										
SYS	a	b	c	$\Delta\varphi$																									
1	1	2	3	-																									
2	4	5	6	0																									
$N_c=9, 2p=4$	9/4	$4/9 \pi$		<table border="1"> <thead> <tr> <th>SYS</th> <th>a</th> <th>b</th> <th>c</th> <th>$\Delta\varphi$</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>4</td> <td>7</td> <td>-</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>2</td> <td>5</td> <td>8</td> <td>$\pi/9$</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>3</td> <td>6</td> <td>9</td> <td>$2/9 \pi$</td> </tr> </tbody> </table>	SYS	a	b	c	$\Delta\varphi$	1	1	4	7	-	2	2	5	8	$\pi/9$	2	3	6	9	$2/9 \pi$					
SYS	a	b	c	$\Delta\varphi$																									
1	1	4	7	-																									
2	2	5	8	$\pi/9$																									
2	3	6	9	$2/9 \pi$																									
$N_c=9, 2p=6$	3/2	$2/3 \pi$		<table border="1"> <thead> <tr> <th>SYS</th> <th>a</th> <th>b</th> <th>c</th> <th>$\Delta\varphi$</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>2</td> <td>3</td> <td>-</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>4</td> <td>5</td> <td>6</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>7</td> <td>8</td> <td>9</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	SYS	a	b	c	$\Delta\varphi$	1	1	2	3	-	2	4	5	6	0	2	7	8	9	0					
SYS	a	b	c	$\Delta\varphi$																									
1	1	2	3	-																									
2	4	5	6	0																									
2	7	8	9	0																									
$N_c=9, 2p=8$	3/8	$8/9 \pi$		<table border="1"> <thead> <tr> <th>SYS</th> <th>a</th> <th>b</th> <th>c</th> <th>$\Delta\varphi$</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>7</td> <td>4</td> <td>-</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>3</td> <td>9</td> <td>6</td> <td>$\pi/9$</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>5</td> <td>2</td> <td>8</td> <td>$2/9 \pi$</td> </tr> </tbody> </table>	SYS	a	b	c	$\Delta\varphi$	1	1	7	4	-	2	3	9	6	$\pi/9$	2	5	2	8	$2/9 \pi$					
SYS	a	b	c	$\Delta\varphi$																									
1	1	7	4	-																									
2	3	9	6	$\pi/9$																									
2	5	2	8	$2/9 \pi$																									
$N_c=12, 2p=8$	1/2	$2/3 \pi$		<table border="1"> <thead> <tr> <th>SYS</th> <th>a</th> <th>b</th> <th>c</th> <th>$\Delta\varphi$</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>2</td> <td>3</td> <td>-</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>4</td> <td>5</td> <td>6</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>3</td> <td>7</td> <td>8</td> <td>9</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>4</td> <td>10</td> <td>11</td> <td>12</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	SYS	a	b	c	$\Delta\varphi$	1	1	2	3	-	2	4	5	6	0	3	7	8	9	0	4	10	11	12	0
SYS	a	b	c	$\Delta\varphi$																									
1	1	2	3	-																									
2	4	5	6	0																									
3	7	8	9	0																									
4	10	11	12	0																									
$N_c=12, 2p=10$	2/5	$5/6 \pi$		<table border="1"> <thead> <tr> <th>SYS</th> <th>a</th> <th>b</th> <th>c</th> <th>$\Delta\varphi$</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>5</td> <td>9</td> <td>-</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>8</td> <td>12</td> <td>4</td> <td>$\pi/6$</td> </tr> <tr> <td>3</td> <td>3</td> <td>7</td> <td>11</td> <td>$\pi/3$</td> </tr> <tr> <td>4</td> <td>10</td> <td>2</td> <td>6</td> <td>$\pi/2$</td> </tr> </tbody> </table>	SYS	a	b	c	$\Delta\varphi$	1	1	5	9	-	2	8	12	4	$\pi/6$	3	3	7	11	$\pi/3$	4	10	2	6	$\pi/2$
SYS	a	b	c	$\Delta\varphi$																									
1	1	5	9	-																									
2	8	12	4	$\pi/6$																									
3	3	7	11	$\pi/3$																									
4	10	2	6	$\pi/2$																									

2.2 Algoritmo di selezione del rapporto $2p/Nc$

Come risulta chiaro dalle considerazioni svolte fin qui, all'interno della famiglia di macchine AFPM coreless con avvolgimenti a bobine concentrate non sovrapposte, vi sono una moltitudine di configurazioni realizzabili contraddistinte da un rapporto $2p/Nc$ ben definito. Sebbene queste possano risultare equivalenti tra loro, hanno invero caratteristiche ben diverse. Per una scelta consapevole, andrebbe svolto un confronto attento caso per caso per individuando la più idonea per l'applicazione finale, considerando anche i vincoli progettuali.

La metodologia classica che viene impiegata nella progettazione delle macchine elettriche prevede la selezione arbitraria, secondo l'esperienza del progettista, di una data geometria e la determinazione delle sue prestazioni. Per individuare quindi una geometria definitiva di macchina, questo procedimento viene ripetuto aggiustando uno o più parametri alla volta fin quando non si soddisfano i requisiti progettuali. Ne consegue che il risultato finale è sensibilmente dipendente dall'esperienza e dall'abilità del progettista. Diversamente, applicando una metodologia automatizzata, le funzioni svolte dal progettista vengono svolte da un algoritmo, lasciando all'operatore il solo compito di valutare l'attendibilità dei risultati ottenuti. Il risultato è un processo più veloce, affidabile e ripetibile.

Gli algoritmi implementabili per un problema di questo tipo sono molteplici, [60]. In questo caso si è adottato un algoritmo di ricerca estensiva, dove vengono esaminati tutti i candidati all'interno di un determinato spazio di progetto. Nello schema a blocchi di Figura 2.7 si possono estrarre diversi passaggi chiave che vanno dalla definizione dei dati di targa alla selezione della geometria finale.

Dati di targa, limiti e vincoli progettuali e scelta dei materiali

Il primo passaggio non può che essere la definizione dei dati di targa. Questi possono includere la velocità meccanica, la potenza all'albero o ai morsetti di macchina e la tensione e corrente di alimentazione. Alcune di queste grandezze sono spesso ridondanti tra loro e sta al committente definirle. Discorso a parte va fatto per i

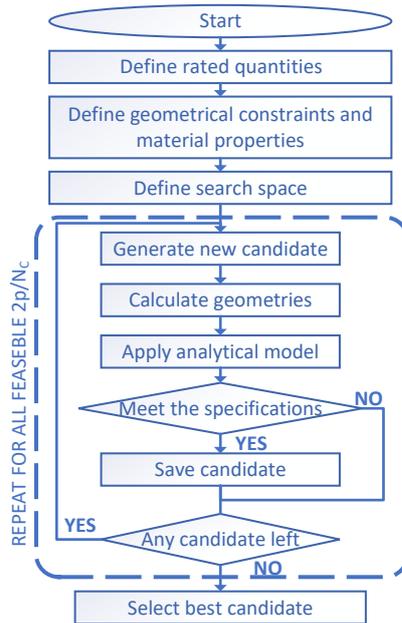


Figura 2.7. Algoritmo selezione rapporto $2p/Nc$.

limiti e i vincoli progettuali. I vincoli più comuni sono quelli geometrici, introdotti per esempio dalle esigenze di integrazione con altri componenti. I limiti invece sono imposti dal progettista. In genere più sono le grandezze di progetto, maggiori saranno i limiti da imporre. Vi possono essere i limiti già citati sul numero massimo di bobine o di coppie polari, o limiti sulle parametri/grandezze elettriche o meccaniche della macchina. Vi sono poi i limiti imposti dai materiali stessi, come la temperatura massima o sforzi meccanici alla quale un determinato componente può sottostare.

Definizione dello spazio di progetto

Viene definito spazio di progetto, o *design space*, l'insieme delle variabili indipendenti di progetto e i relativi intervalli di variazione. Volendo applicare un algoritmo di ricerca estensiva, lo spazio di progetto deve essere di tipo discreto e di dimensioni ragionevoli. Per una sua corretta definizione quindi si dovranno identificare le variabili indipendenti che definiscono interamente la geometria di macchina, con i relativi salti di discretizzazione. Queste scelte saranno da effettuare, in funzione della tolleranza delle lavorazioni meccaniche o alle dimensioni dei componenti disponibili sul mercato.

Valutazione delle prestazioni

Questo passaggio è forse il più importante dell'intero algoritmo. A seguito della definizione dello spazio di progetto, si dovranno analizzare le prestazioni di ogni candidato per mezzo di un modello, così da verificare la conformità con i requisiti di partenza. A seconda delle dimensioni dello spazio di progetto, il numero di candidati da analizzare può risultare più o meno grande; al tempo stesso si deve disporre di una accuratezza ragionevolmente elevata. La scelta del modello sarà di conseguenza cruciale.

Selezione del candidato migliore

Una volta stimate le prestazioni di tutte le macchine si dovrà procedere con la selezione vera e propria. Ancora in base all'applicazione sarà possibile stabilire quali saranno i criteri di scelta. Ad esempio, si potranno prediligere aspetti associati alla sicurezza piuttosto che al costo o ai pesi e così via.

2.3 Modello analitico

Una risoluzione analitica del problema risulta particolarmente vantaggiosa rispetto ad una soluzione agli elementi finiti, in quanto permette di ridurre sostanzialmente i tempi di implementazione e di calcolo dell'algoritmo di selezione. Nella costruzione del modello analitico è doveroso osservare che gli effetti di bordo uniti alla naturale variazione delle geometrie lungo le direttrici radiali, proprie delle macchine a flusso assiale, rendono necessario l'adozione di modelli tridimensionali. Tuttavia, studi precedenti hanno dimostrato che, per macchine aventi un rapporto tra raggio interno e raggio esterno contenuto, l'impatto di tali variazioni è secondario, [33]. Pertanto, nelle prime fasi di dimensionamento, questi fenomeni possono essere trascurabili approcciando al problema con un'analisi bidimensionale.

La geometria bidimensionale fa riferimento alla sezione rettificata al raggio medio delle geometrie di statore e rotore mostrate in figura 2.8a e 2.8b. Per una coppia polare si ottiene quanto mostrato in Figura 2.8c.

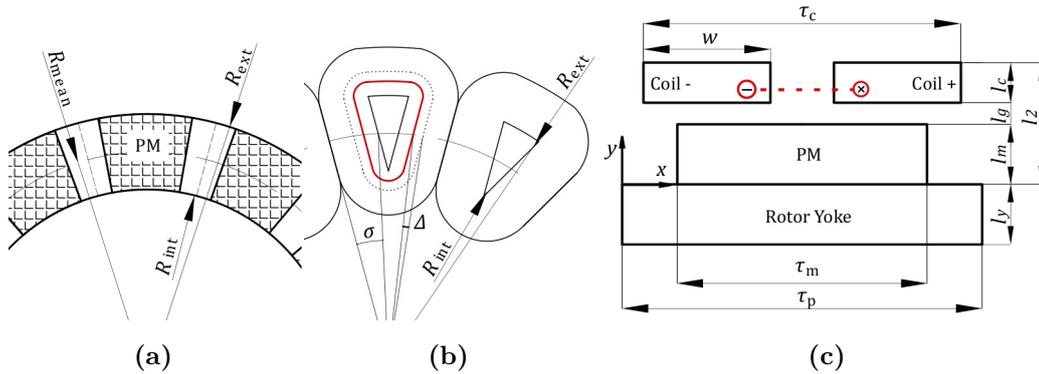


Figura 2.8. (a) Geometria 2D rettificata al raggio medio utilizzata per il modello matematico, (b) vista frontale del rotore, (c) vista frontale di una bobina statorica.

Il modello elettromagnetico della macchina utilizzato in questo studio al fine di ottenere l'equazione della coppia all'albero riprende le metodologie introdotte in [61]. Qui, a partire dalle fem indotte di macchine si scrive l'equazione della potenza elettromagnetica, dalla quale si ricava poi la coppia. Nel dettaglio, per ottenere una formulazione più accurata, le fem indotte sono state ricavate a partire dalle equazioni di campo scritte in forma analitica. Le stesse equazioni di campo sono state riutilizzate poi nella definizione del modello di perdite a vuoto della macchina. Di seguito si riportano tutti questi passaggi, seguiti dalla descrizione di un modello termico a parametri concentrati utilizzato per la validazione termica.

2.3.1 Modello analitico di campo in assenza di carico

In questa sottosezione si descrive il modello analitico del campo di rotore in assenza di carico. Esso si basa sul modello introdotto da Bumby *et.al.* [62] applicato ad una configurazione slottless. Le analogie elettromagnetiche delle due topologie sono tali da permettere una estensione del modello agevole. Di seguito ripercorrono i passi seguiti per la sua costruzione.

Per la risoluzione delle equazioni di Laplace, $\nabla^2 A = 0$, nello spazio bi-dimensionale si deve in primis imporre le condizioni al contorno. Nelle macchine coreless si può osservare che nella superficie di contatto magnete-giogo, per effetto della separazione tra due materiali con permeabilità molto diversa, la componente

tangenziale del campo B è nulla e quindi si ha un flusso normale. Condizione che si ripete lungo l'asse di simmetria posto sulla mezzeria dello statore. Ricordiamo che le macchine slotless, studiate in [62], anche se per motivi diversi, godono delle stesse condizioni al contorno nella regione di aria compresa tra la giogo rotorico e giogo statorico. Risulta quindi evidente come macchine slottless e macchine coreless hanno le stesse equazioni di campo al traferro. In termini matematici, con le geometrie di Figura 2.8 si può scrivere:

$$\begin{aligned} y = 0 & \Rightarrow H_x = 0 \\ y = l_2 & \Rightarrow H_x = 0 \end{aligned}$$

Mentre nella regione dove si ha un generatore di forza magneto-motrice, ovvero in cui si trova il magnete, è possibile scrivere:

$$y = Y_1 \Rightarrow \Delta H_{xn} = H_{x2n} - H_{x1n} = K_n \wedge H_y \text{ continuo}$$

Dove Y_1 è una coordinata generica y interno alla zone in cui vi è corrente e K_n è la distribuzione della corrente nella armonica n .

Nelle ipotesi di geometria bidimensionale quindi le componenti tangenziali e assiali del vettore potenziale magnetico sono nulle, pertanto, le equazioni di Laplace si riducono ad un'equazione differenziale monodimensionale. Nelle due regioni relative alla sorgente di campo (1) e alla regione di aria (2), si ha una soluzione del tipo:

$$A_{zn1} = -\frac{\hat{K}_n \mu_0}{u_n} \frac{\cosh u_n(l_2 - Y_1)}{\sinh u_n l_2} \cosh u_n y \sin u_n x \quad (2.2)$$

$$A_{zn2} = -\frac{\hat{K}_n \mu_0}{u_n} \frac{\cosh u_n Y_1}{\sinh u_n l_2} \cosh u_n(l_2 - y) \sin u_n x \quad (2.3)$$

Con $u_n = \pi n / \tau_p$. Tali equazioni vengono poi utilizzate per determinare il campo H lungo x e y sfruttando le seguenti relazioni:

$$H_x = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A}{\partial y} \quad (2.4)$$

$$H_y = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A}{\partial x} \quad (2.5)$$

Modellizzando il magnete come fatto in [62] si possono riscrivere gli stessi passaggi fino ad ottenere il potenziale vettore in condizioni di assenza di carico al

traferro (regione che include lo statore e la zona di separazione tra statore e rotore, $l_g + l_c$).

$$A_{zn2} = -\frac{\hat{J}_n \mu_0}{u_n^2} \frac{\sinh u_n l_m}{\sinh u_n l_2} \cosh u_n (l_2 - y) \sin u_n x \quad (2.6)$$

dove,

$$\hat{J}_n = \frac{4}{\tau_p} \frac{B_{rem}}{\mu_0 \mu_{rec}} \sin \frac{n\pi}{2} \left(\frac{\tau_m}{\tau_p} \right) \quad (2.7)$$

Combinando la (2.4), (2.5) e (2.6) si ottengono la (2.8) e la (2.9) che esprimono i valori delle componenti del campo di induzione lungo x e y in ogni punto all'interno della zona di interesse per una data armonica n .

$$B_{x2n} = \frac{\hat{J}_n \mu_0}{u_n} \frac{\sinh u_n l_m}{\sinh u_n l_2} \sinh u_n (l_2 - y) \sin u_n x \quad (2.8)$$

$$B_{y2n} = -\frac{\hat{J}_n \mu_0}{u_n} \frac{\sinh u_n l_m}{\sinh u_n l_2} \cosh u_n (l_2 - y) \cos u_n x \quad (2.9)$$

2.3.2 Calcolo della forza elettromotrice indotta

È di naturale interesse determinare il valore efficace della forza elettromotrice indotta in una singola bobina in condizioni di assenza di carico. Volendo soffermarsi sull'armonica responsabile della produzione di coppia si può riscrivere la (2.9) ponendo $n = 1$, in modo tale da ottenere la (2.10).

$$\hat{B}_y = \frac{4B_{rem}}{\pi} \sin \left(\frac{\pi}{2} k_m \right) \frac{\sinh \left(\frac{\pi}{\tau_p} l_m \right)}{\sinh \left(\frac{\pi}{\tau_p} l_2 \right)} \cosh \left(\frac{\pi}{\tau_p} (l_2 - y) \right) \quad (2.10)$$

Sotto le ipotesi di rame equamente distribuito su tutta la finestra disponibile, esso può essere visto come l'unione di infiniti strati equivalenti composti da spire elementari di spessore infinitesimali. Il flusso di una spira elementare, posta ad una generica coordinata y , è pari all'integrale del prodotto tra l'area della spira elementare e la densità di flusso espressa dalla (2.10), come riportato nella (2.11).

$$\begin{aligned} \phi_{(\Delta,y)}(t) &= \int_{\omega_e t + \Delta_2 + \Delta + \frac{\sigma}{2}}^{\omega_e t + \pi - \Delta_2 - \Delta - \frac{\sigma}{2}} \hat{B}_y \sin(\theta) \Delta R R_m \frac{d\theta}{p} \\ &= \hat{B}_y R_m \Delta R \frac{2}{p} \cos(\omega_e t) \cos(\Delta + \Delta_2) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Δ è un angolo elettrico che identifica la spira compreso nel range $-\sigma/2 : \sigma/2$, mentre $\Delta_2 = (\tau_r - \tau_c)/(2R_m ean)$. Il valor medio del flusso di una spira di spessore

infinitesimo con apertura angolare di σ si ricava applicando la (2.12).

$$\phi_y(t) = \frac{1}{\sigma} \int_{-\sigma/2}^{\sigma/2} \phi_{(\Delta,y)}(t) d\Delta \quad (2.12)$$

la quale dopo diverse manipolazioni matematiche diventa:

$$\phi_y(t) = \phi_0 k_x \cosh\left(\frac{\pi}{\tau_p}(l_2 - y)\right) \cos(\omega_e t) \quad (2.13)$$

avendo posto

$$\phi_0 = \frac{4B_{rem}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2} k_m\right) \frac{\sinh\left(\frac{\pi}{\tau_p} l_m\right)}{\sinh\left(\frac{\pi}{\tau_p} l_2\right)} \frac{2\Delta R R_{mean}}{p} \quad (2.14)$$

e

$$k_x = \frac{2\tau_p}{\pi w} \sin\frac{\pi w}{2\tau_p} \sin\frac{\pi(\tau_c - w)}{2\tau_p} \quad (2.15)$$

Effettuando la media lungo la dimensione assiale dello statore e moltiplicando per il numero di spire N_t , si ottiene la prima armonica del flusso concatenato di bobina.

$$\begin{aligned} \lambda(t) &= \frac{N_t}{l_c} \int_{l_2}^{l_m+l_g} \phi_y(t) dy = \frac{N_t}{l_c} \int_{l_2}^{l_m+l_g} \phi_0 k_x \cos(\omega_e t) \cosh\left(\frac{\pi}{\tau_p}(l_2 - y)\right) dy \\ &= N_t \phi_0 k_x \sinh\left(\frac{\pi l_c}{\tau_p}\right) \frac{\tau_p}{\pi l_c} \cos(\omega_e t) = N_t \phi_0 k_x k_y \cos(\omega_e t) \end{aligned} \quad (2.16)$$

con

$$k_y = \sinh\left(\frac{\pi l_c}{\tau_p}\right) \frac{\tau_p}{\pi l_c} \quad (2.17)$$

Dalle informazioni sul flusso concatenato è possibile risalire alla forza elettromotrice indotta a vuoto, il cui valore efficace è espresso dalla (2.18).

$$E_{rms} = \sqrt{2} \omega_e \hat{\lambda} = \sqrt{2} N_t \phi_0 k_x k_y \omega_e \quad (2.18)$$

Lo stesso tipo di ragionamento può essere esteso con le armoniche successive e quindi identificare il fattore di distorsione armonica.

2.3.3 Calcolo della coppia

Dato che si tratta di una macchina multi-trifase si può ipotizzare che per ogni sottosistema si riesce ad adottare un algoritmo di controllo di *maximum-torque-per-ampere* o MTPA, quindi i fasori di tensioni indotte e correnti di linea possono essere considerate allineate tra loro in ogni fase e per ogni istante di funzionamento.

Si può quindi facilmente individuare il valore di potenza elettromagnetica della singola bobina dal prodotto dei valori efficaci di queste due entità; la potenza elettromagnetica di macchina sarà pari alla sommatoria di queste. Quindi, la coppia elettromagnetica in valor medio è della forma:

$$T = \frac{NcE_{rms}I_{rms}}{\omega_e/p} \quad (2.19)$$

Dove I_{rms} è la corrente nominale che può essere sostenuta termicamente, e può essere scritta come:

$$I_{rms} = J_{rms}k_{fill}wl_c/N_t \quad (2.20)$$

combinando la (2.18), (2.19) e (2.20) si ottiene la seguente espressione:

$$T = \pi\sqrt{2}\hat{B}R_{ext}^3(1 - k_r^2)k_r J_{rms}l_c k_x k_y k_{fill}k_w \quad (2.21)$$

La stessa equazione può essere estesa anche per avvolgimenti di tipo non multifase, adottando i coefficienti di riduzione ampiamente investigati in letteratura per le macchine a cave frazionarie.

2.3.4 Modello delle perdite

L'altro grande scoglio della modellizzazione della macchina riguarda l'analisi delle perdite di macchina. Una corretta valutazione permette di fare delle previsioni di rendimento di macchina e di analizzare gli aspetti termici. Nel caso delle macchine coreless tra i principali meccanismi di perdita, esclusi quelli meccanici, vi sono:

- ↗ Effetto Joule nei conduttori,
- ↗ Correnti parassite nell'avvolgimento,
- ↗ Correnti per circolazione tra eventuali circuiti in parallelo,
- ↗ Effetto pelle,
- ↗ Perdite nel ferro e nei magneti di rotore.

In letteratura vi sono stati diversi i tentativi di approcciare ad una loro valutazione per via diretta considerando la loro mutua influenza. Tuttavia, questo è

un approccio ben troppo ottimistico e non privo di difficoltà, [63]. Per questo motivo solitamente si trattano i vari fenomeni separatamente e si identificano degli elementi circuitali che aiutano alla loro modellizzazione.

Le perdite per effetto Joule risultano le più semplici da valutare. Applicando infatti le leggi base dell'elettrotecnica e conoscendo le dimensioni fisiche dell'avvolgimento è possibile identificare una forma compatta per la loro descrizione. Contrariamente, una formulazione matematica delle perdite nel rame di tipo AC è ben più complessa. La via più semplice sarebbe l'utilizzo di metodi agli elementi finiti, il quale però, vista l'elevato costo computazionale, risulta incompatibile con la necessità di analizzare un numero di geometrie. In prima approssimazione invece le perdite di rotore possono essere trascurate.

Perdite per effetto Joule

Analizzando il fenomeno si nota che esistono diverse modalità di espressione delle perdite per effetto Joule. Banalmente sfruttando la legge di Ohm, per una singola bobina si ha:

$$P_j = R_{coil} I_{rms}^2 \quad (2.22)$$

Riscrivendo la resistenza di bobina ed omogeneizzando la notazione con quella adotta nella formula di coppia si ottiene:

$$P_j = \rho_{cu} J_{rms}^2 vol_{cu} \quad (2.23)$$

Dove il vol_{cu} sta per il volume effettivo di rame e può essere determinato a partire dalla lunghezza media di spira, dalla sezione della bobina e dal coefficiente riempitivo k_{fill} . Le perdite di macchina saranno Nc volte le perdite di una singola bobina.

Correnti parassite nei conduttori statorici

Un materiale conduttivo immerso in un campo variabile è soggetto a correnti parassite che si oppongono alla variazione di flusso. Questo fenomeno è stato ampiamente investigato nei trasformatori, dove i nuclei sono sottoposti a ad un campo che varia

sinusoidalmente. Per un generico conduttore a sezione circolare le perdite per unità di volume valgono:

$$p_{v,eddy} = \frac{\pi d^2 B_{pk}^2 \omega_e^2}{32\rho} \quad (2.24)$$

dove d è il diametro del conduttore. Mentre per un conduttore a sezione rettangolare sono espresse dalla (2.25).

$$p_{v,eddy} = \frac{z^2 B_{pk}^2 \omega_e^2}{24\rho} \quad (2.25)$$

con z pari al lato corto perpendicolare al flusso.

Ricordando quanto detto nella sezione 2.1.1 nel caso di adozione del filo Litz, la dimensione del singolo filo d è tale da garantire perdite in AC trascurabile per un ampio range di frequenze di funzionamento. Contrariamente, adottando avvolgimenti in piattina, in filo, PCB o lastra questi fenomeni hanno particolare rilevanza. A seconda della forma del singolo conduttore si potrebbe adottare la (2.24) o la (2.25) per il calcolo delle perdite.

È opportuno evidenziare che, per via della presenza di armoniche di ordine superiore lungo l'asse normale e tangenziale, queste formule da sole sono affette da un considerevole errore, [64]. Diversamente, se accoppiate con il modello di campo, descritto nella sezione 2.3.1, e applicata puntualmente si riesce ad ottenere una stima più accurata. Utilizzando l'espressione di campo espresso di (2.8) e (2.9), si possono ottenere le perdite per correnti parassite alla quale è soggetto un conduttore, posto ad una data coordinata y , associate ad una generica armonica n , sia per le componenti di campo assiale che tangenziale. Nelle ipotesi di distribuzione dell'avvolgimento uniforme, il valor medio delle perdite per correnti parassite viene espresso dalla (2.26).

$$p_{avg,y,n} = \frac{1}{l_c} \int_{l_m+l_g+l_c}^{l_m+l_g} p_{v,eddy,n} dy \quad (2.26)$$

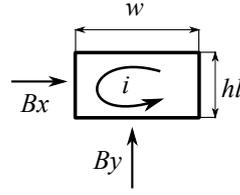


Figura 2.9. Schematizzazione perdite per correnti parassite in un conduttore a sezione rettangolare immerso in un campo B.

Per un conduttore a sezione rettangolare, come quello mostrato in Figura 2.9, si ha che, combinando (2.8), (2.25) e (2.26), la componente associata al campo tangenziale assume la forma:

$$\begin{aligned}
 p_{v,avgx,n} &= \frac{1}{l_c} \int_{l_m+l_g+l_c}^{l_m+l_g} \frac{l_t^2 B_{x,n}^2 (\omega_e n)^2}{24\rho} dy & (2.27) \\
 &= \frac{l_t^2 (\omega_e n)^2}{24\rho l_c} \hat{B}_n^2 \int_{l_m+l_g+l_c}^{l_m+l_g} \sinh^2 \frac{\pi n}{\tau_p} (l_2 - y) dy \\
 &= \frac{l_t^2 (\omega_e n)^2}{24\rho} \hat{B}_n^2 \left[\frac{\tau_p}{4\pi l_c} \sinh \left(\frac{2\pi n l_c}{\tau_p} \right) - \frac{1}{2} \right]
 \end{aligned}$$

avendo posto

$$\hat{B}_n = \frac{4B_{rem}}{n\pi\mu_{rec}} \frac{\sinh \frac{n\pi}{\tau_p} l_m}{\sinh \frac{n\pi}{\tau_p} l_2} \sin \left(\frac{n\pi}{2} k_m \right) \quad (2.28)$$

Il contributo della componente di campo diretta in senso assiale si può adottare un ragionamento analogo sfruttando l'equazione (2.9).

$$\begin{aligned}
 p_{v,avgy,n} &= \frac{1}{l_c} \int_{l_2}^{l_m+l_g} \frac{z^2 B_{y,n}^2 (n\omega_e)^2}{24\rho} dy & (2.29) \\
 &= \frac{z^2 (\omega_e n)^2}{24\rho l_c} \hat{B}_n^2 \int_{l_2}^{l_m+l_g} \cosh^2 \frac{\pi n}{\tau_p} (l_2 - y) dy \\
 &= \frac{z^2 (\omega_e n)^2}{24\rho} \hat{B}_n^2 \left[\frac{\tau_p}{4\pi l_c} \sinh \left(\frac{2\pi n l_c}{\tau_p} \right) + \frac{1}{2} \right]
 \end{aligned}$$

La (2.27) e (2.29) permettono di valutare le perdite, espresse in per unità di volume, associate al campo tangenziale e assiale causate dal magnete in condizioni di assenza di carico e associata ad una determinata armonica. L'espressione finale per le perdite di macchina dovute ai fenomeni di correnti parassite è espresso dalla (2.30)

$$P_{eddy} = vol \sum_n p_{v,avgx,n} + p_{v,avgy,n} \quad (2.30)$$

Correnti di circolazione

Nel collegare più bobine aventi tensioni indotte diverse nascono delle correnti di circolazione che danno vita a perdite addizionali. Tali perdite sono indipendenti dalla coppia di uscita e sono dunque perdite a vuoto. Per come sono state introdotte fin qui le macchine coreless difficilmente hanno più circuiti in parallelo. Le bobine sono infatti solitamente indipendenti tra loro e non vi sono collegamenti parallelo. Tuttavia, da quanto è emerso dalla sezione 2.1.1, vi sono due tecnologie realizzative dove è prevista la connessione in parallelo più conduttori: filo Litz e avvolgimenti su PCB. Nel primo, come detto la trasposizione lungo tutta la lunghezza del filo garantisce un basso valore di perdite. Negli avvolgimenti su PCB, invece non si riesce ad effettuare una vera e propria trasposizione a livello dei singoli conduttori. Quello che solitamente si fa è collegare la serie di q spire poste sullo stesso strato con spire di altri layer. Nonostante le forze elettromotrici siano in fase, può verificarsi che queste abbiano moduli differenti.

Per visualizzare il fenomeno delle correnti di circolazione si può schematizzare una bobina come una impedenza in serie ad un generatore di tensione. Secondo questa modellizzazione del singolo strato, in letteratura tali perdite vengono stimate considerando solo gli strati esterni, contraddistinti da una differenza di tensione indotta maggiore, [65,66]. Tuttavia, un approccio di questo tipo non rappresenta la fisica del fenomeno e comporta errori sostanziali nella valutazione delle stesse. Per una maggiore comprensione del fenomeno ed una maggiore chiarezza, di seguito si riporta qui un modello più accurato.

Il circuito equivalente per l'avvolgimento è organizzato come in Figura 2.10. Per generalizzare la trattazione, l'avvolgimento vede c gruppi di bobine connessi in parallelo composti da q spire serie.

La fem indotta sul singolo strato può essere valutata attraverso l'equazione di 2.18 riadattata ad una coordinata y generica, come riportato in (2.31).

$$E_{ln} = n\omega_e q \frac{\hat{B}_n R_{ext}^2 (1 - k_r^2)}{p\sqrt{2}} k_p k_{dx} \cosh\left(\frac{n\pi}{\tau_p}(l_2 - y_l)\right) \quad (2.31)$$

essendo y_l la coordinata del layer in esame. Per quanto riguarda l'impedenza,

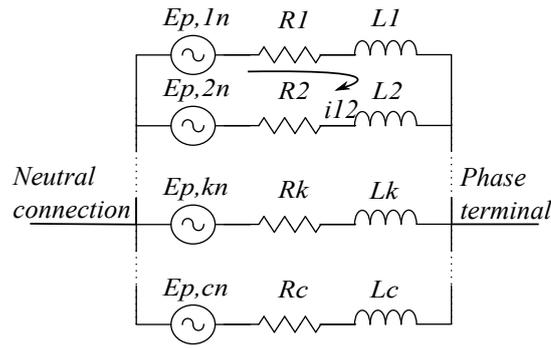


Figura 2.10. Schematizzazione perdite per correnti di circolazione tra i vari strati di un avvolgimento su PCB.

questa ha carattere principalmente resistivo e può essere determinata a partire dalla lunghezza media di spira, (l_{medio}), dalla sua sezione, (S), e dal numero di spire per ogni strato:

$$R_{bob} = \rho_{cu} \frac{q l_{media}}{S} \quad (2.32)$$

Una volta stabilita la modalità di connessione dei vari strati sarà possibile identificare l'entità di tali perdite. Sotto le ipotesi conservative di termine induttivo trascurabile, utilizzando il principio di sovrapposizione degli effetti si ottiene l'espressione finale delle perdite per circolazione.

$$P_{circ} \approx \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{i=1}^c R I_i^2 = R \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{i=1}^c \left[E_{p,in} - \frac{\sum_{k=1}^c E_{p,kn}}{c} \right]^2 \quad (2.33)$$

La (2.33) mostra come in assenza di dissimmetrie nelle tensioni non si hanno correnti di circolazioni e, quindi, perdite ad esse associate. Diversamente, quando le somme delle fem indotte di porzioni di bobina sono diverse tra loro si avranno delle perdite che possono avere importanza più o meno significativa. Sarà quindi critico in fase di progetto stabilire quale configurazione permette di minimizzare tali perdite.

Effetto pelle

Un altro aspetto da non trascurare riguarda l'effetto pelle. Ricordando che la profondità di penetrazione può essere scritta come:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} \quad (2.34)$$

Andrà valutato caso per caso se questa grandezza sia comparabile o meno con le dimensioni del conduttore adottato.

2.3.5 Modello termico

con la definizione della geometria di macchina e la stima delle perdite in un determinato punto di funzionamento sarà possibile, facendo uso di un modello appropriato, stimare la temperatura massima alla quale si porta la macchina. Solitamente in questi studi non è necessario identificare la temperatura puntuale della macchina, bensì la temperatura del punto caldo. Pertanto un'analisi di tipo matematico del problema è sufficiente per questo tipo di studi.

Con un'analisi preliminare sarà possibile determinare i flussi di calore e quindi la natura del problema. Nel caso specifico delle macchine coreless, le perdite sono localizzate all'interno degli avvolgimenti statorici. La Figura 2.11a mostra una porzione dell'avvolgimento, dove si nota la sua costruzione a strati. Sulla mezzeria dello statore è stato ipotizzato uno strato interno di supportazione meccanica di materiale plastico, a cavallo del quale vi è la bobina ed uno strato protettivo di fibra di vetro più esterno. Nelle ipotesi di raffreddamento ad aria naturalmente sostenuta dai rotori da ambo i lati dello statore, lo strato interiore non ha alcun impatto dal punto di vista termico, trovandosi esso sull'asse di simmetria; diversamente gli strati esterni sono investiti dall'intero flusso di calore prodotto dall'avvolgimento e

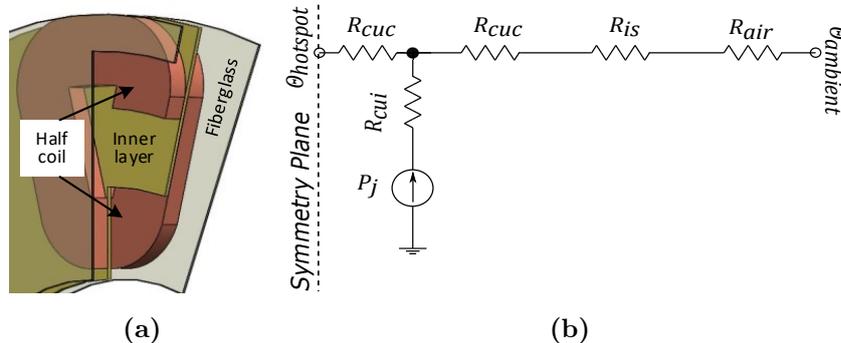


Figura 2.11. Modello termico: (a) Esploso 3D di una porzione di avvolgimento, (b) rete termica equivalente.

pertanto sarà soggetto ad un salto termico. Nonostante questa realizzazione a strati vari con la tecnologia realizzativa, la sua analisi termica resta pressoché invariata. Per tener conto di ciò, in questa sezione si considera una zona avente conducibilità termica equivalente.

Da un punto geometrico si osserva che la porzione di avvolgimento mostrata in Figura 2.11a ha natura tridimensionale. Ciononostante, l'avvolgimento può essere visto come un anello continuo, con distribuzione delle perdite e dei materiali quasi uniforme lungo tutto lo sviluppo circonferenziale. Vista la ridotta lunghezza assiale rispetto all'estensione radiale, si può ridurre il problema ad un problema monodimensionale. Una semplificazione di questo tipo comporta sì la perdita delle informazioni relative alla distribuzione delle temperature lungo la direttrice radiale, ma consente ugualmente di ottenere un'indicazione della temperatura massima di avvolgimento.

Per la creazione del modello è stata sviluppata una rete termica equivalente, basata sulla teoria dei cuboidi studiata da Wrobel *et. al.* in [67]. Vista la simmetria il modello si focalizza su metà statore. La bobina è stata modellizzata come un cuboide unico equivalente avente le seguenti resistenze termiche

$$R_{cuc} = \frac{l_c}{2k_{cu}A_f} \quad (2.35)$$

$$R_{cui} = -\frac{l_c}{6k_{cu}A_f} \quad (2.36)$$

dove A_f sta ad indicare la superficie di scambio affacciata al traferro, k_{cu} è il coefficiente di conducibilità termica equivalente. Per la definizione della conducibilità termica equivalente si rimanda il lettore ai capitoli successivi. Similmente, lo strato protettivo esterno e la superficie di scambio sono state modellizzate con due resistenze termiche, denominate R_{is} e R_{air}

$$R_{is} = \frac{l_{is}}{k_{is}A_f} \quad (2.37)$$

$$R_{air} = \frac{h_{air}}{A_f} \quad (2.38)$$

dove k_{is} e l_{is} sono la conducibilità e la lunghezza assiale del materiale impiegato per la realizzazione dello strato protettivo e h_{air} è il coefficiente di convezione termica.

Risolviendo la rete termica equivalente mostrata in Figura 2.11b si ottiene

$$\Theta_{hotspot} - \Theta_{ambient} = P(R_{cuc} + R_{is} + R_{air}) \quad (2.39)$$

2.4 Dimensionamento meccanico dei rotori

Gli aspetti meccanici coprono un ruolo cardinale in tutte quelle applicazioni dove è richiesta un'elevata velocità di rotazione all'albero. In questi casi, infatti, le forze centrifughe alla quale sono sottoposti le masse rotanti, in special modo i magneti, sono critiche e in quanto tali devono essere gestite accuratamente. L'ancoraggio meccanico dei magneti solitamente viene realizzato mediante una colla ad elevate prestazioni unitamente ad un bordino che si sviluppa lungo tutto l'estensione radiale, come riportato in Figura 2.12a. Questo bordino deve avere uno spessore in senso radiale tale da poter sostenere lo sforzo di taglio, la quale è associato alle forze centrifughe esercitate dal magnete stesso. In direzione assiale, il bordino deve avere una lunghezza tale per cui il baricentro delle forze centrifughe non generino un momento che porti al distacco del magnete. In altre parole l'estensione radiale rotore dipende dalla velocità angolare del motore, mentre la sua profondità assiale dallo spessore del magnete.



Figura 2.12. 3D illustrativo del ritegno meccanico dei magneti: (a) soluzione tradizionale, (b) soluzione proposta.

Un'alternativa valida, adottata in questo lavoro, prevede di riproporzionare questo apporto di materiale come schematizzato in Figura 2.12b. Il bordo meccanico appena descritto viene interrotto in prossimità degli assi polari rotorici lasciando

spazio ad una porzione aggiuntiva di magneti. Alla base di questo passaggio risiede il fatto che una macchina coreless non ha i flussi vincolati, e quindi ad una estensione radiale del magnete corrisponde un aumento del flusso concatenato della bobina. Inoltre, questi tasselli ricavati sulla superficie esterna del rotore fungono da guida meccanica nel posizionamento dei magneti, assicurando una fasatura angolare più accurata e semplificando le fasi di assemblaggio.

In Figura 2.12b sono evidenziate le superfici attraverso le quali vengono trasmesse le forze centrifughe. Vi è uno sforzo a compressione nella superficie di contatto magnete blocco di ancoraggio indicata con A1, e uno sforzo di taglio nella superficie tra lo stesso blocco e il giogo di richiusura del flusso, indicata con A2.

La forza centrifuga, F_c , che agisce sul magnete di massa m_m vale:

$$F_c = m_m \omega_m^2 R_{mean} \quad (2.40)$$

Da cui si possono ricavare gli sforzi di compressione (ϵ) e di taglio (τ):

$$\epsilon = \frac{\pi F_c}{4A_1} \quad (2.41)$$

$$\tau = \frac{F_c}{2A_2} \quad (2.42)$$

I risultati di (2.41) and (2.42) saranno da compararsi con i carichi di rottura a compressione e di taglio, rispettivamente del magnete e del ferro di rotore.

Capitolo 3

Convertitore di potenza basato su transistor GaN

Dalle considerazioni riguardanti la macchina elettrica AFPM coreless a bobine concentrate, menzionate nel capitolo precedente, sono emersi alcuni aspetti che influenzano la progettazione del convertitore di potenza. Tra questi vi sono l'elevato numero di poli, l'elevato numero di giri e la bassa induttanza della macchina elettrica, unitamente al frazionamento di potenza e all'integrazione meccanica. Il loro effetto combinato si ripercuote severamente sulle specifiche alle quali il convertitore di potenza deve sottostare come, ad esempio, la necessità di operare ad alte frequenze di switching e di raggiungere potenze specifiche elevate. La progettazione del convertitore richiede quindi attenzione puntigliosa in ogni suo aspetto, fin dalle fasi di selezione di topologia del convertitore, modalità di integrazione e tecnologia dei componenti di potenza, fino ad arrivare al dimensionamento e alla sua realizzazione.

Entrando nel vivo della descrizione di questi passaggi si deve innanzitutto definire la sua topologia. Noto che il carico da alimentare è per l'appunto una macchina elettrica multi-trifase, appare evidente come il convertitore debba rispecchiare questa modularità. In questo lavoro, si è scelto di suddividere lo stesso in più sottosistemi trifase completamente indipendenti tra loro, i quali possono essere visti come tre moduli -uno per fase- indipendenti. Com'è facile intuire, il modulo trova

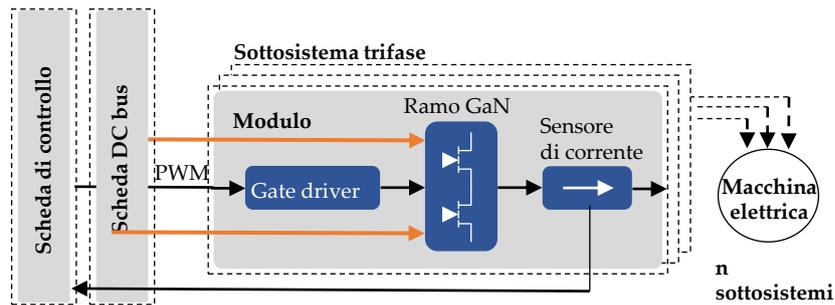


Figura 3.1. Schema concettuale della suddivisione in moduli del convertitore.

al suo interno un half-bridge e la circuiteria necessaria per il suo funzionamento, specificatamente: le capacità di disaccoppiamento, il gate driver e ed i sensori per la misura della corrente uscente dal ramo. I circuiti di condizionamento delle misure e manipolazione dei dati, così come quella di generazione dei segnali di comando, sono invece site in una scheda elettronica separata, la quale può essere integrata o meno con il bus in continua. Le geometrie, la disposizione fisica e le modalità di interconnessione sono relazionate al tipo di integrazione per la quale si opta; per questi aspetti si rimanda al capitolo successivo. La Figura 3.1 sintetizza schematicamente l'idea realizzativa qui descritta.

La modularità di una tale struttura consente di trascurare, almeno in principio, le problematiche di integrazione, di controllo e di interfacciamento e permette quindi di isolare lo studio al singolo modulo.

Focalizzando quindi l'attenzione sul singolo modulo, si deve identificare in primo luogo la tecnologia da utilizzarsi. Sulla base delle considerazioni svolte nel Capitolo 1 riguardanti i WBG, risultano evidenti i vantaggi che questi promettono e che ben si configurano all'interno dei requisiti elencati poc'anzi. Nel caso specifico di questo applicazione, volendo operare a tensioni e potenze medio basse, si è scelto di adottare la tecnologia GaN. Grazie all'elevata rigidità dielettrica e mobilità degli elettroni, i componenti basati su tale tecnologia offrono infatti una resistenza di canale minore e dimensioni fisiche ridotte, [45]. Oltre alla diretta conseguenza della minore resistenza di canale sulle perdite per conduzione, la riduzione delle dimensioni fisiche hanno un effetto vantaggioso sulle induttanze e le capacità parassite interne al dispositivo. Di conseguenza è possibile raggiungere transistori ben più rapidi con un

conseguenziale abbattimento delle perdite di switching. In aggiunta, vi sono alcuni aspetti termici che mostrano l'efficacia della tecnologia applicata in tale ambito, quali la maggiore temperatura massima di funzionamento e i migliori packaging. Il risultato è un componente più performante e più facilmente integrabile all'interno di una struttura di questo tipo.

Se da un lato tale tecnologia è vantaggiosa, dall'altro richiede particolare attenzione nelle fasi di progetto. Durante i transitori rapidi si verificano di/dt e dv/dt di entità notevole che investono i componenti parassiti presenti nel circuito, causando sovratensioni e sovracorrenti potenzialmente dannose.

Nelle sezioni successive verranno trattati gli aspetti di scelta e dimensionamento dei componenti di potenza specificatamente per gli azionamenti integrati modulari. Verrà quindi introdotto il modello utilizzato per la valutazione delle perdite, seguito dall'analisi delle problematiche associate al funzionamento ad alta frequenza.

3.1 Dimensionamento dei moduli

Vista la complessità dei fenomeni e la numerosità delle alternative implementabili, è fin troppo ottimistico pensare di arrivare alla definizione di una metodologia automatizzata simile a quella identificata per la macchina elettrica. Al contrario, la definizione degli argomenti chiave della progettazione del convertitore si delinea tangibile.

Il primo passo da seguire consiste nell'identificazione delle specifiche di progetto, come ad esempio: tensione del bus in continua, potenza del singolo modulo, ripple di corrente o anche la frequenza della fondamentale. Alcune di queste specifiche, come ad esempio la tensione di ingresso e la potenza dell'intero azionamento, saranno obbligate dall'applicazione; altre invece possono essere manipolate dalle scelte effettuate nel progetto della macchina elettrica. Ipotizzando infatti di dimensionare il convertitore ad immagine della macchina elettrica, il numero dei moduli e della loro potenza sono stabiliti nel corso di questa prima iterazione. Pertanto, al

fine di ottenere un maggiore grado di libertà, è possibile imporre vincoli aggiuntivi nella progettazione della macchina quali: tensione, corrente o potenza massima in uscita al singolo modulo/bobina.

Definite quindi le specifiche globali del convertitore si deve procedere con la selezione dei componenti. Di seguito si riportano alcune considerazioni sui dispositivi più critici, quali condensatori del bus in continua e switch al GaN.

3.1.1 Condensatori link in continua

Nelle implementazioni più tradizionali di inverter trifase per azionamenti il banco di capacità costituisce una quota parte considerevole dei volumi e dei costi dell'intero convertitore, [68,69]. Se si considera che il volume di un convertitore viene solitamente calcolato come il volume del parallelepipedo che racchiude interamente tutti i componenti e che le capacità sono i componenti più alti, il volume complessivo è invero strettamente dipendente dall'ingombro del banco di condensatori.

Le funzioni alle quali deve adempiere sono molteplici, tutte di indubbia criticità; queste spaziano dalla riduzione dei disturbi trasmessi alla fonte di energia, alla limitazione delle sovratensioni causate dalle commutazioni degli switch. Appare quindi evidente il rilievo assunto dall'identificazione dell'architettura e della tecnologia realizzativa del banco di condensatori, [20].

Vista la modularità elettrica e fisica degli azionamenti qui trattati, è facile immaginare che anche per il banco di capacità si possono ottenere più modalità di realizzazione, per l'appunto più architetture. I condensatori che compongono il banco possono essere disposti su un'unica scheda, sul modulo contenente l'half-bridge o secondo una combinazione dei due. Nel caso di dislocazione dei moduli su più schede, la prima tra queste non trova applicazione per via dell'elevata impedenza del collegamento tra il ramo e il nodo dove si trova la capacità. Ne risulta che le uniche soluzioni implementabili sono quelle illustrate in Figura 3.2. Sebbene la configurazione ibrida sembrerebbe più complessa da un punto di vista realizzativo, questa offre una maggiore flessibilità sia a livello di scelta dei componenti sia nella progettazione del modulo di potenza. Le capacità poste sulle singole schede

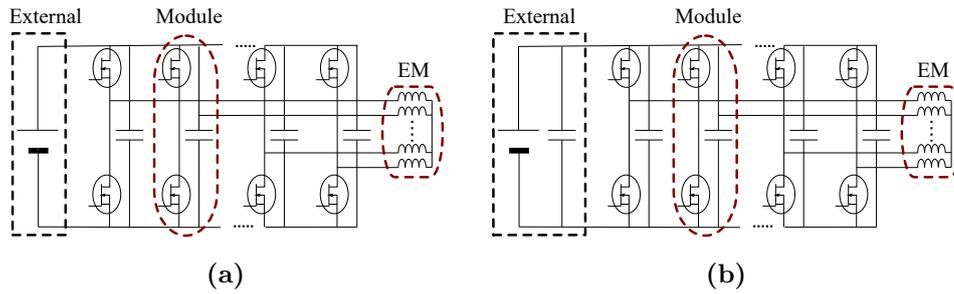


Figura 3.2. Distribuzione delle capacità: (a) sulle sole schede di potenza, (b) su schede di potenza e DC-Bus.

di potenza hanno il solo compito di fornire un circuito a bassa impedenza per le armoniche ad alta frequenza, mentre quelle poste sulla scheda esterna devono limitare le oscillazione di tensione e quindi limitare i disturbi trasmessi alla sorgente. La diversità dei compiti e delle specifiche alla quale devono sottostare, rendono possibile l'utilizzo di tecnologie realizzative contraddistinte.

Le principali tecnologie e le relative proprietà sono di seguito illustrate.

Condensatori elettrolitici

I condensatori elettrolitici rappresentano la scelta più economica e consentono di raggiungere i livelli di energia per unità di volume notevoli. Tuttavia, i limiti termici, le correnti massime limitate e la loro forma caratteristica particolarmente estesa in altezza, rendono il loro impiego poco competitivo nel campo degli azionamenti integrati.

Film capacitor

I Film capacitor sono molto più versatili dei condensatori elettrolitici. In commercio se ne possono trovare di diverse forme, dimensioni e modalità di montaggio per un ampio range di tensioni di funzionamento. La temperatura massima di funzionamento teorica è di 220°C, mentre le temperature dei componenti in commercio non supera i 125-150°C. Un altro aspetto ragguardevole di questa tecnologia è proprio l'elevata affidabilità. Tra i principali svantaggi vi è l'alto costo e la bassa capacità per unità di volume.

Condensatori ceramici

I condensatori ceramici, o MLCC, offrono maggiori capacità per unità di volume, una maggiore corrente nominale e elevate temperature di funzionamento ($<250^{\circ}\text{C}$). Fino ad oggi, il loro impiego negli azionamenti si è dimostrato ristrettamente diffuso per via della bassa affidabilità, dei costi elevati e della mancanza di condensatori aventi capacità e tensioni di impiego adeguate. Tuttavia, l'enorme sforzo degli ultimi anni compiuto dai costruttori ha portato ad un notevole affinamento delle tecniche di produzione che potrebbe determinarne una futura affermazione.

Analizzando la struttura di un condensatore multi-layer, si notano strati di elettrodo interposti a strati ceramici. La dimensione dei singoli strati è legata sia alla precisione con la quale si riescono a depositare i materiali, sia alla dimensione dei microgranuli di ceramica e del materiale conduttivo. L'enorme salto tecnologico raggiunto negli ultimi anni ha permesso di ridurre di circa un ordine di grandezza le dimensioni di tali microgranuli, da $3\ \mu\text{m}$ a $0.3\ \mu\text{m}$ per la polvere ceramica e da $1.2\ \mu\text{m}$ a $0.3\ \mu\text{m}$ per gli elettrodi, e quindi una riduzione considerevole delle dimensioni esterne a parità di taglia. Oltre ai più ovvi benefici di ingombro, questo porta con sé il vantaggio di minori stress meccanici e termici riducendo esponenzialmente i rischi di rottura.

Un altro aspetto da considerare è l'investimento dei costruttori improntato sull'aumento dell'affidabilità. Gli studi inerenti i meccanismi di rottura hanno dimostrato che la maggior parte dei guasti sono legati alle continue flessioni del PCB, le quali possono essere dovute ad agenti esterni o a dilatazioni termiche. Tali stress meccanici si ripercuotono sulle saldature e sul componente stesso, determinando la rottura della saldatura o, nel peggiore dei casi, il collasso degli strati interni più prossimi ad essa e quindi il corto circuito del link. La diminuzione delle dimensioni sicuramente limita tale problematica, ma non sempre è attuabile. Per le applicazioni richiedenti tensioni di alimentazione e capacità elevate, e con esse le dimensioni del singolo componente, sono stati introdotti dei packaging innovativi il cui concetto è illustrato in Figura 3.3. Questi sono caratterizzati da terminali metallici di sostegno atti a ridurre le sollecitazioni di cui sopra ed introducono poi la possibilità di impilare

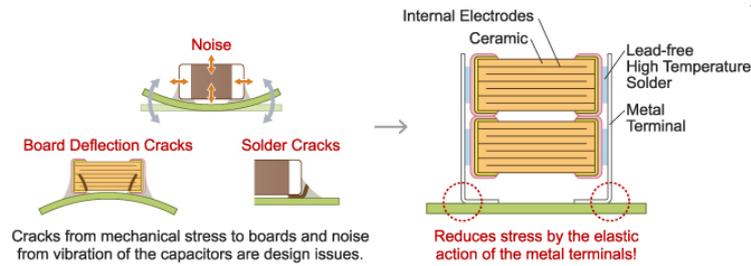


Figura 3.3. Meccanismi di rottura e nuovi packaging dei condensatori ceramici, [70].

più moduli per aumentare il valore della capacità, mantenendo costante l'area di ingombro e i volumi del singolo condensatore.

Nonostante i costi del singolo componente siano maggiori, in una visione d'insieme del convertitore la loro compattezza porta a notevoli vantaggi che impattano sull'intero sistema.

Formule di dimensionamento

Nel dimensionare il banco di capacità si devono tenere in considerazione più specifiche e gradi di libertà. Le principali sono la tensione di esercizio e il ripple di corrente atteso unitamente alla massima oscillazione di tensione ammessa. La tensione di esercizio viene definita direttamente dall'applicazione, così come la massima oscillazione di tensione che a meno di criticità viene posta al 2% della tensione nominale. L'oscillazione di corrente invece si manifesta alla frequenza di switching ed ha un modulo che varia con le condizioni di funzionamento. Il suo modulo è dato dalla (3.1), [71].

$$I_{Cap_RMS} = I_{Line_RMS} \sqrt{2M \left[\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \cos^2 \varphi \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16}M \right) \right]} \quad (3.1)$$

Da questa appare evidente che non vi è alcuna dipendenza tra modulo della corrente e frequenza di switching. Pertanto, nel caso di adozione di condensatori elettrolitici il volume dipende esclusivamente dalla corrente di uscita. Diversamente, i film-cap e gli MLCC hanno portate in correnti tali da rendere il requisito di oscillazione di tensione predominante. Dalla (3.1) è possibile identificare un valore minimo di capacità che permetta di soddisfare il requisito di oscillazione di tensione. Ipotizzando una

corrente ad onda quadra, si ottiene:

$$C = \frac{I_{Cap_RMS}}{2\pi f_{sw} V_{pkpk}} 2\sqrt{2} \frac{4}{\pi} \quad (3.2)$$

Il volume delle capacità sarà dunque funzione della frequenza di switching. Ne deriva quindi che la selezione della frequenza di switching assumerà un ruolo chiave nella progettazione.

Si specifica che il valore minimo espresso dalla (3.2) deve essere rispettato per ogni condizione di funzionamento; ciò significa che si dovranno considerare i vari fattori di derating specificati dai costruttori, come ad esempio quelli associati alla temperatura di funzionamento o ai fenomeni di BIAS nel caso di MLCC.

3.1.2 Dispositivi GaN

Come anticipato nelle sezioni precedenti la tecnologia sulla quale si basano i dispositivi GaN è relativamente recente ed ha ancora molteplici sfide da affrontare da un punto di vista manifatturiero; l'effetto è una limitata disponibilità di componenti commercialmente in uso. La Figura 3.4 riporta sul piano tensione corrente i componenti prodotti e commercializzati dai principali produttori. Le taglie disponibili sono suddivisibili in due macro-aree: bassa tensione (0-200V) e media tensione (600V-650V) con correnti fino ai 150 A. Vista la variabilità delle perdite con il punto di lavoro, la taglia di corrente fornita dal costruttore è associata generalmente ad una data condizione di funzionamento standard. Per questo motivo è opportuno

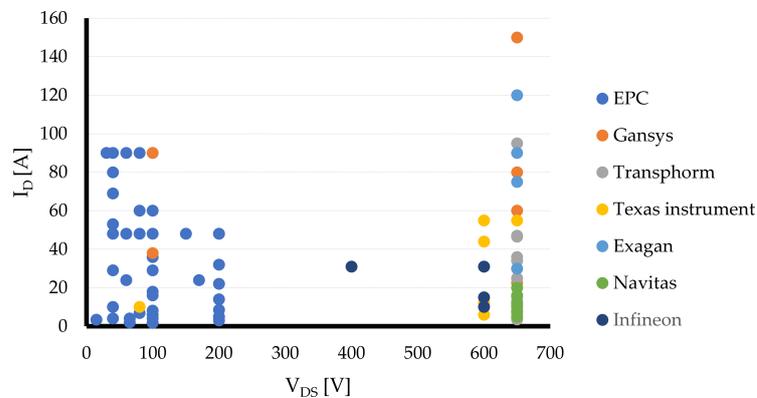


Figura 3.4. Taglie disponibili in commercio per i principali produttori di transistor GaN.

selezionare la taglia con un certo margine, stabilendo in una fase di studio successiva se effettivamente raggiungibili.

Rimandando alle sezioni successive la determinazione dei parametri che più influenzano le perdite di switching, di seguito ci si limita a dare le principali caratteristiche dei dispositivi in commercio. Ogni casa produttrice propone un proprio packaging ed una disposizione dei pin ben definita, ognuno con i propri parametri elettrici e termici. La Figura 3.5 ne evidenzia i principali. Dal punto di vista termico, si hanno tre tipologie di raffreddamento impiegabili: *top-side*, *bottom-side* o la combinazione dei due. I *top-side* cooled offrono una resistenza termica verso l'ambiente minore, ma necessitano di una interfaccia termica elettricamente isolante. Di contro i *bottom-side* cooled dispongono di una resistenza termica maggiore, ma non richiedono particolari accorgimenti, se non quello di raffreddare il PCB. Il raffreddamento "ibrido" è più efficiente, ma, vista la sua complessità, è di rara applicazione.

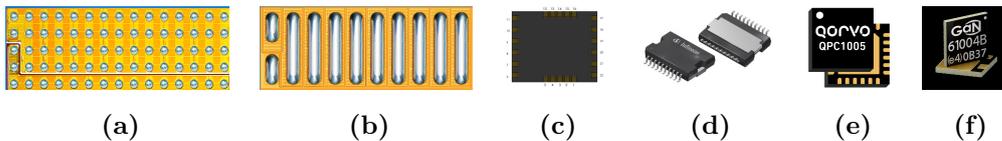


Figura 3.5. Package comuni per transistor GaN: (a) LGA, (b) BGA, (c)-(d) laminated PCB, (d)-(f) monolithic.

3.2 Modello analitico per la valutazione delle perdite

Il dimensionamento degli switch di potenza non può che fare affidamento su di un modello analitico che consenta di ottenere una stima delle perdite a partire dai dati di targa del componente. Quanto più è semplice tale modello, tanto più saranno agevoli le fasi in primis di confronto tra componenti aventi taglia simile e poi di dimensionamento; per questo motivo analisi più dettagliate rivolte all'ottimizzazione e di refinement possono essere rimandate a fasi di progetto successive. Di seguito si riporta una disamina dei principali meccanismi di perdite che si verificano durante il funzionamento di un inverter trifase basato sulla tecnologia GaN.

Come per i convertitori basati sulla tecnologia al Silicio, lo studio parte dall'analisi delle perdite del singolo half-bridge con funzionamento in corrente continua per identificare le relazioni tra perdite e punto di lavoro. Dopodiché, nelle ipotesi di tensioni e correnti con andamento puramente sinusoidale, si effettua una media sul periodo per ottenere il contributo mediato facendo uso della (3.3).

$$P_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \quad (3.3)$$

Per agevolare la costruzione del modello e la sua comprensione si trascurano, in via preliminare, i termini parassiti presenti sul circuito e si ipotizza l'impiego di una struttura simmetrica, con i due switch aventi proprietà analoghe. Il circuito risultante preso in esame viene mostrato in Figura 3.6.

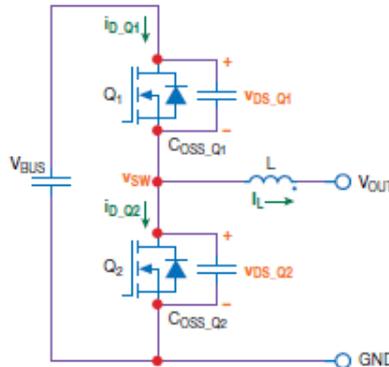


Figura 3.6. Rappresentazione circuitale del ramo half-bridge.

3.2.1 Perdite per conduzione

Il meccanismo di perdite più immediato per comprensione riguarda le perdite per effetto joule all'interno del canale drain-source. La caratteristica degli switch GaN nello stato di ON è assimilabile a quella di una resistenza, qualunque sia il segno della corrente che lo attraversa. Se in via cautelativa si trascura il tempo morto, le perdite in un periodo di switching per lo switch superiore, $p_{c,top}$, e quello inferiore,

$p_{c,bot}$, sono espresse rispettivamente dalla (3.5) e dalla (3.4).

$$p_{c,top}(t) = DR_{DSon} i_L^2(t) \quad (3.4)$$

$$p_{c,bot}(t) = (1 - D)R_{DSon} i_L^2(t) \quad (3.5)$$

Dove il i_L è la corrente in uscita dal ramo e D è il duty cycle.

Nel caso di funzionamento in regime sinusoidale trifase, il duty cycle è funzione del modulation index M

$$D = 0.5 + \frac{M}{2} \sin \alpha \quad (3.6)$$

che a sua volta è funzione del punto di funzionamento. Ipotizzando una corrente con un ritardo angolare φ rispetto alla tensione, la media sul semi-periodo positivo della fondamentale assume la forma:

$$P_{c,top} = \frac{1}{\pi} R_{DSon} \hat{I}^2 \int_{-\varphi}^{\pi-\varphi} \left[\left(0.5 + \frac{M}{2} \sin \alpha \right) \sin^2 (\alpha + \varphi) \right] d\alpha \quad (3.7)$$

$$P_{c,bot} = \frac{1}{\pi} R_{DSon} \hat{I}^2 \int_{-\varphi}^{\pi-\varphi} \left[\left(0.5 - \frac{M}{2} \sin \alpha \right) \sin^2 (\alpha + \varphi) \right] d\alpha \quad (3.8)$$

che dopo qualche manipolazione matematica diventa:

$$P_{c,top} = R_{dson} \hat{I}^2 \left(\frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi} \cos \varphi \right) \quad (3.9)$$

$$P_{c,bot} = R_{dson} \hat{I}^2 \left(\frac{1}{8} - \frac{M}{3\pi} \cos \varphi \right) \quad (3.10)$$

Operando lo stesso ragionamento sul semi-periodo con corrente negativa, ovvero con α compreso tra $\pi-\varphi$ e $2\pi-\varphi$, si dimostra che le perdite sullo switch superiore sono pari a quelle dello switch inferiore durante la semionda positiva e quindi possono essere espresse dalla (3.10), e viceversa. Unendo i risultati si ottengono le perdite complessive per conduzione relative al singolo switch mediate sul periodo, $P_{c,tot}$, sintetizzate dalla (3.11).

$$P_{c,tot} = (P_{c,top} + P_{c,bot}) = \frac{R_{dson} \hat{I}^2}{4} \quad (3.11)$$

3.2.2 Perdite associate alle capacità di uscita

Il secondo fenomeno che da luogo a perdite riguarda la carica e la scarica delle capacità parassite tra i terminali di drain e source dello switch. Durante tali fasi si

manifestano correnti addizionali che causano perdite aggiuntive sui vari componenti del circuito. Per comprendere meglio il fenomeno occorre far riferimento al circuito di Figura 3.6. La tensione ai capi delle capacità C_{OSS_Q1} e C_{OSS_Q2} in uscita ai due switch varia alternativamente tra 0 e V_{DC} con una frequenza pari alla frequenza di switching. La carica e l'energia associate a queste transizioni sono espresse rispettivamente dalla (3.12) e dalla (3.13).

$$Q_{OSS} = \int_0^{V_{DC}} C_{OSS}(v_{DS}) dv_{DS} = C_{OSS,tr} V_{DC} \quad (3.12)$$

$$E_{OSS} = \int_0^{V_{DC}} v_{DS} C_{OSS}(v_{DS}) dv_{DS} = \frac{1}{2} C_{OSS,er} V_{DC}^2 \quad (3.13)$$

Per tener conto della loro non linearità è possibile creare delle curve interpolatrici, od, ove possibile, approssimare ai valori forniti dal produttore per alcuni valori di tensione di alimentazione.

Per determinare l'entità delle perdite associate a tale fenomeno si deve considerare che nel transitorio di chiusura dello switch superiore, con corrente positiva, la tensione ai capi di Q1 scende e l'energia E_{OSS_Q1} viene dissipata sul canale di Q1. Contemporaneamente si ha la carica della capacità C_{OSS_Q2} ; l'energia associata vale:

$$E_{BUS_{rise}} = V_{DC} Q_{OSS_Q2} \quad (3.14)$$

Di fatto, solo una quota parte di questa energia viene immagazzinata nella C_{OSS_Q2} , definita E_{OSS_Q2} , mentre la restante quota parte viene dissipata sul canale dello switch superiore. Dualmente durante il transitorio di apertura dello switch superiore l'energia E_{OSS_Q2} viene ceduta al carico e la E_{OSS_Q1} viene fornita dall'induttore in uscita. Ne risulta che l'energia complessiva dissipata vale:

$$E_{OSS,sw} = E_{BUS_{rise}} + E_{OSS_{Q1}} - E_{OSS_{Q2}} = V_{DC} Q_{OSS_Q2} \quad (3.15)$$

dando luogo ad una potenza media sul periodo di switching pari a:

$$P_{OSS,sw} = V_{DC} Q_{OSS_Q2} f_{sw} \quad (3.16)$$

Nel funzionamento in regime sinusoidale tali perdite si verificano alternativamente sul transistor $Q1$ durante la semi-onda di corrente positiva e sul transistor

Q_2 nel corso della semi-onda di corrente negativa. Quindi, combinando la (3.3) e la (3.16) si può scrivere per lo switch superiore del ramo di inverter:

$$P_{OSS,Q1} = \frac{1}{\pi} \int_{\pi-\varphi}^{-\varphi} E_{BUS_{rise}} f_{sw} d\alpha = \frac{V_{DC} Q_{OSS} f_{sw}}{2} \quad (3.17)$$

Per il transistor inferiore, si avrà lo stesso risultato integrando tra $\pi-\varphi$ e $2\pi-\varphi$.

3.2.3 Perdite di overlap

Le perdite di overlap hanno luogo nel corso dei transitori di accensione e spegnimento; si verificano infatti istanti temporali in cui tensione e corrente ai capi del componente sono non nulli. Il risultato è una, più o meno, ingente quantità di energia dissipata all'interno del dispositivo stesso.

Le perdite mediate sul periodo di switching associate a questo fenomeno hanno la forma:

$$P_{overlap} = f_{sw} E_{overlap} \quad (3.18)$$

Segue lo studio dei transitori di accensione e spegnimento dei dispositivi di potenza

Transitorio di accensione dello switch superiore

A seguito dell'applicazione di un comando di accensione la capacità in ingresso dello switch si carica e la tensione di gate inizia a salire seguendo una certa rampa; superata la tensione di threshold inizia la fase di conduzione, con la corrente che sale con andamento a rampa. Fin tanto che la corrente non raggiunge il valore di corrente di uscita, la tensione di uscita resta ancorata alla tensione di link e successivamente scende a zero. La Figura 3.7a mostra gli andamenti temporali delle grandezze appena descritte. Per determinare il valore dell'energia dissipata in questa fase si deve analizzare il circuito di gate e la caratteristica interna del componente. Come riportato in Figura 3.7b, al fine di raggiungere effettivamente la fase di conduzione si deve fornire una carica pari a $Q_{GS(th)}$ e, successivamente,

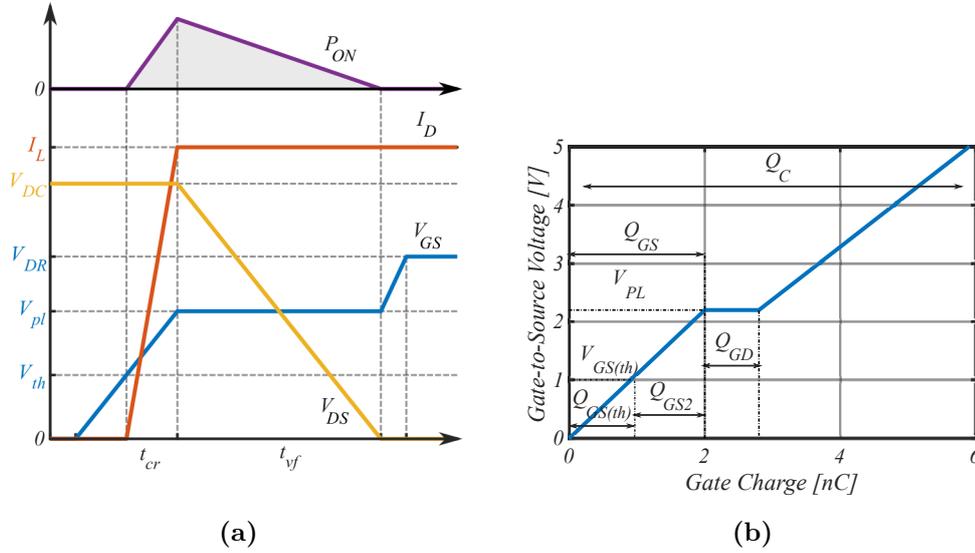


Figura 3.7. Transitorio di accensione: (a) andamento di tensione e corrente ai morsetti di potenza, (b) andamento della tensione di gate.

una carica Q_{GS2} per completare la transizione della corrente. Raggiunto il valore di plateau, durante il quale la tensione di uscita scende a zero, si deve fornire un'ulteriore carica Q_{GD} . Terminato il transitorio ai terminali di uscita, la tensione di gate si porta alla tensione imposta dall'esterno.

I tempi di salita e discesa di tensioni e correnti sono quindi funzione della rapidità con la quale si riesce a fornire tale carica. Per il tempo di salita della corrente si può scrivere:

$$t_{cr} = \frac{Q_{GS2}}{I_{G_cr}} = \frac{R_{Gon} Q_{GS2}}{V_{drvon} - v_{gs}} \quad (3.19)$$

dove V_{drvon} è la tensione in uscita dal driver, R_{Gon} è la resistenza sul circuito di gate, che tiene conto delle resistenze interne dei componenti presenti nel circuito e la v_{GS} è la tensione ai capi dello switch che varia con lo stato di carica del componente, la quale può essere approssimata con il suo valor medio espresso dalla (3.20).

$$v_{gs} = \frac{V_{GS(th)} + V_{PL}}{2} \quad (3.20)$$

con V_{PL} pari alla tensione di plateau e $V_{GS(th)}$ pari alla tensione di threshold.

Analogamente per il tempo di discesa della tensione si ottiene la (3.21).

$$t_{vf} = \frac{Q_{GD}}{I_{G_vf}} = \frac{R_{Gon}Q_{GD}}{V_{drvon} - V_{PL}} \quad (3.21)$$

L'energia associata al transitorio di turn-on è dunque espresso dalla (3.22)

$$E_{On} = i_L(t) V_{DC} \frac{t_{cr} + t_{vf}}{2} \quad (3.22)$$

Transitorio di spegnimento dello switch superiore

Anche in questo caso, il modello che permette il calcolo dei tempi di salita e discesa durante i transitori si basa sulle caratteristiche di Figura 3.7b. Al seguito dell'azzeramento della tensione comandata, si ha un primo istante in cui la tensione effettiva ai capi del gate scende fino al raggiungimento della tensione di plateau, pur senza alcun effetto sulle grandezze di uscita. La tensione v_{DS} inizia a salire fino al raggiungimento della tensione di link e quindi la corrente di drain si porta a zero. Queste commutazioni sono possibili solo conseguentemente all'estrazione delle cariche precedentemente accumulate. In Figura 3.8 si riporta gli andamenti di tensione e corrente durante l'intero transitorio.

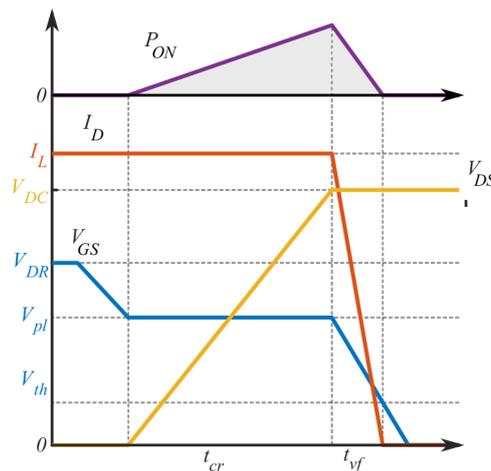


Figura 3.8. Forme d'onda temporali di tensione e corrente ai capi dello switch durante il transitorio di spegnimento.

Per il transitorio di salita della corrente si può osservare che si ha il completo spegnimento solo quando la tensione di gate scende al di sotto della tensione di treshhold, ovvero solo dopo che si sottrae una carica pari a Q_{GS2} dal gate. In termini matematici questi si può esprimere come:

$$t_{cf} = \frac{Q_{GS2}}{I_{G_{cf}}} = \frac{Q_{GS2} R_{G_{off}}}{\frac{V_{GS(th)} + V_{PL}}{2} - V_{DR_{off}}} \quad (3.23)$$

Il tempo di salita della tensione è invece espresso dalla (3.24), [45].

$$t_{vr} = \frac{Q_{GD} R_{G_{off}}}{V_{PL}} \quad (3.24)$$

Le perdite di overlap durante il transitorio di spegnimento sono della forma:

$$E_{Off} = i_L(t) V_{DC} \frac{t_{vr} + t_{cf}}{2} \quad (3.25)$$

Transitori rapidi

Le formule fin qui descritte sono derivate da modelli molto simili ai modelli dei MOSFET basati sul Silicio. Tuttavia, queste solitamente possono portare a risultati erronei in quanto si possono verificare alcuni fenomeni che nei componenti al Silicio non si verificano. Per esempio, nel transitorio di accensione del GaN, se la resistenza di gate è sufficientemente piccola, può accadere che non si verifichi il Miller plateau, [45]. In questo caso, si dimostra che il tempo di salita e di discesa della tensione valgono rispettivamente:

$$t_{vr} = \frac{Q_{OSS_Q2} + Q_{OSS_Q1} - t_{cf}}{i_L(t) - \Delta I(t)/2} \quad (3.26)$$

$$t_{vf} \approx \left(\frac{Q_{OSS_Q1} + Q_{OSS_Q2}}{V_{drv_on} - V_{PL}} \right) \left(\frac{1}{g_{fs}} + \frac{2R_{Gon}C_{RSS_Q1}(0V)}{C_{OSS_Q1}(0V) + C_{OSS_Q2}(V_{DC})} \right) \quad (3.27)$$

Inoltre, l'espressione della energia dissipata durante il transitorio diventa:

$$E_{Off} = \frac{\frac{1}{12}(i_L(t)t_{cf})^2}{C_{OSS_Q1}(0V) + C_{OSS_Q1}(V_{DC})} \quad (3.28)$$

La trattazione completa di questo fenomeno vien approfondita da *Lidow et.al.* in [45].

Estensione dei risultati ad un ramo di inverter

Dalle formule per funzionamento in continua si possono estendere i risultati ad un inverter trifase mediante la (3.3). Si deve osservare che le perdite di overlap si verificano sul solo switch che conduce una corrente positiva, nel caso di corrente sinusoidale, le perdite si verificano alternativamente sui due switch. Nello specifico, nella semi-onda positiva le perdite di overlap hanno luogo nello switch superiore, mentre nella semi-onda negativa in quello inferiore. Per lo switch superiore si può quindi scrivere:

$$P_{overlap} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\varphi}^{\pi-\varphi} (E_{ON} + E_{OFF}) f_{sw} d\alpha \quad (3.29)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \frac{1}{2} V_{DC} \int_{-\varphi}^{\pi-\varphi} [(i_L(t) - \Delta I)(t_{cr} + t_{vf}) + (i_L(t) + \Delta I)(t_{vr} + t_{cf})] f_{sw} d\alpha \quad (3.30)$$

Trascurando il ripple di corrente si ottiene:

$$P_{overlap} = \frac{1}{2\pi} V_{DC} \hat{I} [(t_{cr} + t_{vf}) + (t_{vr} + t_{cf})] f_{sw} \quad (3.31)$$

Per lo switch inferiore si ha una forma analoga.

3.2.4 Perdite di conduzione inversa

Nell'implementare il segnale di PWM da inviare agli switch si prevede sempre un tempo morto durante il quale nessuno dei due switch è in fase di conduzione. Questo significa che nel caso di corrente positiva quando si comanda lo spegnimento dello switch superiore, la corrente inizia a fluire in quello inferiore che però si trova in stato di Off. Lo stesso avviene a seguito dello spegnimento di Q_2 , dove la corrente inizia a fluire nel "diode" di Q_2 stesso. Nel caso di corrente negativa si ha un effetto analogo, con l'unica differenza che la corrente fluisce nel canale dello switch superiore, il quale si trova anch'esso in stato di Off.

Questo è possibile perchè gli switch GaN in stato di Off, polarizzati inversamente, hanno una caratteristica molto simile a quella di un diodo, modellizzabile come una resistenza in serie ad un generatore di tensione. La tensione di conduzione

inversa assume la forma:

$$v_{SD} = R_{sd_{off}} i_{SD} + V_{sd_{off}} \quad (3.32)$$

Le perdite associate a questo fenomeno in un periodo di switching sono del tipo:

$$p_{SD} = [i_L(t)v_{SD}t_{dead1} + I_L(t)v_{SD}t_{dead2}] f_{sw} \quad (3.33)$$

dove t_{dead1} e t_{dead2} sono i tempi morti tra il comando di spegnimento e di accensione dei due switch. Volendo valutare le perdite dello switch superiore in un periodo dell'onda di corrente si ha:

$$P_{dead} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\varphi}^{2\pi-\varphi} v_{SD}t_{dead} [(i_L(t) + \Delta I) + (i_L(t) - \Delta I)] f_{sw} d\alpha \quad (3.34)$$

Combinando la (3.34) con la (3.32) ed effettuando alcune manipolazioni matematiche si ottiene l'espressione finale qui riportata:

$$P_{dead} = \frac{2t_{dead}f_{sw}V_{sd_{off}}\hat{i}_L(t)}{\pi} + t_{dead}f_{sw}R_{DS_{off}} \left(\frac{\hat{i}_L(t)^2}{2} + \Delta I^2 \right) \quad (3.35)$$

Tale trattazione può essere ripetuta per ottenere le perdite nello switch inferiore durante la semionda negativa ottenendo gli stessi risultati.

3.2.5 Influenza dei parametri parassiti sulle perdite

Per maggiore chiarezza si riportano in Tabella 3.1 le espressioni finali delle perdite associate ad un dispositivo ottenute per il caso ideale.

Sfortunatamente però, nelle implementazioni reali intervengono una moltitudine di fenomeni di cui non sempre si può tener conto nelle prime fasi. Tra i più

Tabella 3.1. Tabella riassuntiva perdite inverter GaN trifase

Perdite per conduzione	$P_{cond,Q1} = \frac{R_{ds_{on}}\hat{i}^2}{4}$
Perdite di overlap	$P_{overlap,Q1} = \frac{1}{2\pi} V_{DC} \hat{I} [(t_{cr} + t_{vf}) + (t_{vr} + t_{cf})] f_{sw}$
Perdite sulle capacità	$P_{oss,Q1} = \frac{1}{2} V_{DC} Q_{OSS} f_{sw}$
Perdite tempo morto	$P_{dead,Q1} = f_{sw} t_{dead} \left[\frac{2V_{sd_{off}}\hat{I}}{\pi} + R_{DS_{off}} \left(\frac{\hat{i}^2}{2} + \Delta I^2 \right) \right]$

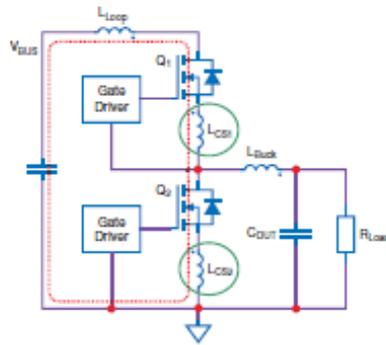


Figura 3.9. Circuito del ramo half-bridge con i termini parassiti.

ricorrenti vi sono le sovratensioni causate dalla presenza di induttanze parassite nei circuiti di comando e in quelli di potenza. In quanto fenomeni induttivi, questi non sono direttamente fonte di perdite; tuttavia, se non preventivamente trattati, potrebbero richiedere accorgimenti che conducono ad un aumento indiretto delle perdite. Per capire meglio quanto detto, si fa riferimento al di circuito di Figura 3.9, nel quale vengono esplicitati tali induttanze.

Ad esempio, nel circuito di gate, tra il gate driver e lo switch stesso, vi è una induttanza parassita fonte di oscillazione delle tensioni di controllo potenzialmente dannose. In generale è buona regola avere una resistenza di gate che soddisfa la seguente relazione:

$$R_G = \sqrt{\frac{4L_g}{C_{GD}}} \quad (3.36)$$

Dalla (3.36) è evidente che una sua determinazione è funzione dell'effettiva induttanza parassita, la quale è impossibile da determinarsi a priori senza conoscere il layout. Sta all'esperienza del designer ipotizzare un valore ragionevole da utilizzare nei conti. Per limitare l'entità del problema è buona regola adottare, nelle fasi di definizione del layout del PCB, gli accorgimenti atti alla minimizzazione della L_g descritti nella sezione seguente.

Un altro fenomeno molto importante riguarda l'induttanza di modo comune (L_{CSI}), ovvero l'induttanza interessata dalla corrente di switching compresa tra il morsetto di source e il nodo di riferimento. Che sia questa dello switch superiore o di quello inferiore ha degli effetti drammatici sui transistori. La variazione della corrente

di drain fa nascere una tensione su questa induttanza che, nella fase di accensione, si oppone alla tensione applicata esternamente al morsetto di gate diminuendo così la tensione vista dal dispositivo stesso. Si dimostra che se si considera tale fenomeno il tempo di salita della corrente assume la forma:

$$t_{cr_CSI} = \frac{i}{v_{DD} - v_{gs}} \frac{C_{gs}}{gm} \left(\frac{L_{CS} gm}{C_{GS}} + R_{GON} \right) \quad (3.37)$$

Oltre alla variazione del tempo di salita della corrente, questa può portare a delle oscillazioni in fase di spegnimento tali da portare alla riaccensione, potenzialmente catastrofica.

L'ultimo parametro parassita, che tuttavia è lecito supporre possa ricoprire l'importanza maggiore, è l'induttanza di loop. Questa è l'induttanza tra il ramo di inverter e il nodo a potenziale fisso. In altre parole è l'induttanza del loop che comprende i due switch ed i condensatori di disaccoppiamento. Durante i transistori, questa è interessata da forti variazioni di corrente che ancora una volta causano oscillazioni della tensione ai capi dei dispositivi. Come per l'induttanza di modo comune, l'unico rimedio utile, che non ha impatto sulle perdite del convertitore, consta nel porre attenzione alle fasi di layout delle tracce di potenza del PCB.

Come detto, se non opportunamente trattati, sarà necessario ridurre la rapidità dei transistori interponendo resistenze di Gate maggiori di quelle ideali; il risultato sarà una conseguente efficienza minore.

3.3 PCB layout

Dalle considerazioni emerse fin qui appare evidente la criticità e la centralità del layout del modulo di potenza. La sua definizione si sviluppa in più fasi, quali: definizione del numero di layer, scelta della posizione reciproca dei componenti e quindi definizione dei collegamenti veri e propri. Questi dovranno avere come unico obiettivo la minimizzazione delle induttanze di collegamento tra i vari dispositivi. Sarà dunque da ridursi il più possibile l'area compresa tra il circuito di andata e quello di ritorno, intesa come prodotto tra lunghezza collegamento e distanza tra i due conduttori.

In un circuito stampato si possono individuare due configurazioni elementari atte a minimizzare l'induttanza: tracce adiacenti poste su un layer e tracce disposte su due layer differenti e sovrapposte. Nel primo caso, l'area racchiusa dalle due tracce è funzione della distanza tra le stesse, la quale sarà imposta dalla tecnologia; nel secondo invece, dallo spessore dell'isolamento tra due strati adiacenti. Ebbene, a parità di lunghezza, questa seconda soluzione consente di ottenere l'induttanza minore, in quanto ha una distanza tra i due tratti contenuta ed una sezione dei lati affacciati maggiore. Da questa considerazione deriva però la prima osservazione: una struttura a due layer è sfavorita. Contrariamente, i PCB multilayer, essendo questi caratterizzati da distanze tra layer adiacenti grandemente inferiori, appaiono vantaggiosi. Il limite superiore sul numero di layer sarà dettato dal limite di fabbricabilità e soprattutto dai costi di realizzazione.

Definito il numero di layer si deve identificare la posizione reciproca i tre componenti di potenza principali, ovvero i due switch di potenza e gli n condensatori di disaccoppiamento. La scelta della dislocazione di questi componenti avrà un effetto sull'induttanza di loop, la cui importanza è stata discussa poc'anzi. I due switch sono intuitivamente da posizionarsi il più vicino possibile tra loro, con i terminali di source dello switch superiore in stretta prossimità dei terminali di drain dello switch inferiore. Per quanto riguarda i condensatori di disaccoppiamento vanno ponderati gli aspetti termici ed elettromagnetici. Le configurazioni implementabili prevedono il posizionamento dei condensatori sullo stesso lato degli switch o, in alternativa, sul lato opposto. Dal punto di vista elettromagnetico, la prima opzione presenta dei vantaggi non irrisori, in quanto la corrente non ha un percorso forzato. Al contrario, con i condensatori dal lato opposto, il loop di potenza, seppur di estensione inferiore, interessa l'intero spessore della scheda.

Un altro aspetto su cui porre attenzione riguarda il routing dei segnali di gate. Le induttanze di modo comune infatti dipendono esclusivamente, o quasi, dal punto di riferimento scelto per il segnale di gate. Per il driver dello switch superiore è sufficiente prelevare la tensione di riferimento in un punto più prossimo possibile al source, idealmente in una zona non percorsa dalla corrente di uscita. Analogamente, per il gate driver dello switch inferiore, anche se il source coincide

con il ground della scheda, si devono valutare i flussi di corrente e se questi possono influenzare il riferimento di gate. Nonostante le lunghezze di questi due collegamenti non influenzano le induttanze di nodo comune, queste hanno un impatto sulla induttanza del circuito di gate driver. Ne consegue dunque che il gate driver deve essere posizionato in stretta prossimità dei due switch che si vogliono pilotare. In questo caso, come anticipato, si possono ridurre le induttanze realizzando tracce più larghe e sfruttando i benefici offerti dai PCB multilayer.

Stabilito quindi un primo layout, è possibile valutarne la sua validità attraverso simulazioni circuitali costruite ad-hoc. Nel primo passaggio si devono stimare le induttanze parassite mediante software di estrazione di parametri parassite, o simulazioni agli elementi finiti; successivamente, con i valori così calcolati, si possono analizzare le prestazioni del modulo nelle varie condizioni di funzionamento mediante software di risoluzione circuitale. Così procedendo, è possibile stimare le sovratensioni ai capi delle induttanze parassite, i tempi di commutazione, quindi i tempi morti minimi da comandare in corrispondenza di determinati valori di resistenza di gate.

Capitolo 4

Progettazione di azionamenti multifase-modulari-integrati

La metodologia di progetto della macchina elettrica e le considerazioni relative al convertitore elettriche sono qui applicate ad azionamenti modulari integrati di potenza dell'ordine del kW per la propulsione di "unmanned aerial vehicle". Tralasciando gli aspetti di natura prettamente aerodinamica riguardanti la scelta del numero di pale, angolo di pitch, diametro esterno etc., si riportano in Tabella 4.1 le principali grandezze e le prestazioni delle due eliche prese come riferimento in questo lavoro.

Tabella 4.1. Confronto tra eliche per "unmanned aerial vehicle"

	Elica A	Elica B	Unità di misura
Velocità	15000	7500	rpm
Numero di pale	8	2	
Potenza	1000	1000	W
Diametro	340	810	mm
Spinta	45	60	N
"Propeller load"	495	116	N/m ²
"Propeller load" specifico	0.495	0.116	N/Wm ²

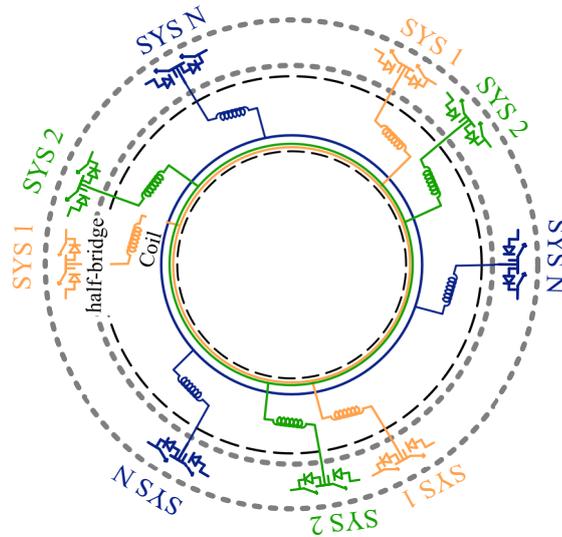


Figura 4.1. Rappresentazione schematica della suddivisione in sottosistemi.

Spostando l'attenzione sugli aspetti associati all'azionamento elettrico, si anticipa che verranno analizzate tre architetture di integrazione distinte: assial-radiale, radial-planare ed assial-planare. Ognuna di queste vede una macchina a flusso assiale a magneti permanenti di tipo coreless a bobine concentrate alimentata da un convertitore basato sulla tecnologia GaN. L'azionamento è organizzato in N sottosistemi trifase a centri stella isolati, in cui ad ogni bobina facente parte dell'avvolgimento corrisponde un ramo del convertitore. La Figura 4.1 ne mostra una rappresentazione schematica. Sebbene lo studio sia concentrato su azionamenti di taglia contenuta, è opportuno sottolineare che varie scelte portate in atto possono essere facilmente trasferite ad azionamenti aventi taglie differenti.

4.1 Configurazione assial-radiale

La prima configurazione presa in esame è quella qui definita assial-radiale. Per meglio comprendere questa terminologia, si precisa che la voce "assial" sta ad indicare che il convertitore è affiancato alla macchina elettrica lungo l'asse di rotazione della macchina, mentre il termine "radiale" indica l'orientamento dei piani su cui giacciono le schede di potenza. In altre parole, il convertitore si presenta come una raggiera, dove ogni nervatura corrisponde un modulo del convertitore.

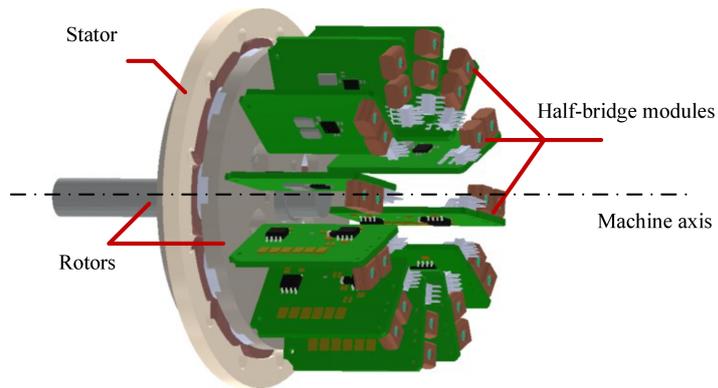


Figura 4.2. Rappresentazione grafica della configurazione assial-radiale.

La Figura 4.2 raffigura una vista tridimensionale di un esempio implementativo dell'insieme macchina elettrica e schede di potenza.

Sebbene questa prima configurazione richieda una meccanica visivamente complessa, essa consente di effettuare interventi di manutenzione e/o test non solo individualmente ma anche indipendentemente, siano questi inerenti alla macchina elettrica o sui moduli del convertitore. Tale struttura dunque è innegabilmente confacente ad una prima realizzazione prototipale tale da mettere in risalto le proprietà degli azionamenti integrati modulari fin qui descritte e, contemporaneamente, garantire un'ottima flessibilità nelle fase di test. In Tabella 4.2 vengono riportate le specifiche, derivanti dalla Elica A di Tabella 4.1, prese come riferimento nella progettazione dell'azionamento.

Tabella 4.2. Specifiche dell'azionamento

Velocità nominale	15000 rpm
Diametro di ingombro	110 mm
Tensione DC nominale	24 V
Potenza all'albero	1 kW

4.1.1 Macchina elettrica

La progettazione dell'azionamento è inizialmente incentrata sul dimensionamento della macchina elettrica. Dimensionamento che si basa sulla metodologia illustrata nella Sezione 2.2. Riprendendo le istruzioni elencate nel diagramma di flusso di Figura 2.7, a seguito dell'individuazione dei dati di targa vi è la selezione dei materiali e delle tecnologie realizzative. Il primo passo consta quindi nella scelta dei materiali che compongono il rotore, ovvero magneti e giogo di richiusura del flusso, e la tecnologia realizzativa per lo statore tra quelle elencate all'interno della Sezione 2.1.1.

Per i gioghi di richiusura del flusso si ha una vasta gamma di alternative che vanno dal ferro puro ai materiali sinterizzati, con differenze sostanziali sulle caratteristiche meccaniche e magnetiche. Da un punto di vista elettromagnetico l'unico parametro di interesse riguarda l'induzione di saturazione; dal punto di vista meccanico, si evidenzia che i gioghi sono concepiti come elementi portanti del rotore e che, in quanto tali, dovranno avere proprietà adeguate. Per far fronte a tali necessità si è scelto di adottare un ferro ad elevato grado di purezza, le cui caratteristiche sono riportate nel datasheet [72].

Dualmente, il magnete permanente non ha alcuna funzione meccanica. La massima temperatura di funzionamento e la densità di energia sono quindi gli unici parametri significativi. Per questo progetto è stata selezionata la lega NdFeB N45-UH, la quale gode di una elevata induzione residua e di una temperatura massima di funzionamento pari a 180°C, [73]. Nonostante non sia previsto di raggiungere temperature simili nel perdurare del normale funzionamento, tale scelta consente di garantirne la protezione durante il processo di incollaggio dei magneti, prevedendo questo un ciclo termico di polimerizzazione caratterizzato da picchi di temperatura fino ai 165°C.

In ultimo, per lo statore si è scelto di procedere con l'adozione del filo Litz, trascurando sin da subito gli le perdite associate alle alte frequenze di funzionamento attese. I fattori di stipamento attesi nell'esecuzione finale sono dell'ordine del 30-40%.

Contestualmente alla scelta dei materiali vi è l'identificazione dei vincoli meccanici e fisici. I primi da osservare riguardano le dimensioni di ingombro al raggio interno e al raggio esterno; al raggio interno si deve lasciare dello spazio per il passaggio dell'albero che accoppia i rotori, mentre il raggio esterno massimo è stabilito dall'applicazione. Un altro limite realizzativo è dettato dalle tolleranze delle lavorazioni meccaniche che assicurano il centraggio dei rotori, cioè la distanza tra parti in movimento e parti fisse. Di conseguenza, viste le dimensioni in gioco, per garantire l'assenza di strisciamenti durante il funzionamento, il traferro è stato fissato a 5 decimi di millimetro. Per lo stesso motivo si è scelto di imporre una lunghezza assiale minima dei gioghi rotorici a 3 mm. Infine, si ha un ultimo vincolo termico dettato dall'isolamento il quale impone una temperatura massima di funzionamento pari a 180°C. Si riassume quanto detto in Tabella 4.3.

Tabella 4.3. Limiti termici e meccanici

Dato	Simbolo	Valore
Raggio esterno	R_e	< 50 mm
Diametro dell'albero	D_{shaft}	> 10 mm
Dimensioni del traferro	l_g	0.5 mm
Lunghezza assiale minima dei gioghi	l_y	> 3 mm
$\Theta_{hotspot}$	$\Theta_{hotspot}$	<180°C

La definizione del design space è stata fatta osservando che, con gli opportuni vincoli e fissando la combinazione 2p-Nc, la macchina è completamente definita da cinque parametri di progetto: il raggio esterno, R_{ext} , il raggio interno, R_{int} la lunghezza assiale del magnete, l_m , il rapporto tra passo polare e espansione polare del magnete, k_m , e la lunghezza dello statore, l_c . La Tabella 4.4 riporta gli estremi e i salti di discretizzazione individuati per ogni variabile. Si pone attenzione sul fatto che lo step di discretizzazione di k_m viene definito dal passo polare di rotore e dalle tolleranze di lavorazione dei magneti; esso dovrà quindi essere stabilito in base al raggio medio e al numero di poli, imponendo un passo di discretizzazione di 1° meccanico.

Tabella 4.4. Design Space

Variabile	Unità di misura	min	max	Δ
R_{ext}	[mm]	25	35	1
R_{int}	[mm]	20	$0.95R_{ext}$	1
l_c	[mm]	1	5	0.2
l_m	[mm]	1	5	0.2
k_m	[]	0.4	0.95	*

Noti i cinque parametri che definiscono lo spazio di progetto si procede con l'identificazione delle grandezze geometriche di macchina. Nel dettaglio, osservando la singola bobina e i rotori magneti, restano ancora incognite le seguenti variabili dipendenti: raggio medio, R_{medio} , passo polare del rotore, τ_p , passo polare del magnete, τ_m , passo polare statorico, τ_c , larghezza del lato attivo, w (σ in gradi elettrici). Per farlo ci si può avvalere delle relazioni puramente geometriche qui espresse:

$$R_{medio} = \frac{R_{ext} + R_{int}}{2} \quad (4.1)$$

$$\tau_p = \frac{\pi}{p R_{medio}} \quad (4.2)$$

$$\tau_m = \tau_p k_m \quad (4.3)$$

$$\tau_c = \frac{2\pi}{N_c R_{medio}} \quad (4.4)$$

La dimensione del lato attivo della bobina può essere invece individuato ipotizzando di riempire l'intera finestra disponibile al raggio interno:

$$w = \frac{2\pi}{N_c R_{int}} \quad (4.5)$$

Resta un'ultima dimensione da stabilire: la lunghezza assiale del giogo rotorico l_y . Come detto oltre alla funzione meccanica, il giogo deve permettere la richiusura del flusso; assumendo in via cautelativa $k_m = 1$, e assumendo un campo di induzione B pari a \hat{B} per tutta l'estensione circonferenziale del magnete, la lunghezza assiale del giogo può essere riscritta come:

$$l_y = \frac{\tau_m}{2} \frac{\hat{B}}{B_{yoke}} \quad (4.6)$$

dove B_{yoke} è valore di induzione magnetica medio all'interno del giogo che si desidera.

La Tabella 4.5 illustra per ogni combinazione 2p-Nc il numero di candidati all'interno del design space e di quelli che effettivamente soddisfano le specifiche. La Figura 4.3 riporta le 6212 macchine idonee sul piano rendimento - coppia specifica per unità di peso, unitamente all'indicazione della temperatura di funzionamento attesa per una la combinazione 2p-Nc=10-12.

Tabella 4.5. Numero di candidati all'interno del design space

2p-Nc	4-6	6-9	8-9	10-12	12-15	14-15	16-18
Totali	621504	274896	155376	107568	71712	59760	47808
Idonei	74	4653	11163	6212	2783	2992	1430

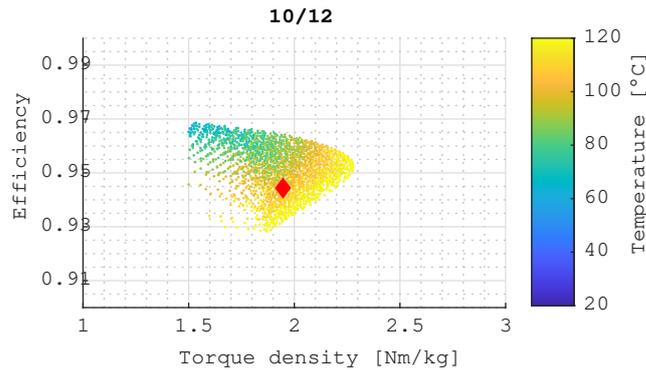


Figura 4.3. Rappresentazione rendimento-coppia specifica dei candidati idonei aventi 2p-Nc=10-12.

Tra i candidati idonei sono stati selezionati quelli che soddisfano il requisito di coppia aventi però il minor peso delle parti attive. I candidati così individuati sono messi a confronto nella Figura 4.4. La coppia specifica è espressa come rapporto di coppia desiderata e massa delle parti attive. A titolo illustrativo, è stata effettuata la stessa analisi in assenza del limite meccanico sulla lunghezza assiale dei rotori.

A ragion veduta, si è scelto di adottare la combinazione 10 poli 12 bobine, i cui parametri geometrici sono riportati in Tabella 4.6.

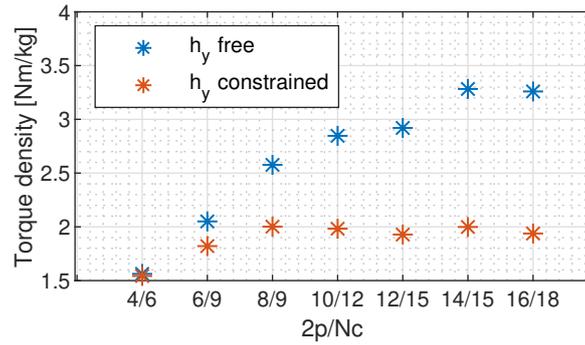


Figura 4.4. Coppia specifica massima per rapporti $2p-Nc$ distinti, con e senza limiti sulla lunghezza assiale di rotore.

Tabella 4.6. Geometria della macchina scelta 10 poli 12 bobine

Parametro	R_{ext}	R_{int}	l_m	l_c	k_m
Valore	35 mm	25 mm	3 mm	2.5 mm	0.76

Analisi agli elementi finiti 2D

Di seguito si riportano le principali analisi agli elementi finiti bidimensionali atte a dimostrare la validità delle ipotesi effettuate nella costruzione del modello analitico e ad avvalorare i risultati ottenuti.

In primis si evidenzia che esistono due modelli differenti che ben descrivono il comportamento della macchina, ovvero uno inerente al singolo polo - singola bobina e uno derivante dalla macchina intera. Il primo permette di analizzare il funzionamento a vuoto e valutare ad esempio le perdite e il flusso concatenato a vuoto. Vista la sua semplicità e il basso costo computazionale, tale modello trova impiego nelle analisi di sensitività parametrica. Diversamente, il secondo fornisce informazioni aggiuntive sulle induttanze proprie e di mutuo accoppiamento e sulle prestazioni di macchina a carico. Le geometrie di entrambi sono ricavati dalla sezione rettificata al raggio medio. I risultati che verranno riportati fanno riferimento ad analisi di tipo transitorio con movimento, operate sulle geometrie rettificate al raggio medio di metà macchina.

Nella prima fase, partendo dalla geometria selezionata in precedenza, si è andati a modificare le cinque variabili indipendenti. Attraverso il modello singolo polo - singola bobina, si è individuata l'armonica fondamentale della tensione indotta su di una singola bobina per risalire al valore di coppia atteso, mediante la (2.19).

I risultati mostrano che, nonostante un errore inferiore al 2% tra le due stime, il candidato selezionato precedentemente dispone di coppia specifica maggiore tra le geometrie qui analizzate. Per quanto riguarda la geometria di partenza, il valore di picco dell'armonica fondamentale del flusso concatenato su di una singola bobina stimato tramite il modello analitico è pari a 50.1 μWb , mentre con la simulazione agli elementi finiti è di 51.06 μWb . Per le coppie questo si traduce in 0.556Nm per il modello analitico e 0.567Nm per il modello agli elementi finiti.

Nella seconda fase, si è proceduto con l'identificazione delle prestazioni e dei parametri di macchina tramite un'analisi della macchina intera. Per ogni sottosistema, si è andati ad identificare la posizione spaziale degli assi d e q mediante una simulazione a vuoto. Successivamente, si è impressa una corrente in fase con la tensione in ogni bobina, ovvero una corrente lungo l'asse q . A parità di sollecitazioni, i risultati evidenziano che la coppia elettromagnetica vale 0.566 Nm, confermando i valori ottenuti con la stima sul singolo polo.

A riprova della modularità e della linearità della macchina è stata effettuata una simulazione con un solo sistema alimentato con la corrente nominale lungo q e gli altri tre sistemi disalimentati. In tali condizioni, come atteso, la coppia elettromagnetica è esattamente un quarto della coppia totale.

Con lo stesso modello è stato effettuato un ultimo set di simulazioni finalizzate alla valutazione della matrice dei termini di auto e mutue induttanze per gli assi d e q . Nota la posizione degli assi d e q è infatti possibile identificare la variazione di flusso dovuta ad una variazione di corrente. Ad esempio, per l'asse q , si deve determinare la variazione dell'armonica fondamentale del flusso in direzione q nei vari sottosistemi associato ad un incremento di un delta corrente per un solo sottosistema

lungo lo stesso asse. In termini matematici questo si traduce nelle (4.7) e (4.8).

$$L_{q,i} = \frac{\Delta\lambda_{q,i}}{\Delta I_{q,i}} \quad (4.7)$$

$$M_{q,ik} = \frac{\Delta\lambda_{q,k}}{\Delta I_{q,i}} \quad (4.8)$$

Lo stesso set di simulazioni può essere ripetuto per l'asse d , sia nel caso di corrente magnetizzante che smagnetizzante. Vista la simmetria della macchina tali simulazioni sono state effettuate perturbando il solo sottosistema "1".

Tabella 4.7. Auto e mutue induttanze

	L_i	M_{ii+1}	M_{ii+2}	M_{ii+3}
	[μH]	[μH]	[μH]	[μH]
q	1.5129	0.0868	-0.0525	0.0844
d mag.	1.5283	0.0691	-0.0394	0.0670
d smag.	1.4828	0.0881	-0.0461	0.0852

La Tabella 4.7 riassume i valori individuati. Le tre righe stanno ad indicare le induttanze auto e mutue per l'asse q e d con corrente magnetizzante e smagnetizzante. La dicitura $ii + 1$ sta ad indicare la mutua lungo un determinato asse tra il sottosistema i e quello adiacente, come ad esempio 1-2 o 2-3. Una simbologia analoga è stata adottata per gli altri sottosistemi. Questo dicitura nasce dal fatto che, come mostrato in Figura 4.5, le bobine appartenenti allo stesso sottosistema sono sfasate tra loro di 120° meccanici e quindi i quattro sottosistemi sono invece posizionati a 30° meccanici l'uno dall'altro.

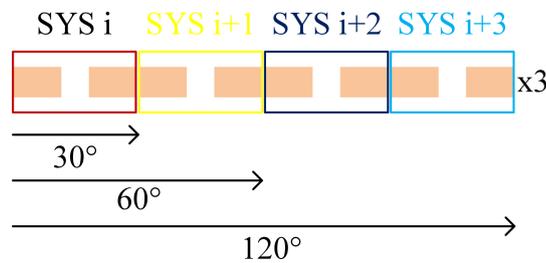


Figura 4.5. Vista rettificata della disposizione delle fasi.

I risultati di questo ultimo set evidenziano ancora una volta la linearità e l'indipendenza dei vari sottosistemi. I termini di mutuo accoppiamento sono di fatti in valore relativo molto contenuti.

Analisi 3D

A completamento dello studio si è effettuata una analisi tridimensionale agli elementi finiti per valutare l'impatto degli effetti di bordo e l'effetto di una eventuale modifica della geometria rotorica in senso radiale. La prima simulazione effettuata è estrapolata dalla geometria 2D ed effettuata in condizioni di assenza di carico e in regime di transitorio. Da questa geometria si è operato l'affinamento descritto in Sezione 2.4 valutando la variazione in per unità rispetto alla geometria di riferimento iniziale. Vista la necessità di operare in regime transitorio con movimento, vista la dimensione della regione di aria e volendo analizzare più geometrie, date queste premesse, l'analisi è stata portata avanti mediante una simulazione del singolo polo - singola bobina. La Figura 4.6a sintetizza i risultati ottenuti. Sull'asse delle ordinate compare l'estensione del raggio interno ed esterno espresso in millimetri, mentre sulle ascisse si ha la variazione delle densità di coppia. Il magnete è stato modificato in modo tale da avere un raggio di raccordo pari al delta incrementale sul raggio. I risultati mostrano che una modifica al raggio esterno consente di ottenere un incremento di coppia specifica fino al 10%, mentre al raggio interno i benefici sono

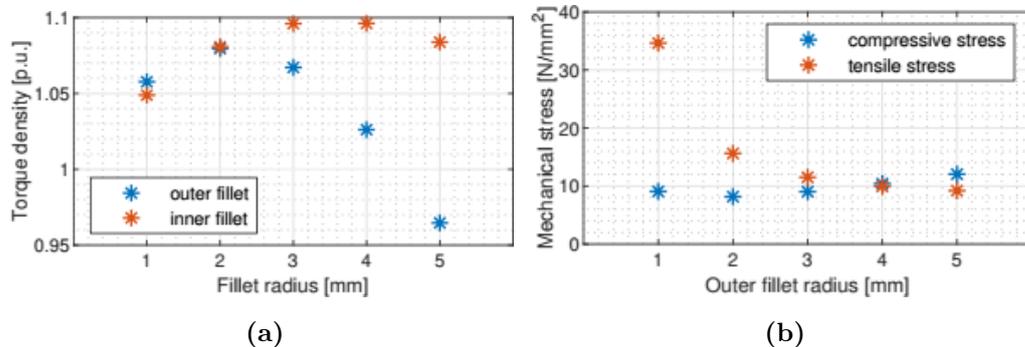


Figura 4.6. (a) Variazione della densità di coppia al variare della geometria al raggio interno ed esterno, (b) stress meccanico nel giogo e nei magneti.

più contenuti. Si riportano in Figura 4.6b le sollecitazioni dei vari materiali nei casi analizzati alla velocità nominale; valori che sono ampiamente al di sotto degli stress critici ammessi da catalogo.

Realizzazione finale del prototipo

In seguito a questa analisi tridimensionale ed a considerazioni costruttive operate con il costruttore, è stata selezionata la geometria con un raccordo di 4 mm al raggio esterno e di 3 mm al raggio interno. Sulla base di queste, sono state ricavate i disegni costruttivi del magnete e del giogo rotorico coniugato ad esso, le cui tavole vengono riportate in Allegato A.1 e A.2. La Figura 4.7 mostra l'implementazione dello statore e del rotore.

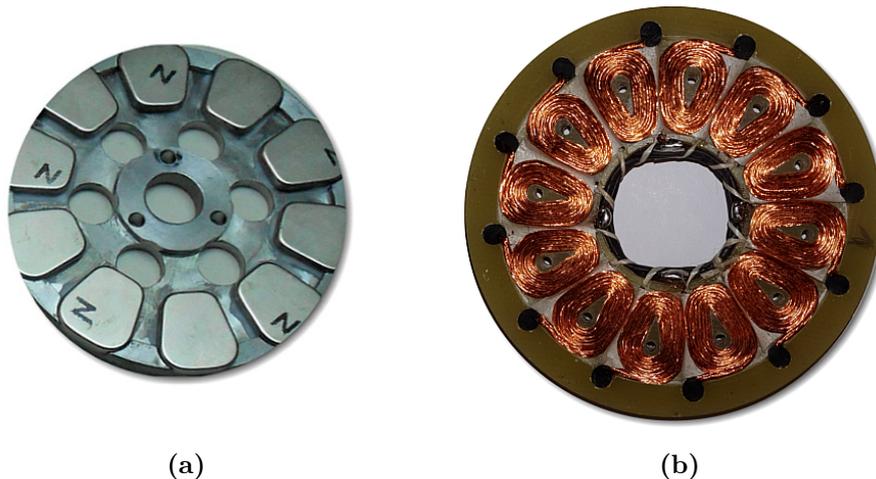


Figura 4.7. (a) Disco rotorico composto dal giogo e dai magneti, (b) avvolgimento statorico prima della resinatura.

Attraverso un'analisi 3D finale della macchina intera il flusso di bobina è pari a $74.3 \mu\text{Wb}$ che corrisponde ad un incremento del 45% rispetto alla simulazione 2D di partenza a fronte di un incremento delle masse attive del 45%. É bene ricordare che l'incremento relativo delle masse attive non tiene conto delle strutture di ritegno meccanico dei magneti. Se si tiene conto di ciò, l'incremento in termini percentuali diviene sensibilmente inferiore.

Le dodici bobine ad anima trapezoidale con 14 spire di filo Litz composto da 64 fili da 0.13 mm di diametro, per una sezione complessiva di 0.72 mm^2 . Il fattore di stipamento dello statore così composto è circa pari al 36%. A completamento della documentazione si riportano le principali grandezze dello statore in Tabella 4.8 ed il disegno costruttivo del supporto sulla quale è stato ricavato l'avvolgimento in Allegato A.6.

Tabella 4.8. Tabella riepilogativa dimensioni statore

Diametro esterno dello statore	98 mm
Sezione del conduttore Litz	0.72 mm^2
Diametro del singolo filo	0.13 mm
Lunghezza media di spira	53 mm
Resistenza di fase/bobina	18 m Ω
Coefficiente di stipamento del rame	36 %

La coppia elettromagnetica attesa con una corrente di fase di 15 A vale invece 662 mNm, la quale corrisponde ad una potenza di 1040 W. Le perdite dell'avvolgimento in tale condizioni sono stimate 50 W.

4.1.2 Convertitore di potenza

Come discusso nel capitolo precedente, la progettazione del convertitore è confinata al singolo modulo ed ha inizio con la selezione dello switch di potenza. Noto che ognuno dei dodici moduli deve elaborare una potenza di uscita di circa 85W, a fronte di una tensione lato continua di 24V, per questa prima realizzazione lo switch GaN individuato è un "engineering samples" avente tensione nominale di 100V e una corrente nominale di 40A. Il sovradimensionamento in tensione è dovuto in parte alla mancanza di componenti e in parte alla volontà di ottenere ampi margini sulle sovratensioni transitorie. La portata in corrente specificata è invece da intendersi in assenza di perdite di switching e con una temperatura ambiente; ebbene un sovradimensionamento si delinea perentorio. Tra le peculiarità di questo componente si sottolineano le basse capacità parassite, con i relativi vantaggi in

termini di perdite. Per giunta, l'assenza di materiali isolanti depositati sul substrato permette l'estrazione del calore per via diretta mediante l'interposizione di una sottile interfaccia termica in grado di garantire l'isolamento elettrico.

Note le caratteristiche interne dello switch risulta possibile implementare il modello matematico al fine di valutare, al variare della frequenza di switching, gli aspetti di dimensionamento del link in continua e le perdite attese. La Figura 4.8a grafica gli andamenti della capacità minima tale da garantire un'oscillazione della tensione lato continua inferiore al 2%. Sullo stesso grafico si riporta il ripple di corrente che ne deriva lato alternata, identificato partire dalla tensione di link, dall'indice di modulazione e dalla stima dell'induttanza di macchina, [74].

Per una maggiore chiarezza, le perdite nel convertitore vengono riportate in Figura 4.8b e sono espresse in per unità rispetto al valore a 200kHz. A queste vengono sommate la stima delle perdite di macchina.

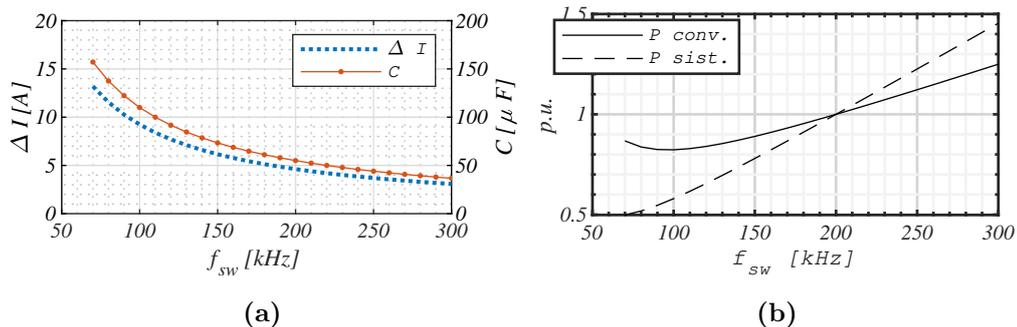


Figura 4.8. (a) Capacità minima richiesta a parità ΔV lato continua e ripple di corrente lato alternata, (b) perdite nel convertitore e di sistema espresse in per unità.

Si evidenzia che all'interno del range 150-250 kHz le perdite si discostano in termini percentuali di un $\pm 20\%$ e che la capacità minima necessaria, e quindi il volume del banco di capacità, variano con andamento inversamente proporzionale rispetto alla frequenza. Sulla base di ciò, per limitare il ripple di corrente in uscita e il volume delle capacità, pur contenendo le perdite, la frequenza di switching è stata fissata a 200kHz. In tali condizioni, il ripple di corrente stimato è pari a 4A, la capacità minima necessaria è 55 μF per ogni sottosistema, mentre le perdite attese

sul singolo switch valgono 2.3W, per un totale di 55.2W complessive.

Nota la capacità minima è possibile identificare il numero di condensatori minimo e la corrispondente taglia. Selezionando un condensatore ceramico di capacità di 4.7 μ F e avente tensione nominale di 100V, l'impronta minima ottenibile è di 3.2x2.5mm. Per tener conto del derating associato ai fenomeni di BIAS e di temperatura, sono stati posizionati 6 condensatori per modulo, più 24 elementi sulla scheda di BUS.

Volendo completare la descrizione della scheda di potenza, oltre ai due switch che compongono il ramo di potenza e alle capacità di disaccoppiamento, vi trovano spazio il sensore di corrente, il gate driver e l'alimentatore DC-DC. La Tabella 4.9 riassume le proprietà dei vari componenti scelti, mentre la Figura 4.9a ne mostra la loro disposizione sulla scheda di potenza.

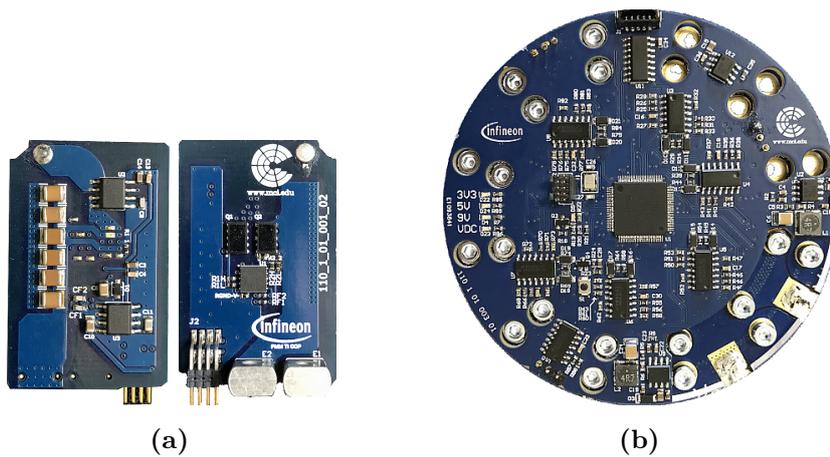


Figura 4.9. (a) Vista superiore ed inferiore della scheda di potenza (38 mmx23 mm), (b) scheda di controllo (98 mm di diametro).

I singoli moduli sono connessi mediante connettori a vite alla scheda del Bus in continua, la quale è stata realizzata ad-hoc per questo prototipo. Anche la scheda di controllo, riportata in Figura 4.9b, è montata rigidamente sulla scheda del Bus. Una volta in posizione il contatto elettrico tra la scheda di controllo e singoli moduli è assicurato da dei connettori rigidi multipolari. L'impilaggio di queste schede così composto, seppur complesso, gode di un buon grado di flessibilità

Tabella 4.9. Caratteristiche principali dei componenti posti sulla scheda di potenza

Grandezza	Valore	Descrizione
"engineering samples" GaN HEMT		
V_{DS}	100V	Tensione ai capi di drain e source
$I_{D25@^{\circ}C}$	400A	Corrente di drain
R_{dson}	3m Ω	Resistenza di canale in stato di on
R_{dsoff}	15m Ω	Resistenza di canale in stato di off
V_{SD}	1.75V	Tensione inversa drain-source in stato di off
C_{oss}	350pF	Capacità di uscita
R_{th}	0.5 $^{\circ}C W^{-1}$	Resistenza termica giunzione-ambiente
Allegro Hall-Effect current sensor ACS730T, [75]		
B_w	1MHz	Banda passante
R	1m Ω	Resistenza interna
V	5V	Tensione di alimentazione
TI gate driver, [76]		
V	5V	Tensione di alimentazione
I_{pk}	1.2A-5A	Corrente di picco source-sink
R	0.6 Ω -2.1 Ω	Resistenza di pull-down-pull-up
Condensatori Murata GCM32DC72A475ME02, [77]		
C	4.7 μ F	Valore capacità singola
V	100V	Tensione massima
$N_{cap,HB}$	6	numero di condensatori siti sulla singola scheda
$N_{cap,DC}$	24	numero di condensatori siti sulla scheda di bus
/	1210	Codice taglia (3.2x2.5x2mm)

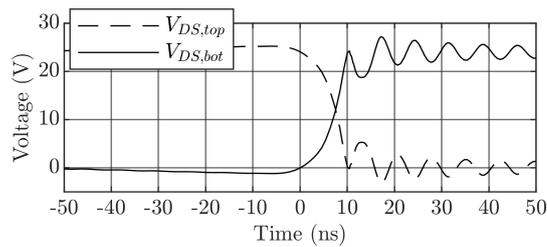


Figura 4.10. Transitorio di spegnimento dello switch superiore ottenuto mediante simulazione spice.

e robustezza e soprattutto semplifica le connessioni elettriche in fase di assemblaggio; le uniche connessioni da effettuare esternamente saranno infatti la connessione con la sorgente ed un segnale di riferimento per la coppia.

Mediante l'utilizzo del software 3D extractor è stato possibile determinare i parametri parassiti sui circuiti di potenza e di segnale. Noti tali parametri, sono state quindi fatte delle simulazione nel funzionamento da step-down per valutare la validità del layout e delle stime precedentemente fatte. Figura 4.10 mostra l'andamento delle tensione ai capi degli switch in corrispondenza dello spegnimento dello switch superiore.

4.1.3 Struttura di sostegno meccanica

La struttura di sostegno meccanica ha il compito di sostenere meccanicamente i 12 moduli del convertitore accoppiati con la schedi DC e di controllo, unitamente allo statore e al rotore della macchina elettrica. In aggiunta, ad essa compete lo smaltimento del calore con l'ambiente esterno.

La struttura si configura come dodici nervature radiali sulle quali poggiano le superfici superiori degli switch GaN. Il posizionamento è poi assicurato da clip metalliche, mentre l'isolamento elettrico è garantito da un sottile strato di materiale di interfaccia termica (TIM). Le estremità al raggio esterno delle dodici nervature sono collegate tra loro mediante una superficie alettata dove avviene lo scambio di calore con l'ambiente. Al raggio interno le stesse nervature fungono da alloggio per la sede del cuscinetto. A completamento della struttura, vi è uno scudo frontale

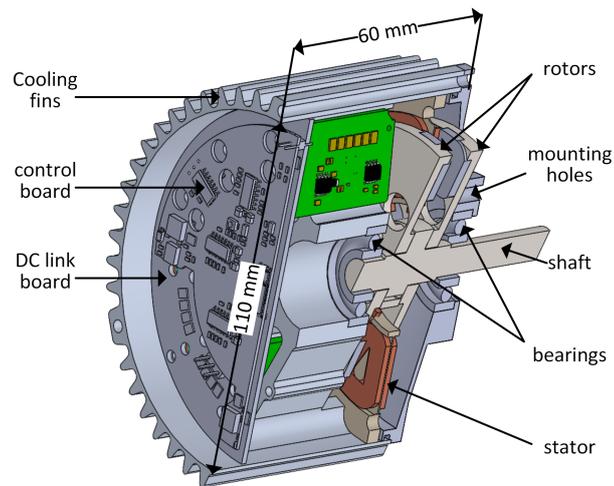


Figura 4.11. Vista tridimensionale di una sezione dell'azionamento.

Tabella 4.10. Potenza specifica dell'azionamento stimata

Componente	Peso	Potenza specifica
Motore elettrico	410 g	2.43 kW/g
Convertitore	152 g	9.47 kVA/g
Struttura e scudo	560 g	
Cuscinetti e albero	122 g	
Complessivo	1.24 kg, 0.698 L	0.83 kW/g, 1.43 kW/L

che sostiene il secondo cuscinetto. La Figura 4.11 riporta una sezione dell'assieme appena descritto.

Con questi accorgimenti, ogni modulo del convertitore è in diretta prossimità della bobina che si troverà ad alimentare; è sufficiente un collegamento di lunghezza inferiore ai 10mm per collegare elettricamente macchina elettrica e convertitore.

L'intero azionamento, una volta assemblato, si presenta come un corpo ermetico che scambia calore con l'esterno per mezzo delle alette poste al diametro esterno. La Tabella 4.10 riporta i principali pesi e densità di potenza.

Aspetti termici

Come evidenziato in più riprese, la struttura meccanica ha il compito di sottrarre calore direttamente dalla sorgente e trasferirlo all'ambiente esterno. Nella sezione precedente si è descritto concettualmente l'idea alla base del sistema di raffreddamento; qui si entra più nel dettaglio, fornendo delle stime sulle temperature di funzionamento per mezzo di un modello termico equivalente e di simulazioni agli elementi finiti.

La Figura 4.12a riporta la geometria bidimensionale semplificata di una porzione del sistema. Le perdite generate internamente ai due dispositivi incontrano da prima l'interfaccia termica (TIM), poi la nervatura di alluminio e quindi le alette di raffreddamento fino a raggiungere l'ambiente esterno. Ad ognuno di questi tratti è stata associata una resistenza termica equivalente. Il circuito termico equivalente viene mostrato in Figura 4.12b. In Tabella 4.11 si riportano le descrizioni dei simboli associati e i relativi valori per ognuna di esse. A completamento di questi si

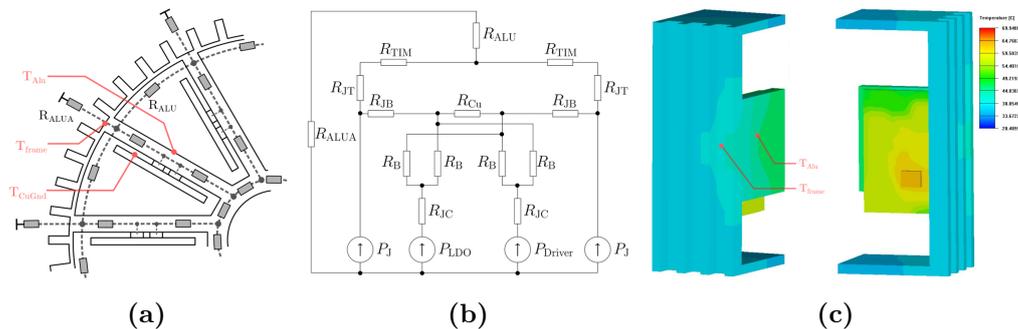


Figura 4.12. (a) Geometria semplificata di un quarto della struttura, (b) modello equivalente, (c) immagine termica tridimensionale.

evidenzia che i termini associati alle perdite interne al driver e i termini mutui tra i due componenti possono essere trascurate. Le stime mostrano come il salto termico principale è dovuto alla TIM.

Come riprova di quanto detto è stata effettuata una simulazione 3D di un dodicesimo di struttura. La Figura 4.12c mostra un'immagine termica in regime di funzionamento nominale. Da questa si deduce che la stima effettuata con il circuito equivalente è da ritenersi affidabile.

Tabella 4.11. Resistenze termiche equivalenti

Simbolo	Descrizione	Valore
P_j	Perdite nel singolo switch	2.3 W
R_{JT}	Resistenza termica interna	0.5 K/W
R_{TIM}	Resistenza termica TIM	7.79 K/W
R_{ALU}	Resistenza termica della nervatura	<0.1 K/W
$R_{ALU,A}$	Resistenza termica di di convezione	2.66 K/W

Per considerare l'effetto della macchina elettrica sulle temperature effettive, si ipotizza una condizione in cui tutte le perdite della macchina elettrica vengono scambiate tramite la $R_{ALU,A}$. Con 50W di perdite distribuiti sulle dodici porzioni di struttura, la temperatura dell'intero sistema vedrebbe un aumento di 11°C in ogni suo punto.

4.1.4 Ottimizzazione delle geometrie

A dimostrazione delle effettive capacità di una struttura di questo tipo si è scelto di riportare di seguito un ulteriore sviluppo del prototipo appena discusso, dove sono state ottimizzate le schede del convertitore e le geometrie della struttura meccanica. Partendo proprio dalla scheda di potenza è stato effettuato un re-routing della parte di potenza ed è stato aggiunto un circuito di sezionamento per l'isolamento del guasto. A seguito di tale riconfigurazione si è raggiunta una riduzione della superficie della scheda di potenza 38mmx23mm ad una di superficie 21mmx25mm. Il singolo modulo assume quindi la forma riportata in Figura 4.13b. Inoltre, la scheda di controllo è stata integrata all'interno della scheda del DC-BUS in un'unica scheda da 8 layer, diminuendo ulteriormente le dimensioni assiali dell'intero sistema.

Sebbene queste modifiche abbiano portato ad un aumento cospicuo della complessità e del costo di questa soluzione, i volumi di ingombro ed i pesi hanno subito una contrazione ragguardevole. Basandosi sulle stime ottenuti tramite i software di disegno 3D, il peso della sola struttura meccanica può essere ridotto al 30% del valore iniziale. La Figura 4.13a riporta un assieme sezionato dell'intera struttura con le modifiche previste.

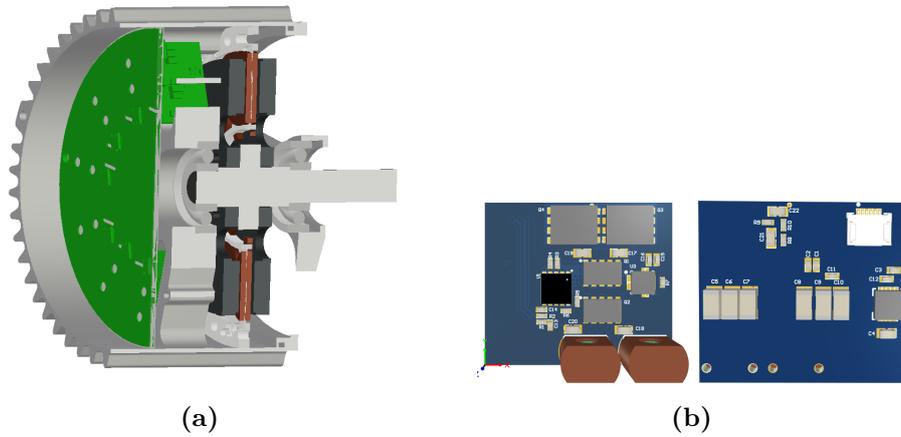


Figura 4.13. (a) Sezione assemblato versione ottimizzata, (b) schede di potenza nella versione compatta (21mmx25mm).

4.2 Configurazione radial-planare

Un'architettura duale a quella appena vista è quella qui definita radial-planare; i moduli del convertitore sono allocati sullo stesso piano dello statore e disposte lungo la direttrice radiale della macchina. Il convertitore si presenta quindi come un anello che avvolge lo statore. Diversamente dal caso precedente i moduli possono essere suddivisi in settori fisicamente indipendenti o facenti parte di un'unica scheda elettronica. La Figura 4.14 riporta una vista schematica dell'insieme macchina-convertitore.

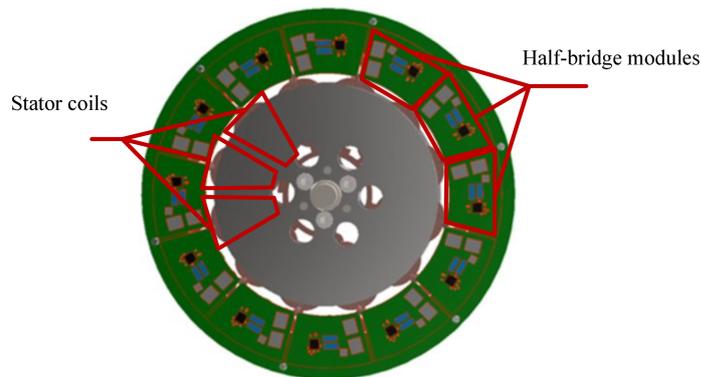


Figura 4.14. Vista frontale del concetto di configurazione radial-planare.

Questa configurazione è stata applicata all'Elica B della Tabella 4.1, da cui derivano le specifiche di Tabella 4.12. Sebbene le grandezze elettriche siano

invariate rispetto al caso di cui sopra, la velocità di rotazione è dimezzata mentre gli ingombri a disposizione sono maggiorati. La combinazione del numero dei poli e delle bobine viene fissata al valore precedente così da ottimizzare le fasi di testing.

Tabella 4.12. Specifiche dell'azionamento

Velocità nominale	7500 rpm
Diametro di ingombro	150 mm
Tensione DC nominale	24 V
Potenza all'albero	1 kW
Numero di moduli	12

4.2.1 Macchina elettrica

La riduzione delle frequenze di funzionamento, imposte dalla riduzione della velocità angolare meccanica e dal mantenimento del numero di poli costante, rende possibile in questo caso l'utilizzo di tecniche di realizzazione dell'avvolgimento differenti. Nella fattispecie, la realizzazione dell'avvolgimento su PCB all'interno di questa particolare struttura apre alla possibilità di ottenere un grado di integrazione tra macchina e convertitore elevatissimo.

Considerazioni costruttive

Nel ripercorrere il diagramma di flusso di Figura 2.7 si sottolinea che i materiali individuati per la costruzione dei rotori sono gli stessi visti per la configurazione assial-radiale, mentre le linee guida da seguire nella progettazione del PCB sono qui elencate. Le principali grandezze di interesse sono:

- ↗ numero di layer,
- ↗ spessore complessivo del PCB,
- ↗ spessore degli strati di rame,
- ↗ materiale isolante e relativo spessore,
- ↗ distanza tra tracce adiacenti,
- ↗ spessore della singola traccia.

Di seguito si riportano alcune considerazioni utili alla loro definizione, raggiunte a seguito di un confronto diretto con alcuni produttori leader del settore.

Il fatto che la tecnologia attuale consenta di stratificare fino a 12 layer in uno stesso PCB trova consenso unanime, vi sono però esempi rari e ben più complessi di stratificazioni fino a 24 layer.

Gli spessori complessivi possono variare dai classici 1.54 mm e 2.54 mm utilizzati nella maggior parte dei casi, fino ad un massimo di 3.5-4 mm proposti da alcune aziende per PCB ad elevato numero di layer e elevato spessore di rame. Spessori di rame che possono variare dai 18 μ m a 0.2-0.3mm o persino 1mm per applicazioni speciali (cosiddetti "heavy copper PCBs").

Per quanto riguarda il materiale degli strati isolanti si ha una caratterizzazione in base alla temperatura di funzionamento e in base al coefficiente di scambio termico. Si parla di TG 140 per materiali in grado di sottostare a temperature di esercizio minori di 140°C o TG 180 per temperature minori di 180°C. Esistono poi materiali con TG fino a 220, ma sono di rara reperibilità. I coefficienti di scambio termico vanno da 0.2-0.5W/Km fino a 2-3W/Km per i materiali più performanti. Questi ultimi sono generalmente materiali dopati con percentuali di silicone tali da renderli particolarmente viscosi e poco adatti nella maggior parte delle applicazioni.

Le grandezze rimanenti sono relazionabili qualitativamente, ma non quantitativamente, con le grandezze appena descritte e con il tipo di layout da realizzare. Ad esempio, le distanze tra le tracce dipende quasi esclusivamente da limiti imposti dal tipo di lavorazione meccanica; si va da 0.1-0.4 mm per spessori del rame standard fino a 0.5-0.7 mm per gli *heavy copper PCBs*. Un discorso simile può essere fatto sulla larghezza delle tracce, con l'unica differenza che in questo caso interviene un limite aggiuntivo dettato dalle perdite in AC. In ultimo, lo spessore degli strati isolanti dipende dalla combinazione delle grandezze viste fin qui e dal layout delle tracce. Per comprendere meglio come queste grandezze siano collegate, basta comparare un layout ideale di rame massiccio ed un layout a "pettine", dove la resina deve penetrare tra gli interstizi tra le varie tracce. Qui, tanto più il materiale è viscoso tanto più sarà difficile raggiungere il riempimento completo di tali spazi; allo stesso

Tabella 4.13. Geometria della macchina scelta

Parametro	Valore
R_{ext}	45 mm
R_{int}	35 mm
l_m	4 mm
l_c	3.2 mm
k_m	0.78
Numero di spire	22

modo, maggiore è lo spessore del rame, maggiore sarà il quantitativo di resina che dovrà penetrare e quindi lo spessore da compensare successivamente alla fase di polimerizzazione. Tutti questi aspetti possono essere affrontati accuratamente solo per mezzo di simulazioni eseguite dal costruttore.

Scelte progettuali attuate

Posta la non facile attribuzione di tali grandezze, è convenevole individuare dapprima una geometria di macchina, seguendo lo stesso algoritmo di cui sopra per definire le grandezze statoriche, per poi stabilire la geometria del PCB in una iterazione successiva. Senza soffermarsi sui risultati ottenuti mediante il modello analitico, si riportano in Tabella 4.13 i cinque parametri indipendenti che definiscono le grandezze di macchina.

Da questo primo processo risalta che lo spessore assiale complessivo è pari a 6.4 mm. Per raggiungere tale spessore si devono impilare due PCB da 3.2 mm ciascuno. Per adottare una tecnologia consolidata questi sono stati suddivisi in 8 strati di rame da 0.2 mm separati da 7 strati di FR4 (TG180 e $h=0.2$ W/Km) di pari spessore. I restanti 0.2 mm sono adibiti alle finiture superficiali. Stando alle indicazioni del costruttore del PCB, questo implica uno spessore minimo della traccia di 0.4 mm ed una distanza minima tra le tracce di 0.4 mm. Visto che le dimensioni del lato attivo è di 6.5 mm è possibile porre la serie di 8 spire sul singolo layer. Di conseguenza vi sono solo 2 soluzioni ragionevoli che consentono

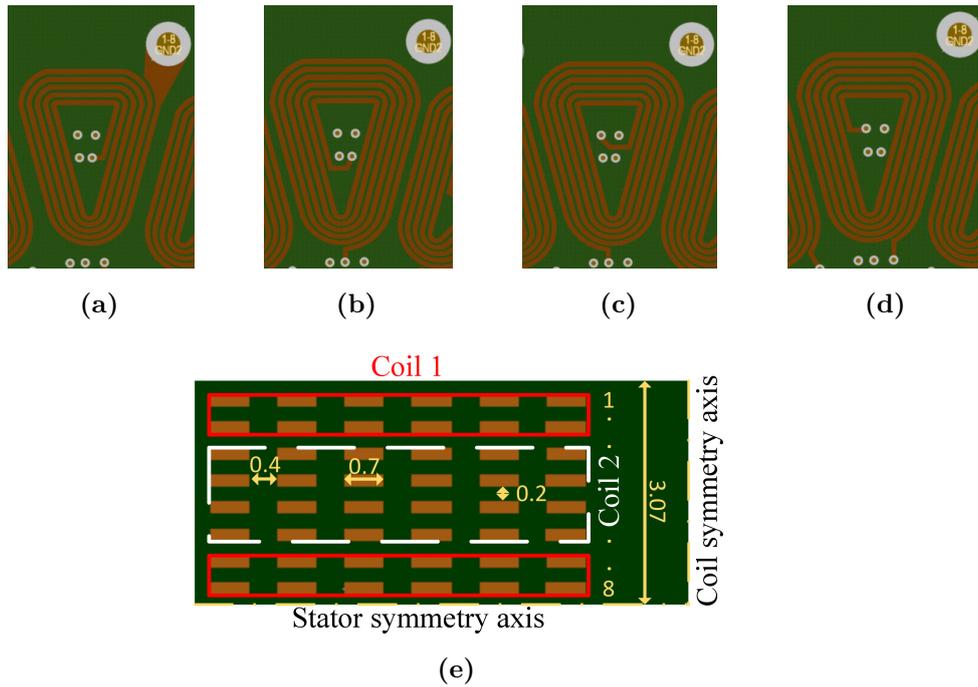


Figura 4.15. (a-d) layout delle tracce per i layer 1-2-7-8, (e) layer stackup e disposizione dei gruppi di spire.

di raggiungere le 22 spire occupando i 16 layer a disposizione. La prima vede 5 gruppi di spire disposti su tre layer, mentre la seconda con 4 gruppi di bobine disposti su quattro layer. È evidente che questa seconda configurazione garantisca un maggior coefficiente di stipamento e permetta una migliore simmetrizzazione delle forze elettromotrici indotte per vari gruppi di bobine. La serie delle 22 spire è ottenuto mediante la connessione in serie dei 4 layer di Figura 4.15a, 4.15b, 4.15c e 4.15d. La simmetrizzazione delle fem indotte è ottenuta invece disponendo i layer per ogni PCB come in Figura 4.15e. Ai terminali estremi della serie si effettua il parallelo dei 4 gruppi di bobine.

Per tener conto delle modifiche 3D si è applicato un coefficiente correttivo sulla lunghezza del lato attivo effettivo al modello analitico; i risultati così ottenuti mostrano una tensione indotta a vuoto di 6.2V e 45W di perdite, le quali sono quasi esclusivamente dovute alle correnti parassite negli avvolgimenti.

Tabella 4.14. Dimensioni geometriche di statore

Diametro esterno dello statore	110 mm
Sezione di rame totale	0.56 mm ²
Sezione della singola traccia	0.7 x 0.2 mm ²
Lunghezza media di spira	64 mm
Resistenza di fase/bobina	53.7 mΩ
Coefficiente di Sezione del rame	32.5 %

Analisi 3D agli elementi finiti

La costruzione del modello 3D che tenga conto dell'effettiva realizzazione su PCB è ben più complicato del modello visto per il Litz wire. Vista la rilevanza dei fenomeni associati alle eddy currents è opportuno riprodurre il più fedelmente possibile le geometrie effettive dell'avvolgimento. Questo significa replicare il PCB in ogni suo dettaglio; tuttavia, la presenza delle vias e di tratti ad elevata curvatura necessitano una mesh troppo dettagliata anche per i più moderni calcolatori. Per ovviare a questa problematica, le vias di collegamento possono essere sostituite con delle semplici connessioni solide.

Il modello costruito introduce un'ulteriore semplificazione: ogni bobina vede 24 spire in serie e non 22. Questo consente di realizzare per uno stesso PCB, 4 layer destri e quattro layer sinistri. Due layer adiacenti, uno destro ed uno sinistro, sono posti in serie e formano un "coil". La connessione di serie e parallelo di questi viene fatta quindi per mezzo di un circuito esterno. La serie delle mezze bobine e quindi i paralleli sono dunque effettuati per mezzo di un circuito esterno. Per tener conto di queste approssimazioni tutti i risultati sono stati scalati di un fattore 22/24.

La mappa di campo tridimensionale ottenuta mediante le simulazioni sono riportati in Figura 4.16a. La Figura 4.16b mostra invece l'andamento temporale della forza elettromotrice indotta a vuoto. Le correnti di circolazione che si vengono a generare per effetto delle dissimmetrie sono inferiori a 0.7A; le perdite in condizioni di assenza di carico valgono complessivamente 45 W.

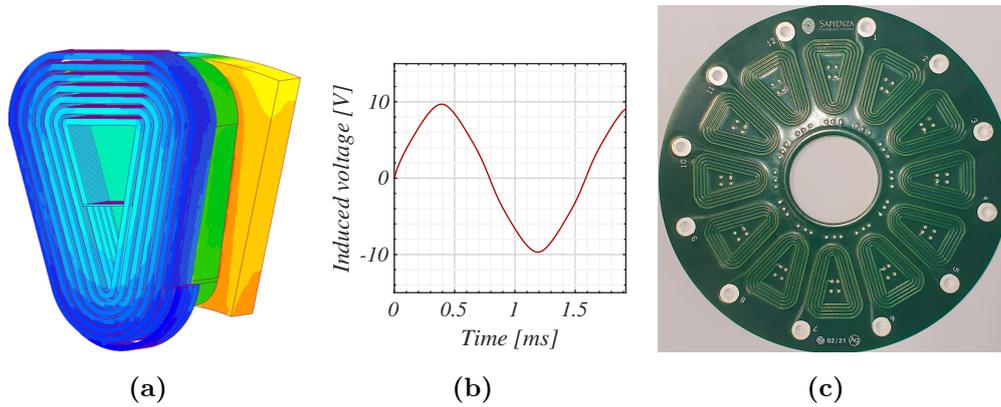


Figura 4.16. (a) mappa di campo 3D per di un passo polare, (b) tensione indotta su una singola bobina.

Com'è facile immaginare, effettuando lo stesso modello ad una velocità di rotazione dimezzata la tensione indotta si dimezza, mentre le perdite diventano un quarto. Questa informazione è utile per ricostruire la curva di perdite in funzione della velocità di rotazione ripreso nella Sezione 5.2.1 per il confronto con i risultati sperimentali.

Per completezza si riporta in Figura 4.16c la vista frontale dell'avvolgimento realizzato su PCB.

4.2.2 Convertitore di potenza

Se nel primo prototipo l'attenzione era focalizzata sulla realizzazione di una prima versione prototipale nella sua interezza, in questa seconda realizzazione si è voluto investigare nel dettaglio, oltre alla diversa struttura di integrazione, gli aspetti più inerenti al singolo modulo. Come si può immaginare, nel variare l'impronta della scheda elettronica, che in questa struttura di integrazione assume la forma di uno spicchio di corona, non si hanno grandi differenze o complicazioni a livello di layout.

Come per il caso precedente, il primo passo riguarda la selezione del componente di potenza. Per questa realizzazione si voluto effettuare il confronto tra tre diversi componenti aventi taglie in tensione e corrente differenti. La Tabella 4.15 riporta la stima delle perdite per ognuno di essi nel funzionamento alla potenza

Tabella 4.15. Valutazione delle perdite in funzione dello switch adottato, nelle ipotesi di $R_{gate} = 2\Omega$, $t_{dead} = 30ns$ @ 15Arms, 24V, 200kHz

	EPC2020	EPC2024	EPC2021
Poss [W]	0.11	0.13	0.13
Perdite turn on [W]	0.39	0.64	0.38
Perdite turn off [W]	0.20	0.26	0.23
Perdite per effetto Joule [W]	0.62	0.33	0.62
Perdite tempo morto [W]	0.28	0.31	0.26
Perdite totali [W]	1.49	1.68	1.63

nominale ottenuto mediante il modello matematico, sotto le ipotesi di frequenza di funzionamento di 200kHz.

Il primo aspetto che risalta da questo confronto è la similarità delle perdite nei tre casi. Nonostante la diversità della taglia in termini di tensione e corrente, questi componenti hanno infatti caratteristiche assimilabile, forse dovute anche alla similarità del package. Tra questi si è scelto l'EPC 2020, il quale ha dei margini maggiori sulle sovratensioni e sovracorrenti temporanee, nonché minori perdite. Senza ripetere come sono strutturati i moduli, si sottolinea che i componenti che compongono il modulo e la scheda di controllo sono gli stessi della prima versione. Le uniche differenze constano nella presenza di un circuito di sezionamento e nella tensione di isolamento delle capacità, 60V e non 100V. In Figura 4.17 viene mostrato il modulo nella sua geometria finale.

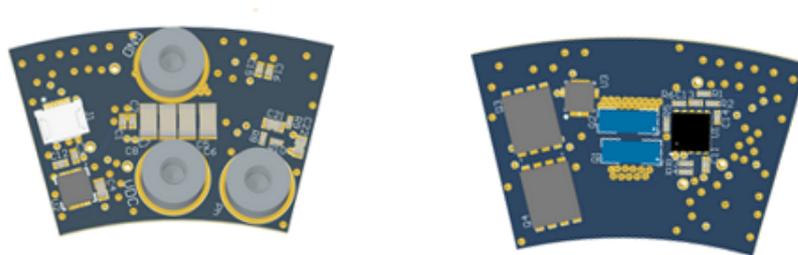


Figura 4.17. Visione frontale e posteriore del layout ottenuto.

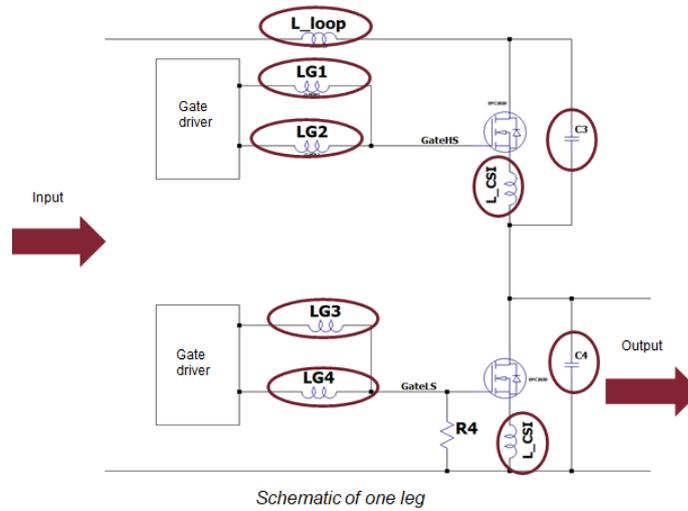


Figura 4.18. Circuito a parametri concentrati utilizzato per l'analisi delle commutazioni degli switch

Tabella 4.16. Parametri parassiti

LG1	LG2	LG3	LG4	Lloop	LCSI
1.74 nH	2.52 nH	1.11 nH	1.96 nH	0.88 nH	//nH

Per una maggiore completezza dello studio si è voluto qui operare uno studio più dettagliato dei fenomeni di commutazione, attraverso il circuito a parametri concentrati di Figura 4.18. Tale circuito è stato implementato per mezzo del software LTSpice. I componenti parassiti inclusi nell'analisi sono: LG1, LG2, LG3 ed LG4 per tenere conto delle induttanze parassite nei circuiti di accensione e spegnimento di gate, L_loop, L_CSI ed L_CSI2 che invece riguardano il loop di potenza. I valori associati sono stati ottenuti per mezzo del software di estrazione dei parametri parassiti Q3D Exrtactor. Si riporta in Tabella 4.16 i valori ricavati. Per l'induttanza di common source (LCSI) non è stato possibile ricavare alcun valore in quanto non vi è alcun tratto interessato dal passaggio di corrente. L'accurata scelta di prelievo del riferimento di tensione infatti consente di effettuare una terminazione di tipo kelvin in un punto non interessato dal passaggio della corrente. I risultati delle simulazioni verranno riportati nella Sezione 5.2.2.

4.2.3 Integrazione meccanica

Sebbene non sia stata prevista una realizzazione finale della struttura meccanica, è facile immaginare che questa architettura abbia ingombri complessivi che non eccedano di molto il diametro esterno identificato dai moduli di potenza. Discorso analogo può essere svolto per le masse. Una carcassa che includa la sola macchina elettrica differisce di pochissimo in termini di masse inattive rispetto ad una che inglobi anche l'elettronica.

Per quanto riguarda l'ancoraggio e il posizionamento dei moduli sarà da definirsi sulla base della distribuzione della scheda di link in continua e del controllore. Ancora una volta però, vista la planarità dei moduli, è facile pensare che questo aspetto non sia uno scoglio insormontabile nelle fasi di progetto e assemblaggio.

Da un punto di vista termico invece, se si sceglie di rimanere nel campo di raffreddamento ad aria, le considerazioni svolte per la prima configurazione restano invariate, sia per il convertitore che per il motore.

Alla luce di ciò, si è ritenuto poco significativo realizzare una carcassa dimostrativa per tale struttura di integrazione.

4.3 Configurazione assial-planare

La configurazione assial-planare vede il convertitore posto sull'asse della macchina elettrica, con i moduli di potenza complanari. Di fatto i componenti e la loro disposizione sono molto simili alla struttura radial-planare, ciò che cambia è il fattore di forma. In questo caso infatti, l'ingombro al raggio esterno è dettato dalla macchina elettrica, mentre lo spessore assiale complessivo dalla somma dei due. La Figura 4.19 mostra una vista semplificata dell'insieme motore-convertitore.

Le schede di potenza si presentano come degli spicchi di circonferenza, i quali possono essere indipendenti o facenti parte di un'unica scheda. Questa seconda configurazione ha come punto di forza l'assenza di connettori di potenza, ma si ha un forte deficit in termini di flessibilità. Infatti, in caso di guasto si dovrebbe

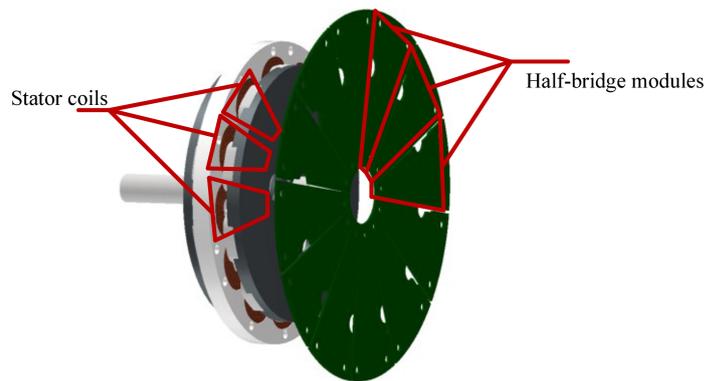


Figura 4.19. Rappresentazione grafica della struttura assial-planare.

ripristinare l'intero convertitore e non il singolo modulo come per le configurazioni viste fin qui. La scelta di una o dell'altra soluzione sarà da effettuarsi sulla base delle specifiche richieste dall'applicazione.

Riguardo i componenti di potenza e le considerazioni sul layout non cambiano molto, e per questo motivo non sono state implementate.

Viste le similitudini con la configurazione assial-planare non si è proceduto con una realizzazione prototipale.

4.4 Conclusioni

In questo capitolo si è provveduto alla disamina di tre configurazioni di integrazione applicate a due azionamenti di taglia simile, ma con caratteristiche differenti in termini di ingombro esterno, velocità meccanica di funzionamento e coppia all'albero. Dalle stesse specifiche sono stati fatti alcuni ragionamenti riguardanti in primis la frequenza fondamentale alla quale questi sono chiamati a lavorare, ma anche appunto riguardo ai fattori di forma maggiormente convenienti.

Nel primo caso, dove gli ingombri radiali sono limitati e le velocità di rotazione particolarmente elevate è stata studiata la configurazione assial-radiale, la quale, seppur con le sue complicazioni, ammette di raggiungere livelli di integrazione interessanti mantenendo gli ingombri ridotti all'osso. Inoltre viste l'elevata frequenza di fondamentale si è scelto di adottare la tecnologia con filo Litz, accoppiato con un convertitore GaN con frequenza di switching pari a 200kHz.

Nel secondo caso invece, gli ingombri a disposizione sono ben maggiori e quindi si apre la possibilità ad altre configurazioni di integrazione che necessitano di impronte maggiori. Inoltre, qui, le minori frequenze di funzionamento consentono l'utilizzo della seconda tecnologia realizzativa per l'avvolgimento statorico investigata: il circuito stampato. Tale tecnologia costruttiva si presta bene ad una integrazione di tipo radial-planare, in quanto si avrebbero convertitore e avvolgimento statorico sullo stesso piano e realizzate con la stessa tecnologia. Naturalmente, qui l'impronta frontale è massima e non sempre è implementabile.

Come ultima soluzione, si è vista poi la configurazione assial-planare che trova impiego in situazioni intermedie; ovvero dove la macchina elettrica occupa tutta l'impronta a disposizione e il convertitore ha un'estensione superficiale comparabile.

Capitolo 5

Risultati sperimentali

In questo capitolo si effettua una disamina dei risultati sperimentali più significativi ottenuti per i due dimostratori realizzati, ovvero il prototipo assial-radiale e quello radial-planare. Per il primo, realizzato nella sua forma finale, vengono riportati dapprima la caratterizzazione della macchina elettrica, a vuoto e su carico passivo, e successivamente la sperimentazione del convertitore elettronico su carico passivo. Per quanto riguarda la seconda configurazione si riportano i soli test relativi alla macchina elettrica con avvolgimento su PCB, atti a validare la tecnologia realizzativa, e i test sul singolo modulo.

Nelle sezioni successive verranno inoltre descritti i set-up sperimentali concepiti per l'esecuzione di tali prove.

5.1 Prototipo assial-radiale

La Figura 5.1 illustra il dimostratore prima e dopo il montaggio della macchina elettrica. Nella parte sinistra della Figura 5.1 si ha la sola elettronica di potenza nella sua posizione finale. Qui si possono notare i dodici moduli e le relative clip metalliche che esercitano la spinta necessaria al mantenimento del contatto fisico con le nervature della struttura meccanica. A destra si ha invece la macchina elettrica prima della chiusura con lo scudo frontale. Qui si evidenziano le lavorazioni eseguite per la riequilibratura.

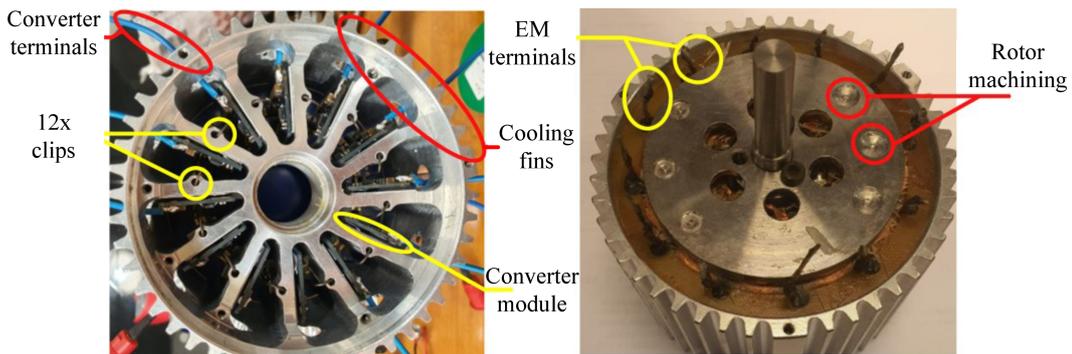


Figura 5.1. Vista frontale del dimostratore assemblato prima e dopo il montaggio della macchina elettrica.

Tabella 5.1. Distribuzione dei pesi azionamento

Componente	Peso in grammi
Scudo frontale	78
Scudo posteriore	70
Struttura	396
Macchina elettrica	537
Convertitore	152

Tabella 5.2. Distribuzione pesi macchina elettrica

Componente	Peso in grammi
Singolo rotore	111
Magnete	7
Statore	88
Albero	73
Cuscinetto	24.5

Per quanto riguarda le connessioni elettriche, i terminali dei moduli dell'elettronica di potenza sono prolungati verso il raggio esterno. Similmente, quelli della macchina elettrica attraversano lo scudo frontale e successivamente si estendono parallelamente ai prolungamenti dei terminali dei moduli di potenza. Grazie a questo accorgimento le connessioni hanno una lunghezza ridotta, ma allo stesso tempo sono facilmente accessibili dall'esterno.

In Tabella 5.1 vengono sintetizzati i pesi dei vari componenti, i quali sono in linea con le stime ottenute nel capitolo precedente.

5.1.1 Macchina elettrica

La prima fase di sperimentazione ha come obiettivo la caratterizzazione della macchina elettrica. Il primo passo è volto alla valutazione delle proprietà fisiche ed

elettriche della stessa. Relativamente ai pesi delle parti attive e riportati in Tabella 5.2 non vi sono molti commenti da aggiungere se non che le masse statoriche sono quasi esclusivamente composte dal rame.

Per la valutazione delle caratteristiche elettriche si riportano di seguito le prove statiche effettuate. Il primo parametro di facile identificazione è la resistenza della singola bobina. Data l'inaccessibilità dei centri stella, tale grandezza è stata ottenuta per mezzo di una misura a quattro fili direttamente ai morsetti di macchina. Le misure indicano una resistenza di $33 \pm 1.5 \text{ m}\Omega$. Tale valore rispecchia il valore di $18 \text{ m}\Omega$ per la singola bobina stimato mediante considerazioni geometriche.

Un altro parametro identificabile per mezzo di prove statiche è l'induttanza di una bobina statorica. Volendo applicare la sua definizione, si dovrebbe misurare il flusso prodotto da una data corrente in regime stazionario; appare evidente, tuttavia, che tale misura non sia fisicamente implementabile. Per ovviare alla problematica, è però possibile far ricorso ad un analizzatore di spettro, il quale consente tra le altre cose di valutare la dipendenza della stessa con la frequenza.

In Figura 5.2 si riporta il risultato della misura fase-fase con lo statore in posizione tra i due rotori. Qui si nota in primis che al di sotto del kHz la resistenza di fase è costante; al di sopra di tale frequenza, si verifica un aumento, da attribuirsi alla comparsa di correnti di circolazione nei magneti e nel ferro di rotore. Essendo questa una prova statica, infatti, il campo magnetico generato dalle correnti statoriche ha ampiezza variabile, ed è tale da generare correnti parassite nel ferro e nei magneti. Le stesse correnti parassite non solo causano un aumento della resistenza fittizia, ma

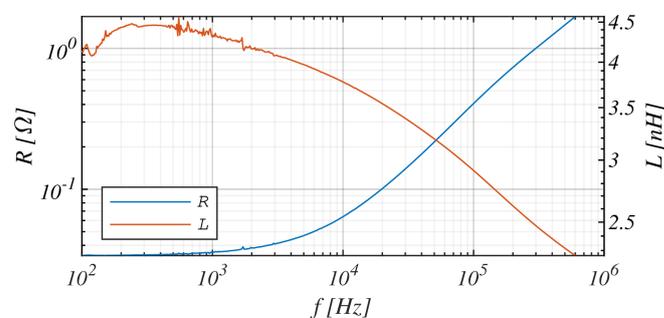


Figura 5.2. Resistenza e induttanza fase-fase al variare della frequenza.

anche un cambiamento nell'induttanza vista ai morsetti di macchina. Tali correnti infatti si oppongono alla penetrazione delle linee di flusso all'interno dello stesso, dando vita all'inflessione evidenziata in Figura 5.2.

Conclusasi la prima fase di caratterizzazione statica, si può dunque procedere con la sperimentazione dinamica. Questa fase necessita di un setup sperimentale ben più articolato di un semplice ponte RLC; si deve infatti poter mettere in rotazione la macchina elettrica con velocità di rotazione comprese nel range di funzionamento nominale. Contemporaneamente, si deve poter collegare o meno un carico elettrico mutevole e misurare le grandezze elettriche ai suoi dodici morsetti di uscita. Per far questo è stato concepito, progettato e realizzato un banco prova specificatamente per tali prove. Si vuole precisare che lo stesso setup verrà poi riutilizzato per effettuare la campagna di prove dinamiche del secondo dimostratore di cui si parlerà nella sezione 5.2.1.

Setup sperimentale

Il cuore dell'intero banco prova è senza dubbio l'azionamento elettrico che svolge la funzione di motore/freno. Questo consta di un motore asincrono trifase da 4.5 kW a 18 000 rpm, il quale viene alimentato da un inverter industriale di taglia analoga.

Sulla stessa linea d'asse del freno, vi è il trasduttore di coppia unito meccanicamente per mezzo di giunti a soffietto metallici. Questi sono dimensionati per sottostare alle coppie e alle velocità massime dell'azionamento di cui sopra. Nel dettaglio, le velocità massime di rotazione sono pari a 20000 giri al minuto e coppie nominali di 2 Nm. Il trasduttore di coppia trasduce le grandezze meccaniche di coppia e velocità in segnali elettrici modulati in frequenza, i quali vengono elaborati da un amplificatore di segnali esterno. L'elevata precisione dell'intero sistema di acquisizione, consente di ottenere misurazioni di coppia con una sensibilità sulla lettura pari a 4 mNm.

Il freno, il trasduttore e il motore da testare sono tenuti in posizione da una struttura meccanica realizzata ad-hoc, la quale assicura la coassialità dei tre

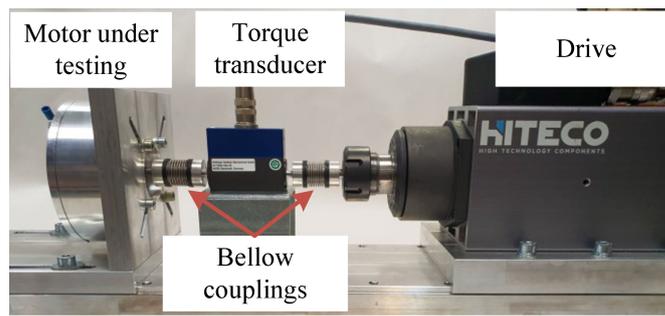


Figura 5.3. Banco prova con asincrono ad elevato numero di giri con torsionmetro ad elevata precisione.

alberi; gli eventuali disallineamenti vengono gestiti dai già citati giunti a soffietto. Il banco freno così composto è mostrato in Figura 5.3.

L'elaborazione dei segnali elettrici nelle prove a vuoto è affidata ad un oscilloscopio in grado di mostrare le tensioni indotte a vuoto e il loro relativo contenuto armonico. Diversamente, nelle prove a carico, la misura di potenza è eseguita per mezzo di un sistema di misura composto da quattro wattmetri in inserzione Aron. Per evitare di perturbare il sistema sotto osservazione, le tensioni sono prelevate con delle connessioni kelvin, mentre le correnti attraverso trasduttori di corrente ad effetto hall di tipo corrente-tensione, montati sul circuito stampato di Figura 5.4a. Il processamento dei segnali tensione in uscita da questi viene espletato direttamente dagli ingressi ausiliari dei wattmetri stessi.

Per caricare il motore senza ricorrere all'elettronica di potenza, invece, si è fatto uso di un banco resistivo composto da 48 resistenze da 1.2Ω montate su di un unico dissipatore e raggruppate in 4 sistemi indipendenti. Ogni sottosistema sistema, quindi, vede 12 resistenze aventi un terminale in comune, il quale svolge la funzione di centro stella del sottosistema, e raggruppate a loro volta in gruppi di quattro. Tale banco resistivo offre quindi la possibilità di riconfigurare i vari sistemi in modo tale da avere, per ogni fase, un carico da: 1.2Ω , 0.6Ω , 0.4Ω e 0.3Ω . Nella configurazione con 4 resistenze in parallelo, e quindi un carico da 0.3Ω , si attende una potenza elettrica totale circa pari alla potenza nominale della macchina. La Figura 5.4b mostra il banco resistivo implementato.

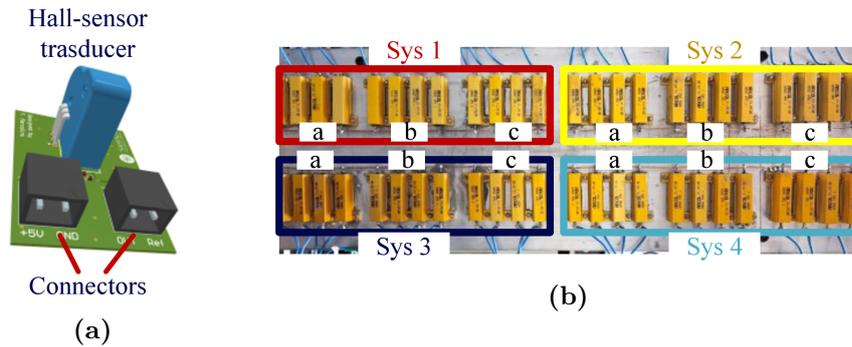


Figura 5.4. (a) Disegno 3D dello schedino di supporto dei trasduttori di correnti, (b) vista dall'alto del banco resistivo.

Prova a vuoto

La prima campagna di prove sperimentali è stata effettuata con la macchina elettrica trascinata e con i morsetti a vuoto. Oltre alla valutazione del kv e della forma d'onda della tensione concatenata, si è andati a valutare le perdite a vuoto al variare della velocità di rotazione dell'albero.

I risultati ottenuti mostrano un coefficiente di proporzionalità kv , tra il valore efficace della tensione concatenata di prima armonica e la velocità meccanica, pressoché costante ed omogeneo per i quattro sottosistemi trifase, di valore pari a 0.61 V/krpm. Tale misura può essere confrontata agevolmente con le simulazioni tridimensionale della sezione 4.1.1. Considerando la tensione concatenata di prima armonica e applicando un fattore $1.41 \cdot 1.73$, è possibile risalire alla tensione di fase di picco; questa divisa per il numero di spire e per la pulsazione elettrica fornisce il flusso mediato di spira. A fronte di 74.3 μWb della simulazione, il valore così ottenuto è pari a $69 \pm 0.5 \mu\text{Wb}$. La differenza tra questi valori può facilmente essere attribuita ad una lieve variazione della geometria dell'avvolgimento. L'analisi armonica sulle tensioni concatenate ha invece confermato quanto atteso dalle simulazioni. La quinta e la settima armonica hanno un contenuto inferiore al 2%. La Figura 5.5 mostra le tensioni concatenate a vuoto, praticamente sinusoidali, di uno dei quattro sotto-sistemi trifase.

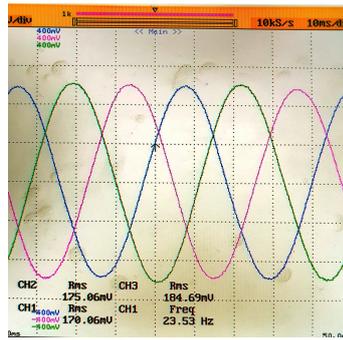


Figura 5.5. Tensione indotta a vuoto per un sottosistema trifase misurata.

La Figura 5.6 mostra la curva interpolatrice della coppia e delle perdite a vuoto al variare della velocità. Sul grafico della coppia spiccano due termini principali: uno a velocità zero di circa 6 mNm ed uno dipendente linearmente con la velocità; questi rappresentano rispettivamente le perdite per strisciamento e per rotolamento all'interno del cuscinetto. Si nota poi come, all'interno del range di velocità di interesse, il contributo quadratico sulla coppia derivante dalle perdite per ventilazione sia trascurabile.

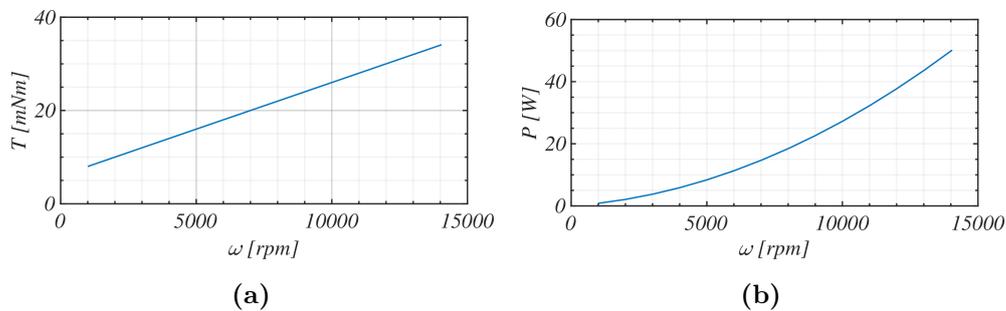


Figura 5.6. (a) Andamento della coppia e, (b), delle perdite a vuoto al variare della velocità di rotazione meccanica.

Dalla curva delle potenze è possibile apprezzare come, alla velocità di 15 000 rpm, le potenze meccaniche dissipate complessive siano dell'ordine del 5% della potenza nominale, ovvero 53.6 W. Tale valore può sembrare elevato, ma questo è dovuto al sovradimensionamento ricercato al fine di ottenere un'elevata robustezza e quindi di evitare guasti. Non è difficile immaginare che ridimensionando adeguatamente la supportazione dell'albero questo valore possa subire una contrazione significativa.

Prove funzionamento da generatore

Le prime prove a carico sono state effettuate nel funzionamento da generatore con un carico esterno di tipo resistivo. Un approccio di questo tipo consente di caratterizzare la macchina elettrica senza far ricorso all'elettronica di potenza. Utilizzando infatti il banco di resistenze di cui sopra è possibile effettuare agevolmente prove a carico variabile.

Le prove sono state effettuate in rapida sequenza, partendo dalla velocità massima di 15 000 rpm e diminuendo la velocità con gradini di 1 000 rpm, il tutto ripetuto per le quattro condizioni di carico già citate. La consequenzialità e la rapidità con la quale è stata eseguita l'intera campagna di prove garantiscono l'omogeneità delle condizioni di lavoro della macchina, quali temperatura ambiente e temperatura delle parti attive. Attraverso il sistema di acquisizione descritto, è stato quindi possibile valutare le potenze elettriche per ogni sottosistema e la potenza meccanica all'albero. Da questi, verranno poi estrapolati i valori di rendimento nei vari punti di funzionamento.

Le misure per le quattro condizioni di carico sono sintetizzate nella Figura 5.7. La Figura evidenzia sul piano potenza velocità le misure dirette di potenza meccanica ottenuta come prodotto per velocità meccanica misurati dal trasduttore di coppia, in blu, e potenza elettrica ai morsetti data dalla somma delle letture dei quattro wattmetri, in arancione. Tra queste due curve limite sono messe in evidenza due grandezze aggiuntive. La prima, in giallo, corrisponde alla somma della potenza elettrica ai morsetti e della stima delle perdite per effetto Joule. Tale stima è stata ottenuta per ogni sottosistema trifase a partire dalla media delle resistenze fase-fase moltiplicata per la media quadratica dei valori efficaci delle correnti sulle varie fasi. La seconda curva, in viola, fa riferimento alla precedente curva sommata alle perdite a vuoto determinate nella prima fase di caratterizzazione. Questa seconda grandezza corrisponde di fatto alla potenza elettrica in uscita più tutte le perdite interne di macchina, ovvero alla potenza all'albero. La differenza espressa in termini percentuali tra la potenza meccanica stimata e misurata è graficata in Figura 5.8a. Tale variazione in termini percentuali è inferiore al 3% (15 W assoluti).

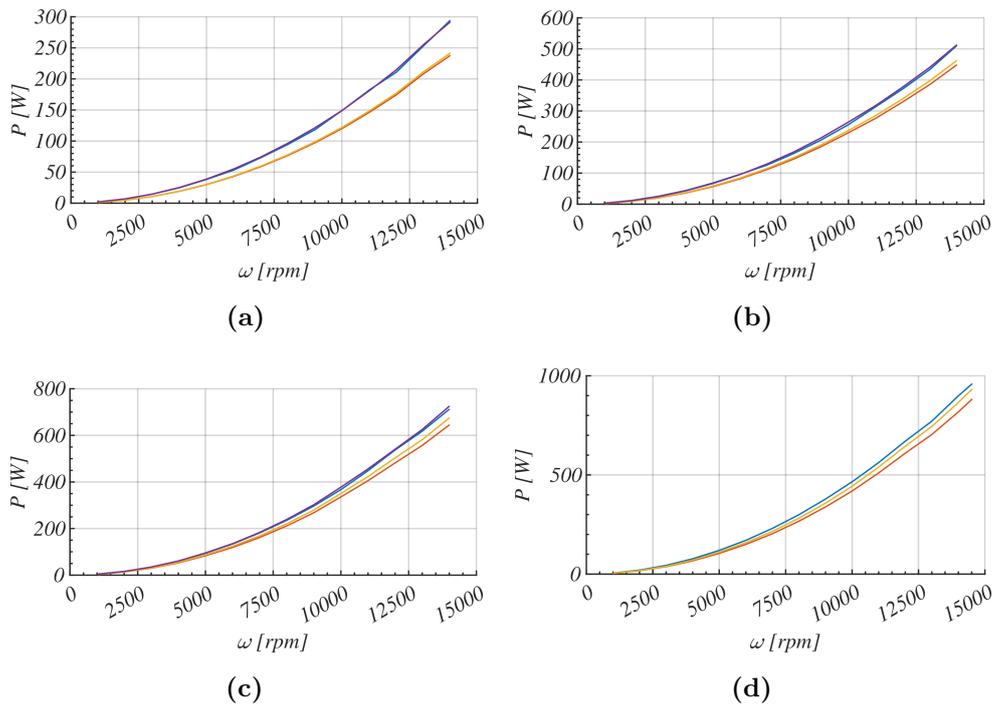


Figura 5.7. Perdite con avvolgimento collegato a banco resistivo multi-trifase, con carico di: 1.2Ω (a), 0.6Ω (b), 0.4Ω (c) e 0.3Ω (d). Legenda: blu potenza meccanica, arancione potenza elettrica ai morsetti, giallo potenza elettrica ai morsetti più stima perdite effetto Joule, viola potenza elettrica ai morsetti più stima perdite complessive.

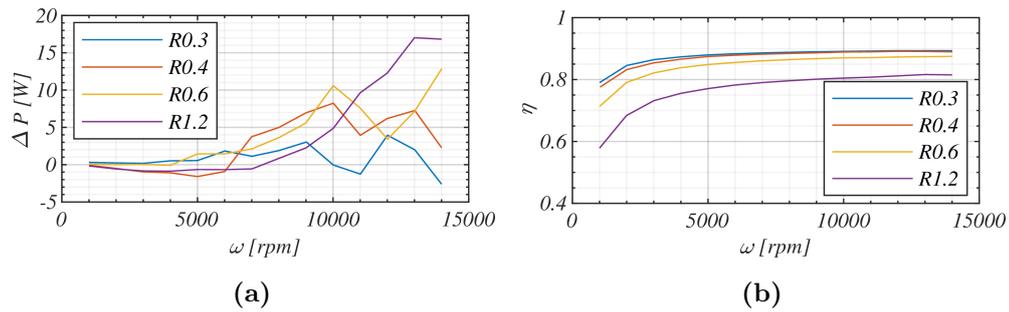


Figura 5.8. (a) Differenza tra potenza all'albero stimata e misurata, (b) rendimento per diverse condizioni di carico.

La Figura 5.8b riporta i rendimenti, calcolati per via indiretta, nei punti analizzati. Le Figura 5.9a e 5.9b mostrano la mappa di perdite sul piano coppia-velocità, mentre la Figura 5.9c mostra la mappa di rendimenti sul piano potenza ai morsetti - velocità meccanica. Alla velocità e coppia nominale corrisponde un rendimento di 0.92 calcolato per via diretta e 0.89 per via indiretta, con 51 W di perdite stimate per effetto Joule. Quest'ultimo valore è in linea con i 50 W del modello analitico.

È doveroso osservare che sebbene la campagna di prove sia stata condotta per un campo di funzionamento limitato, esso risulta essere particolarmente significativo. L'applicazione finale infatti vede un campo coppia velocità analogo a quello analizzato, ovvero con coppia avente andamento lineare con la velocità, ovvero con potenza meccanica quadratica.

Considerazioni aggiuntive

Tra le prove dinamiche utili per la caratterizzazione vi sono le prove volte all'identificazione del triangolo delle impedenze. Visto il ridotto apporto di informazioni si è scelto di non effettuare tali prove.

In ultimo vi sarebbero le prove nel funzionamento da motore. Queste necessitano però di alimentare la macchina elettrica con il convertitore. In questa fase, non è stato possibile portare a termine tale set di prove in quanto la realizzazione del controllo è ancora in fase di implementazione. Ad ogni modo, le prove fin qui trattate hanno consentito di determinare i parametri più significativi della macchina elettrica.

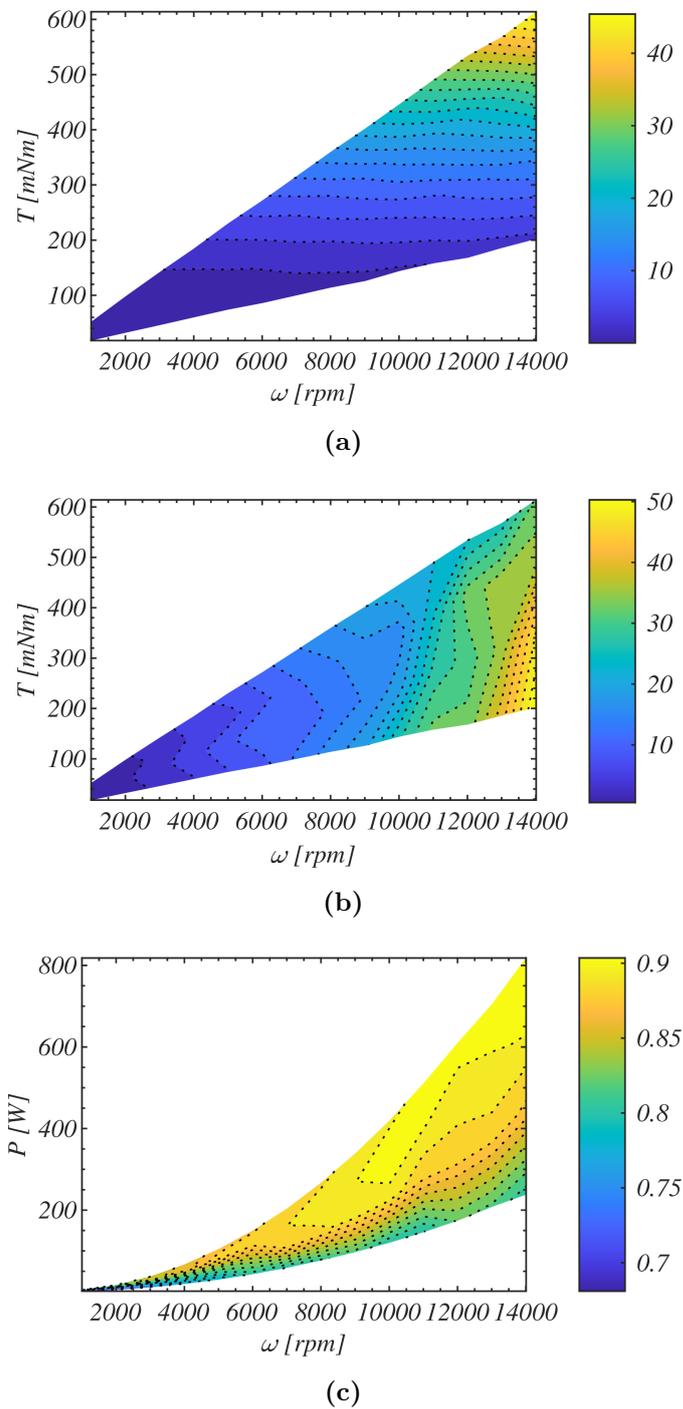


Figura 5.9. (a) Mappa delle perdite per effetto Joule, (b) delle perdite a vuoto, (c) e dei rendimenti nel campo di funzionamento analizzato.

5.1.2 Convertitore di potenza

La presenza di un elevato numero di moduli rende la caratterizzazione del convertitore per via diretta piuttosto costosa e complicata. Infatti, una misura diretta della potenza elettrica istantanea, richiederebbe un sistema di acquisizione multicanale ad elevata precisione e ad elevata banda passante.

Al fine di ovviare a tale problematica, si è scelto di adottare un metodo semi-calorimetrico con misure di temperatura diffuse, [78, 79]. Il metodo prevede una prima fase di calibrazione condotta in corrente continua, durante il quale si genera un quantitativo di perdite noto. Raggiunto il regime termico si procede con l'acquisizione delle temperature nei vari punti del sistema, dalle quali è possibile ricavare la matrice delle resistenze termiche come:

$$R = P_{loss}^{-1} \Delta T \quad (5.1)$$

dove P_{loss} è il vettore contenente le perdite, e ΔT è la matrice dei salti termici rispetto alla temperatura ambiente. Invertendo la matrice R e noto il vettore delle temperature in un determinato punto di funzionamento, sarà possibile risalire alla potenza dissipata in tale condizione.

Tutte le prove sono state eseguite all'interno di una galleria del vento con una velocità del fluido pari a 8.1 m s^{-1} così da riprodurre le condizioni di funzionamento operative; il carico collegato ai morsetti del convertitore è di tipo resistivo induttivo, la cui induttanza è pari a $4.2 \text{ } \mu\text{H}$ e la resistenza è $0.375 \text{ } \Omega$. Così facendo, imponendo la corrente nominale, ai suoi terminali si verifica una caduta di tensione pari alla fem indotta di macchina. Di conseguenza l'indice di modulazione, e quindi le perdite, saranno simili a quelle attese nel funzionamento nominale.

I test sono stati condotti con sei termocoppie posizionate in corrispondenza dei moduli appartenenti al sottosistema (1-5-9), i quali ricordiamo essere posizionati a 120° meccanici l'un l'altro. In dettaglio: due termocoppie nei piani di ground dei moduli 1 e 9, due al raggio esterno della struttura in corrispondenza delle fasi 5 e 9, una sulla mezzeria della nervatura di alluminio in corrispondenza della fase 9 e l'ultima sul DC-link.

La calibrazione è stata effettuata imponendo diversi livelli di tensione di link negativa facendo quindi lavorare i GaN in conduzione inversa. Così facendo è possibile effettuare tali test a correnti ben minori che in conduzione diretta. I risultati hanno mostrato che vi è una relazione lineare tra salto termico e potenza dissipata, validando la metodologia.

Per ridurre l'errore sulla valutazione della matrice delle resistenze, la calibrazione è stata effettuata a potenze maggiori di quelle attese, ovvero 100.5 W, con una corrente di fase corrispondente di 36 A. Le letture delle termocoppie sono riportate in Tabella 5.3. Sulla stessa tabella vengono poi riportati i valori ottenuti con le prove a carico, con una corrente di uscita pari a 15 Arms e i risultati ottenuti mediante il modello termico tridimensionale descritto nella sezione 4.1.3.

Tabella 5.3. Distribuzione delle temperature

Punto di misura	udm	Calibrazione DC	Carico nominale	Simulazione
T_rame (moduli 1 e 9)	°C	71.3-71.8	65.8-63.2	57.5-59
T_nervatura (moduli 5 e 9)	°C	46.3-45.1	40.2-39.4	40.7-48.9
T_struttura (modulo 9)	°C	48.81	42.58	37-42
TDC-link	°C	49	49.89	-

Il confronto di questi mostra come la predizione sulle temperature sia in buon accordo con i risultati sperimentali, fatta eccezione della temperatura del rame. Questo è da ritenersi dovuto sia ad una non corretta stima dello spessore dell'interfaccia termica e della sua resistenza termica sia alle semplificazioni del modello termico del modulo.

Dalle temperature si è risaliti alle perdite e ai rendimenti di macchina di Figura 5.10. Alla corrente nominale la potenza in uscita è pari a 1222 W, mentre l'efficienza è pari a 95.1 ± 0.77 %. Le perdite misurate valgono invece 63.1 ± 9.83 W confermando i valori attesi di 2.3 W per dispositivo.

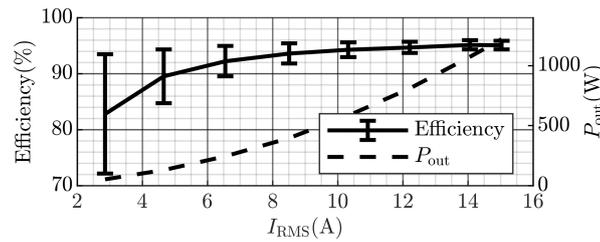


Figura 5.10. Potenza di uscita e rendimento per diversi valori di corrente di fase.

5.2 Prototipo radial-planare

Come specificato nel capitolo precedente questa seconda attività ha il compito di valutare la fattibilità di una integrazione di questo tipo, e contemporaneamente di investigare l'utilizzo degli avvolgimenti su circuito stampato. Vista la similitudine tra i due progetti in questa fase non si è raggiunta la realizzazione di un prototipo finale, ma solo della macchina elettrica e di un modulo del convertitore.

La struttura meccanica della macchina elettrica, i cui disegni tecnici sono riportati nell'Allegato B.4, ha il solo compito di interfaccia con il banco prova, senza la previsione di integrazione. Questa è composta da una carcassa principale, dove è ricavato la sede di un cuscinetto e l'alloggiamento dello statore, e da uno scudo posteriore. Un tale approccio consente di definire le prestazioni della macchina e di validare le stime delle perdite e quindi le scelte progettuali.

Lo studio del convertitore è invece focalizzato sulle prestazioni del singolo modulo, dalle quali verranno estrapolate le prestazioni a carico dell'intero sistema multi-trifase.

5.2.1 Macchina elettrica

Il primo passo nella caratterizzazione della macchina elettrica con lo statore su PCB consiste nella valutazione delle caratteristiche fisiche ed elettriche del PCB. Stando ai dati forniti da costruttore, lo spessore dei singoli strati ha subito delle modifiche minori in fase di realizzazione; guardando ai soli strati di rame lo spessore varia da 0.1788 mm a 0.2095 mm. Lo spessore complessivo del circuito stampato è pari a 3.2 mm, nelle zone di traferro in corrispondenza della tracce di rame, ed uno spessore

Tabella 5.4. Distribuzione pesi della macchina elettrica

Componente	Peso in grammi
Singolo PCB	85
Assemblato statore	253
Singolo rotore con magneti	211.7
Assemblato rotori	626.6

di 3 mm, nelle zone più esterne in corrispondenza delle connessioni di parallelo dei due PCB che compongono lo statore. Tale collegamento viene effettuato per mezzo dei connessioni meccaniche rigide dado-bullone, in corrispondenza dei quali vengono posizionati dei distanziatori di spessore 0.3 mm. Lo spessore totale è dunque pari a 6.4 mm. La stessa connessione di parallelo meccanico ed elettrico viene utilizzata per ricavare le connessioni esterne per mezzo di colonnini in materiale conduttivo. Confrontando il peso del singolo PCB con il peso dell'assemblato statorico, riportati in Tabella 5.4 si nota che tali connessioni costituiscono una parte consistente del peso complessivo, ma essendo questa una versione prototipale tale minuzia non è di rilevanza. In Figura 5.11 si mettono in evidenza i principali dettagli discussi.

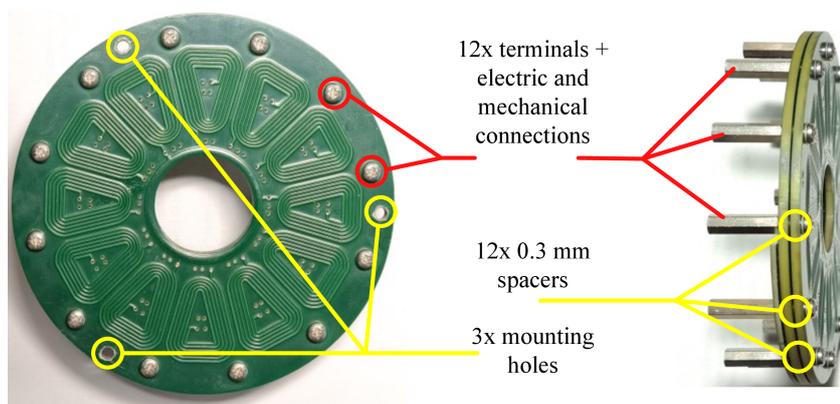


Figura 5.11. Vista frontale e laterale dei due statori accoppiati.

Un'altra valutazione effettuata riguarda la misura della resistenza in DC dell'avvolgimento. Con il metodo a 4 fili è stato possibile valutare le resistenze associate ad ogni singolo layer, quindi alle vias di collegamento e ai collegamenti di centro stella. I risultati mostrano che i collegamenti tra i vari layer e i centro

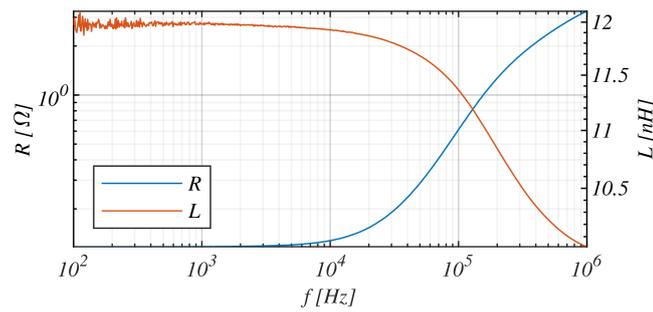


Figura 5.12. Resistenza e induttanza fase-fase al variare della frequenza.

stella non influenzano il valore finale di resistenza di fase. Anche le variazioni dello spessore di rame poc'anzi citate non comportano variazioni rispetto al dato atteso. Osservando infatti la misura di resistenza del parallelo dei due PCB la resistenza della singola bobina è pari a $53.7 \text{ m}\Omega$.

Sempre riguardo la caratterizzazione dello statore, si può, mediante un analizzatore di spettro, determinare la variazione di impedenza in funzione della frequenza. Come per il primo dimostratore, la resistenza in DC non differisce dal valore in AC nel campo delle frequenze di interesse. L'aumento della resistenza, cui si verifica al di sopra dei 6 kHz, è facilmente attribuibile alle correnti parassite nei magneti e nel ferro.

Prova a vuoto

Come per il primo dimostratore si analizza il funzionamento a vuoto mediante il banco prova presentato sopra. I test sono stati effettuati nel range compreso tra 1 000 e 7 000 rpm, procedendo con gradini di mille rpm, ed alla velocità nominale di 7 500 rpm; per eliminare eventuali offset i test sono stati ripetuti per entrambi i versi di rotazione.

La prima campagna prove è stata effettuata con uno statore di plastica in modo tale da isolare le perdite nello statore, senza però alterare le perdite per attrito e ventilazione. I risultati così ottenuti sono riportati in Figura 5.13 dalla curva in giallo. Alla velocità di punta, le perdite meccaniche a vuoto sono pari a 29.7 W, corrispondenti a circa il 3% della potenza nominale. Anche in questo caso la coppia

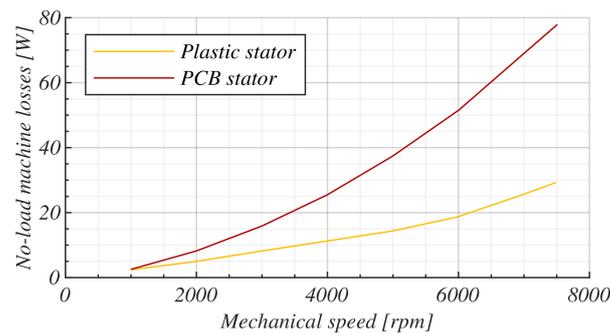


Figura 5.13. Perdite a vuoto.

resistente è composta dalle due componenti associate all'attrito di strisciamento e di rotolamento interne al cuscinetto.

La seconda campagna di test è stata effettuata rimpiazzando lo statore di plastica con l'avvolgimento su PCB. I risultati mostrano che le perdite in assenza di carico sono salite a 80 W. L'andamento delle stesse viene sovrapposto in rosso in Figura 5.13.

Con questi dati a disposizione è possibile isolare le perdite per correnti parassite indotte dal campo magnetico rotorico sottraendo le perdite meccaniche alle perdite complessive a vuoto. I valori così ottenuti sono riportati in Figura 5.14 con la curva in rosso. Si nota subito che alla velocità nominale le perdite misurate sono maggiori dei 40 W stimati con il modello agli elementi finiti tridimensionale. Questo è dovuto alla presenza di piani di rame di riempimento presenti nei layer interni al raggio esterno. A ragion veduta, si è effettuato un affinamento del modello aggiungendo i suddetti piani di rame, i cui risultati sono mostrati in giallo nella Figura 5.14. L'errore tra la stima e la misura è comparabile con l'accuratezza della catena di misura.

A completamento di tali risultati in Figura 5.15 si riportano le tensioni concatenate a vuoto per un sottosistema trifase. Il valore efficace di prima armonica della tensione di fase è pari a 6.5 V.

In Tabella 5.5 si riporta il confronto finale tra le grandezze attese e quelle misurate. Qui si nota che il modello agli elementi finiti, con le modifiche di cui sopra, fornisce una stima molto accurata. Si sottolinea ancora una volta la validità del modello matematico che fornisce una buona stima utile nelle prime fasi di progetto.

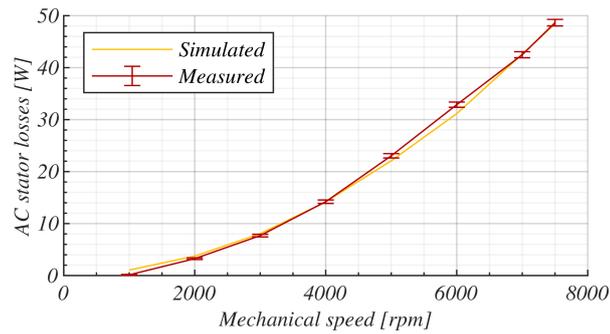


Figura 5.14. Perdite per eddy-currents nel solo statore.

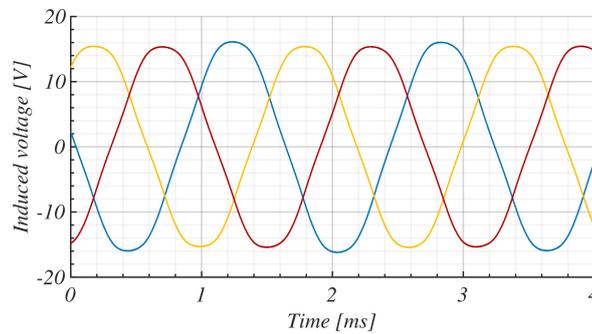


Figura 5.15. Tensione fase-fase a vuoto dell'avvolgimento PCB alla velocità nominale.

Tabella 5.5. Tensione indotta e perdite attese

Valore	udm	Modello analitico	3D FE	Sperimentale
Fem indotta	V_{rms}	6.2	6.6	6.5
Perdite nello statore	[W]	45	48.4	48.65

Dai risultati e dalle prove si può dedurre che l'adozione del circuito stampato, come tecnica produttiva, rappresenta un'alternativa valida al Filo Litz. Sebbene le perdite dovute al funzionamento ad alta frequenza non siano nulle, adottando gli accorgimenti discussi, è possibile giungere ad una realizzazione dove tali perdite siano comparabili alle inevitabili perdite meccaniche. Nello specifico, come visto infatti, le perdite nell'avvolgimento in condizioni di assenza di carico sono inferiori al 5% della potenza nominale della macchina. I vantaggi offerti nelle fasi di produzione sono tali da giustificare, dunque, un suo impiego in tali applicazioni.

5.2.2 Convertitore di potenza

Come detto più volte per questo dimostratore non si è raggiunto una versione finale comprendente i dodici moduli, e lo studio è confinato al singolo modulo. Per fornire un maggior apporto a questa fase sperimentale, si è scelto di realizzare un prototipo che disponesse della predisposizione per un sistema di acquisizione della corrente dello switch inferiore.

In riferimento alle geometrie del modulo illustrato nella sezione 4.2.2 e riportato in Figura 5.16a, sono state studiate diverse configurazioni per la misura delle corrente di drain che impiegassero diversi trasduttori di corrente ad elevate prestazioni, quali: sonda di corrente coassiale, shunt resistivi e "Rogowski coil". Sono state implementate, per ognuna di queste, delle modifiche al layout, valutando l'impatto delle stesse sulle prestazioni finali. Sulla base delle stime dei parametri parassiti, si è giunti alla conclusione la sonda coassiale costituisca il miglior compromesso. Tra le tre soluzioni investigate, infatti, questa gode della banda passante maggiore, 1.2 GHz, ed ha un impatto sulle induttanze parassite contenuto. L'induttanza di loop ha subito un incremento, rispetto al valore di partenza di 0.82 μH , di 1.4 μH . Sotto questo punto di vista, la configurazione con gli shunt resistivi ha un minor impatto sulle induttanze parassite, incremento di 0.6 μH , ma non garantisce la stessa classe di precisione e banda passante. In ultimo, la soluzione che impiega la "Rogowski coil" implica delle modifiche tali da decuplicare le induttanze parassite, pertanto risulta fortemente inadeguata.

Il layout finale quindi che impiega la sonda coassiale è mostrato in Figura 5.16b. La corrente in uscita dal source dello switch inferiore entra nella sonda attraverso il pad sito sulla layer superiore e quindi si richiude nel banco di capacità nel layer inferiore. Osservando quindi il loop di potenza è possibile affermare che l'aumento dell'induttanza parassita è strettamente dovuto alla maggiore area del loop stesso.

La caratterizzazione del modulo è stata effettuata mediante un "double pulse test" in modo tale da analizzare i transistori di turn-on e turn-off di entrambi i dispositivi del ramo e le energie dissipate. Il test prevede l'utilizzo di una induttanza



Figura 5.16. visione frontale e posteriore del layout di partenza (a) e con predisposizione per la sonda coassiale.

zavorra, in questo caso di $150 \mu\text{H}$, collegata in parallelo al dispositivo complementare a quello che si vuole caratterizzare. Collegando l'induttanza in parallelo al dispositivo superiore (inferiore), ad esempio, si comanda l'accensione del bottom (top) per un tempo necessario al raggiungimento della corrente desiderata, T_1 , e successivamente lo spegnimento. Trascorso un tempo di off, T_2 , si comanda nuovamente l'accensione, fase di turn-on, e un successivo spegnimento, turn-off, dopo un tempo T_3 concludendo così la prova. Si precisa che i tempi di on e di off sono funzione della frequenza di switching e che lo switch complementare è in stato di off durante tutta la prova. Le forme d'onda sono sintetizzate in Figura 5.17.

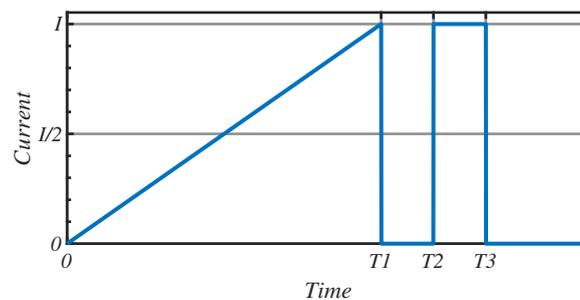


Figura 5.17. Forma d'onda della corrente di uscita durante il double pulse test

Avendo a disposizione solo quattro canali dell'oscilloscopio, 2 sono stati devoluti alla misura della tensione di gate-source e di drain-source del dispositivo sotto test, mentre gli altri due per la misura della corrente dello switch inferiore e della corrente di uscita. La corrente del dispositivo superiore è ottenuto invece per differenza.

Per entrambe le configurazioni sono stati valutati i transitori a più valori di corrente, ma si riportano di seguito solo quelli più significativi condotti alla corrente di 19 A.

Prove switch inferiore

La Figura 5.18 riporta il transitorio di spegnimento dello switch inferiore. Qui sono riportate le grandezze misurate e simulate per la corrente, le tensioni di gate e di drain-source insieme alla potenza istantanea ai morsetti di potenza. Nel loro insieme, a meno di un piccolo offset sull'asse temporale, la differenza tra le grandezze misurate e simulate differiscono di poco in termini frequenza di oscillazione e di tempi di salita. Anche per quanto riguarda le energie associate ai transitori l'errore è minimo: 5.5 μJ per il valore simulato e 5.2 μJ per quello misurato.

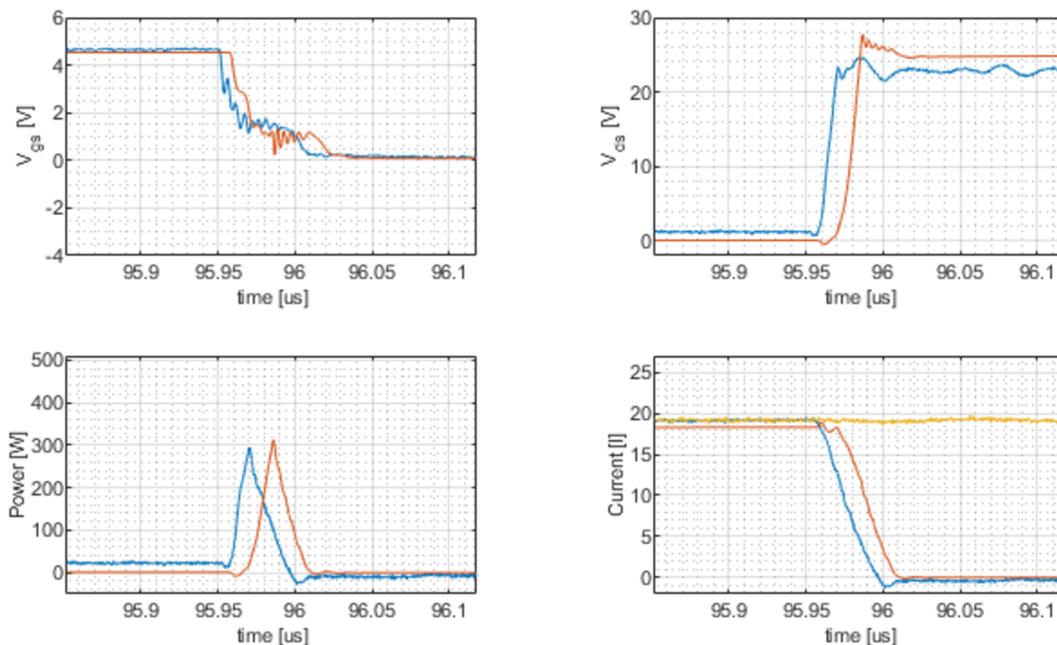


Figura 5.18. Forme d'onda di tensione e corrente durante il turn off dello switch inferiore: confronto tra simulazione (arancione) e misure (blu)

La Figura 5.19 mostra le stesse forme d'onda per il transitorio di accensione. In questo caso la differenza tra le grandezze misurate e simulate è ben maggiore e si manifesta principalmente sulle tensioni di gate e sulla corrente del dispositivo. Si

ricorda che queste due grandezze sono correlate tra loro proprio dalla induttanza di modo comune, sita tra il morsetto di source e il polo negativo. Qui per via della presenza della sonda di corrente l'induttanza ha un valore relativamente alto e i transistori associati ne subiscono l'influenza. Se si confronta la corrente misurata con quella simulata, si nota uno smorzamento ben maggiore nella corrente misurata, che si traduce in un minore oscillazione delle tensioni di gate ed in un maggior tempo di salita della corrente. Questo può essere attribuito alla non linearità della resistenza e dell'induttanza di modo comune. Entrambi queste non linearità sono di difficile modellizzazione, ma essendo questi enfatizzati dalle modifiche apportate per la predisposizione della sonda di corrente, non vi è la necessità di affinare ulteriormente il modello circuitale. Le energie associate al transitorio valgono $10.3 \mu\text{J}$ per la simulazione contro $16.3 \mu\text{J}$ della prova sperimentale. Discrepanza che nasce proprio dalla maggiore lentezza del transitorio della corrente.

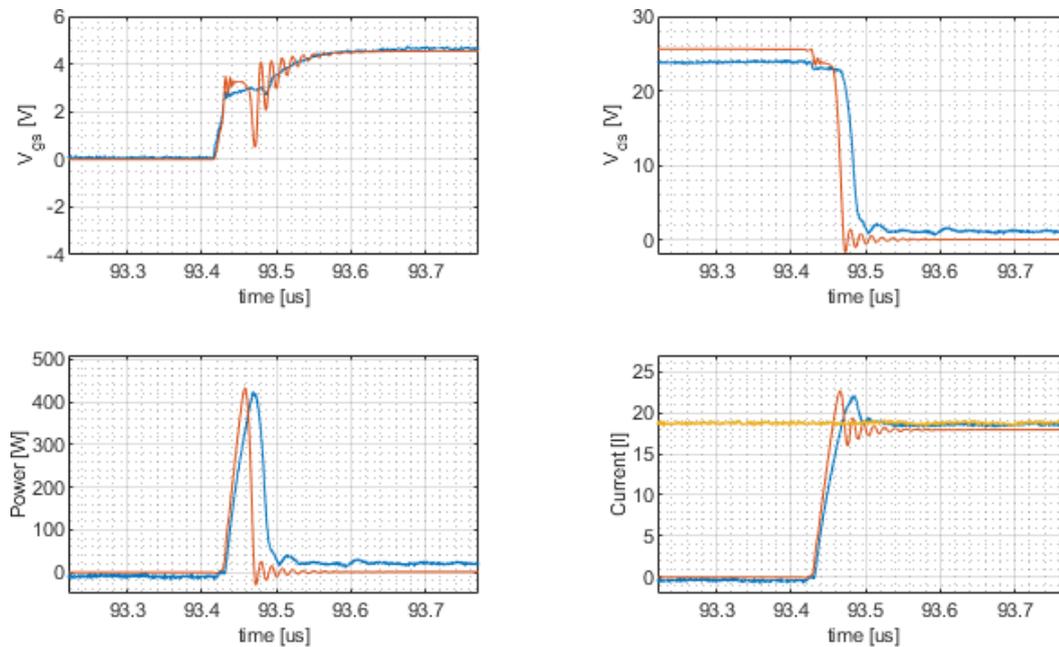


Figura 5.19. Forme d'onda di tensione e corrente durante il turn on dello switch inferiore: confronto tra simulazione (arancione) e misure (blu)

Prove switch superiore

Le stesse prove sono state fatte con l'induttanza in parallelo allo switch inferiore e osservando i transistori dello switch superiore. La Figura 5.20 mostra le forme d'onda per il transitorio di spegnimento.

A meno di un ritardo temporale, i trend della tensione di gate-source e di drain-source misurati sperimentalmente sono molto simili ai valori ottenuti mediante le simulazioni. Diversamente, la corrente in uscita dal dispositivo ($I_L - I_{d_bott}$) ha un fronte meno ripido ed una oscillazione inferiore per gli stessi motivi citati poc'anzi riguardanti la non linearità dei parametri parassiti. Confrontando i vari grafici si può notare inoltre che, nelle simulazioni, la commutazione della corrente avviene quasi in contemporanea con la salita della tensione; diversamente, nelle misure c'è un leggero ritardo nella discesa della corrente, con le ovvie ripercussioni sulle perdite istantanee. Le energie misurate, infatti, valgono $3.1 \mu\text{J}$ contro le $1.52 \mu\text{J}$ de valore simulato.

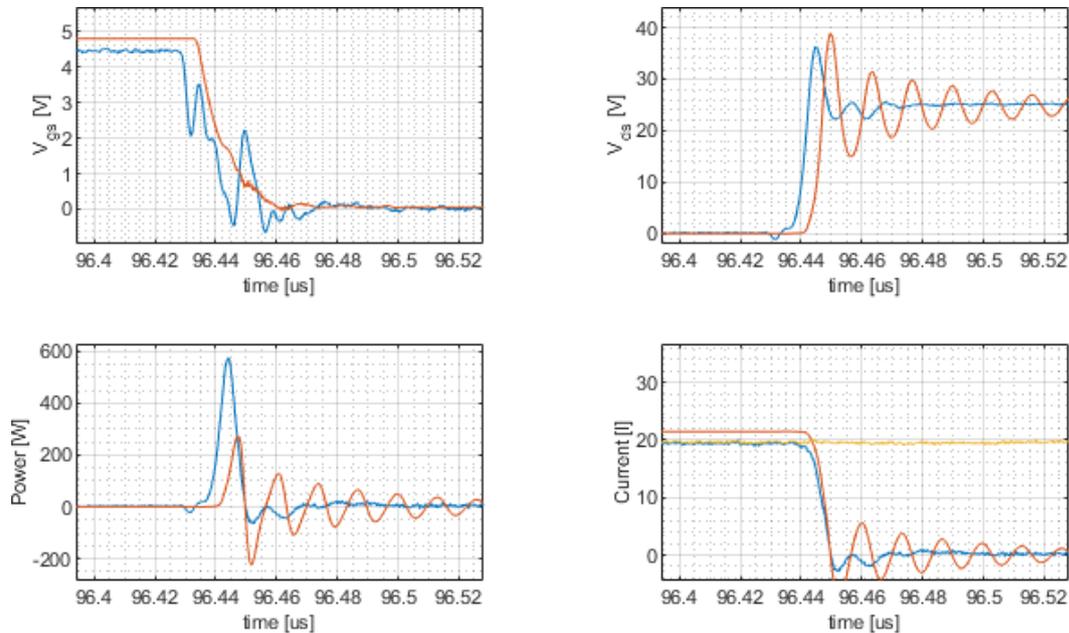


Figura 5.20. Forme d'onda di tensione e corrente durante lo spegnimento dello switch superiore: confronto tra simulazione (arancione) e misure (blu)

Le forme d'onda associate ai transistori di accensione sono illustrati in Figura 5.21. In questo caso, nelle prove sperimentali si osservano un tempo di discesa della tensione maggiore ed un tempo di salita della corrente maggiore. In termini energetici però, questa differenza non è così accentuata come per lo spegnimento. Le misure mostrano infatti $6.9 \mu\text{J}$ misurati contro $4.5 \mu\text{J}$ della simulazione.

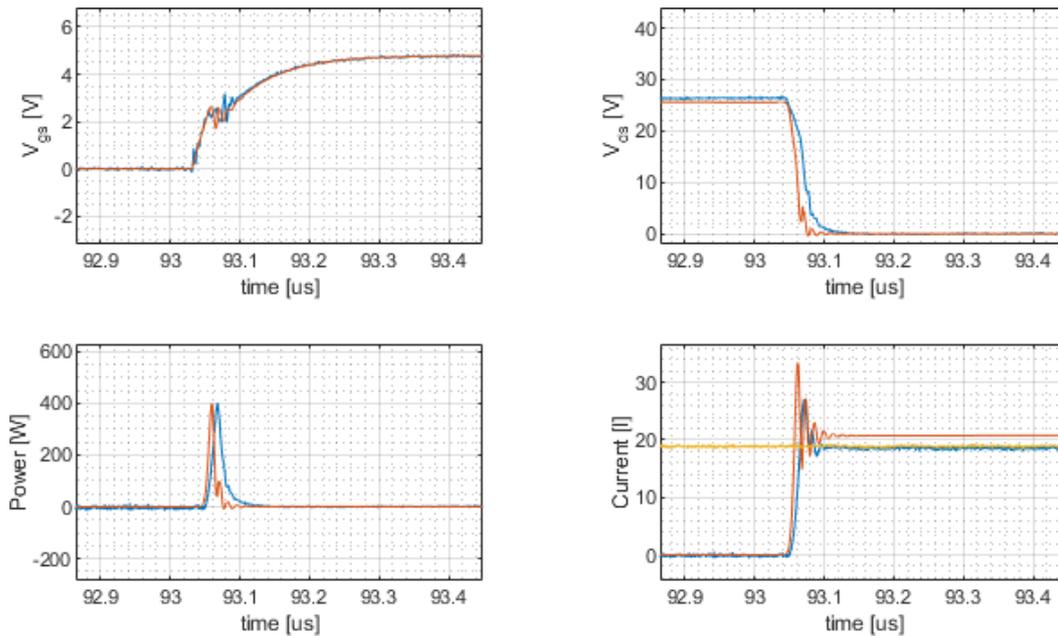


Figura 5.21. Forme d'onda di tensione e corrente durante il turn on dello switch superiore: confronto tra simulazione (arancione) e misure (blu)

Considerazioni energetiche

I risultati fin qui illustrati sono di difficile interpretazione proprio per via della presenza delle modifiche al layout. Prima di tutto, si osserva una forte disuguaglianza dei transistori associati allo switch inferiore e a quello superiore. È facile immaginare che in assenza delle modifiche portate a compimento, tale differenza sarà meno accentuata, ed entrambi i transistori saranno più simili a quelli analizzati per lo switch superiore. Quindi ragionando proprio su questi ultimi si possono fare alcune considerazioni.

Applicando la formula inversa della (3.22) e della (3.25), è possibile risalire al tempo di commutazione durante i transistori "lenti". I tempi così ottenuti sono

riassunti in Tabella 5.6. I transistori "rapidi" del transitorio di spegnimento della simulazione, si hanno dinamiche tali da richiedere l'utilizzo della (3.28). La definizione di un tempo di commutazione equivalente associato a tale transitorio risulta fuorviante e pertanto viene omissa.

Tabella 5.6. Tempi associati ai transistori di accensione e spegnimento per lo switch superiore ed inferiore

Valore	udm	Simulato	Misurato
turn-off	ns	–	13.6
turn-on	ns	19.7	30.2

Mediante la (3.31) è possibile risalire alle perdite per ogni switch nel funzionamento in regime sinusoidale.

Osservando i valori relativi alle simulazioni, per il transitorio di accensione le perdite sono pari a 0.31 W. Mentre per il transitorio di spegnimento si deve combinare la (3.29) con la (3.28). Con qualche manipolazione si è ricavato una perdita di 0.1 W.

Lo stesso ragionamento può essere fatto con i valori misurati. In questo caso, le perdite di overlap valgono: 0.22 W per lo spegnimento e 0.48 W per l'accensione. Valori che sono in stretta congruenza con le stime analitiche di Tabella 4.15.

Le perdite attese, per il modulo nella versione finale sono, dunque, di poco inferiori a quelle viste per il modulo della versione realizzata per il primo dimostratore.

Capitolo 6

Sintesi e lavori futuri

Di seguito verranno riportati i tratti salienti e i risultati principali della tesi, nonché degli azionamenti ad alta frequenza, modulari e ad elevato livello di integrazione.

6.1 Riassunto delle attività svolte

Nel Capitolo 1 sono stati introdotti gli azionamenti integrati modulari. Attraverso alcuni cenni storici sono stati evidenziati i principali problemi dei convertitori basati sulla tecnologia al Silicio, i quali hanno limitato considerevolmente la diffusione degli azionamenti integrati. Si è poi enfatizzato come l'introduzione dei cosiddetti semiconduttori a banda larga abbia contribuito alla mitigazione di queste problematiche, aprendo così la strada verso un futuro promettente. Attraverso un'analisi delle applicazioni più recenti si è giunti ad una classificazione delle architetture per le varie topologie di macchina. Si è poi visto che le macchine a flusso assiale, ed in particolar modo quelle di tipo coreless, hanno caratteristiche tali da renderle idonee all'utilizzo negli azionamenti IMMD.

Nel Capitolo 2 sono state quindi analizzate nel dettaglio le macchine a flusso assiale di tipo coreless, dando risalto alle tecnologie costruttive e alle tipologie di avvolgimento che meglio si prestano a tale applicazione. La selezione è caduta sugli avvolgimenti a bobine concentrate con rapporto bobine-poli frazionario, per via della loro flessibilità di progetto. Particolare attenzione è stata posta sulla definizione

di una metodologia di progetto e sul modello matematico. La combinazione dei due consente l'individuazione delle geometrie di macchina in maniera automatica.

Nel Capitolo 3 si è scelto di focalizzare l'attenzione sui convertitori basati sulla tecnologia GaN. Nel corso della trattazione sono stati forniti gli strumenti di analisi delle problematiche ad esso associati e dei vantaggi del funzionamento ad elevata frequenza di commutazione.

Nel Capitolo 4 sono stati investigati gli azionamenti integrati e i concetti appena citati attraverso l'implementazione di 3 strutture distinte applicate a 2 eliche per UAV: una più veloce e compatta ed una più grande ed efficiente. Il loro confronto ha mostrato, per ognuna di queste, i gradi di libertà offerti in termini di:

- ✦ Rapporto di forma dell'intero sistema,
- ✦ Numero dei moduli,
- ✦ Facilità di manutenzione, prototipazione e test,
- ✦ Industrializzazione,
- ✦ Scalabilità.

Contemporaneamente, lato macchina elettrica sono state prese in esame due tecniche realizzative per l'avvolgimento, mentre per il convertitore sono stati analizzati gli aspetti di scelta e dimensionamento dei componenti adeguati al funzionamento ad alta frequenza.

Nel Capitolo 5 sono invece riportati i risultati sperimentali atti a validare la metodologia di progetto e le stime riportate nel Capitolo 4. In tal senso, la fase di sperimentazione è stata eseguita, in entrambi i dimostratori, prima per la macchina elettrica e poi per il convertitore. I test riguardanti l'intero azionamento sono invece rimandati a fasi future in quanto gli aspetti di controllo al di fuori dello scopo della tesi.

6.2 Lavori futuri

Il lavoro di dottorato ha dimostrato le potenzialità dell'adozione degli avvolgimenti di tipo coreless all'interno degli azionamenti modulari-integrati accoppiati ai moderni

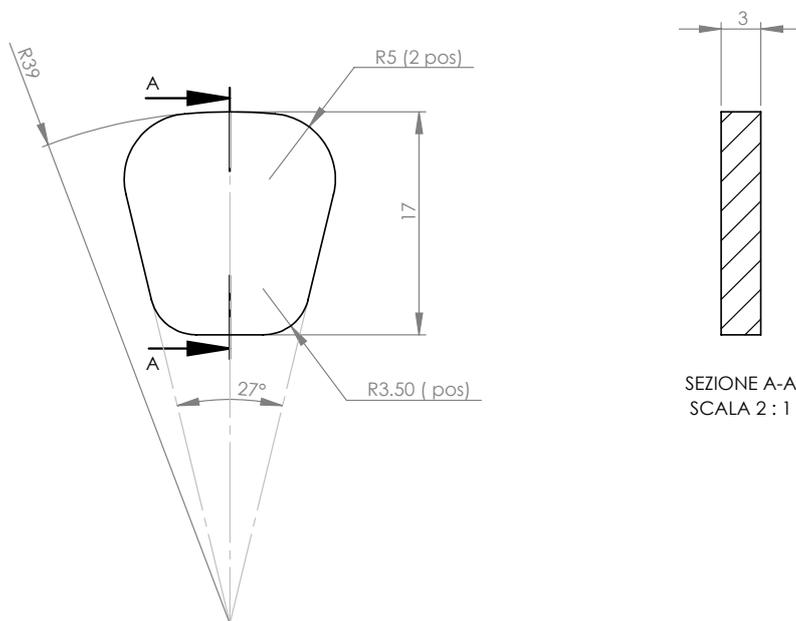
componenti elettronici. Tra gli aspetti di rilievo vi sono ad esempio l'adozione di tecnologie realizzative, come il taglio laser o la stampa 3D, per la realizzazione degli avvolgimenti. In un futuro non troppo lontano, infatti, la maturazione di tali processi produttivi potrebbero aprire la strada ad un loro utilizzo in questo campo, specie in un'ottica di industrializzazione e di produzione in serie. Da un punto di vista dell'azionamento come sistema, è invece interessante l'analisi delle strategie di controllo sia nelle fasi di funzionamento normale che di regime di guasto, nonché algoritmi di rilevazione di malfunzionamenti. Vista poi la ricerca di elevata resilienza al guasto, le strategie di controllo di tipo sensorless potrebbero assumere un ruolo interessante.

Allegato A

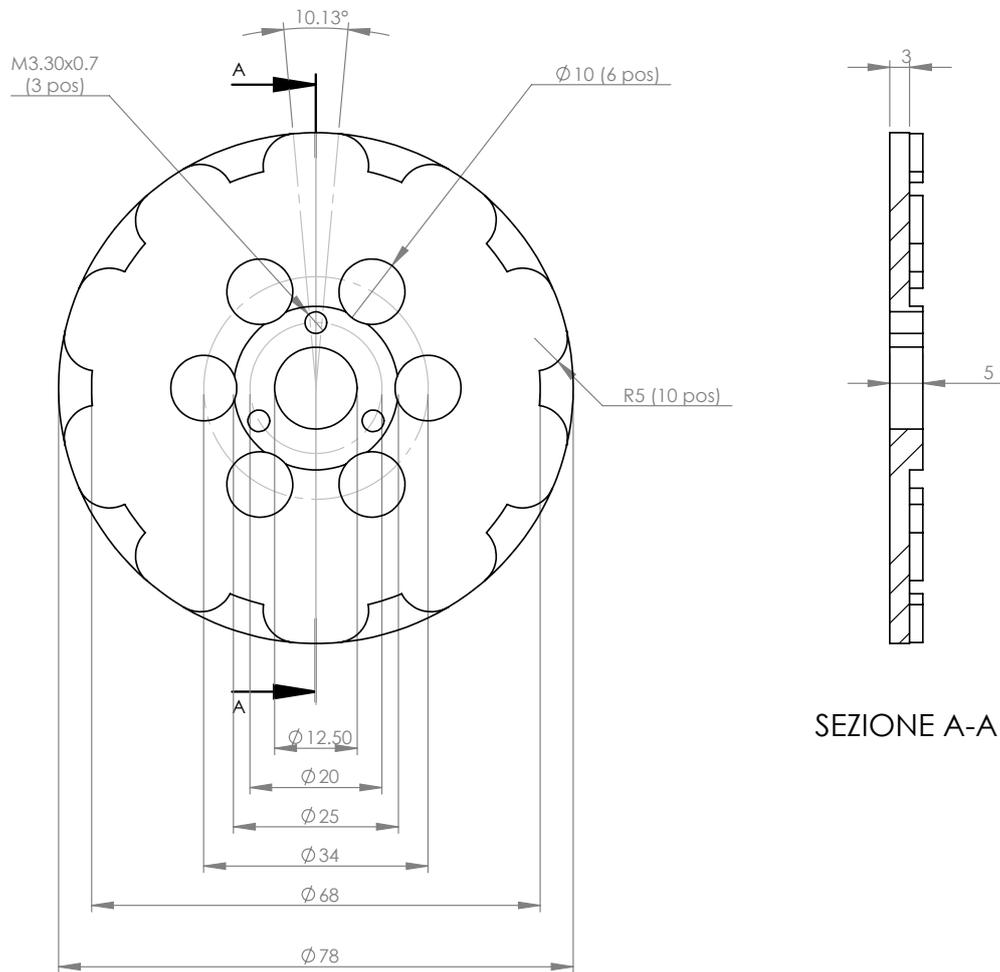
Dimostratore configurazione assial-radiale

A.1 Magnete

Magnete A

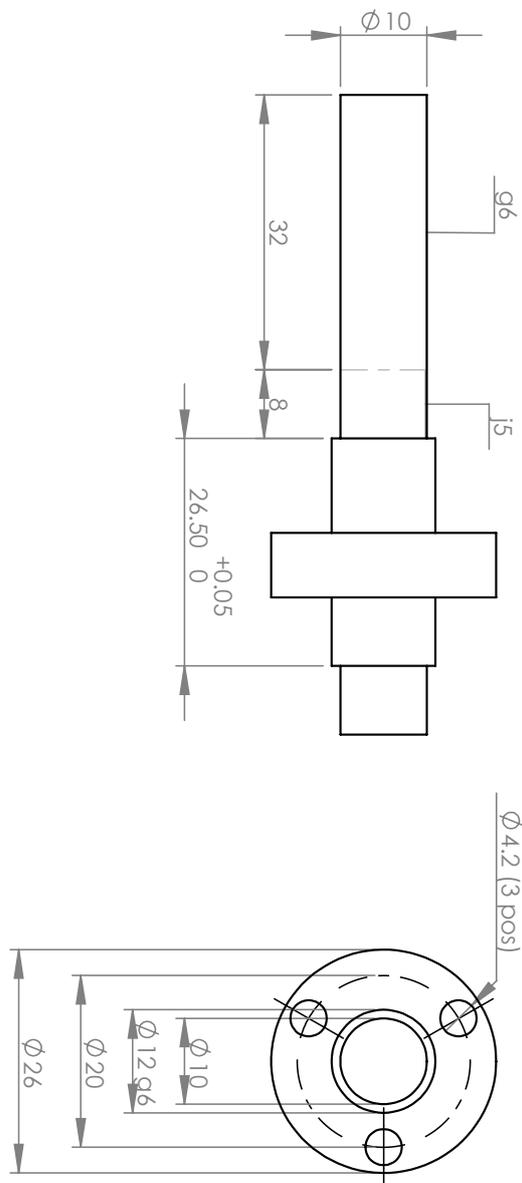


A.2 Giogo rotorio

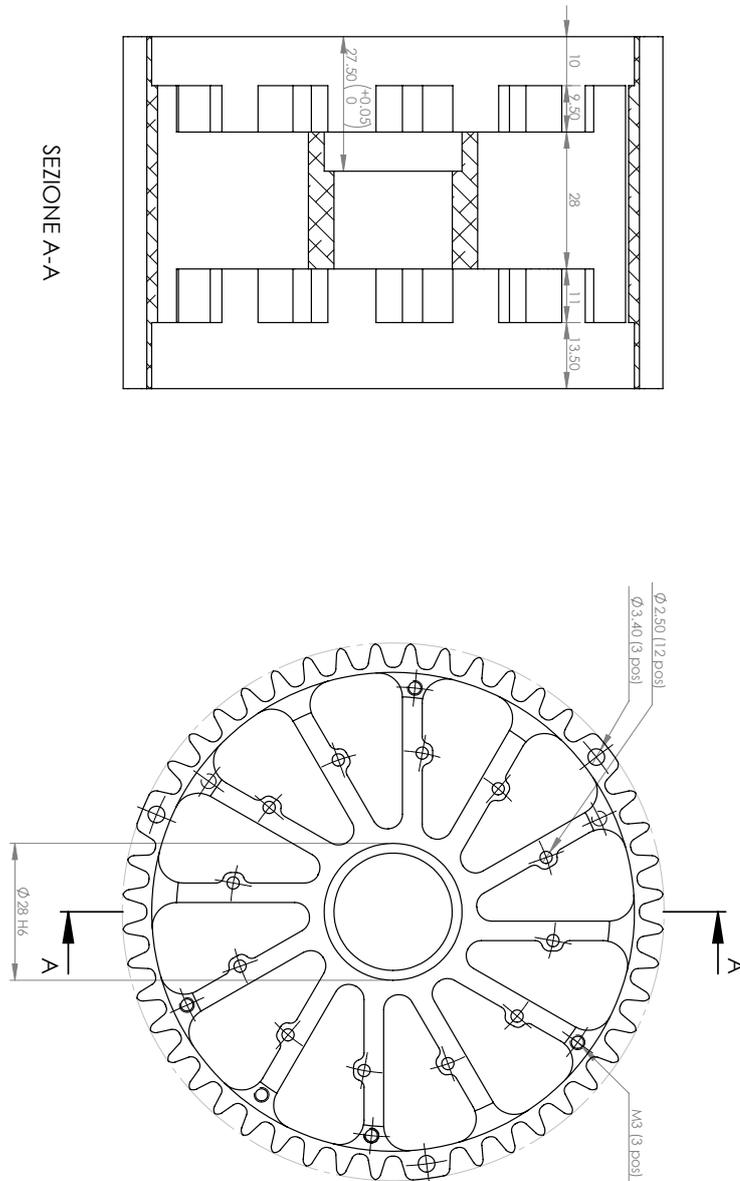


SEZIONE A-A

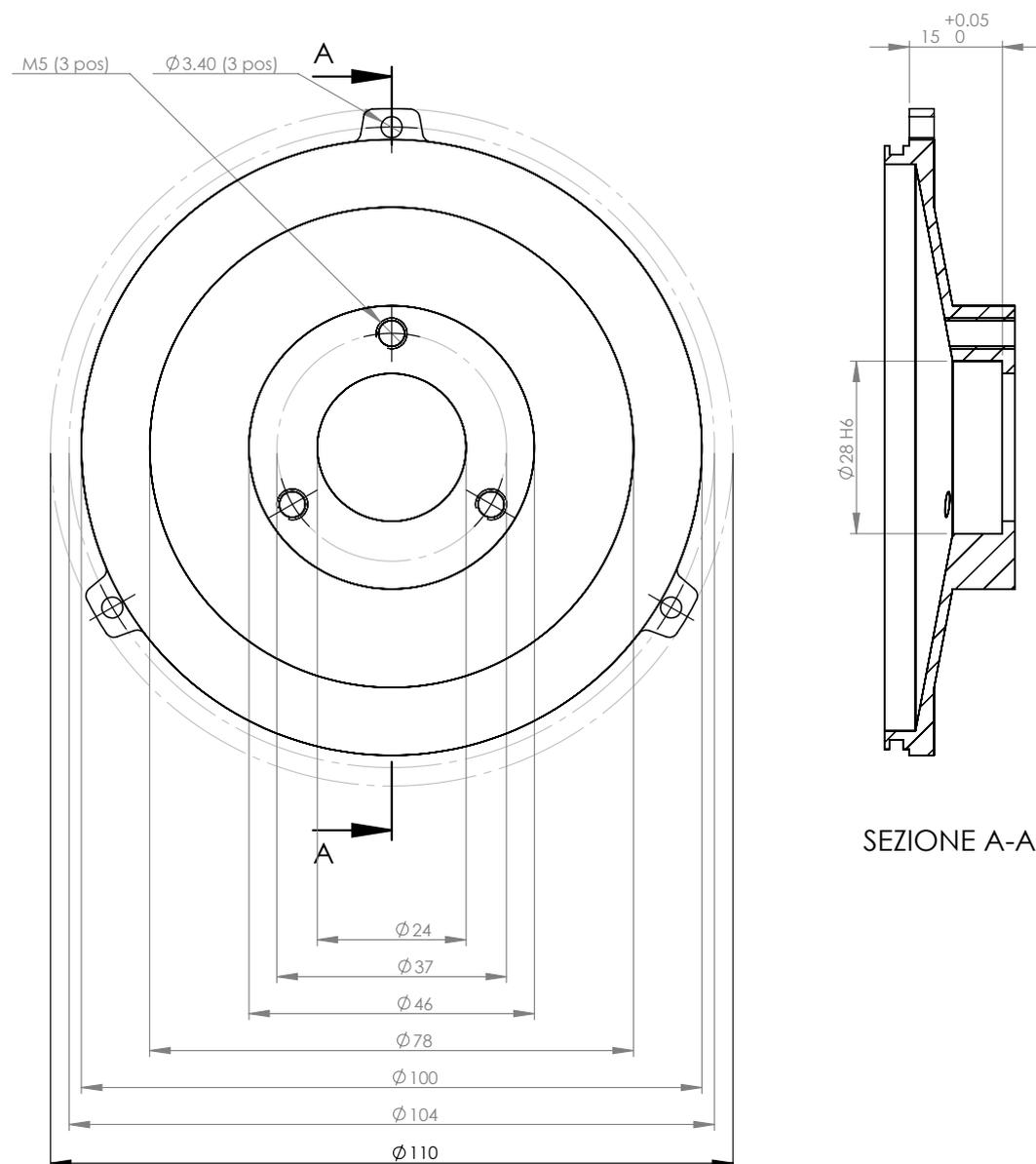
A.3 Albero



A.4 Carcassa



A.5 Scudo frontale

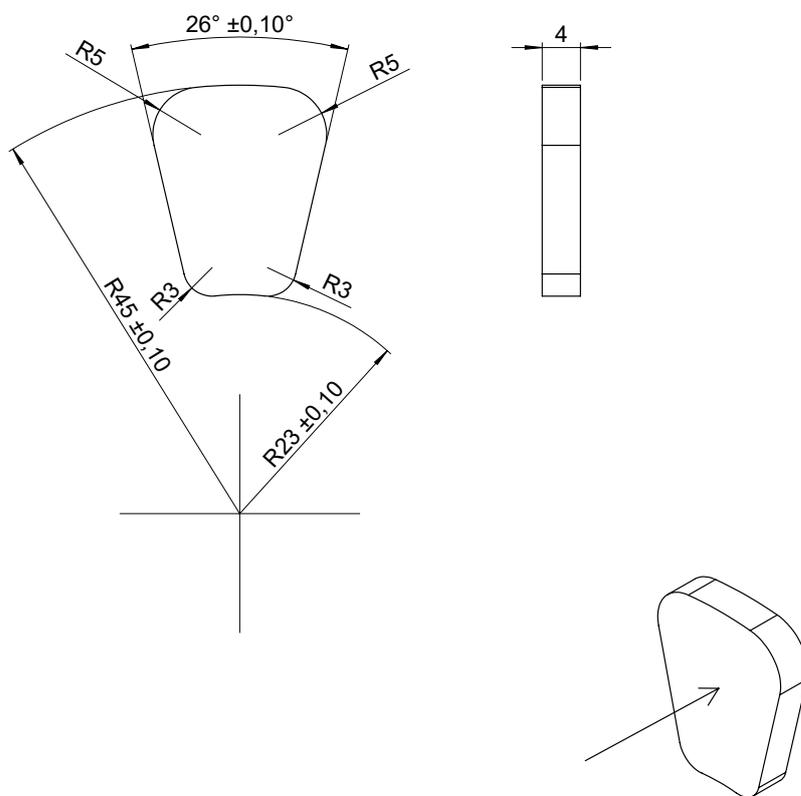


SEZIONE A-A

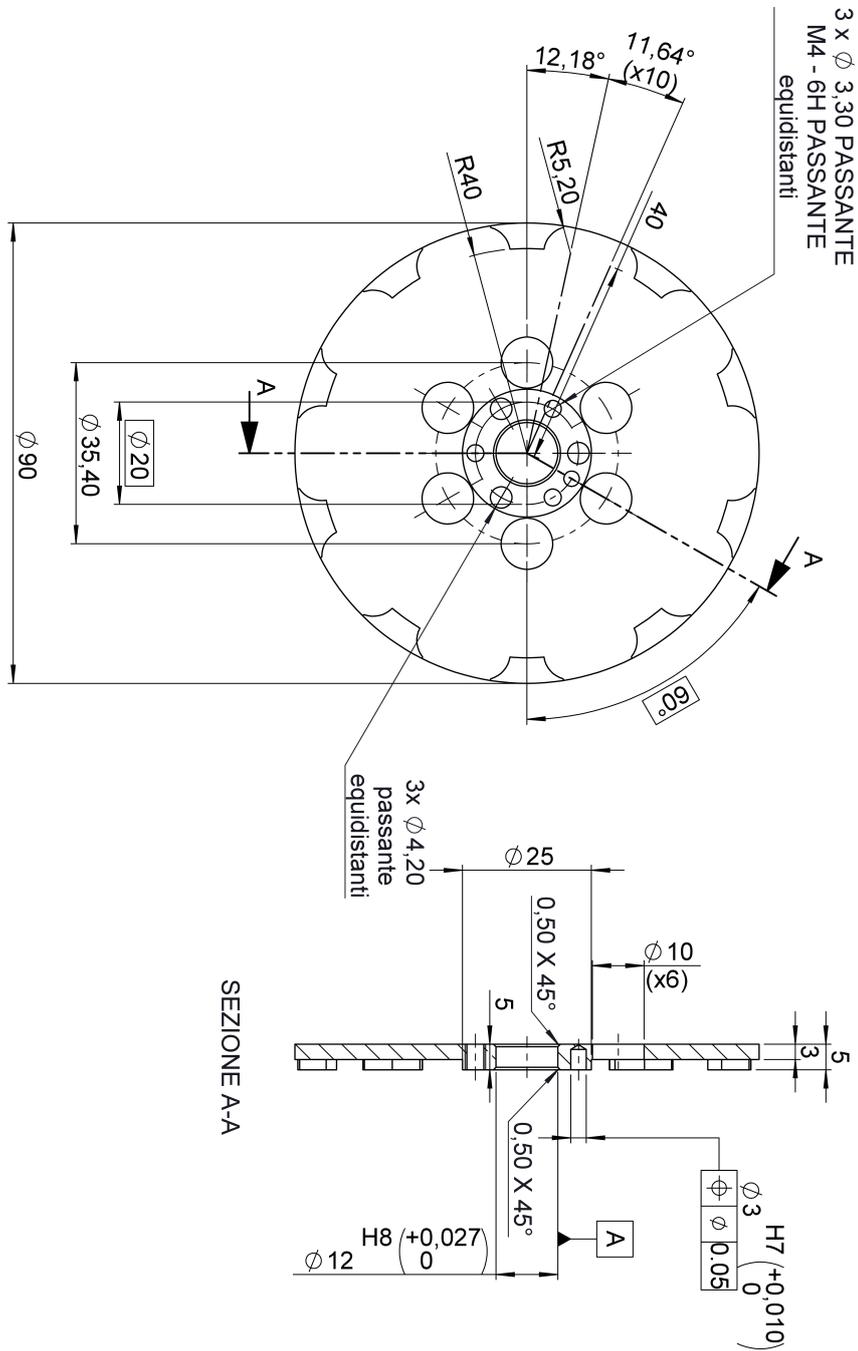
Allegato B

Dimostratore configurazione radial-planare

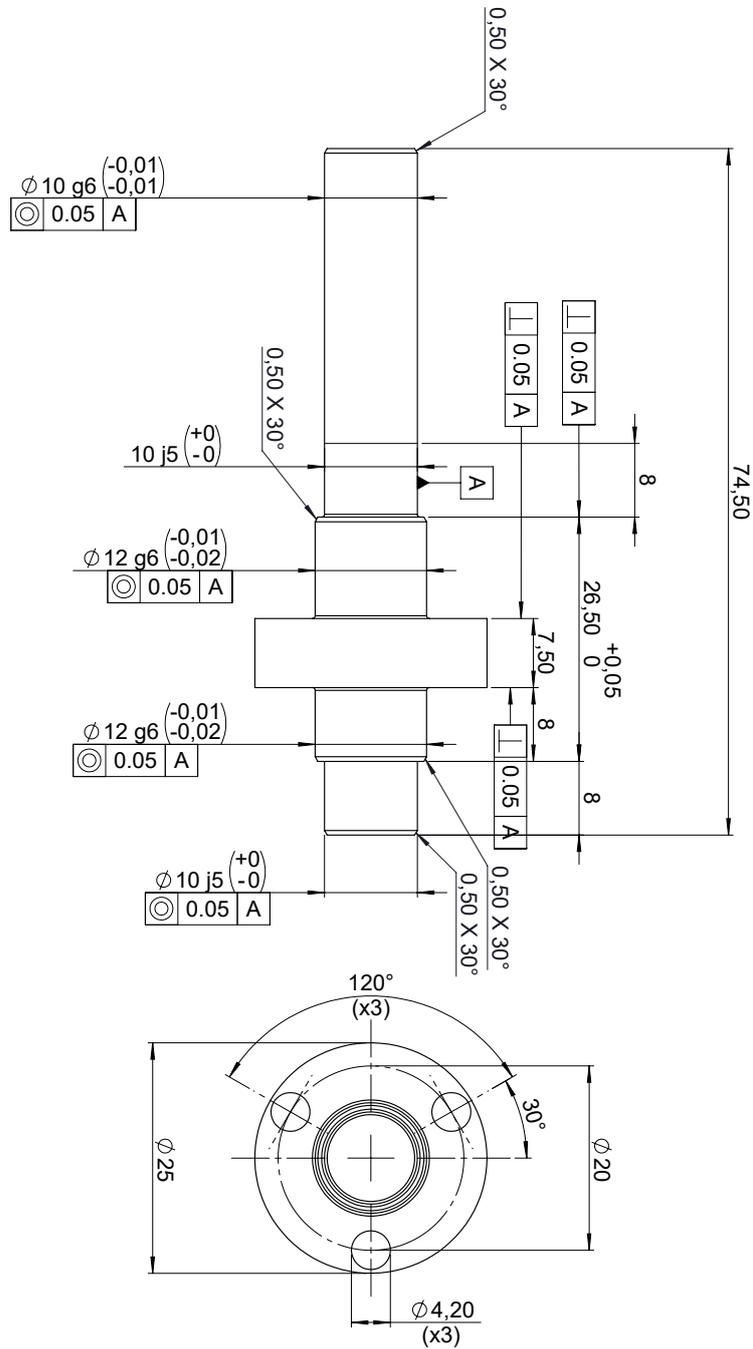
B.1 Magnete



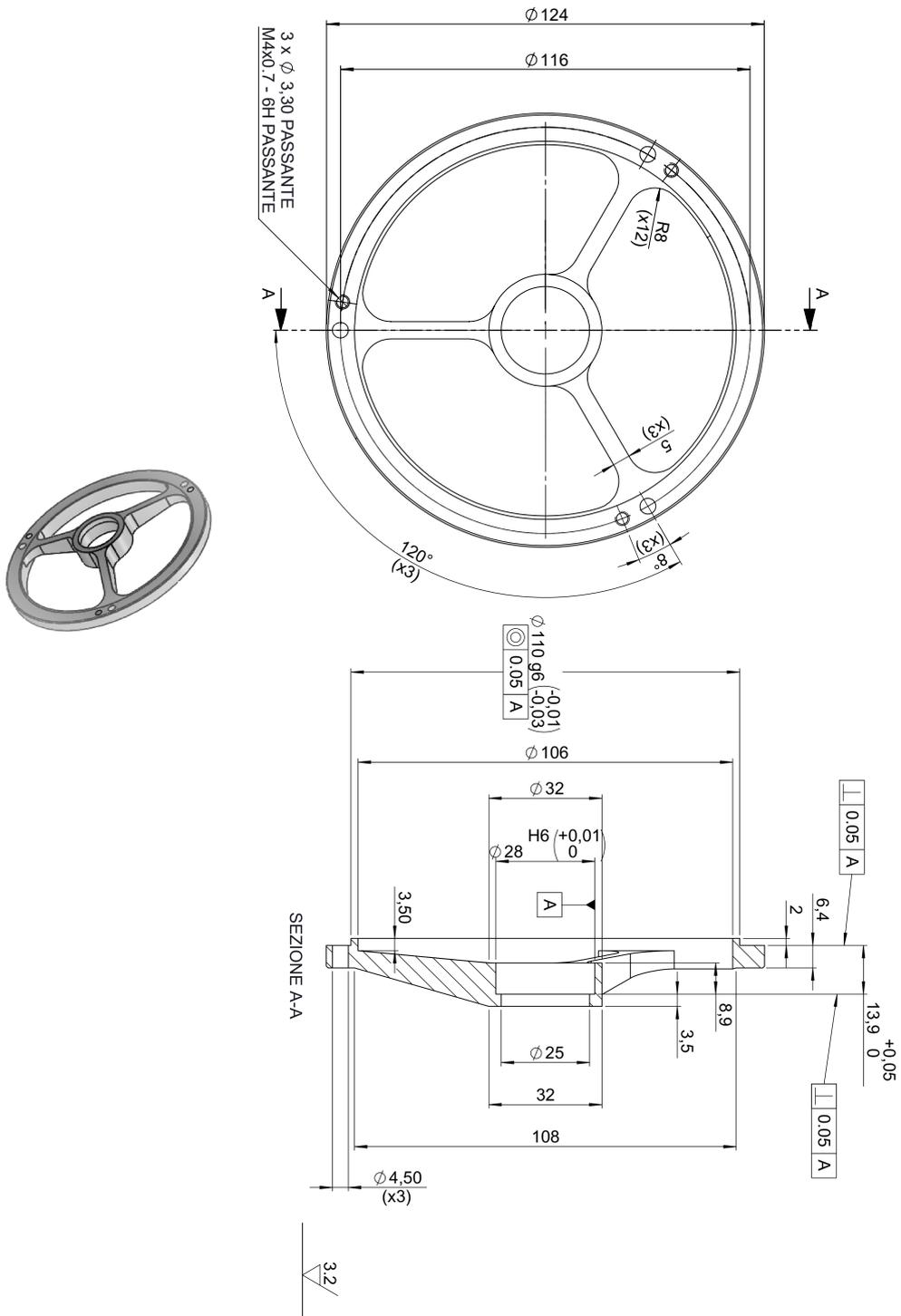
B.2 Giogo rotorico



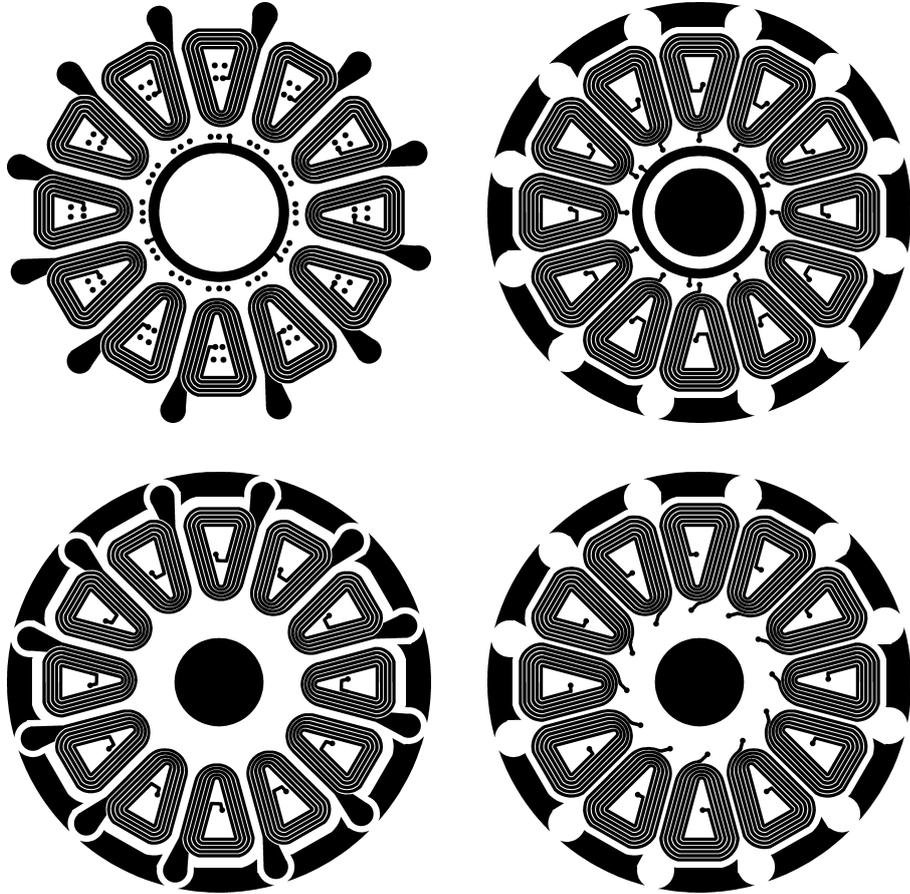
B.3 Albero



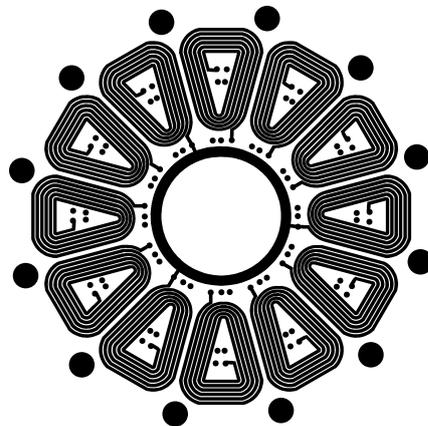
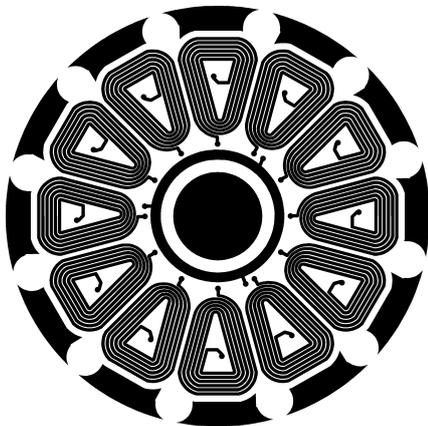
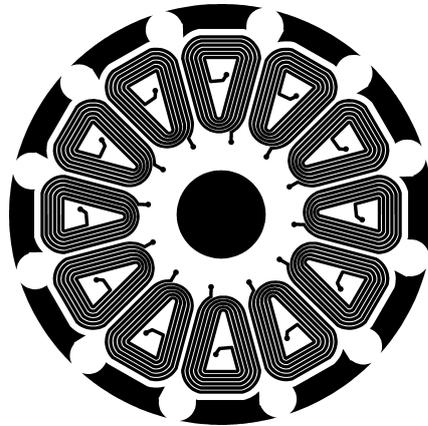
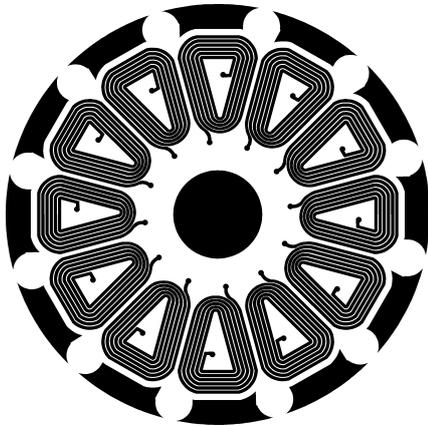
B.5 Scudo



B.6 Layout PCB: layers 1-4



B.7 Layout PCB: layers 5-8



B.8 Stackup PCB

17/11/2020

Isodesign Print

isoStack			Design Name : PCB22		Type of Stack Up : foil				Signal Layers : 0			Ref. Layer : 08			
			Units of Measurement : mm		Frequencies : 10 GHz				Total Thickness : 3.0678			No. of Core : 3			
Sl.	Layer Details	Thickness (mm)	Design	Ref. plane	Zo	Diff Zo	Tpd	Width (mm)	Spacing (mm)	Fill (%)	Weight	DK	DF	Build	Type
1	Ref Layer	0.1778		✓	-	-	-	0.0032	0.0065	100	5 Oz				
	PrePreg	0.2325										3.812	0.0270	2X1080-66.0 1X2116-56.0	370HR
2	Ref Layer	0.2095		✓	-	-	-	0.0032	0.0065	80	6 Oz				
	Core	0.2032										4.14	0.0220	1x7628 - 46.0	370HR
3	Ref Layer	0.2095		✓	-	-	-	0.0032	0.0065	80	6 Oz				
	PrePreg	0.1905										3.812	0.0270	2X1080-66.0 1X2116-56.0	370HR
4	Ref Layer	0.2095		✓	-	-	-	0.0032	0.0065	80	6 Oz				
	Core	0.2032										4.14	0.0220	1x7628 - 46.0	370HR
5	Ref Layer	0.2095		✓	-	-	-	0.0032	0.0065	80	6 Oz				
	PrePreg	0.1905										3.812	0.0270	2X1080-66.0 1X2116-56.0	370HR
6	Ref Layer	0.2095		✓	-	-	-	0.0032	0.0065	80	6 Oz				
	Core	0.2032										4.14	0.0220	1x7628 - 46.0	370HR
7	Ref Layer	0.2095		✓	-	-	-	0.0032	0.0065	80	6 Oz				
	PrePreg	0.2325										3.812	0.0270	2X1080-66.0 1X2116-56.0	370HR
8	Ref Layer	0.1778		✓	-	-	-	0.0032	0.0065	100	5 Oz				

Bibliografia

- [1] W. Lee, S. Li, D. Han, B. Sarlioglu, T. A. Minav, and M. Pietola, “A review of integrated motor drive and wide-bandgap power electronics for high-performance electro-hydrostatic actuators,” *IEEE Trans. on Transp. Electrific.*, vol. 4, no. 3, pp. 684–693, 2018.
- [2] M. Henze, “The integral motor – a new variable-speed motor drive,” *ABB Rev.*, 1996. [Online]. Available: <https://library.e.abb.com/public/82be3ed09497afb3c1256ddd00346fb6/04-08m181.pdf>
- [3] Vem. Vemodrive. [Online]. Available: http://www.vem-group.com/fileadmin/content/pdf/Download/Brosch%C3%BCren/Flyer_VEM-motors/28_PB_en.pdf
- [4] Danfoss. Vlt® drivemotor fcm 300. [Online]. Available: <https://www.danfoss.com/it-it/products/dds/decentral-drives/vlt-and-vacon-legacy-decentral-drives/vlt-drivemotor-fcm-300/#tab-overview>
- [5] A. Tenconi, F. Profumo, S. E. Bauer, and M. D. Hennen, “Temperatures evaluation in an integrated motor drive for traction applications,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 10, pp. 3619–3626, 2008.
- [6] M. Maerz, M. H. Pöech, E. Schimanek, and A. Schletz, “Mechatronic integration into the hybrid powertrain - the thermal challenge,” *Proc. Int. Conf. Automat. Power Electronics*, pp. 1–6, 2006.

- [7] T. Beissmann. 2013 nissan leaf gets increased range, lighter weight, added features. [Online]. Available: <https://www.drive.com.au/news/2013-nissan-leaf-gets-increased-range-lighter-weight-added-features/>
- [8] H. Shimizu, T. Okubo, I. Hirano, S. Ishikawa, and M. Abe, “Development of an integrated electrified powertrain for a newly developed electric vehicle,” SAE Technical Paper, Tech. Rep., 2013.
- [9] T. M. Jahns and B. Sarlioglu, “The incredible shrinking motor drive: Accelerating the transition to integrated motor drives,” *IEEE Power Electronics Mag.*, vol. 7, no. 3, pp. 18–27, 2020.
- [10] T. M. Jahns and H. Dai, “The past, present, and future of power electronics integration technology in motor drives,” *CPSS Trans. on Power Electronics and Appl.*, vol. 2, no. 3, pp. 197–216, 2017.
- [11] D. Kostic Perovic, “Making the impossible, possible – overcoming the design challenges of in wheel motors,” *World Electric Vehicle J.*, vol. 5, no. 2, pp. 514–519, 2012. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2032-6653/5/2/514>
- [12] N. R. Brown, T. M. Jahns, and R. D. Lorenz, “Power converter design for an integrated modular motor drive,” in *2007 IEEE Industry Appl. Annu. Meeting*, 2007, pp. 1322–1328.
- [13] J. Wang, Y. Li, and Y. Han, “Evaluation and design for an integrated modular motor drive (IMMD) with GaN devices,” in *2013 IEEE Energy Convers. Congr. and Expo.*, 2013, pp. 4318–4325.
- [14] J. Wang, Y. Li, and Y. Han, “Integrated modular motor drive design with GaN power FETs,” *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 51, no. 4, pp. 3198–3207, 2015.
- [15] A. Shea and T. M. Jahns, “Hardware integration for an integrated modular motor drive including distributed control,” in *2014 IEEE Energy Convers. Congr. and Expo. (ECCE)*, 2014, pp. 4881–4887.
- [16] B. Ahmadi, J. Espina, L. De Lillo, R. Abebe, L. Empringham, and C. M. Johnson, “Next generation integrated drive: a novel thermal and electrical

- integration technique for high power density converters used in automotive drive systems,” in *Proc. 9th Int. Conf. Power Electron. Mach. Drives (PEMD)*, 2018, pp. 1–5.
- [17] M. Uğur, H. Saraç, and O. Keysan, “Comparison of inverter topologies suited for integrated modular motor drive appl.” in *2018 IEEE 18th Int. Power Electronics and Motion Control Conf. (PEMC)*, 2018, pp. 524–530.
- [18] A. H. Mohamed, H. Vansompel, and P. Sergeant, “An integrated modular motor drive with shared cooling for axial flux motor drives,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 11, pp. 10 467–10 476, 2021.
- [19] A. H. Mohamed, H. Vansompel, and P. Sergeant, “Electro-thermal design of a discrete GaN based converter for integrated modular motor drives,” *IEEE J. of Emerg. and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 1–1, 2021.
- [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,” in *2019 IEEE Int. Electric Expo. Drives Conf. (IEMDC)*, 2019, pp. 1593–1598.
- [21] P. Han, G. Heins, Y. Zhang, and D. M. Ionel, “Integrated modular motor drives based on multiphase axial-flux PM machines with fractional-slot concentrated windings,” in *2021 IEEE Int. Electric Expo. Drives Conf. (IEMDC)*, 2021, pp. 1–6.
- [22] L. Verkroost, J. Van Damme, H. Vansompel, F. De Belie, and P. Sergeant, “Module connection topologies and interleaving strategies for integrated modular motor drives,” in *2019 IEEE Int. Electric Expo. Drives Conf. (IEMDC)*, 2019, pp. 559–564.
- [23] F. Hilpert, K. Brinkfeldt, and S. Arenz, “Modular integration of a 1200 V SiC inverter in a commercial vehicle wheel-hub drivetrain,” in *2014 4th Int. Electric Drives Production Conf. (EDPC)*. IEEE, 2014, pp. 1–8.

- [24] H. Hijikata and K. Akatsu, "Design and online winding reconfigurations method of matrix motor," in *2012 IEEE Energy Convers. Congr. and Expo. (ECCE)*. IEEE, 2012, pp. 1330–1337.
- [25] *Solid-State Reliability Assessment and Qualification Methodologies*, JEDEC Solid State Technology Association standard JEP143D, Jan 2019.
- [26] I. Mosely, "Reliability of power electronic systems." [Online]. Available: <https://www.electronicminds.co.uk/>
- [27] J. Wolmarans, M. Gerber, H. Polinder, S. de Haan, J. Ferreira, and D. Clarenbach, "A 50kW integrated fault tolerant permanent magnet mach. and motor drive," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, 2008, pp. 345–351.
- [28] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed appl." *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, 2008.
- [29] G. Scelba, D. Camuglia, G. De Donato, S. Vaschetto, A. Cavagnino, and E. Agamloh, "On the effects of ultra-high switching frequency on PWM-inverter-fed induction motors," in *2020 IEEE Energy Convers. Congr. and Expo. (ECCE)*, 2020, pp. 3823–3830.
- [30] F. Giulii Capponi, G. De Donato, and F. Caricchi, "Recent advances in axial-flux permanent-magnet machine technology," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 8, no. 6, pp. 2190–2205, 2012.
- [31] M. Aydin, S. Huang, and T. A. Lipo, "Axial flux permanent magnet disc machines: A review," in *Proc. Int. SPEEDAM*, 2004, pp. 61–71.
- [32] F. Caricchi, F. Capponi, F. Crescimbin, and L. Solero, "Experimental study on reducing cogging torque and no-load power loss in axial-flux permanent-magnet machines with slotted winding," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 4, pp. 1066–1075, 2004.
- [33] B. Xia, J.-X. Shen, P. C.-K. Luk, and W. Fei, "Comparative study of air-cored axial-flux permanent-magnet machines with different stator winding

- configurations,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 2, pp. 846–856, 2015.
- [34] X. Liu, A. M. Cramer, V. Rallabandi, and D. M. Ionel, “Switching frequency selection for ultra-low-inductance machines,” in *2017 IEEE Int. Electric Expo. and Drives Conf. (IEMDC)*, 2017, pp. 1–6.
- [35] J. F. Gieras, Rong-Jie Wang, and M. J. Kamper, *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*, 2nd ed. Springer Netherlands, 2005.
- [36] Z. Zhang, C. Wang, and W. Geng, “Design and optimization of halbach-array PM rotor for high-speed axial-flux permanent magnet machine with ironless stator,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 9, pp. 7269–7279, 2020.
- [37] Z. Zhang, W. Geng, Y. Liu, and C. Wang, “Feasibility of a new ironless-stator axial flux permanent magnet machine for aircraft electric propulsion application,” *CES Trans. on Electrical Expo. and Syst*, vol. 3, no. 1, pp. 30–38, 2019.
- [38] K. Rahman, N. Patel, T. Ward, J. Nagashima, F. Caricchi, and F. Crescimbin, “Application of direct-drive wheel motor for fuel cell electric and hybrid electric vehicle propulsion system,” *IEEE Trans. on Industry Appl.*, vol. 42, no. 5, pp. 1185–1192, 2006.
- [39] T. Woolmer, “Machine cooling systems,” U.S. Patent 20 170 012 480A1, Jan. 12, 2017.
- [40] J. Goss, “Performance analysis of electric motor technologies for an electric vehicle powertrain,” Motor Design Ltd, Wrexham, UK, White Paper, 2019. [Online]. Available: <https://www.motor-design.com/resources/>
- [41] P. Friedrichs, T. Kimoto, L. Ley, and G. Pensl, *Silicon Carbide, Volume 2: Power Devices and Sensors*. John Wiley & Sons, 2011.
- [42] A. Lidow, M. De Rooij, J. Strydom, D. Reusch, and J. Glaser, *GaN transistors for efficient power conversion*. John Wiley & Sons, 2019.

- [43] I. P. E. Society, “International technology roadmap for wide bandgap power semiconductors,” IEEE, Roadmap, Spet. 2019. [Online]. Available: https://www.rohm.com/documents/11303/2861707/sic_app-note.pdf
- [44] Efficient Power Conversion (EPC) Corporation. Enhancement-mode gallium nitride (eGaN) FETs. [Online]. Available: <https://epc-co.com/epc/Products/eGaNfetsandICs.aspx>
- [45] G. System. GaN power transistor. [Online]. Available: <https://gansystems.com/gan-transistors/>
- [46] Transphorm. Transphorm GaN power FET portfolio. [Online]. Available: <https://www.transphormusa.com/en/products/>
- [47] T. Instruments. Gallium nitride (GaN) power devices. [Online]. Available: <https://www.ti.com/power-management/gallium-nitride/overview.html>
- [48] Exagan. Exagan products- G FET series. [Online]. Available: <http://www.exagan.com/en/products/g-fet/>
- [49] Infineon. GaN HEMT - gallium nitride transistor. [Online]. Available: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/gan-hemt-gallium-nitride-transistor/>
- [50] A. Morya, M. Moosavi, M. C. Gardner, and H. A. Toliyat, “Applications of wide bandgap (wbg) devices in ac electric drives: A technology status review,” in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2017, pp. 1–8.
- [51] Efficient Power Conversion (EPC) Corporation. eGaN® FET Reliability. [Online]. Available: <https://epc-co.com/epc/DesignSupport/eGaNfetrliability.aspx>
- [52] O. Taqavi and S. M. Mirimani, “Design aspects, winding arrangements and applications of printed circuit board motors: a comprehensive review,” *IET Electric Power Appl.*, vol. 14, no. 9, pp. 1505–1518, 2020.

- [53] M. D. Noh, J. Kim, and Y. Park, "Comparisons of concentrated printed-circuit stator windings for axial flux permanent magnet machines," in *2019 IEEE/ASME Int. Conf. on Adv. Intell. Mechatronics (AIM)*, 2019, pp. 229–234.
- [54] S. Paul, M. Farshadnia, A. Pouramin, J. Fletcher, and J. Chang, "Comparative analysis of wave winding topologies and performance characteristics in ultra-thin printed circuit board axial-flux permanent magnet machine," *IET Electric Power Appl.*, vol. 13, no. 5, pp. 694–701, 2019.
- [55] F. Marignetti, G. Volpe, S. M. Mirimani, and C. Cecati, "Electromagnetic design and modeling of a two-phase axial-flux printed circuit board motor," *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 65, no. 1, pp. 67–76, 2018.
- [56] D. Baarman, J. Schwannecke, W. Guthrie, R. Wahl, and D. Paul, "Printed circuit board coil," U.S. Patent 7973635-B2, 27 Sept., 2007.
- [57] M. G. Kesgin, P. Han, N. Taran, D. Lawhorn, D. Lewis, and D. M. Ionel, "Design optimization of coreless axial-flux pm machines with litz wire and pcb stator windings," in *2020 IEEE Energy Convers. Congr. and Expo. (ECCE)*, 2020, pp. 22–26.
- [58] M. J. Kamper, R.-J. Wang, and F. G. Rossouw, "Analysis and performance of axial flux permanent-magnet machine with air-cored nonoverlapping concentrated stator windings," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 5, pp. 1495–1504, 2008.
- [59] N. Bianchi, M. Dai Prè, L. Aliberti, and E. Fornaisero, *Theory and Design of Fractional-slot PM Machines*, 1st ed. Cleup, September 2007.
- [60] J. R. R. A. Martins and A. Ning, *Engineering Design Optimization*. Cambridge University Press, 2021.
- [61] S. Huang, J. Luo, F. Leonardi, and T. Lipo, "A general approach to sizing and power density equations for comparison of electrical machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 1, pp. 92–97, 1998.

- [62] J. R. Bumby *et al.*, “Electromagnetic design of axial-flux permanent magnet machines,” in *Proc. Inst. Elect. Eng. - Elect. Power Appl.*, vol. 151, 2004, pp. 151–160.
- [63] T. A. Lipo, *Introduction to AC Machine Design*, 3rd ed. Madison WI: University of Wisconsin, 2007.
- [64] R. Wang and A. J. Kamper, “Evaluation of eddy current losses in axial flux permanent magnet (AFPM) machine with an ironless stator,” in *Conf. Rec. of the 2002 IEEE Ind. Appl. Conf. 37th IAS Annu. Meeting*, vol. 2, 2002, pp. 1289–1294.
- [65] N. Salim, S. P. Nikam, S. Pal, A. K. Wankhede, and B. G. Fernandes, “Multiphysics analysis of printed circuit board winding for high-speed axial flux permanent magnet motor,” *IET Electric Power Appl.*, vol. 13, pp. 805–811, June 2019.
- [66] N. Salim, S. P. Nikam, S. Singh, S. Pal, A. K. Wankhede, and B. G. Fernandes, “High-speed coreless axial-flux permanent-magnet motor with printed circuit board winding,” *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 55, no. 2, pp. 1954–1962, 2019.
- [67] R. Wrobel and P. H. Mellor, “A general cuboidal element for three-dimensional thermal modelling,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 8, pp. 3197–3200, Aug. 2010.
- [68] R. Abebe, G. Vakil, G. L. Calzo, T. Cox, S. Lambert, M. Johnson, C. Gerada, and B. Mecrow, “Integrated motor drives: state of the art and future trends,” *IET Electric Power Applications*, vol. 10, no. 8, pp. 757–771, 2016.
- [69] G.-J. Su and L. Tang, “A segmented traction drive system with a small dc bus capacitor,” in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, pp. 2847–2853.
- [70] Murata. Ceramic Capacitor, KRM Series. [Online]. Available: <https://www.murata.com/en-global/products/capacitor/ceramiccapacitor/overview/lineup/smd/krm>

- [71] J. W. Kolar and S. D. Round, "Analytical calculation of the rms current stress on the dc-link capacitor of voltage-PWM converter systems," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 153, no. 4, pp. 535–543, 2006.
- [72] AK Steel International, "ARMCO® pure iron," Datasheet. [Online]. Available: <https://www.aksteel.co.uk/products/armco-pure-iron/#characteristics>
- [73] MIOTTI electric revolution, "Neodymium iron boron magnets (NdFeb)," Datasheet. [Online]. Available: <http://www.miottisrl.com/en/prodotto/neodymium-iron-boron-magnets-ndfeb/>
- [74] J. Loncarski, *Peak-to-peak output current ripple analysis in multiphase and multilevel inverters*. Springer, 2014.
- [75] Allegro microsystem, "Automotive-grade, galvanically isolated current sensor ic with common-mode field rejection and overcurrent detection in small footprint low-profile packages," Datasheet. [Online]. Available: <https://www.allegromicro.com/-/media/files/datasheets/acs730llc-datasheet.ashx>
- [76] Texas Instrument, "LM5113 5A, 100V Half-Bridge Gate Driver for Enhancement Mode GaN FETs," Datasheet. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5113.pdf>
- [77] Murata. GCM32DC72A475ME02. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5113.pdf>
- [78] M. Schiestl, F. Marcolini, M. Incurvati, F. G. Capponi, R. Stärz, F. Caricchi, A. S. Rodríguez, and L. Wild, "Development of a high power density drive system for unmanned aerial vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 3, pp. 3159–3171, 2021.
- [79] M. Schiestl, A. Loesch, M. Incurvati, and R. Staerz, "Accurate losses multipoint non adiabatic calorimetric measurement technique for wbg power converters," in *PCIM Europe digital days 2020; Int. Exh. and Conf. for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2020, pp. 1–8.