

POLITECNICO DI TORINO

Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica
Progettazione Analogica e di Potenza



**Politecnico
di Torino**

Tesi di Laurea Magistrale

Progetto di un azionamento 48V esafase GaN per il pilotaggio di una sospensione attiva per autoveicoli

Relatore

Prof. Nicola Amati

Correlatori

Prof. Renato Galluzzi

Ing. Gianluca Botto

Ing. Luca Vola Gera

Candidato

Matteo Viva

Anno Accademico 2024 - 2025

Sommario

Nel panorama delle applicazioni EV, i MPDs stanno diventando una soluzione sempre più interessante e competitiva per sostituire l'ormai consolidata struttura dei Three-Phase Drives. Svartati sono i vantaggi apportati, in termini di performance, dall'uso di questa topologia :

- Il maggior numero di fasi garantisce un minor rating di corrente per fase e quindi dimensioni inferiori della componentistica utilizzata;
- Migliore capacità di gestione dei faults;
- Minor ripple di coppia (il ripple in un 5-phase Drive è minore di circa il 67% rispetto al tradizionale 3-phase Drive). Il che implica dimensioni ridotte del DC-link;
- Maggiore densità di coppia, conseguenza diretta del punto precedente, che porta ad una densità di potenza del Motor Drive più elevata.

Questi risultati matchano alla perfezione con ciò che, parallelamente, si sta sviluppando nell'ambito dei convertitori di potenza, dove i dispositivi GaN stanno emergendo come una valida alternativa alla consolidata tecnologia al Silicio. Tali dispositivi offrono prestazioni superiori in termini di perdite e densità di potenza. In particolare, l'elevata velocità di commutazione combinata con basse perdite consente di ridurre le dimensioni dei componenti reattivi necessari. Questo semplifica il design del convertitore consentendo l'utilizzo di più dispositivi in parallelo, in modo da aumentare il rating di corrente complessivo, migliorando così l'efficienza totale della macchina.

Il lavoro di tesi, pertanto, si è focalizzato sulla progettazione (componentistica hardware adatta e design del PCB) del Convertitore modulato con tecnica SVPWM e sul controllo FOC dell'intero sistema; con lo scopo di realizzare un Inverter 48 V a GaN per un drive di tipo Esafase atto a pilotare una sospensione attiva per autoveicoli.

*A nonno Pippi,
che mi ha dato il coraggio di cominciare.*

*A nonna Maria,
che mi ha dato la forza di perseverare.*

Grazie lassù.

*“If everything seems under control,
you’re just not going fast enough.”*

Mario Andretti

Indice

Elenco delle figure	x
Elenco delle tabelle	XIV
Acronimi	XVI
1 Introduzione	1
1.1 Sospensioni Attive	1
1.1.1 Marelli - Fully Active Electromechanical Suspension System	2
1.2 Obiettivo Tesi	4
1.3 Struttura Elaborato	5
2 Modellazione	7
2.1 Struttura PMSM	7
2.2 Caratteristiche Esafase	10
2.3 Struttura Inverter	14
3 Controllo	17
3.1 Modello ABC di un PMSM trifase	17
3.2 Field-Weakening & MTPA/MTPV	21
3.3 Modello ABC-XYZ di un PMSM esafase	25
3.4 Modulazione SVPWM	29
3.5 Field Oriented Control	32
3.6 Controllo Simulink	34
3.6.1 Modello Doppio Trifase	35
3.6.2 Modello Esafase	38
3.6.3 Confronto Doppio Trifase VS Esafase	41
4 Progetto HW Elettronico	46
4.1 GaN FET	46
4.1.1 Benchmark GaN	46
4.2 Gate Driver	48

4.2.1	Benchmark Drivers	48
4.3	DC-link Capacitor	50
4.3.1	Analisi Matlab	50
4.4	Precharge Circuit	53
4.5	Phase-Current Sense Circuit	54
4.5.1	Simulazioni LTSpice	57
5	Design PCB	60
5.1	Schematici circuitali	60
5.1.1	Power HV	60
5.1.2	Drivers	62
5.1.3	Power LV	64
5.1.4	MCU	66
5.1.5	IVT measurements	68
5.2	Layout PCB	71
6	Conclusioni	82
6.1	Testing	82
6.2	Sviluppi futuri	83
	Bibliografia	86

Elenco delle figure

1.1	Sospensione Attiva [1]	1
1.2	Sospensione Passiva [1]	1
1.3	Sospensione con Sistema Ruota [1]	2
1.4	Inverter e Motore [1]	3
2.1	SPM	8
2.2	IPM	8
2.3	SPM sezione trasversale completa [4]	9
2.4	IPM sezione trasversale completa [4]	9
2.5	Riduzione di corrente (p.u.) per fase per diversi MPDs [5]	10
2.6	Capacità DC-link richiesta (p.u.) per diversi MPDs [5]	11
2.7	Macchina asimmetrica esafase [5]	11
2.8	Connessione a neutro singolo [5]	12
2.9	Connessione a due neutri [5]	12
2.10	Differenti casi di fault di una macchina asimmetrica esafase [5]	12
2.11	Range di coppia massima postfault per una macchina asimmetrica esafase [5]	13
2.12	Range di coppia massima postfault per una macchina simmetrica esafase [5]	13
2.13	Schema a blocchi Inverter	16
3.1	Trasformata di Clarke [7]	19
3.2	Trasformata di Park [7]	19
3.3	Curva $T = f(\Omega)$	21
3.4	Cerchio correnti i_d e i_q [8]	22
3.5	MTPA [8]	22
3.6	Ellissi tensioni v_d e v_q [8]	23
3.7	MTPA/MTPV [8]	23
3.8	MTPV [8]	24
3.9	Coppia massima in deflussaggio per SPM e IPM [8]	24
3.10	Cerchio ed Ellissi per MTPA ed MTPV [8]	25

3.11	Vettori i_s e λ_{pm} [8]	25
3.12	Curve isocoppie [8]	25
3.13	Struttura degli avvolgimenti di un PMSM esafase [9]	26
3.14	Voltage Source Inverter Esafase [9]	26
3.15	Tabella Space Vector [10]	30
3.16	Voltage Sectors [10]	31
3.17	Tensioni di fase nei settori [10]	31
3.18	Voltage Sequence [10]	32
3.19	Controllo in Corrente	33
3.20	Controllore PI	33
3.21	Controllo FOC Trifase	34
3.22	Controllo FOC Esafase	34
3.23	Modello Simulink Singolo Trifase	35
3.24	Scope Singolo Trifase	36
3.25	Correnti di statore I_A, I_B, I_C per $T_{ref} = 3 Nm$ e $\omega_{ref} = 5500 rpm$. . .	37
3.26	Ripple DC-Link delle due terne ABC-XYZ per $\Delta\phi = 90^\circ$	37
3.27	Modello Simscape Esafase	38
3.28	Controllo Esafase	39
3.29	Controllo Correnti Esafase	39
3.30	Correnti di statore I_A, I_B, I_C per $T_{ref} = 3 Nm$ e $\omega_{ref} = 5500 rpm$. . .	40
3.31	Tensioni di fase V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}	40
3.32	Tensioni di fase V_{AN}, V_{BN}, V_{CN} modulate con SVM	41
3.33	Excel confronto per diversi valori di $w, T, \Delta\phi$	43
3.34	Corrente di ripple per $T = 3Nm, \omega = 5500rpm, \Delta\phi = 90^\circ$	44
3.35	Corrente di ripple per $T = 3Nm, \omega = 5500rpm, \Delta\phi = 0^\circ$	44
3.36	Corrente nei condensatori DC-Link (a) Zero voltage vector (b) Effective voltage vector [12]	44
3.37	Corrente dei condensatori nell'Inverter [12]	45
3.38	Corrente dei condensatori nell'Inverter per $\Delta\phi = \pi/2$ [12]	45
4.1	EPC 2302 [13]	47
4.2	Pinout EPC 2302 [13]	47
4.3	Curva $I_D = f(V_{DS})$ [13]	47
4.4	ADI LT8418 [14]	48
4.5	Schema applicativo ADI LT8418 [14]	49
4.6	Schema a blocchi interno ADI LT8418 [14]	49
4.7	A785KN476M1JLAS045 [15]	50
4.8	GRM32EC72A106KE05K [16]	50
4.9	Profilo ΔV	51

4.10	Resistenza Condensatori Ceramici in funzione della Frequenza	51
4.11	Trasformata di Fourier del profilo di corrente di ripple nei condensatori	51
4.12	[15]	52
4.13	Circuito Precharge	53
4.14	SQJQ184ER-T1_GE3 [17]	54
4.15	PWR163S-25-15R0JE [18]	54
4.16	Curva Derating di PWR163S-25-15R0JE	54
4.17	Scenari di cortocircuito in un sistema trifase [19]	55
4.18	Confronto SCCL [19]	55
4.19	Apertura SCCL [19]	56
4.20	PSR500HTQFB0L10 [21]	57
4.21	INA241A4QDGSRQ1 [22]	57
4.22	Modello LTSpice	58
4.23	Simulazione LTSpice	58
5.1	GaN	61
5.2	GaN parallelizzati [23]	61
5.3	2ED4820EM [24]	62
5.4	Gate Driver	62
5.5	Circuito 2ED4820EM [24]	63
5.6	LMR38020-Q1 [25]	64
5.7	DCDC Buck Converter	64
5.8	TPS78411QWDRBRQ1 [27]	65
5.9	TPS735-Q1 [28]	65
5.10	REF34-Q1 [29]	65
5.11	TMS320F280039C [30]	66
5.12	M24M02-DWMN3TP/K [31]	66
5.13	TPS3702-Q1 [32]	67
5.14	CX3225SA20000D0PSVC1 [33]	67
5.15	TCAN1043A-Q1 [34]	68
5.16	SN65HVD76 [35]	68
5.17	Circuito acquisizione corrente	69
5.18	WSK1216L3000FEA [36]	69
5.19	Circuito acquisizione temperatura	70
5.20	NTCS0402E3103FLT [37]	70
5.21	OPA4322 [38]	71
5.22	EPC9165 [39]	71
5.23	3D top PCB	72
5.24	3D bottom PCB	72

5.25	Montaggio Heatsink [13]	73
5.26	Layer Stack-Up	74
5.27	Lateral Power Loop [40]	75
5.28	Vertical Power Loop [40]	76
5.29	Optimal Power Loop [40]	76
5.30	Confronto Power Loop [40]	77
5.31	GaN paralleli - Worst Case [41]	78
5.32	GaN paralleli - Optimal Case [41]	78
5.33	2D placing Gamba HV	79
5.34	2D sbroglio Gamba HV	79
5.35	PCB Trace Width Calculator [42]	80
5.36	2D sbroglio MCU	81
6.1	Termocamera TIS75	82
6.2	Esempio di poligono smussato	83
6.3	Disposizione VIAs	83

Elenco delle tabelle

2.1 Parametri di SPM e IPM	9
--------------------------------------	---

Acronimi

EV

Electric Vehicles

MPD

Multi-Phase Drives

PCB

Printed Circuit Board

SVPWM

Space Vector Pulse Width Modulation

FOC

Field Oriented Control

GaN

Gallium Nitride

ECU

Electronic Control Unit

FAESS

Fully Active Electromechanical Suspension System

PMSM

Permanent Magnet Synchronous Motor

HEMT

High Electron Mobility Transistor

IPM

Interior Permanent Magnet

SPM

Surface Permanent Magnet

MTPA

Maximum Torque Per Ampere

MTPV

Maximum Torque Per Volt

VSD

Vector Space Decomposition

VSI

Voltage Source Inverter

SPWM

Sinusoidal Pulse Width Modulation

BEMF

Back ElectroMotive Force

SCWT

Short Circuit Withstanding Time

SCCL

Short Circuit Current Limiter

LDO

Low DropOut

PEL

Programmable Enable Logic

DRC

Data Rules Check

Capitolo 1

Introduzione

1.1 Sospensioni Attive

Con i termini sospensioni attive (vedi Figura 1.1) e sospensioni adattive/semi-attive si intendono dei tipi di sospensioni per autoveicoli che controllano il movimento verticale delle ruote con un sistema di bordo, diversamente dalle sospensioni passive (vedi Figura 1.2) dove il movimento viene determinato interamente dalla superficie stradale.



Figura 1.1: Sospensione Attiva [1]



Figura 1.2: Sospensione Passiva [1]

Le sospensioni attive possono essere generalmente suddivise in due categorie principali: sospensioni attive vere e proprie e sospensioni adattive (o sospensioni semi-attive). Mentre le sospensioni adattive variano solo la durezza dell'ammortizzatore per adattarsi dinamicamente al manto stradale e al tipo di guida, le sospensioni attive usano un certo tipo di attuatore per alzare e abbassare letteralmente il telaio in modo indipendente su ciascuna ruota, variando quindi elasticità ed altezza da

terra.

Queste tecnologie consentono ai produttori di automobili:

- di garantire una miglior trazione e un miglior controllo;
- di mantenere le gomme perpendicolari alla strada, aumentando l'impronta a terra (superficie dello pneumatico che tocca terra contribuendo quindi ad una maggior aderenza) in curva;
- di diminuire notevolmente il rollio;

assicurando, di conseguenza, un guadagno netto in termini di qualità di guida e sicurezza. [2]



Figura 1.3: Sospensione con Sistema Ruota [1]

Mentre prima venivano progettate e sviluppate esclusivamente per un settore di nicchia come quello della Formula 1, adesso, grazie alla proposta innovativa introdotta da Marelli, quella delle sospensioni attive sta diventando sempre più una soluzione d'uso commerciale.

1.1.1 Marelli - Fully Active Electromechanical Suspension System

Mentre nelle soluzioni precedenti già diffuse in Formula 1 da diversi anni (Williams FW15C), i componenti caratteristici della sospensione (quali molla e smorzatore) non venivano eliminati del tutto perché ancora fondamentali al fine di garantire elasticità alla struttura, l'innovazione apportata da Marelli consente di avere in un

unico componente elasticità e smorzamento.

Marelli, infatti, ha progettato una nuova sospensione elettromeccanica (Fully Active Electromechanical Suspension System) che ha come elemento attivo un attuatore di forma cilindrica, collegato a un braccio della sospensione, il quale prende il posto dell'ammortizzatore (l'elemento elastico rimane), ma riesce a implementare funzioni molto più evolute del semplice smorzamento degli ammortizzatori idraulici. Si tratta di un dispositivo che può erogare forza e non soltanto assorbirla, implementando funzioni evolute quali la riduzione attiva del rollio e del beccheggio.

Sistema di Attuazione

Ogni attuatore (vedi Figura 1.4) è composto da un motore elettrico brushless, un riduttore a ingranaggi, un sensore di corsa e un'unità elettronica di controllo. Questi componenti azionano una leva che può ruotare per un certo angolo, misurato dal sensore sopracitato, ed è collegata al braccio principale della sospensione con un tirante o un sistema di leve.

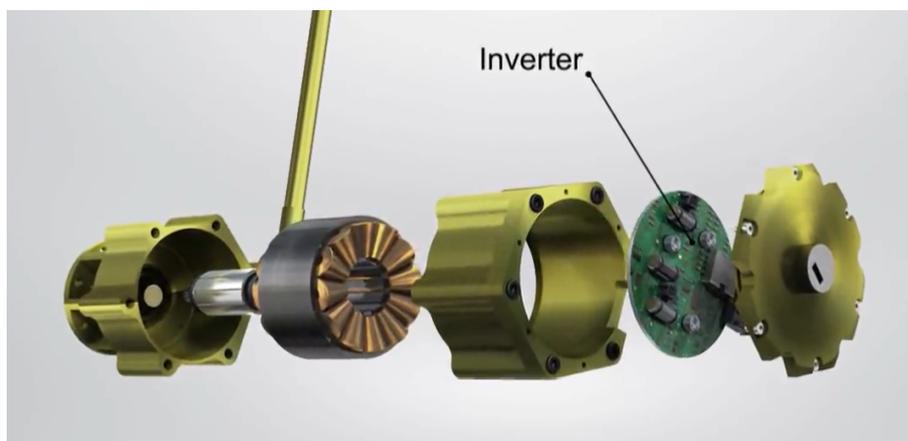


Figura 1.4: Inverter e Motore [1]

Quando il motore elettrico dell'attuatore viene messo in movimento dal braccio della sospensione si ottiene un recupero di energia, perché esso agisce da generatore in maniera perfettamente analoga a quel che accade con la frenata rigenerativa dei motori di trazione delle auto elettriche. Più lo smorzamento è accentuato e più il recupero di energia è elevato : secondo Marelli la rigenerazione permette mediamente di recuperare l'80% dell'energia consumata dal sistema.

L'unità centrale (ECU) controlla ogni attuatore grazie a un hardware elettronico specifico e a un software integrato, che valuta la dinamica del veicolo e calcola in tempo reale le forze che ogni attuatore deve applicare alla sospensione.

I risultati di queste elaborazioni sono segnali che la ECU invia all'inverter dell'attuatore: il dispositivo converte la richiesta di forza specificata dalla ECU nell'intensità di corrente (ampere) necessaria per ottenerla.

Vantaggi

Il tutto è alimentato a $48V$ perché le potenze messe in gioco negli attuatori sono abbastanza elevate: a parità di potenza, aumentare la tensione permette di ridurre l'intensità della corrente, diminuendo le perdite nei cavi che possono essere così più sottili e leggeri.

Marelli dichiara inoltre che il suo Fully Active Electromechanical Suspension System riesce a ridurre del $50 - 60\%$ l'accelerazione trasmessa dal veicolo ai passeggeri: il comfort, di conseguenza, dovrebbe migliorare nettamente. Si auspica anche la sostanziale neutralizzazione del rollio e del beccheggio fino a $0,5 - 0,6g$, valori promettenti, considerando che una buona automobile in frenata raggiunge circa $1g$ di decelerazione.

Consegue, come ulteriore vantaggio, una maggiore libertà per i progettisti, considerato che gli attuatori possono essere collocati sotto il fondo della vettura. Altro motivo d'interesse è la possibilità di variare la risposta delle sospensioni modificando il software e la scalabilità del sistema verso vari segmenti di veicoli. Questo, insieme alla semplificazione consentita dall'essere una soluzione "oil-free" e al peso contenuto di circa $6kg$ per attuatore, ha interessato diversi costruttori, oltre Marelli. [3]

1.2 Obiettivo Tesi

Il Sistema di Attuazione analizzato nell'attività di Tesi è strutturalmente analogo a quello precedentemente descritto per la FAESS di Marelli, e quindi composto dagli stessi elementi presenti in Figura 1.4.

Il focus del progetto è però quello di sfruttare l'applicazione delle Sospensioni Attive per introdurre soluzioni innovative sull'unità elettronica e sul controllo del motore elettrico multifase PMSM che pilota la sospensione attiva.

Lo studio e l'implementazione del motore elettrico multifase è una tendenza sempre più diffusa negli ultimi anni. I vantaggi dati da questo tipo di motore sono diversi, a seconda che questo sia un IPM o SPM.

L'IPM garantisce infatti migliore efficienza, soprattutto ad alte velocità perché i magneti sono lontani dalle correnti parassite di statore, e un aumento della coppia a parità di volume.

Mentre l'SPM fornisce semplicità costruttiva e costi inferiori; una buona risposta dinamica ad alte velocità, e coppia fluida in assenza di coppia di riluttanza.

Anche i vantaggi apportati dall'utilizzo di un motore multifase non sono trascurabili, soprattutto in termini di ridondanza, consentendo al motore di funzionare anche in presenza di guasti parziali e migliorando così la resilienza del veicolo.

Inoltre la possibilità di sfruttare un numero di fasi maggiore consente un minor rating di corrente per fase e quindi dimensioni inferiori dei componenti usati; una migliore capacità di gestire i faults perché ad un maggior numero di fasi corrispondono più gradi di sicurezza; un ripple di coppia inferiore, se le portanti di ogni fase sono opportunamente modulate, il quale garantisce dimensioni inferiori del DC-link; e una maggiore densità di coppia dovuta al minor ripple.

La scelta di utilizzare i GaN contribuisce ulteriormente sulle performance del sistema, perché le alte frequenze di commutazione di questi portano a frequenze di switching ridotte e quindi a ridurre ulteriormente le dimensioni del DC-link. Infine, rispetto ai sistemi ad alta tensione, un motore a bassa tensione come in questo caso, presenta vantaggi significativi, tra cui rischi elettrici ridotti, costi di isolamento inferiori e una maggiore compatibilità con i requisiti di sicurezza per l'uso commerciale. Un sistema così definito introduce però diversi problemi nella progettazione sia del controllo motore che della scheda elettronica che ne gestisce il funzionamento. Ad esempio, le influenze di mutua induttanza possono compromettere la corretta conversione da corrente a coppia; così come la scelta avvincente di accorpare sia la parte di potenza che quella di segnale in un unico PCB può aumentare i disturbi elettromagnetici, rendendo più complicato il design della scheda stessa.

1.3 **Struttura Elaborato**

L'elaborato pertanto è composto da diverse sezioni dedicate all'analisi delle caratteristiche sopracitate.

Inizialmente vengono introdotte struttura e caratteristiche del motore utilizzato, ponendo l'attenzione sui vantaggi apportati dall'utilizzo di un Permanent Magnet Synchronous Motor e, in particolare, dall'adozione di una struttura multifase. Vengono poi descritti i vari blocchi costituenti l'Inverter, focalizzandosi sulle funzioni chiave di ciascuno di essi.

Il capitolo successivo dà inizio alla parte di progettazione. Infatti, dopo una prima descrizione dei metodi di controllo e di modulazione implementati, vengono presentati e messi a confronto i due modelli Simulink realizzati, con i relativi risultati ottenuti. Il primo è un modello di simulazioni su un sistema trifase doppio; il secondo, invece, è su un sistema esafase asimmetrico con due centri stella isolati.

Il capitolo 4 è dedicato alla scelta e al dimensionamento dei componenti elettronici principali e alla progettazione di alcune soluzioni circuitali riguardanti questi.

Il quinto, invece, riguarda la parte di realizzazione del PCB. Dal progetto dei vari

schemi elettrici al conseguente placing e routing dei componenti su scheda; rispettando opportune regole di layout, imposte nella gestione di dispositivi come i GaN, che commutano a velocità molto alte e gestiscono elevati rating di corrente.

Nella parte conclusiva si passa in rassegna ciò che è stato realizzato, analizzandone punti di forza, criticità e possibili miglioramenti. Vengono presentati inoltre gli step successivi atti a verificare il funzionamento dell'applicazione, come i vari test da eseguire sulla scheda.

Capitolo 2

Modellazione

Il sistema di attuazione consta di un motore PMSM Hexa-Phase, controllato in coppia col metodo FOC, e di un Inverter alimentato a 48 V, realizzato con HEMT a GaN e modulato con tecnica SVPWM.

2.1 Struttura PMSM

Comparato con altre macchine elettriche, il motore a Magneti Permanenti (PM) combina elevata densità di coppia, affidabilità, alta capacità di overload, compattezza e ridotti costi di manutenzione con i vantaggi dati dall'alta efficienza della macchina, favorita dall'assenza di avvolgimenti nel rotore. Infatti, la generazione di calore, dovuta principalmente alle perdite Joule, è solo sullo statore dove è più facile dissipare perché è in contatto diretto con l'ambiente circostante.

Nonostante ciò, l'eccitazione del PM presenta alcuni svantaggi, quali il rischio di smagnetizzazione ad alte temperature e il costo dei magneti permanenti, poiché questi ultimi sono generalmente costituiti da materiali rari e il loro prezzo è in costante aumento. Tuttavia, recenti studi si stanno focalizzando su nuove tecniche per macchine PM con semplici avvolgimenti concentrati per ridurre la quantità di materiale magnetico utilizzato.

I PMSM integrano un rotore munito di magneti permanenti, i quali producono un flusso di rotore costante in grado di generare autonomamente un campo magnetico, eliminando la necessità di una fonte di energia esterna. Gli avvolgimenti di rotore, infatti, sono eccitati con una potenza DC, cioè $w_r = 0$. Gli avvolgimenti di statore, invece, sono alimentati in corrente alternata, $w_s \neq 0$, producendo un campo elettromagnetico rotante.

Queste macchine funzionano sulla base del concetto di rotazione sincrona, in cui il rotore cerca di sincronizzarsi con il campo magnetico rotante generato dagli avvolgimenti dello statore. Pertanto la condizione necessaria affinché venga sviluppata coppia continua è che $|w_m| = |w_s|$. Il rotore quindi deve ruotare ad una frequenza

angolare w_m sincronizzata con la frequenza w_s della corrente di statore. Quest'ultima è definita infatti *velocità sincrona*.

L'interazione tra il campo magnetico del rotore e il campo magnetico girevole dello statore produce una coppia meccanica, che spinge il rotore a ruotare in modo sincrono ad una velocità predeterminata, secondo :

$$T_{em} = \vec{B}_{stator} \times \vec{B}_{rotor} \quad (2.1)$$

La coppia media è :

$$T_{avg} = -\frac{I_{sm}I_{rm}}{2}L_m \sin(\delta) \quad (2.2)$$

Quindi per ottenere la coppia massima, rotore e statore devono essere ortogonali in modo che $\sin(\delta) = 1$.

Pertanto,

$$T_{avg,max} = -\frac{I_{sm}I_{rm}}{2}L_m \quad (2.3)$$

SPM vs IPM

In base alla forma e alla posizione del magnete permanente nel rotore, esistono due topologie principali di motori a magneti permanenti: il magnete permanente montato in superficie (SPM) e il magnete permanente interno (IPM).

Nei PMSM montati in superficie (SPMSM) i magneti permanenti sono esposti alla fessura d'aria. Il PMSM interno (IPMSM), invece, ha i magneti posti all'interno del rotore.

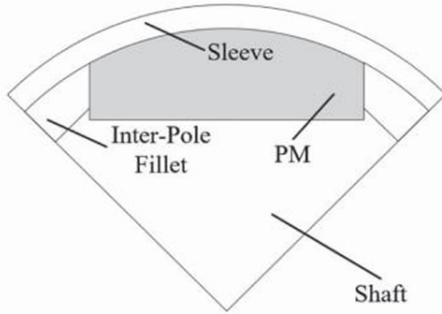


Figura 2.1: SPM

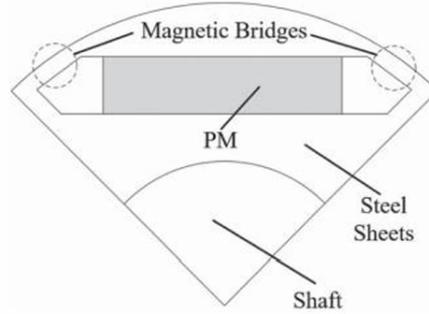


Figura 2.2: IPM

La generazione di coppia dipende anche dalla salienza del rotore. Il rapporto di salienza è definito come il rapporto (L_q/L_d) tra l'induttanza dell'asse q e l'induttanza dell'asse d .

Gli IPMSM sono macchine salienti, il che significa che la geometria dei magneti genera un certo grado di salienza, la quale contribuisce nella generazione della coppia totale. Questi infatti, oltre alla coppia di eccitazione del magnete, producono anche una coppia di riluttanza a causa della differenza nelle induttanze.

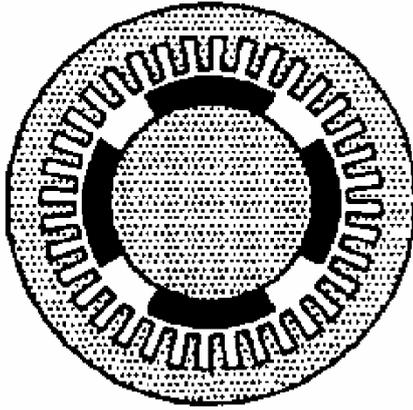


Figura 2.3: SPM sezione trasversale completa [4]

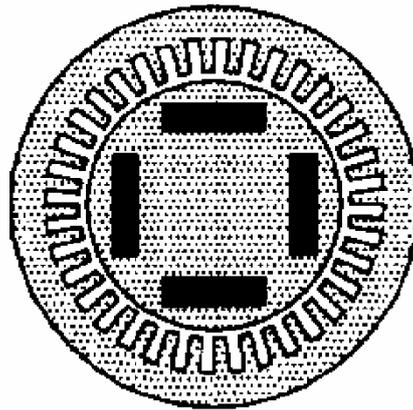


Figura 2.4: IPM sezione trasversale completa [4]

Gli SPMSM, invece, non essendo macchine salienti, hanno gli stessi valori di induttanza degli assi d e q e generano quindi solo coppia magnetica.

Parametro	SPM	IPM
Collegamento di flusso PM	$\lambda_p > 0$	$\lambda_p > 0$
Induttanza	$L_d = L_q$	$L_d < L_q$
Tipo di macchina	Macchina non saliente	Macchina saliente

Tabella 2.1: Parametri di SPM e IPM

Il motore SPM è caratterizzato da una buona risposta dinamica ad alte velocità, coppia fluida data dall'assenza di coppia di riluttanza, controllo semplice (simile al motore a induzione), costi inferiori e semplicità costruttiva. Aspetti negativi, invece, sono l'efficienza ridotta (perché i magneti sono più esposti alle correnti parassite di statore) e la coppia inferiore a parità di volume (solo coppia magnetica).

Di contro, i punti di forza dell'IPM sono l'efficienza elevata, soprattutto ad alte velocità (perché i magneti sono lontani dalle correnti parassite di statore), e l'aumento di coppia a parità di volume (dato dalla salienza). Le criticità riguardano, invece, il controllo più elaborato, i costi elevati di produzione e la progettazione più complessa.

PMSM multifase

Il motore PMSM è un tipo di motore elettrico largamente usato in applicazioni ad alta efficienza, come veicoli elettrici o in sistemi di automazione industriale, dove è necessaria una buona tolleranza ai guasti. Per soddisfare questa esigenza si possono utilizzare macchine multifase ($n_{\text{phase}} > 3$) che offrono una maggiore libertà nella gestione dei guasti, garantendo affidabilità e prestazioni.

2.2 Caratteristiche Esafase

Come anticipato sopra, i MPDs possiedono caratteristiche peculiari che hanno suscitato l'interesse di molti ricercatori, soprattutto in applicazioni come veicoli elettrici o propulsioni elettriche navali.

Il vantaggio principale dei drive multifase è senza dubbio la possibilità di condividere l'energia, e quindi la corrente, erogata tra le diverse fasi.

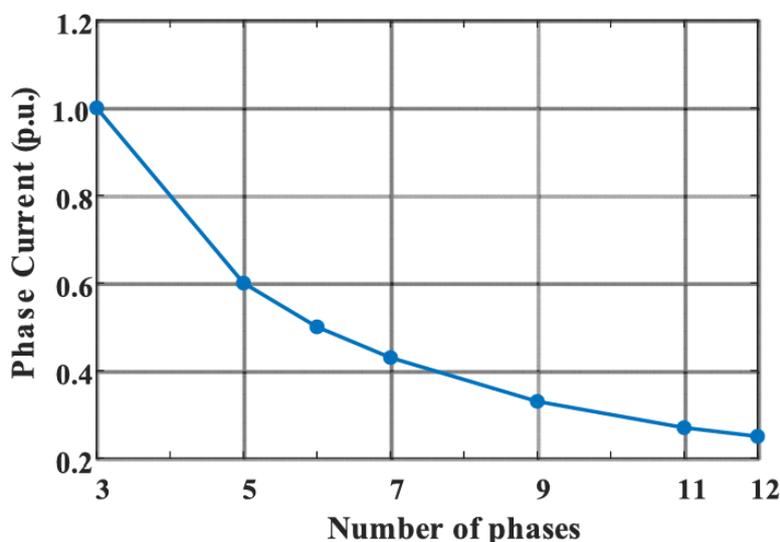


Figura 2.5: Riduzione di corrente (p.u.) per fase per diversi MPDs [5]

L'immagine sopra (vedi Figura 2.5) raffigura la diminuzione di corrente di fase normalizzata all'aumentare del numero di fasi. Ciò consente di ridurre il ripple di corrente (e quindi di coppia) per fase, diminuendo pertanto lo stress di ogni dispositivo di potenza e quindi le dimensioni di questi ultimi, in particolare quelle del DC-link. Basti pensare che il ripple di coppia di un azionamento pentafase è inferiore del 67% rispetto a quella di uno trifase.

Il banco di condensatori DC-link è uno dei componenti principali nel powertrain di un sistema EV e, di conseguenza, nel convertitore elettronico di potenza. Pertanto la durata di vita limitata e la degradazione delle prestazioni di questi col passare del tempo sono tra i fattori più critici che impattano sull'affidabilità del sistema.

La Figura 2.6 rappresenta, a tal proposito, la riduzione della capacità richiesta all'aumentare del numero di fasi. In particolare si nota come i valori di capacità del DC-link sono quasi dimezzati tra un sistema esafase ed uno trifase. Ciò dimostra come all'aumentare del numero di fasi il convertitore diventa più denso e compatto. L'altro vantaggio di un sistema multifase, che garantisce maggiore affidabilità nelle applicazioni critiche, è la capacità di continuare a funzionare in condizioni di guasto, mantenendo comunque un ottimo controllo di corrente. Gli azionamenti multifase eccellono in questo aspetto grazie ai gradi aggiuntivi di libertà, che consentono loro

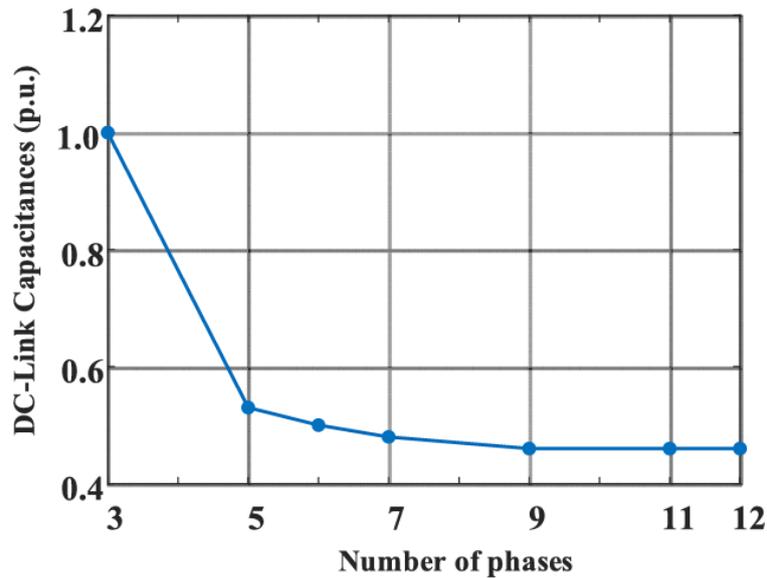


Figura 2.6: Capacità DC-link richiesta (p.u.) per diversi MPDs [5]

di funzionare anche se una o più fasi vengono perse.

Le macchine a sei fasi hanno diverse configurazioni di avvolgimento, a seconda dell'angolo tra i due avvolgimenti trifase, definito space angle. Le macchine con space angle pari a 60° sono denominate macchine simmetriche a sei fasi, mentre quelle con space angle di 30° sono definite macchine asimmetriche a sei fasi o macchine esafase ad avvolgimento duale (vedi Figura 2.7).

Uno dei candidati più promettenti per tali applicazioni è proprio quest'ultima. Tale configurazione infatti consta di due avvolgimenti separati, ciascuno alimentato da un proprio convertitore con metà della potenza totale.

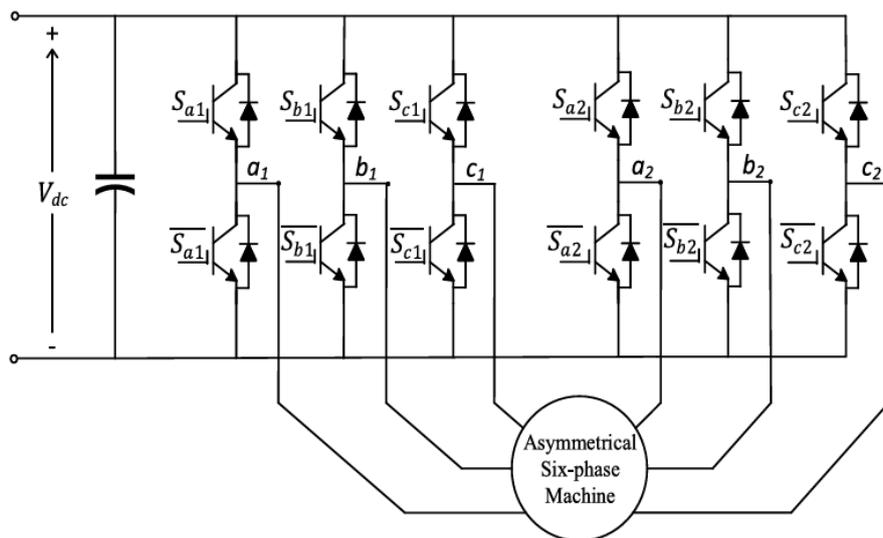


Figura 2.7: Macchina asimmetrica esafase [5]

Questa macchina funziona efficacemente come una macchina a sei fasi in normali

condizioni di funzionamento, con prestazioni migliorate. In caso di guasto, l'avvolgimento difettoso viene scollegato e la macchina continua a funzionare utilizzando solo l'avvolgimento integro.

Le macchine asimmetriche a sei fasi hanno due possibili connessioni degli avvolgimenti di fase dello statore, a seconda della connessione del punto neutro (vedi Figura 2.8 e Figura 2.9).

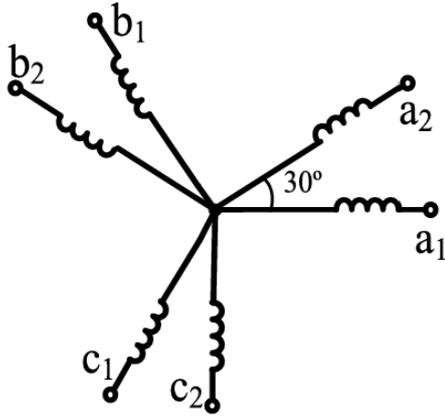


Figura 2.8: Connessione a neutro singolo [5]

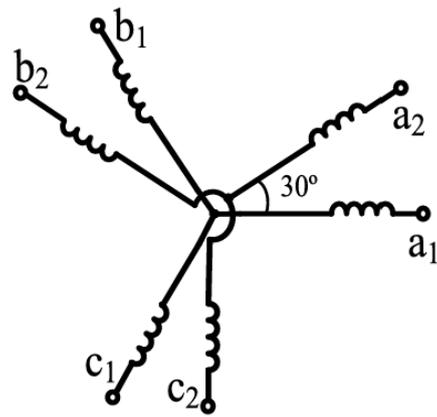


Figura 2.9: Connessione a due neutri [5]

Il collegamento a singolo neutro si dimostra degno nel funzionamento fault-tolerant, mentre quello a neutri isolati ha un migliore utilizzo del DC-link e regolatori di corrente più semplici perché nessuna corrente a sequenza zero può fisicamente fluire in questo tipo di connessione. [5]

La capacità di tolleranza ai guasti è una delle caratteristiche chiave dei MPDs per sfruttare questa tecnologia in applicazioni EV. In Figura 2.10 sono presentati i diversi casi in cui la macchina asimmetrica a sei fasi con connessione a singolo neutro può funzionare con un controllo ottimale della corrente. Le fasi difettose, rappresentate in rosso, vengono messe in circuito aperto dopo il verificarsi del guasto.

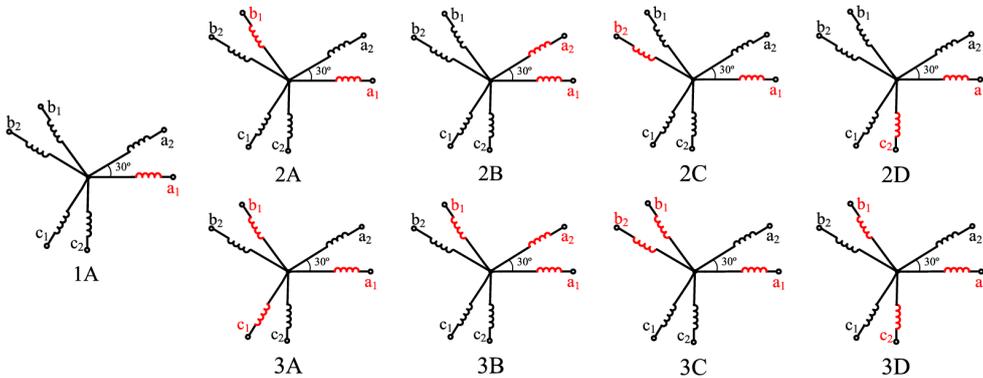


Figura 2.10: Diversi casi di fault di una macchina asimmetrica esafase [5]

In Figura 2.11 e Figura 2.12 viene mostrato, rispettivamente per macchine asimmetriche e simmetriche, l'intervallo massimo di coppia di guasto (in valori p.u.) in condizioni difettose. Si può vedere che il collegamento a singolo neutro comporta intervalli di coppia più elevati rispetto al collegamento a due neutri. Si può anche notare che le macchine simmetriche sono superiori rispetto a quelle asimmetriche per quanto riguarda la gamma di coppia in condizioni difettose.

Tuttavia, viene raccomandato l'utilizzo di macchine asimmetriche a sei fasi per applicazioni EV grazie ai loro meriti in condizioni di funzionamento normale, perché la differenza tra le gamme di coppia in condizioni difettose non è abbastanza alta da preferire le macchine simmetriche a sei fasi. [5]

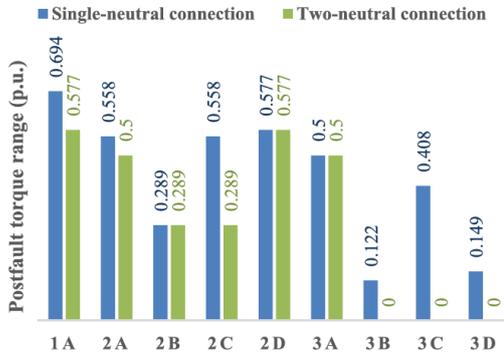


Figura 2.11: Range di coppia massima postfault per una macchina asimmetrica esafase [5]

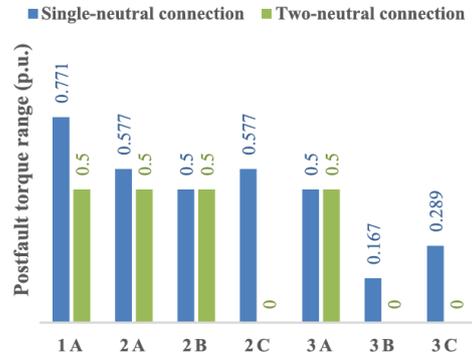


Figura 2.12: Range di coppia massima postfault per una macchina simmetrica esafase [5]

Il miglioramento della densità di coppia è un'altra caratteristica interessante dei MPDs per applicazioni EV.

Per le macchine duali trifase PM con due serie di avvolgimenti spostati di 30 gradi elettrici, l'ampiezza ottimale della terza armonica da iniettare nella corrente dipende dal rapporto tra la back-EMF della terza armonica e quella della fondamentale. La terza armonica ottimale in corrente nella macchina trifase duale, senza back-EMF della terza armonica, è un sesto dell'armonica fondamentale.

L'ottimizzazione delle correnti iniettate e l'analisi dell'efficienza possono contribuire ad aumentare la coppia per ampere (densità di coppia) di corrente fondamentale e fornire una buona riduzione delle dimensioni complessive e del peso degli azionamenti del motore.

Tuttavia, l'ulteriore miglioramento della coppia si verifica al costo di un inevitabile aumento del ripple di quest'ultima. [5]

In definitiva, grazie alle caratteristiche superiori dei MPDs in termini di densità di potenza, prestazioni e capacità di tolleranza ai guasti, ci si aspetta che questi

vengano sempre più diffusi in applicazioni EV, navali e aerospaziali, così come hanno preso piede in ambito commerciale.

2.3 Struttura Inverter

La scheda Inverter realizzata è composta da diverse sezioni funzionali.

Queste verranno analizzate nel dettaglio, a livello circuitale, nella sezione 5.1 (Schematici circuitali).

Qui, invece, verrà descritta la struttura generale e la correlazione tra queste.

In Figura 2.13 è riportato lo schema a blocchi semplificato della scheda con motore e batteria.

Il motore esafase è qui rappresentato come due diversi motori trifase perché *Schematic* [6], l'editor di DigiKey con cui è stato realizzato lo schema non forniva, tra i vari blocchi presenti, quello relativo a un esafase.

Internamente alla scheda si possono distinguere le diverse sezioni da cui è composta. La disposizione dei vari blocchi nello schema, da sinistra verso destra, segue infatti il flusso di potenza da batteria a motore.

L'energia erogata dalla batteria viene immagazzinata dai condensatori DC-link, opportunamente precaricati da un sistema di precarica controllato da un Driver dedicato. Qui vengono aggiunti due diodi per evitare che il flusso di energia si inverta, nel caso di sovratensioni momentanee, ritornando verso la batteria. Vengono inseriti inoltre un amplificatore operazionale, in configurazione comparatore, e un sensore di corrente per rilevare, rispettivamente, che la tensione ai capi del DC-link e la corrente di batteria siano quelle previste.

Successivamente si trova la parte di conversione della potenza. La tensione a valle del DC-link viene prima convertita, attraverso un convertitore DC-DC, nei 5V e poi, da questi, attraverso vari regolatori di tensione LDO si ottengono la 4.5V per alimentare il sensore di posizione del motore, la 3.3V digitale e la 3.3V analogica, dalla quale si ottiene la 3V di riferimento per l'ADC del micro e per l'amplificatore di rilevamento di corrente INA.

Di seguito è presente la sezione dedicata al microcontrollore, il "cervello" dell'intero sistema, che acquisisce i segnali provenienti dai vari sensing (di corrente e tensione di batteria, di temperatura dei GaN, di posizione del motore e di corrente delle gambe) e manda i comandi ai vari drivers per controllare la precarica e il funzionamento delle gambe dell'Inverter in maniera opportuna. Attraverso due transceivers, vengono gestite la comunicazione con il sensore del motore e le informazioni in CAN. Il micro è dotato anche di una memoria EEPROM esterna e di un connettore JTAG per la programmazione e il debug. Un segnale esterno di shutdown è predisposto per resettare il sistema in caso di fault.

Infine è presente la parte di potenza composta dai gate drivers che pilotano i vari GaN parallelizzati, le resistenze di shunt con gli amplificatori INA per il rilevamento della corrente di fase e gli NTC per la misurazione della temperatura di un GaN per fase.

La peculiarità e la sfida progettuale della scheda risiedono nell'unione, sulla stessa board, della parte logica e della parte di potenza. Infatti l'aspetto più impegnativo, analizzato nella sezione 5.2 (Layout PCB) e corroborato da paper e application notes specifici, è stato proprio la realizzazione di un layout appropriato del PCB, che assicurasse il funzionamento corretto del sistema, riducendo al minimo le problematiche di EMC date dalla coesistenza di zone ad alta corrente ed elevata frequenza di commutazione con altre di segnale.

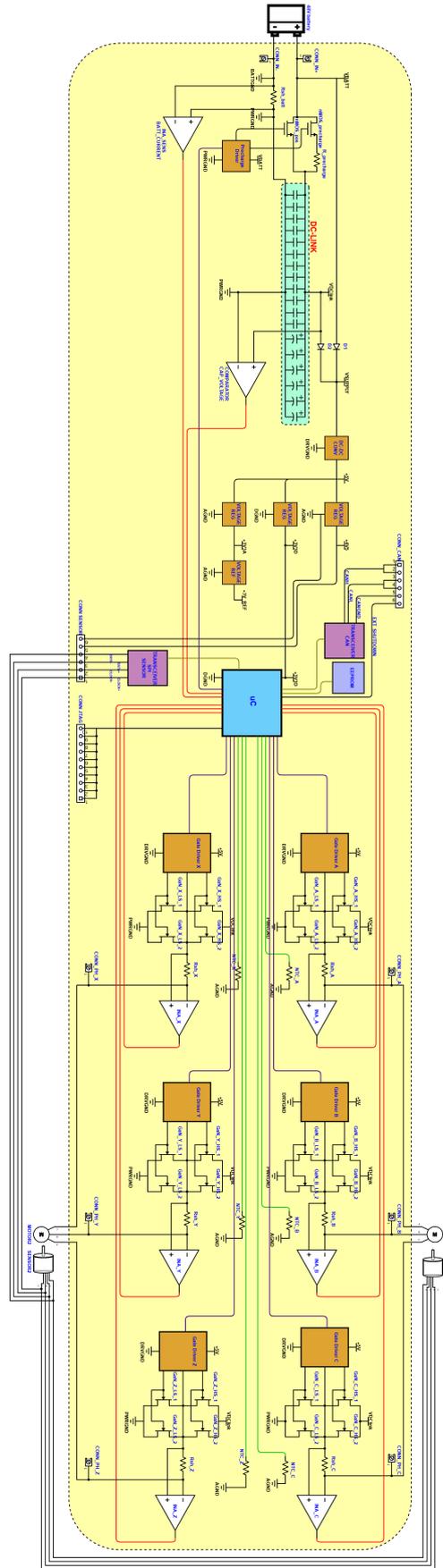


Figura 2.13: Schema a blocchi Inverter

Capitolo 3

Controllo

MTPA ed MTPV sono due strategie di controllo ottimizzate che, insieme alla tecnica del deflussaggio, consentono di migliorare le performance di un motore elettrico in diversi range di velocità. Per dimostrare ciò, attraverso varie considerazioni supportate da calcoli analitici, verranno modellizzati e confrontati un sistema trifase ed uno esafase. Infine, dopo alcune digressioni sulla tecnica di modulazione SVPWM e sul metodo di controllo FOC, verrà presentato il controllo Simulink che è stato realizzato per il sistema in questione e le simulazioni eseguite su questo, con i relativi risultati ottenuti.

3.1 Modello ABC di un PMSM trifase

Modellizzando analiticamente una macchina trifase PMSM, già descritta nella sezione 2.1 (Struttura PMSM), si ottiene [7] :

$$\mathbf{v}_{abc} = \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{abc} + \mathbf{R}_{abc} \mathbf{i}_{abc} \quad (3.1)$$

$$\mathbf{v}_{abc} = \begin{Bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} V \cos \theta_e \\ V \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ V \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{Bmatrix}, \quad \mathbf{i}_{abc} = \begin{Bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{Bmatrix} \quad (3.2)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{abc} = \mathbf{L}_{abc} \mathbf{i}_{abc} + \boldsymbol{\lambda}_{p,abc} \quad (3.3)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{p,abc} = \begin{Bmatrix} \lambda_p \cos \theta_e \\ \lambda_p \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \lambda_p \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{Bmatrix} \quad (3.4)$$

Dove \mathbf{v}_{abc} è la tensione su ogni avvolgimento di statore, $\boldsymbol{\lambda}_{abc}$ il collegamento di

flusso di ogni avvolgimento e $\lambda_{p,abc}$ il collegamento di flusso dovuto ai magneti permanenti.

$$\mathbf{L}_{abc} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\mathbf{R}_{abc} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

\mathbf{R}_{abc} è la matrice di resistenza. Gli elementi sulla diagonale rappresentano le resistenze di statore, uguali per tutti gli avvolgimenti perché questi sono avvolti tutti con lo stesso numero di spire.

\mathbf{L}_{abc} , invece, è la matrice di induttanza. Gli elementi sulla diagonale sono dati dalle autoinduttanze e quelli fuori dalle mutue induttanze. La matrice è simmetrica perché l'accoppiamento di flusso tra i due avvolgimenti è uguale in entrambe le direzioni.

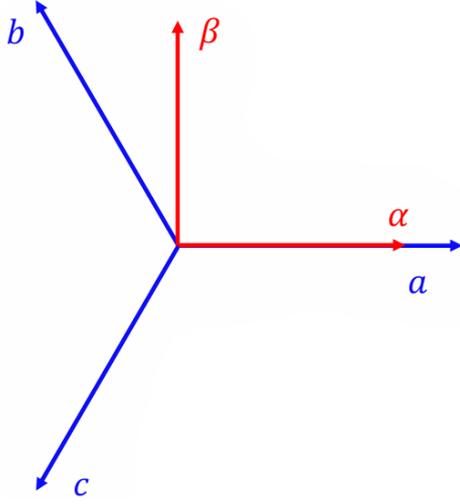
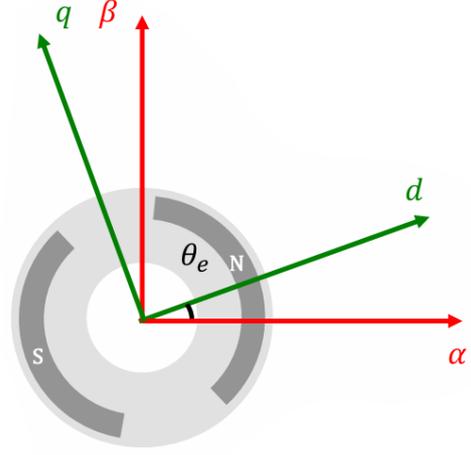
$$\begin{aligned} L_a &= L_1 - L_2 \cos(2\theta_e) \\ L_b &= L_1 - L_2 \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_c &= L_1 - L_2 \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$\begin{aligned} M_{ab} &= M_{ba} = -\frac{L_1}{2} - L_2 \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{bc} &= M_{cb} = -\frac{L_1}{2} - L_2 \cos(2\theta_e) \\ M_{ca} &= M_{ac} = -\frac{L_1}{2} - L_2 \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Per semplificare la modellizzazione è prassi modificare il sistema di variabili di stato, passando da \mathbf{V}_{abc} a \mathbf{V}_{dq0} , attraverso l'uso delle cosiddette trasformate di Clarke-Park.

La trasformata di Clarke consente la conversione di un sistema trifase in uno bifase mantenendo comunque le caratteristiche base del sistema trifase originale. Inoltre le variabili sinusoidali, fissate inizialmente al sistema di riferimento di statore, diventano ora variabili costanti sincronizzate con il rotore.

La trasformata di Park, invece, attua semplicemente una rotazione del sistema di


Figura 3.1: Trasformata di Clarke [7]

Figura 3.2: Trasformata di Park [7]

riferimento in modo che questo si allinei agli assi d (direct axis) e q (quadrature axis). Questa trasformazione consente di semplificare il controllo del motore poiché disaccoppia la componente di generazione di coppia (asse q) da quella di magnetizzazione (asse d). Infatti, l'asse d è allineato con il campo del magnete permanente mentre l'asse q è allineato con il campo dello statore rotante. Affinché venga prodotta coppia dev'esserci un angolo tra l'asse d e l'asse q, questo angolo è chiamato angolo di coppia. La coppia è massima quando l'angolo di coppia è pari a 90 gradi.

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_c \mathbf{v}_{abc}, \quad \mathbf{v}_{abc} = \mathbf{T}_c^{-1} \mathbf{v}_{\alpha\beta 0} \quad (3.9) \quad \mathbf{v}_{dq0} = \mathbf{T}_p \mathbf{v}_{\alpha\beta 0}, \quad \mathbf{v}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_p^{-1} \mathbf{v}_{dq0} \quad (3.11)$$

$$\mathbf{T}_c = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & -1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (3.10) \quad \mathbf{T}_p = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e & 0 \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$\mathbf{T}_{pc} = \mathbf{T}_p \mathbf{T}_c \quad (3.13)$$

$$\mathbf{v}_{dq0} = \mathbf{T}_{pc} \mathbf{v}_{abc}, \quad \mathbf{v}_{abc} = \mathbf{T}_{pc}^{-1} \mathbf{v}_{dq0} \quad (3.14)$$

$$\mathbf{T}_{pc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Sostituendo l'equazione (3.3) all'interno di (3.1) si ha :

$$\mathbf{v}_{abc} = \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_{abc} \mathbf{i}_{abc} + \boldsymbol{\lambda}_{p,abc}) + \mathbf{R}_{abc} \mathbf{i}_{abc} \quad (3.16)$$

Da cui :

$$\mathbf{v}_{dq0} = \mathbf{T}_{pc} \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L}_{abc} \mathbf{T}_{pc}^{-1} \mathbf{i}_{dq0} + \boldsymbol{\lambda}_{p,abc} \right) + \mathbf{T}_{pc} \mathbf{R}_{abc} \mathbf{T}_{pc}^{-1} \mathbf{i}_{dq0} \quad (3.17)$$

$$\begin{cases} v_d \\ v_q \end{cases} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} p\omega \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{cases} 0 \\ \lambda_p \end{cases} p\omega + R \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

Dove :

$$L_d = \frac{3}{2}(L_1 - L_2) \quad , \quad L_q = \frac{3}{2}(L_1 + L_2) \quad (3.19)$$

Infine, le tensioni \mathbf{v}_d e \mathbf{v}_q in formula espansa risultano :

$$\begin{cases} v_d = L_d \frac{di_d}{dt} - pL_q \omega i_q + Ri_d \\ v_q = L_q \frac{di_q}{dt} + pL_d \omega i_d + p\lambda_p \omega + Ri_q \end{cases} \quad (3.20)$$

$$P_{abc} = v_{abc}^T i_{abc} \quad (3.21)$$

Rispettando l'equivalenza di potenza :

$$P_{dq0} = \frac{3}{2} (v_{dq0}^T i_{dq0}) = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (3.22)$$

$$P = \frac{3}{2} \left[\underbrace{L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt}}_{P_{\text{var}}} + \underbrace{p(L_d - L_q) \omega i_d i_q + p\lambda_p \omega i_q}_{P_{\text{gap}}=P_m} + \underbrace{R(i_d^2 + i_q^2)}_{P_{\text{Joule}}} \right] \quad (3.23)$$

$$T = \frac{P_m}{\omega} = \underbrace{\frac{3}{2} p \lambda_p i_q}_{\text{PM}} + \underbrace{\frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q}_{\text{Reluctance}} \quad (3.24)$$

Il primo termine corrisponde alla coppia di eccitazione del magnete che si verifica tra i_q e il magnete permanente, mentre il secondo termine corrisponde alla coppia di riluttanza dovuta alla differenza di riluttanza tra gli assi d e q.

3.2 Field-Weakening & MTPA/MTPV

Considerando il rapporto di salienza (già definito nella sezione 2.1) :

$$\xi = \frac{L_q}{L_d} \geq 1 \quad (3.25)$$

E semplificando le equazioni (3.20) del modello analizzato sopra, in modo da trascurare i contributi dati dagli effetti dinamici e dalle perdite Joule, si ottiene :

$$\begin{cases} v_d = -p\xi L_d \Omega i_q \\ v_q = pL_d \Omega i_d + p\lambda_p \Omega \\ T = \frac{3}{2}p\lambda_p i_q - \frac{3}{2}p(\xi - 1)L_d i_d i_q \end{cases} \quad (3.26)$$

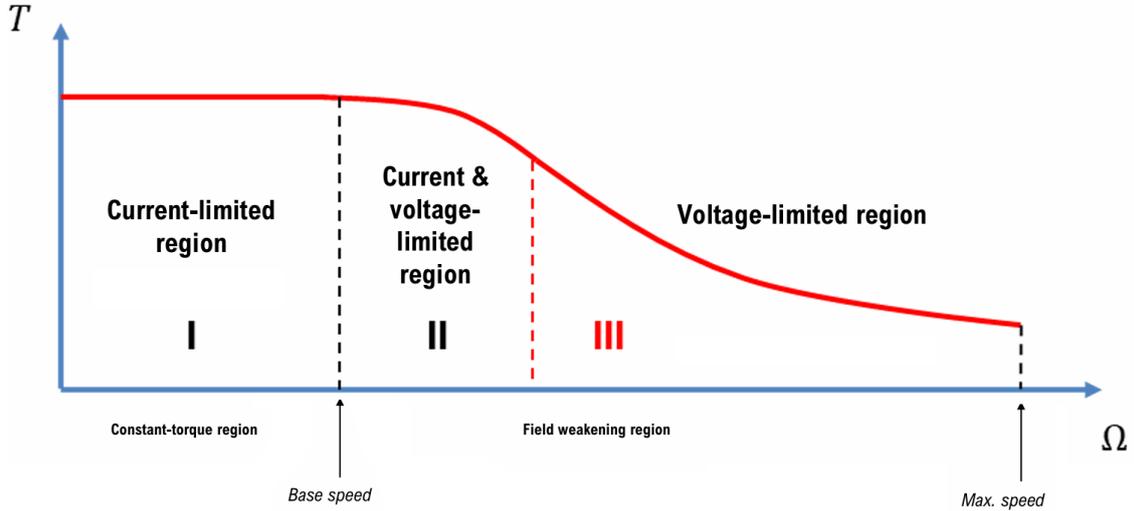


Figura 3.3: Curva $T = f(\Omega)$

L'andamento della coppia è rappresentato in Figura 3.3. Questa è direttamente proporzionale alla corrente i_q , mentre varia in maniera inversamente proporzionale rispetto alla velocità Ω .

In figura sono visibili tre differenti zone di funzionamento, a seconda del range di velocità considerato.

La prima si estende fino alla velocità base del motore. Questa è definita come la massima velocità alla quale il motore può lavorare a coppia nominale senza superare la tensione di alimentazione nominale o senza ridurre il flusso dei magneti.

In questa zona, chiamata MTPA, l'Inverter eroga al motore la massima corrente I_{pk} possibile utile a raggiungere, evitando effetti termici distruttivi, la coppia massima richiesta.

La limitazione di corrente nel piano (i_d, i_q) è rappresentata da un cerchio (in Figura

3.4) secondo la notazione polare in (3.27).

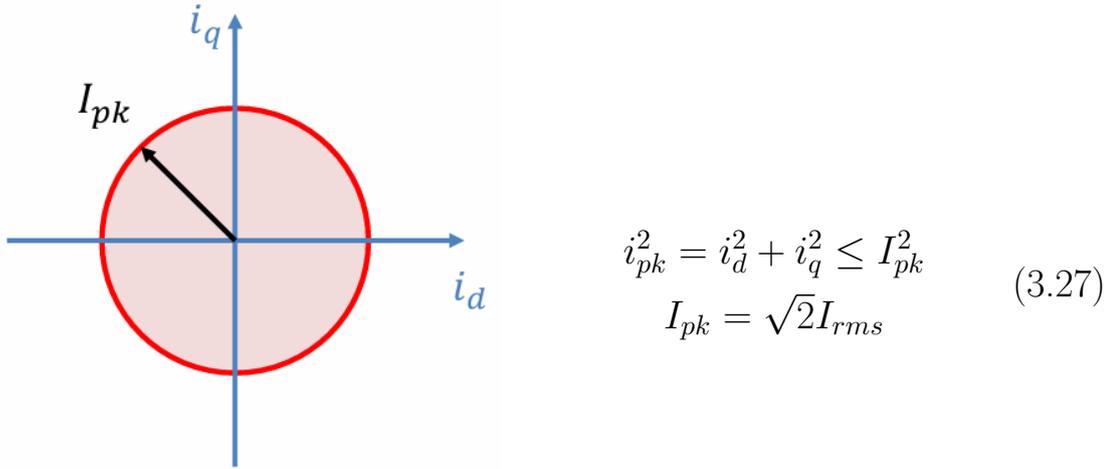


Figura 3.4: Cerchio correnti i_d e i_q [8]

In MTPA, vedi Figura 3.5, la massima coppia possibile è quella tangente al cerchio rappresentato dai limiti di corrente.

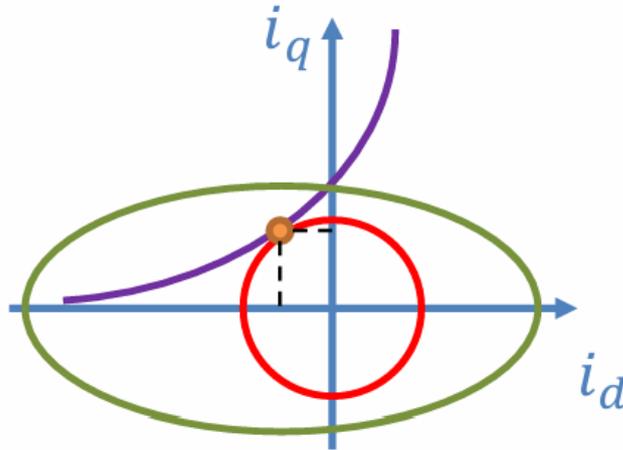


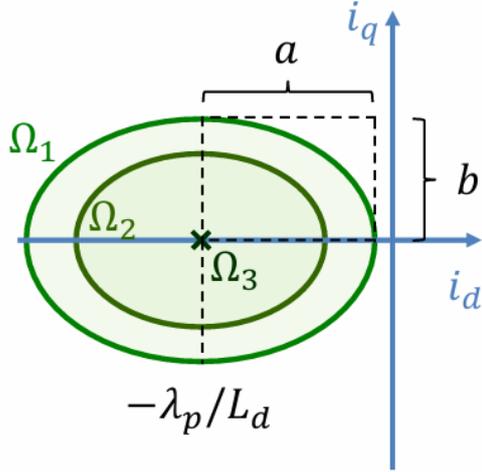
Figura 3.5: MTPA [8]

Nella seconda regione inizia il deflussaggio. Qui l'Inverter, che ha già raggiunto il limite di corrente, va anche in saturazione di tensione a causa del continuo aumento di velocità poiché $V = \Omega \lambda_{pm}$. Questo implica la riduzione del flusso risultante sull'asse d (λ_d) diminuendo quindi l'effetto del collegamento di flusso (λ_{pm}) associato ai magneti. Ciò viene realizzato portando la componente i_d negativa, senza ridurre i_q , mantenendo quindi la coppia massima.

Questa è la zona di MTPA/MTPV. Qui, essendo sia in limitazione di corrente, sia in limitazione di tensione, la curva di massima coppia possibile (Figura 3.7) cade sulla

tangente del punto di intersezione tra il cerchio di limitazione di corrente e l'ellisse di limitazione di tensione (quest'ultima ottenuta per un dato valore di Ω).

La curva dell'ellisse (Figura 3.6) si ricava analiticamente da (3.28), dove v_{pk} è il massimo valore di tensione dell'Inverter.



$$\begin{aligned}
 v_{ph}^2 &= v_d^2 + v_q^2 \leq v_{pk}^2 \\
 (-p\xi L_q \Omega i_q)^2 + (pL_d \Omega i_d + p\lambda_p \Omega)^2 &\leq v_{pk}^2 \\
 (\xi i_q)^2 + \left(i_d + \frac{\lambda_p}{L_d}\right)^2 &\leq \left(\frac{v_{pk}}{pL_d \Omega}\right)^2 \\
 a = \frac{v_{pk}}{p\xi L_q \Omega}, \quad b = \frac{v_{pk}}{pL_d \Omega}, \quad \xi &= \frac{b}{a}
 \end{aligned} \tag{3.28}$$

$$\begin{aligned}
 \Omega_1 &< \Omega_2 < \Omega_3 \\
 \Omega_3 &\rightarrow \infty
 \end{aligned}$$

Figura 3.6: Ellissi tensioni v_d e v_q [8]

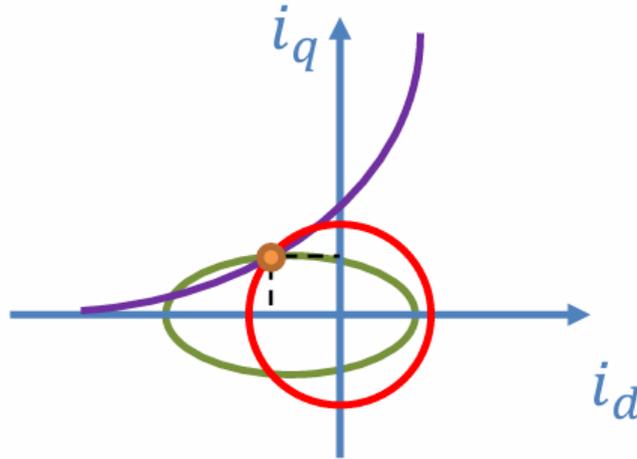


Figura 3.7: MTPA/MTPV [8]

Nella terza regione il flusso λ_{pm} deve continuare a diminuire, ma i_d ormai è saturata a $i_{d,min}$. Pertanto per ridurre ulteriormente i_s è necessario diminuire i_q ; così la coppia erogata scende di conseguenza.

In questa zona, chiamata MTPV, si è in limitazione di tensione perché la corrente non è saturata al suo valore massimo. Dunque la curva di massima coppia risulta

tangente all'ellisse di limitazione di tensione, come si nota in Figura 3.8.

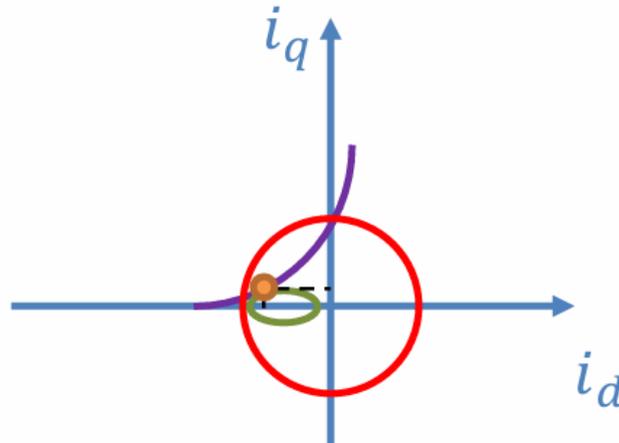


Figura 3.8: MTPV [8]

Questa situazione è verificabile solo se la velocità $\Omega \rightarrow \infty$ e richiede $I_{pk} \geq \lambda_{pm}/L_d$ (Figura 3.9).

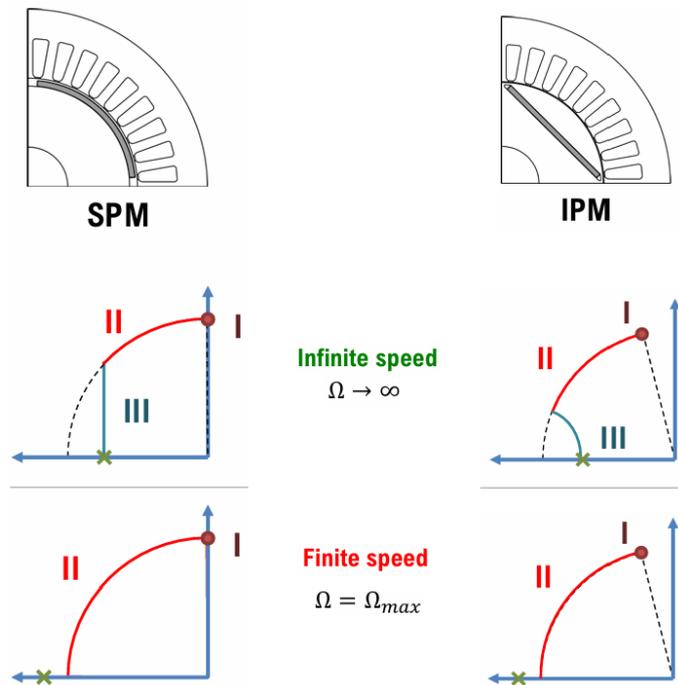


Figura 3.9: Coppia massima in deflussaggio per SPM e IPM [8]

Le immagini sottostanti rappresentano graficamente quanto descritto fin'ora sul comportamento di corrente i_s e flusso λ_{pm} (Figura 3.11) e sulle varie modalità di operazione a seconda delle intersezioni tra la curva di coppia massima e quelle di corrente e tensioni (Figura 3.10).

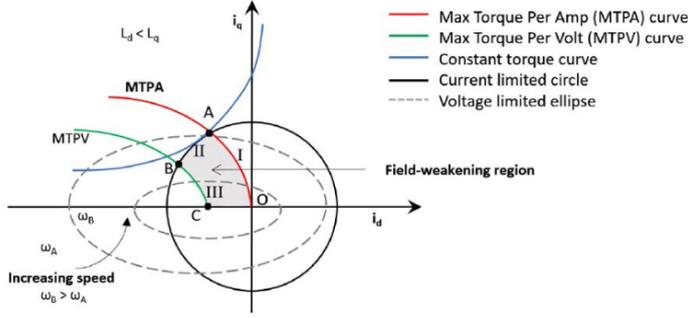


Figura 3.10: Cerchio ed Ellissi per MTPA ed MTPV [8]

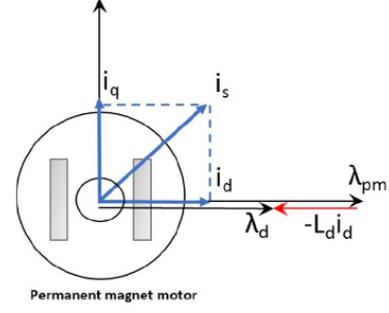
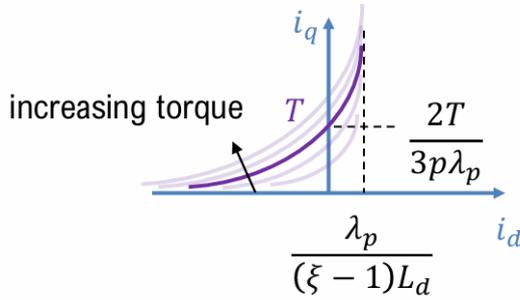


Figura 3.11: Vettori i_s e λ_{pm} [8]

Infine, fissando un valore costante di coppia nell'equazione (3.29) è possibile plottare l'andamento di i_q al variare di i_d , ottenendo un'iperbole (Figura 3.12).



$$T = \frac{3}{2}p\lambda_p i_q - \frac{3}{2}p(\xi - 1)L_d i_d i_q \quad (3.29)$$

$$i_q = \frac{2T}{3p[\lambda_p - (\xi - 1)L_d i_d]}$$

Figura 3.12: Curve isocoppie [8]

3.3 Modello ABC-XYZ di un PMSM esafase

Per fornire elevate performance in termini di modulazione e controllo di una macchina multifase è necessario modellizzarne il sistema, come già eseguito nella sezione 3.1 (Modello ABC di un PMSM trifase) per una macchina trifase.

Uno dei candidati più promettenti per applicazioni multifase, come già accennato in 2.2 (Caratteristiche Esafase), è la macchina esafase ad avvolgimento duale (in Figura 3.13) o macchina asimmetrica a sei fasi, alimentata da un Voltage Source Inverter esafase (Figura 3.14). [5]

Poiché vi è mutuo accoppiamento tra i due avvolgimenti trifase, il motore a sei fasi non può essere controllato in modo indipendente come due motori trifase differenti.

L'equazione di tensione in coordinata naturale del PMSM a sei fasi è :

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_s}{dt} \quad (3.30)$$

Mentre l'equazione di flusso è :

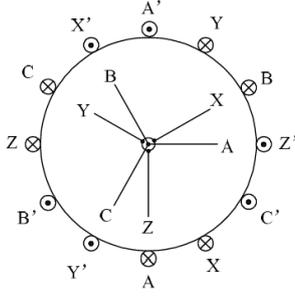


Figura 3.13: Struttura degli avvolgimenti di un PMSM esafase [9]

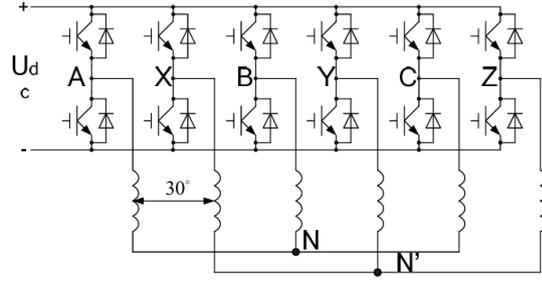


Figura 3.14: Voltage Source Inverter Esafase [9]

$$\boldsymbol{\lambda}_s = L_s \mathbf{i}_s + \gamma \boldsymbol{\lambda}_{pm} \quad (3.31)$$

Dove :

$$\mathbf{u}_s = [u_A \ u_B \ u_C \ u_X \ u_Y \ u_Z]^T, \quad (3.32)$$

$$\mathbf{i}_s = [i_A \ i_B \ i_C \ i_X \ i_Y \ i_Z]^T, \quad (3.33)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_s = [\lambda_A \ \lambda_B \ \lambda_C \ \lambda_X \ \lambda_Y \ \lambda_Z]^T, \quad (3.34)$$

$$\gamma = \left[\cos \theta \quad \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \quad \cos \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) \quad \cos \left(\theta - \frac{5\pi}{6} \right) \quad \cos \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) \right]^T \quad (3.35)$$

$$\mathbf{R}_s = R \mathbf{i}_s, \quad \mathbf{L}_s = L_{aa1} \mathbf{i}_s + \frac{L_{aad} + L_{aaq}}{2} \cdot T_1 + \frac{L_{aad} - L_{aaq}}{2} \cdot T_2 \quad (3.36)$$

$\boldsymbol{\lambda}_{pm}$ è l'ampiezza del flusso generata dal campo magnetico del magnete permanente in ogni avvolgimento di fase.

\mathbf{R}_s è la resistenza dello statore.

L_{aad} e L_{aaq} sono rispettivamente l'autoinduttanza dell'avvolgimento degli assi d e q. L_{aa1} è l'induttanza di dispersione.

$$T_1 = \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{3\pi}{2}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{3\pi}{2}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 & \cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{3\pi}{2}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \\ \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{3\pi}{2}\right) & \cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{3\pi}{2}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{3\pi}{2}\right) & \cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$T_2 = \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{12}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{5\pi}{12}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{4}\right) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) & \cos 2\theta & \cos 2\left(\theta - \frac{5\pi}{12}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{4}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{12}\right) \\ \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) & \cos 2\theta & \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{4}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{12}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{5\pi}{12}\right) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{12}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{5\pi}{12}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{4}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{5\pi}{12}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{4}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{12}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{4}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{12}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{5\pi}{12}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Trasformazione in asse DQ

La matrice di trasformazione statica di disaccoppiamento nello spazio vettoriale del motore esafase è :

$$T_{62s} = [\alpha, \beta, z_1, z_2, o_1, o_2]^T \quad (3.39)$$

$$\begin{aligned} \alpha^T \cdot \beta &= \alpha^T \cdot z_1 = \alpha^T \cdot z_2 = \alpha^T \cdot o_1 = \alpha^T \cdot o_2 = 0 \\ \beta^T \cdot z_1 &= \beta^T \cdot z_2 = \beta^T \cdot o_1 = \beta^T \cdot o_2 = 0 \\ z_1^T \cdot z_2 &= z_1^T \cdot o_1 = z_1^T \cdot o_2 = z_2^T \cdot o_1 = z_2^T \cdot o_2 = o_1^T \cdot o_2 = 0 \end{aligned} \quad (3.40)$$

Considerando la matrice di trasformazione che trasforma il quadro $\alpha - \beta$ in un sistema rotante di coordinate $d - q$, \mathbf{T} può essere determinata dalla trasformazione Clarke multifase.

$$T_{62r} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & I_4 \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

La matrice di trasformazione disaccoppiata basata sullo spazio vettoriale è :

$$T_{62} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) & \cos \left(\theta - \frac{5\pi}{6} \right) & \cos \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{5\pi}{6} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

Le equazioni di tensione e flusso finali sono :

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_1 \\ u_{z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_{z1} \\ \lambda_{z2} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\lambda_q \\ \lambda_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_{z1} \\ \lambda_{z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \psi_{pm} \quad (3.44)$$

La coppia elettromagnetica del sistema esafase risulta :

$$\mathbf{T}_e = 3p(i_q \lambda_d - i_d \lambda_q) \quad (3.45)$$

Modello DQ doppio

In tale macchina, basata su un modello DQ doppio, i due avvolgimenti trifase vengono trattati separatamente applicando quindi due differenti trasformate trifase di Clarke e Park.

Considerando ad esempio la tensione, questa è rappresentata con :

$$[V_{aj} \ V_{\beta j}]^T = [T_j] \cdot [V_{aj} \ V_{bj} \ V_{cj}]^T \quad (3.46)$$

La trasformata dell'equivalenza di potenza per gli avvolgimenti ABC e XYZ è data, rispettivamente, da :

$$T_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad T_{xyz} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

Vector Space Decomposition

L'obiettivo del Vector Space Decomposition è quello di trasformare le tensioni e le correnti della macchina dal loro originale spazio a sei dimensioni in nuovi e indipendenti sottospazi. Secondo la teoria della decomposizione, tutte le variabili della macchina nell'originale spazio a sei dimensioni vengono proiettate in tre sottospazi reciprocamente ortogonali: $\alpha\beta, xy, 0_+0_-$. Le armoniche dei vettori originali sono raggruppate in questi sottospazi.

Il sottospazio $\alpha\beta$ contiene le componenti di corrente dell'armonica fondamentale, le quali producono coppia.

Le componenti del sottospazio xy , invece, non contribuiscono alla produzione di coppia e sono considerati come fonti di perdite supplementari in condizioni sane. Tuttavia, in condizioni difettose, esse forniscono ulteriori gradi di libertà a fini del controllo.

Infine il sottospazio 0_+0_- include le tre armoniche di corrente, le quali esistono solo se è disponibile un percorso fisico per il flusso delle correnti di neutro.

La matrice di trasformazione utilizzata per questa decomposizione è:

$$T = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

3.4 Modulazione SVPWM

La tecnica SVPWM è comunemente utilizzata per implementare una Pulse Width Modulation nei convertitori switching trifase.

Questo metodo, basato sulla teoria VSD, è in grado di generare bassa distorsione sia per la corrente sia per la tensione di un motore PMSM. Esso minimizza inoltre il contenuto armonico e consente di massimizzare l'uso dell'alimentazione rispetto alla tecnica SPWM, consentendo di raggiungere il 15% in più del livello di tensione. Considerando un sistema trifase bilanciato, le tensioni di fase sono shiftate di 120° . Le tensioni istantanee e fasoriali sono :

$$\begin{cases} v_a(t) = \sqrt{2}|V| \cos(\omega t + \theta) \\ v_b(t) = \sqrt{2}|V| \cos\left(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c(t) = \sqrt{2}|V| \cos\left(\omega t + \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.49)$$

$$\begin{cases} \bar{V}_a = |V|\angle\theta = |V|e^{j\theta} \\ \bar{V}_b = |V|\angle\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) = |V|e^{j\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)} \\ \bar{V}_c = |V|\angle\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = |V|e^{j\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)} \end{cases} \quad (3.50)$$

Per rappresentare le tensioni sopra descritte, è definito un vettore spaziale :

$$\vec{v}_s = v_a e^{j0} + v_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.51)$$

Combinando (3.49) e (3.51), si ottiene :

$$\vec{v}_s = \frac{3}{2}\sqrt{2}|V|e^{j(\omega t + \theta)} = \frac{3}{2}\sqrt{2}\bar{V}_a e^{j\omega t} \quad (3.52)$$

Perciò, le tre tensioni vengono rappresentate da un unico vettore spaziale rotante in senso antiorario e avente ampiezza costante.

Le tensioni di fase istantanee \mathbf{v}_{AN} , \mathbf{v}_{BN} , \mathbf{v}_{CN} possono variare tra 0 e V_{dc}

$$\begin{cases} v_{AN} = q_a V_{dc} \\ v_{BN} = q_b V_{dc} \\ v_{CN} = q_c V_{dc} \end{cases} \quad (3.53)$$

pertanto q_a, q_b, q_c , chiamate *Switching Words*, variano tra 0 e 1.

Il vettore spaziale finale sarà quindi :

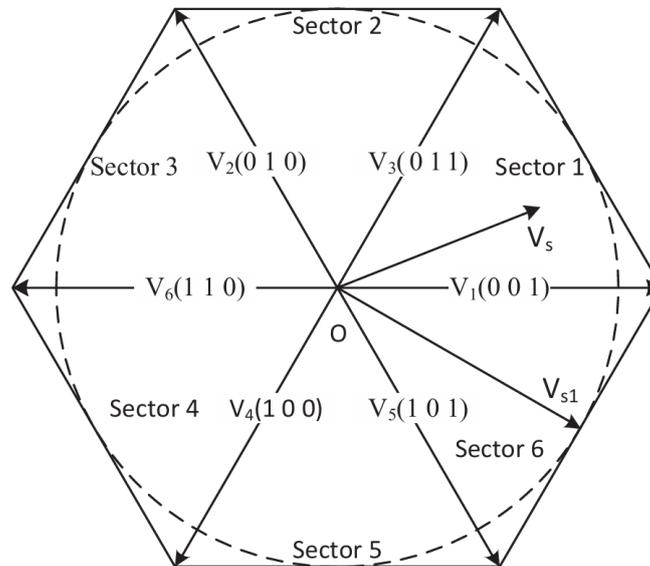
$$\vec{v}_s = (q_a e^{j0} + q_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + q_c e^{-j\frac{2\pi}{3}}) V_{dc} \quad (3.54)$$

q_c	q_b	q_a	V_s
0	0	0	0
0	0	1	$V_{dc} e^{j0}$
0	1	0	$V_{dc} e^{j\frac{2\pi}{3}}$
0	1	1	$V_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}}$
1	0	0	$V_{dc} e^{j\frac{-2\pi}{3}}$
1	0	1	$V_{dc} e^{j\frac{-\pi}{3}}$
1	1	0	$V_{dc} e^{j\pi}$
1	1	1	0

Figura 3.15: Tabella Space Vector [10]

\mathbf{V}_s è il vettore spaziale istantaneo calcolato a partire dalla tensione trifase bilanciata. Questo ruota nel piano dal settore 1 al 6 alla velocità w , come si vede in

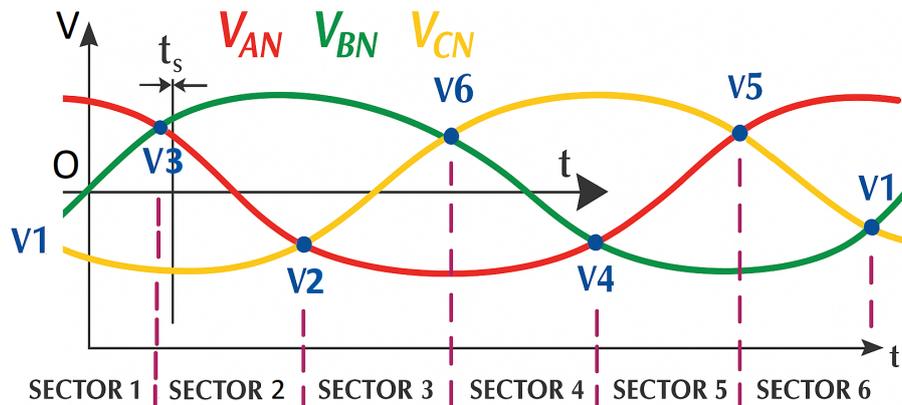
Figura 3.16.

**Figura 3.16:** Voltage Sectors [10]

Qui si nota come il valore di picco della tensione è raggiunto nei vertici dell'esagono mentre, quando il cerchio tratteggiato tocca quest'ultimo, il valore della tensione è ridotto di un fattore pari al $\cos(30^\circ)$.

Ciò evidenzia quanto affermato a inizio paragrafo, sottolineando come il valore massimo della tensione (sui vertici dell'esagono) è superiore del 15% rispetto al valore dell'alimentazione (pari al raggio del cerchio).

In Figura 3.17 è rappresentato, invece, l'andamento temporale dello space vector, ottenuto da quello delle tensioni di fase, nei vari settori.

**Figura 3.17:** Tensioni di fase nei settori [10]

La sequenza di applicazione dello space vector può intaccare le performance dell'Inverter in termini di distorsione armonica totale. Quindi una sequenza con minori

commutazioni ed elevata simmetria ne può migliorare le prestazioni.

A tal proposito vengono sfruttati gli stati nulli (0,0,0) e (1,1,1), seguendo una successione di stati differente definita *Alternate Reverse Sequence*.

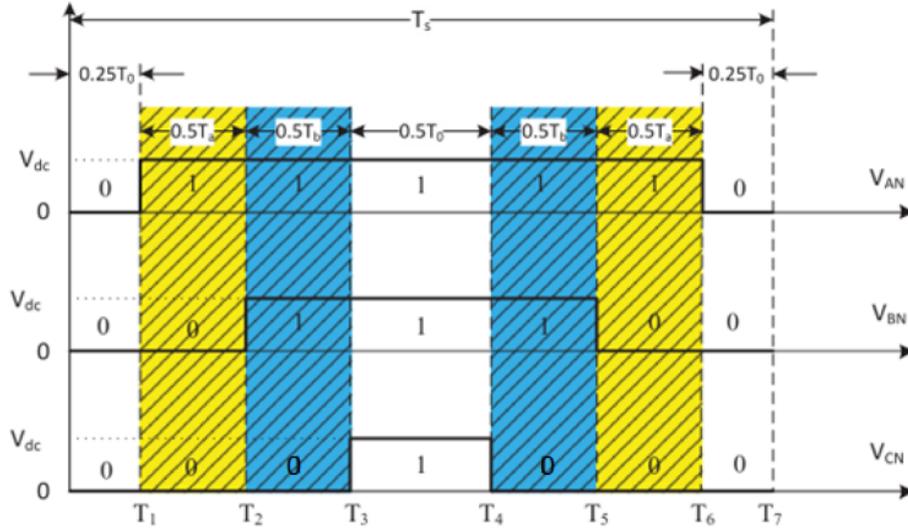


Figura 3.18: Voltage Sequence [10]

3.5 Field Oriented Control

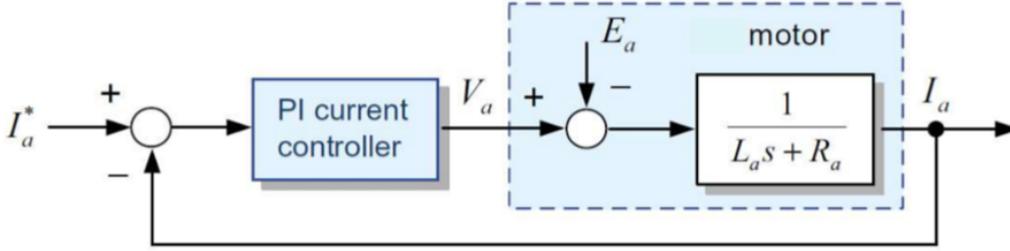
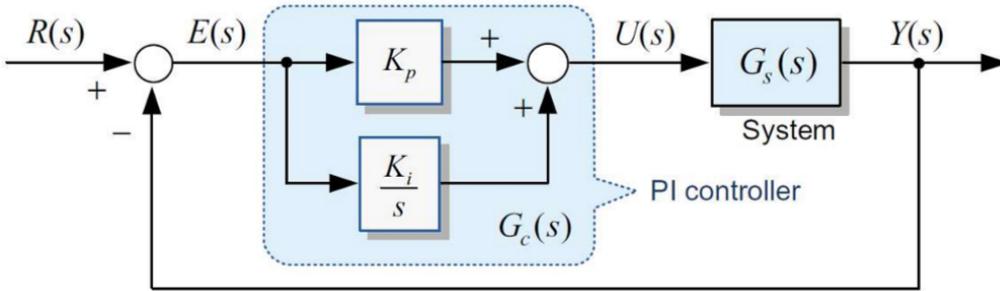
Il metodo FOC è uno dei famosi schemi di controllo vettoriale utilizzati negli azionamenti elettrici per ottenere le caratteristiche di coppia-velocità desiderate con buone prestazioni nei transistori.

Esso consiste nella scomposizione, e conseguente controllo, della corrente nelle componenti di coppia e flusso.

Il sistema di controllo si basa sulle equazioni sotto riportate per controllare la corrente negli assi dq :

$$\begin{aligned}
 v_d &= L_d \frac{di_d}{dt} - pL_q \omega i_q + Ri_d \\
 v_q &= L_q \frac{di_q}{dt} + pL_d \omega i_d + p\lambda_p \omega + Ri_q \\
 T &= \frac{P_m}{\omega} = \frac{3}{2} p \lambda_p i_q + \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q
 \end{aligned}
 \tag{3.55}$$

Lo schema a blocchi del controllo in corrente del motore è riportato in Figura 3.19 e fa uso del controllore PI (Figura 3.20). Questo è il metodo più comunemente utilizzato nei sistemi di azionamento dei motori per il controllo in corrente.


Figura 3.19: Controllo in Corrente

Figura 3.20: Controllore PI

Il controllore PI è costituito, come suggerisce il nome, da un termine proporzionale, che dipende dagli errori attuali, e da uno integrale, che rappresenta gli errori accumulati precedentemente, secondo l'equazione (3.56). Questo è una combinazione tra il controllore Proporzionale, che garantisce una rapida risposta agli errori, e il controllore Integrativo, che consente di rimuovere completamente l'errore a regime.

$$G_{pi}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.56)$$

Dove $K_p = 2\pi f_b L$ e $K_i = 2\pi f_b R$ sono, rispettivamente, il guadagno proporzionale e integrale.

La funzione di trasferimento $G_{pi}(s)$ può anche essere riscritta come :

$$G_{pi}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_{pi}s} \right) = K_p \frac{s + \frac{1}{T_{pi}}}{s} \quad (3.57)$$

Dove $T_{pi} = K_p/K_i$ è la *costante di tempo integrale* del controllore PI e $1/T_{pi}$ è definita *frequenza di taglio* del controller PI.

In Figura 3.21 è rappresentato lo schema completo del controllo FOC per un sistema trifase con motore PMSM.

Qui si trovano i blocchi descritti in precedenza, tra cui le trasformate di Park e Clarke, il generatore SVPWM, il controllore PI di corrente e quello MTPA per il riferimento delle correnti. Sono presenti inoltre il sensore di posizione del motore con la relativa look-up table e il controllore PI di velocità.

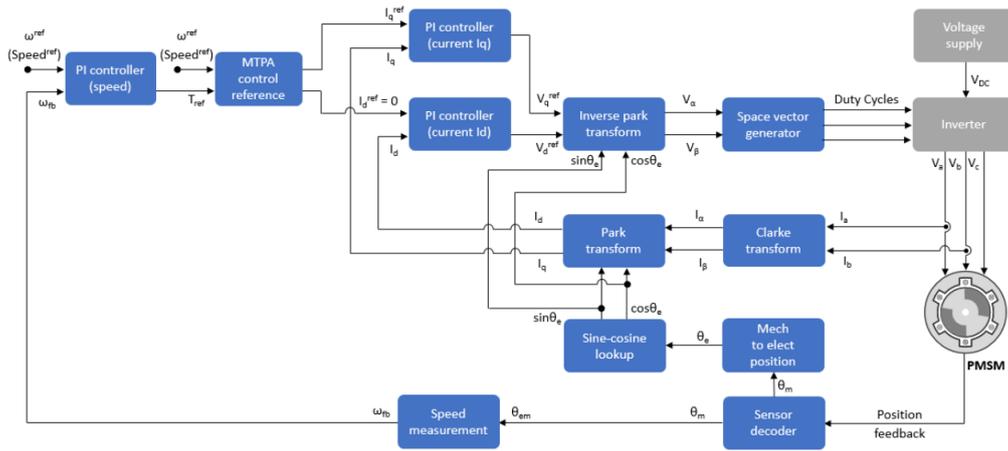


Figura 3.21: Controllo FOC Trifase

In Figura 3.22, invece, viene rappresentato il controllo FOC per un sistema esafase, secondo quanto modellizzato nella sezione 3.3 (Modello ABC-XYZ di un PMSM esafase).

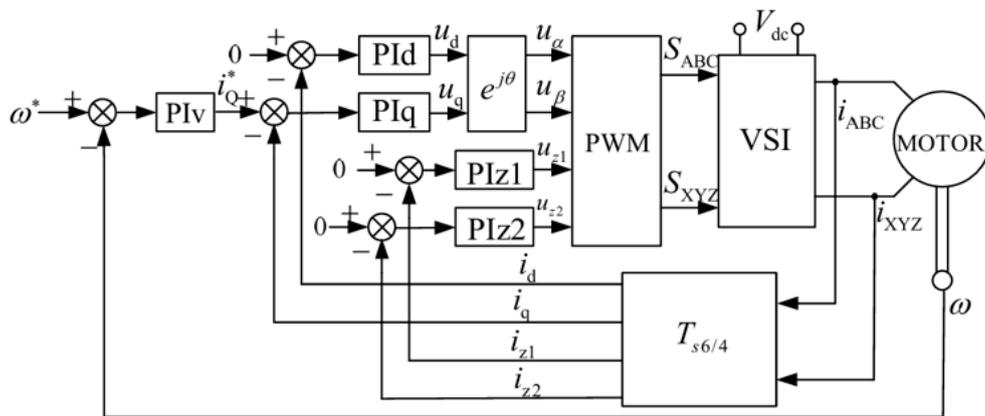


Figura 3.22: Controllo FOC Esafase

Le macchine multifase sono caratterizzate da sottospazi extra che rappresentano le perdite. Pertanto, in tutte le strategie adottate, il riferimento di tensione in $z1$ e $z2$ è impostato a zero, per semplicità, perché il compito dei regolatori di corrente PI è quello di mantenere il vettore corrente in questi due assi il più piccolo possibile. Inoltre le operazioni di iniezione di correnti zero servono a ridurre gli squilibri subiti dai motori trifase e non contribuiscono alla conversione elettromeccanica.

3.6 Controllo Simulink

Per simulare quanto modellizzato nei paragrafi precedenti, sono stati realizzati, e poi successivamente confrontati, due schemi di controllo FOC differenti.

Il primo, su Simulink, descrive il comportamento di due modelli trifase separati, richiamando la struttura in Figura 2.9. Il secondo, realizzato su Simscape, modella un sistema esafase basandosi sul controllo FOC in Figura 3.22.

Per entrambi i modelli sono state scelte tre differenti condizioni di lavoro, ognuna caratterizzata da una coppia e una velocità di riferimento.

- $T_{ref} = 3 Nm$, $\omega_{ref} = 2865 rpm$
- $T_{ref} = 3 Nm$, $\omega_{ref} = 5500 rpm$
- $T_{ref} = 2 Nm$, $\omega_{ref} = 10000 rpm$

3.6.1 Modello Doppio Trifase

Il modello, in Figura 3.23, rappresenta la prima delle due terne trifase.

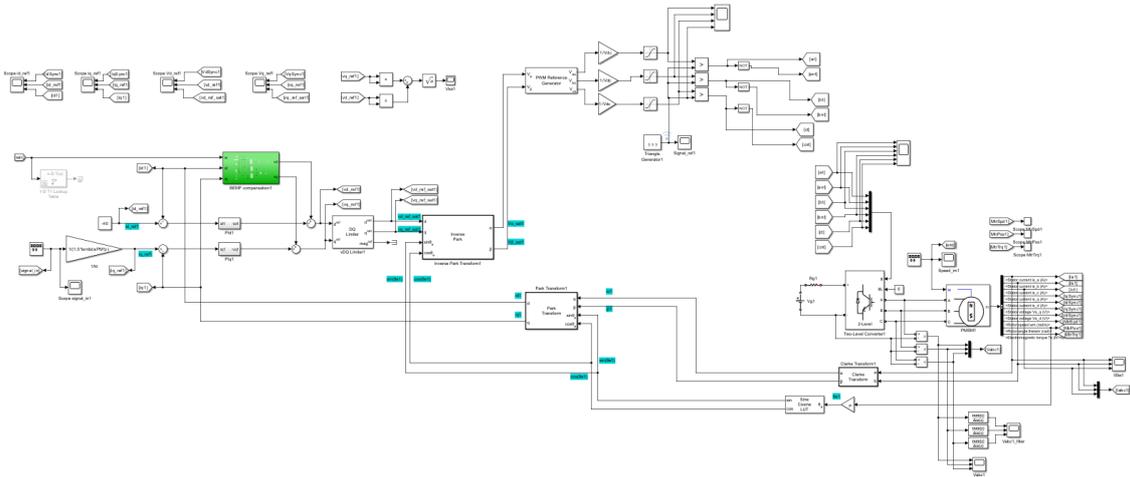


Figura 3.23: Modello Simulink Singolo Trifase

Il controllo FOC riprende quanto illustrato in Figura 3.21 nel paragrafo 3.5 (Field Oriented Control).

Vengono acquisite una coppia T_{ref} , una corrente $i_{d,ref}$ e una velocità ω_{in} di riferimento.

Dalla coppia viene generata la corrente di riferimento $i_{q,ref}$.

Le due correnti di riferimento vengono confrontate con le rispettive correnti in uscita dal motore, queste opportunamente convertite attraverso le trasformate di Park e Clarke.

Gli errori, dati dalla differenza tra le due correnti di riferimento e i loro feedback, vengono mandati a due controllori PI e, da questi, convertiti in tensioni.

I valori di tensione d'errore vengono sommati ai rispettivi contributi, dati dalle compensazioni BEMF, e da qui inseriti nei limitatori DQ in modo da saturarne il valore,

qualora superiori i limiti imposti da $V_{ph,max} = \frac{48}{\sqrt{3}}$.

Da questi, attraverso la trasformata inversa di Park, si ottengono V_α e V_β dai quali vengono poi generati i valori di Duty Cycle da mandare all’Inverter per ottenere le tensioni di fase V_a, V_b, V_c .

I valori di Duty sono ricavati con la tecnica SVPWM, attraverso un confronto tra i valori di tensione V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} normalizzati e le portanti (opportunamente shiftate). Le tre tensioni in uscita all’Inverter vengono poi mandate al motore, insieme al riferimento di velocità, il quale genera in uscita le tre correnti di fase I_a, I_b, I_c e le correnti I_d, I_q da confrontare in feedback con i riferimenti iniziali.

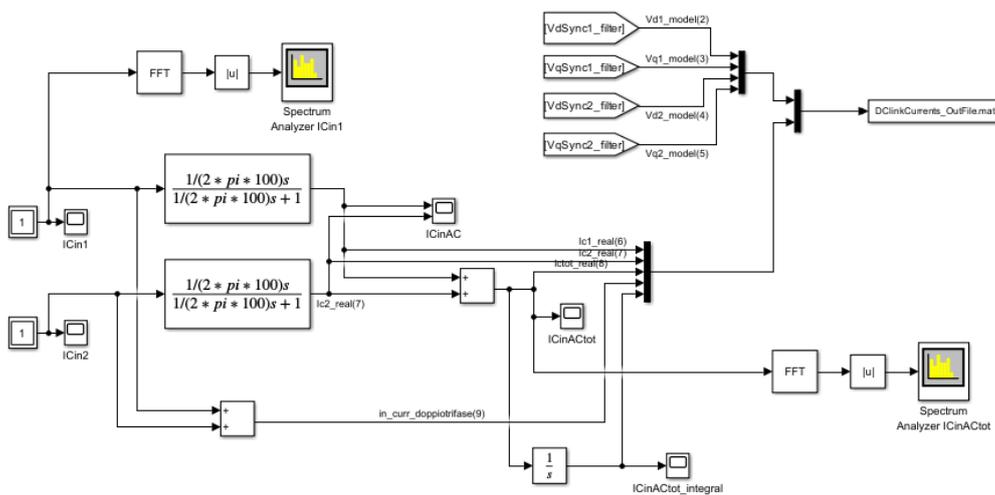


Figura 3.24: Scope Singolo Trifase

Le correnti di ripple e le tensioni lungo gli assi d-q vengono plottate (Figura 3.24), in modo da poter avere un riscontro visivo del ripple al variare delle condizioni operative, e acquisite su un file utile al successivo confronto Matlab del paragrafo 3.6.3 (Confronto Doppio Trifase VS Esafase).

Risultati ottenuti

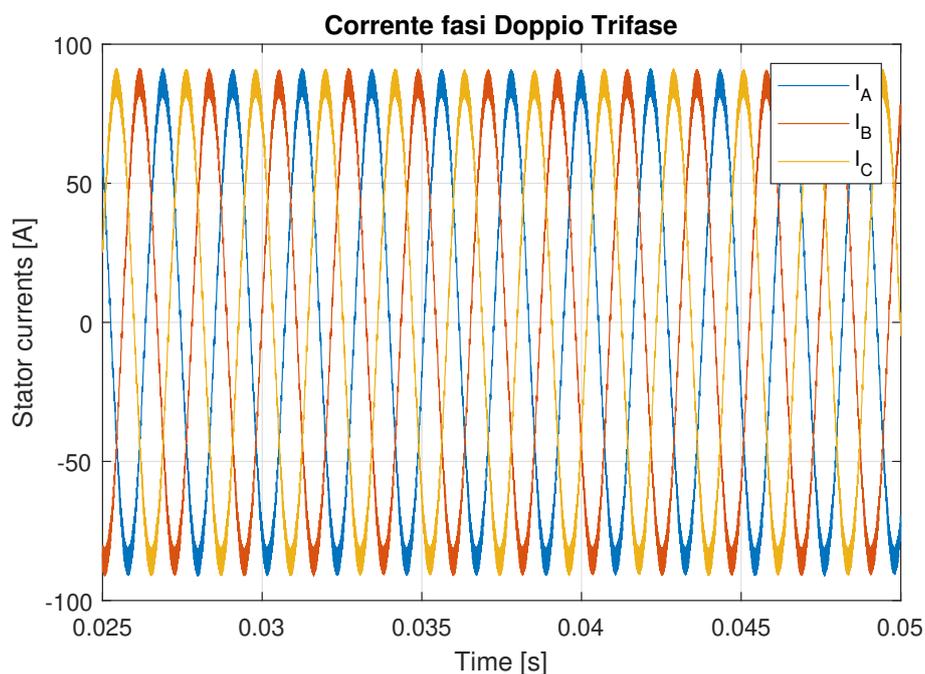


Figura 3.25: Correnti di statore I_A, I_B, I_C per $T_{ref} = 3 Nm$ e $\omega_{ref} = 5500 rpm$

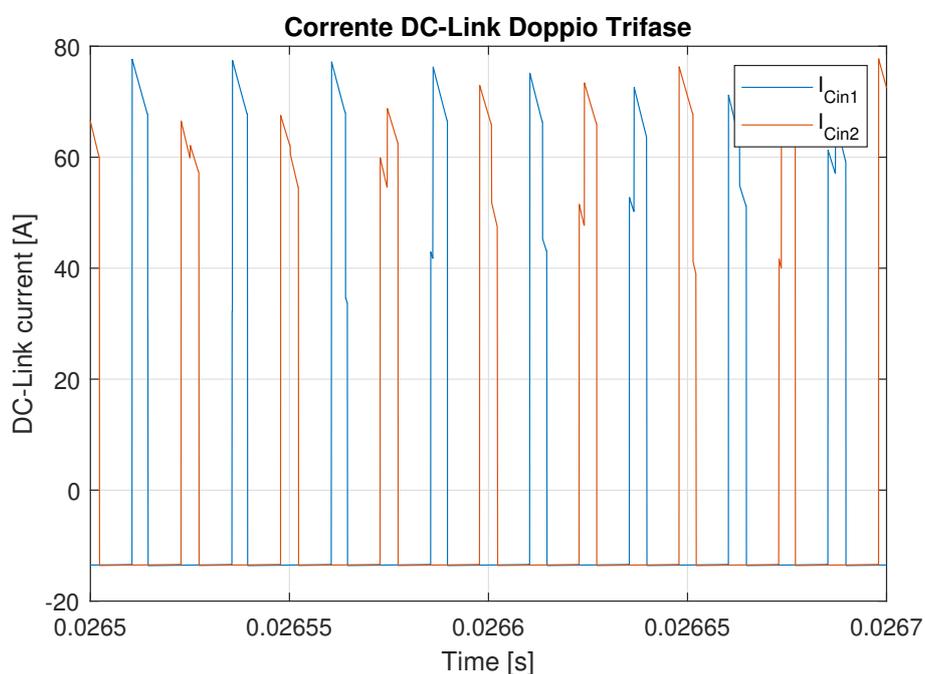


Figura 3.26: Ripple DC-Link delle due terne ABC-XYZ per $\Delta\phi = 90^\circ$

In Figura 3.25 e Figura 3.26 vengono rappresentate, rispettivamente, le correnti di fase della prima terna in uscita dal motore e il ripple di corrente di entrambe le terne, per $T_{ref} = 3 Nm$, $\omega_{ref} = 5500 rpm$ e $\Delta\phi = 90^\circ$.

Dal secondo plot emerge che, per questo valore di differenza di fase tra le due

portanti, non c'è sovrapposizione delle due curve di ripple. Pertanto, il ripple totale raggiunge il suo valore minimo.

3.6.2 Modello Esafase

La struttura esafase è stata realizzata su Simscape, a differenza della precedente, perché Simulink non fornisce un modello adatto per il motore PMSM a sei fasi. Lo schema completo, fornito direttamente su Simscape, è stato modificato (Figura 3.27) in base alle specifiche di progetto. Innanzitutto è stato aggiunto un amperometro per rilevare la corrente d'ingresso e, tramite un filtro passa-alto, poterne acquisire il ripple.

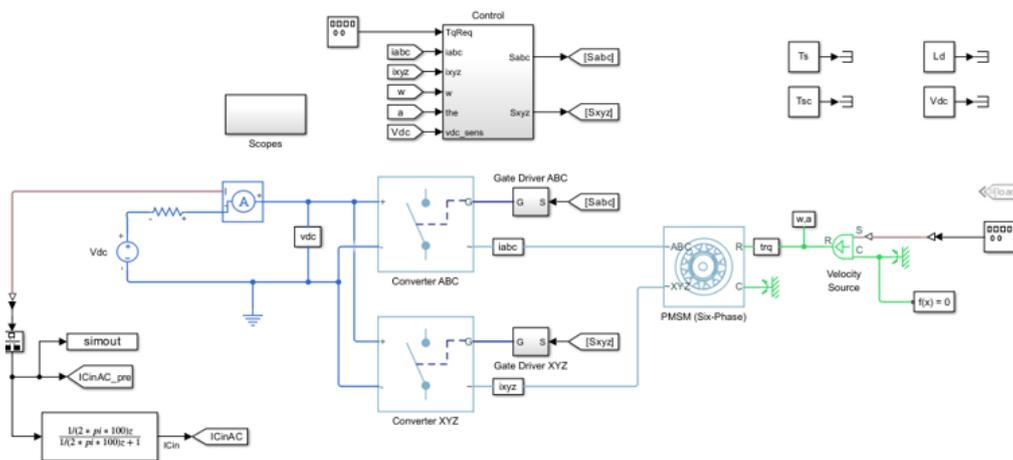


Figura 3.27: Modello Simscape Esafase

Ma le modifiche sostanziali sono state eseguite sul controllo. Infatti è stato sostituito il blocco *PWM Generator*, che genera autonomamente i Duty Cycle, con la stessa struttura utilizzata nel modello a doppio trifase, in modo da controllare il cambiamento dei Duty in funzione della fase delle portanti e poterle quindi shiftare inducendo una variazione tra le due terne.

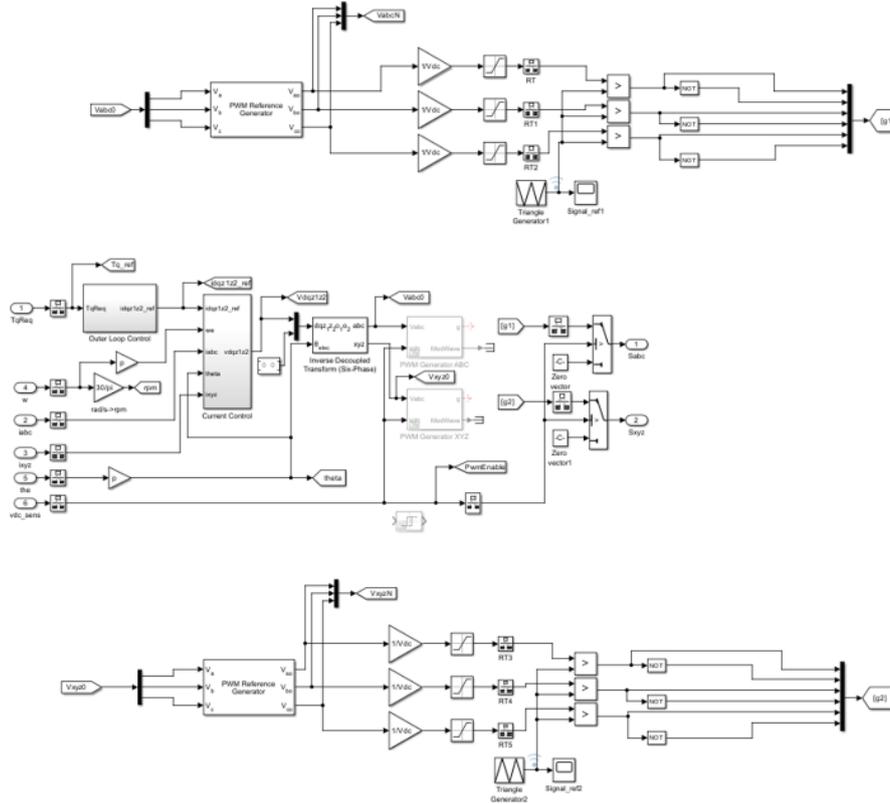


Figura 3.28: Controllo Esafase

In Figura 3.29 è illustrato il controllo in corrente, realizzato usando la matrice esafase di disaccoppiamento T_{62} di (3.39).

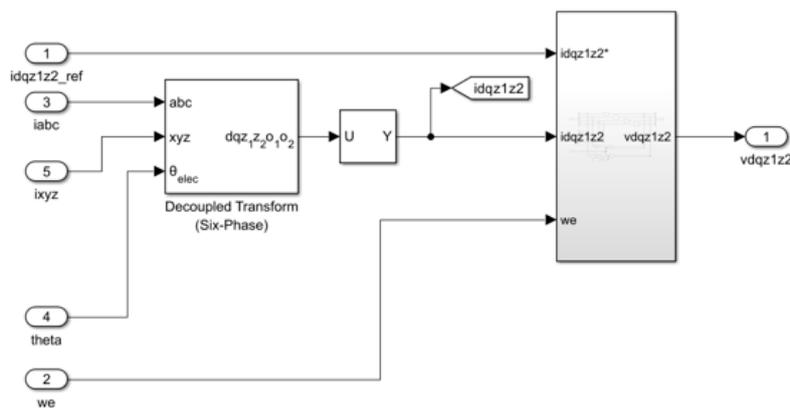


Figura 3.29: Controllo Correnti Esafase

Risultati ottenuti

In Figura 3.30 e Figura 3.31 vengono rappresentate, rispettivamente, le correnti e le tensioni di fase della prima terna in uscita dal motore, per $T_{ref} = 3 Nm$, $\omega_{ref} = 5500 rpm$ e $\Delta\phi = 90^\circ$.

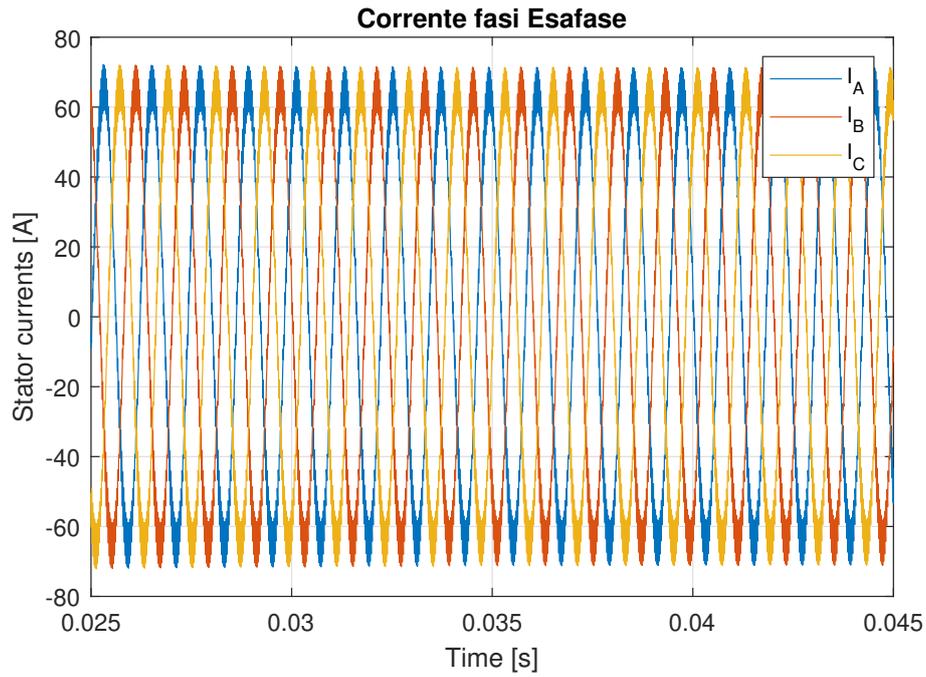


Figura 3.30: Correnti di statore I_A, I_B, I_C per $T_{ref} = 3 Nm$ e $\omega_{ref} = 5500 rpm$

In Figura 3.32, invece, sono illustrate le tensioni in uscita del *PWM Generator*, quindi modulate con tecnica SVPWM. La differenza con le altre tensioni si nota dalla presenza dei doppi archi nei picchi delle curve.

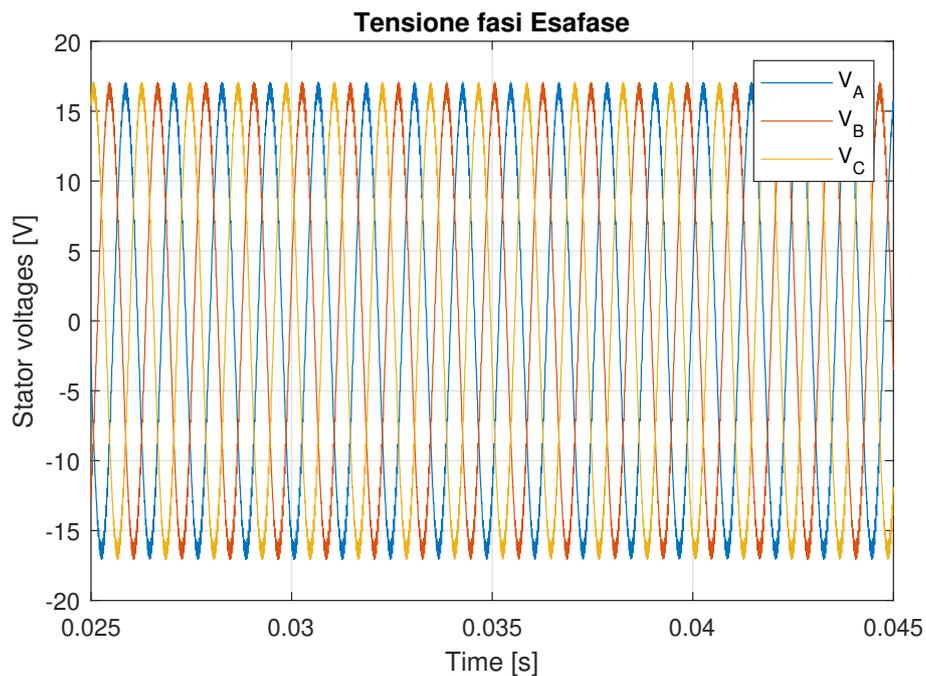


Figura 3.31: Tensioni di fase V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}

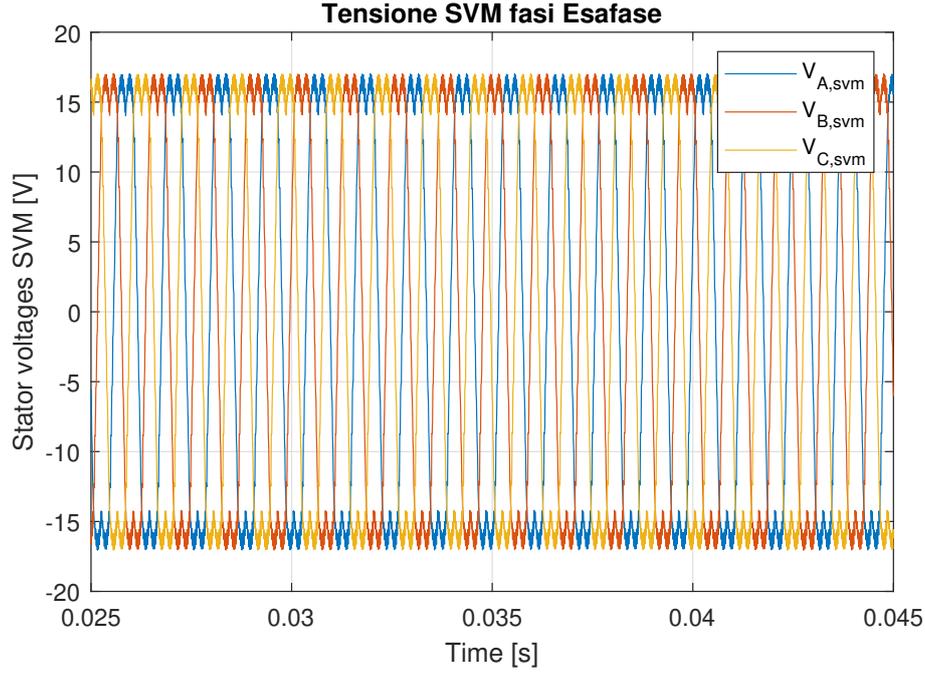


Figura 3.32: Tensioni di fase V_{AN} , V_{BN} , V_{CN} modulate con SVM

3.6.3 Confronto Doppio Trifase VS Esafase

I dati sul ripple ottenuti dai due modelli precedenti sono stati acquisiti ed elaborati, tramite uno script Matlab, e successivamente memorizzati su un file Excel così da poterne effettuare un'analisi comparativa.

Lo scopo di questo confronto è quello di valutare la corrente di ripple totale dei due modelli, nelle tre condizioni di lavoro, al variare della differenza di fase tra le portanti delle due terne, in modo da lavorare nella situazione che consente di minimizzare il ripple.

Per il modello a doppio trifase, inoltre, è stato effettuato un raffronto tra i valori di ripple di ciascuna terna ottenuti dal modello Simulink e quelli calcolati analiticamente con uno script Matlab basato sulle equazioni menzionate nell'articolo [11], e sotto riportate.

In particolare, nel procedimento analitico, sono stati fissati inizialmente i valori di $I_{d,ref}$ e T_{ref} . Da quest'ultimo è stato ricavato quello di $I_{q,ref}$:

$$I_{q,ref} = \frac{1}{\frac{3}{2}\lambda_{pmpp}} T_{ref} \quad (3.58)$$

Sono stati acquisiti poi il valore della corrente di picco I_{pk} dal plot Simulink e i valori di V_d e V_q .

Dagli ultimi due si è calcolata inizialmente la potenza attiva :

$$AP = \frac{3}{2}(V_q I_{q,ref} + V_d I_{d,ref}) \quad (3.59)$$

E poi quella reattiva :

$$RP = \frac{3}{2}(V_q I_{d,ref} - V_d I_{q,ref}) \quad (3.60)$$

E da qui, la potenza totale :

$$TP = \sqrt{AP^2 + RP^2} \quad (3.61)$$

Sono stati calcolati, inoltre, il Power Factor :

$$PF = \cos\phi = \cos(\arctan^2(V_d/V_q) - \arctan^2(I_d/I_q)) \quad (3.62)$$

E l'indice di modulazione :

$$M = \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} \sqrt{V_q^2 + V_d^2} \quad (3.63)$$

E da qui, infine, la corrente di ripple totale :

$$I_{C,rms} = \frac{I_{pk}}{\sqrt{2}} \sqrt{\left[2M \left\{ \frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \cos^2 \phi \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16} M \right) \right\} \right]} \quad (3.64)$$

Le correnti calcolate per le due terne e quella totale, insieme a quelle ricavate dal modello, sono riportate in Figura 3.33.

Torque = 3Nm, Speed = 2865rpm, lph_max = 87A		Torque = 3Nm, Speed = 5500rpm, lph_max = 89A		Torque = 2Nm, Speed = 10000rpm, lph_max = 70A	
deltaPhi	0	deltaPhi	0	deltaPhi	0
lc1_rms_ideal	24.0131	lc1_rms_ideal	32.6594	lc1_rms_ideal	29.4478
lc2_rms_ideal	24.0118	lc2_rms_ideal	32.6600	lc2_rms_ideal	29.4480
lctot_rms_ideal_doppiotrifase	48.0262	lctot_rms_ideal_doppiotrifase	65.3188	lctot_rms_ideal_doppiotrifase	58.8956
lc1_rms_real	26.0120	lc1_rms_real	31.6924	lc1_rms_real	26.9098
lc2_rms_real	25.9980	lc2_rms_real	31.6897	lc2_rms_real	27.1040
lctot_rms_real_doppiotrifase	50.7497	lctot_rms_real_doppiotrifase	61.5723	lctot_rms_real_doppiotrifase	51.8125
lctot_rms_real_esafase	43.2764	lctot_rms_real_esafase	58.5647	lctot_rms_real_esafase	51.9294
deltaPhi	15	deltaPhi	15	deltaPhi	15
lc1_rms_ideal	23.9892	lc1_rms_ideal	32.6464	lc1_rms_ideal	29.4469
lc2_rms_ideal	24.0355	lc2_rms_ideal	32.6774	lc2_rms_ideal	29.4537
lctot_rms_ideal_doppiotrifase	47.9785	lctot_rms_ideal_doppiotrifase	65.2929	lctot_rms_ideal_doppiotrifase	58.8937
lc1_rms_real	23.6624	lc1_rms_real	31.3572	lc1_rms_real	26.8644
lc2_rms_real	24.6310	lc2_rms_real	31.4147	lc2_rms_real	27.0620
lctot_rms_real_doppiotrifase	32.4205	lctot_rms_real_doppiotrifase	52.3405	lctot_rms_real_doppiotrifase	47.9348
lctot_rms_real_esafase	32.9865	lctot_rms_real_esafase	51.5341	lctot_rms_real_esafase	48.2986
deltaPhi	30	deltaPhi	30	deltaPhi	30
lc1_rms_ideal	23.9928	lc1_rms_ideal	32.6379	lc1_rms_ideal	29.4453
lc2_rms_ideal	24.0329	lc2_rms_ideal	32.6847	lc2_rms_ideal	29.4599
lctot_rms_ideal_doppiotrifase	47.9856	lctot_rms_ideal_doppiotrifase	65.2758	lctot_rms_ideal_doppiotrifase	58.8906
lc1_rms_real	23.4605	lc1_rms_real	30.5613	lc1_rms_real	26.8929
lc2_rms_real	23.6204	lc2_rms_real	30.7278	lc2_rms_real	26.7835
lctot_rms_real_doppiotrifase	31.3014	lctot_rms_real_doppiotrifase	39.5551	lctot_rms_real_doppiotrifase	41.7931
lctot_rms_real_esafase	31.0605	lctot_rms_real_esafase	41.9687	lctot_rms_real_esafase	42.7418
deltaPhi	60	deltaPhi	60	deltaPhi	60
lc1_rms_ideal	24.0045	lc1_rms_ideal	32.6508	lc1_rms_ideal	29.4434
lc2_rms_ideal	24.0214	lc2_rms_ideal	32.6749	lc2_rms_ideal	29.4585
lctot_rms_ideal_doppiotrifase	48.0090	lctot_rms_ideal_doppiotrifase	65.3016	lctot_rms_ideal_doppiotrifase	58.8868
lc1_rms_real	23.4756	lc1_rms_real	30.0527	lc1_rms_real	26.4351
lc2_rms_real	23.4866	lc2_rms_real	30.0903	lc2_rms_real	26.4435
lctot_rms_real_doppiotrifase	31.2410	lctot_rms_real_doppiotrifase	37.5393	lctot_rms_real_doppiotrifase	27.5965
lctot_rms_real_esafase	31.0659	lctot_rms_real_esafase	38.4480	lctot_rms_real_esafase	28.9844
deltaPhi	90	deltaPhi	90	deltaPhi	90
lc1_rms_ideal	24.0128	lc1_rms_ideal	32.6609	lc1_rms_ideal	29.4498
lc2_rms_ideal	24.0112	lc2_rms_ideal	32.6606	lc2_rms_ideal	29.4496
lctot_rms_ideal_doppiotrifase	48.0256	lctot_rms_ideal_doppiotrifase	65.3217	lctot_rms_ideal_doppiotrifase	58.8995
lc1_rms_real	23.5447	lc1_rms_real	30.1158	lc1_rms_real	26.4028
lc2_rms_real	23.5132	lc2_rms_real	30.0957	lc2_rms_real	26.4570
lctot_rms_real_doppiotrifase	31.2909	lctot_rms_real_doppiotrifase	37.5661	lctot_rms_real_doppiotrifase	27.7122
lctot_rms_real_esafase	31.0720	lctot_rms_real_esafase	38.4461	lctot_rms_real_esafase	26.4080
deltaPhi	120	deltaPhi	120	deltaPhi	120
lc1_rms_ideal	24.0220	lc1_rms_ideal	32.6710	lc1_rms_ideal	29.4555
lc2_rms_ideal	24.0013	lc2_rms_ideal	32.6505	lc2_rms_ideal	29.4447
lctot_rms_ideal_doppiotrifase	48.0439	lctot_rms_ideal_doppiotrifase	65.3421	lctot_rms_ideal_doppiotrifase	58.9110
lc1_rms_real	23.4760	lc1_rms_real	30.0537	lc1_rms_real	26.4808
lc2_rms_real	23.6200	lc2_rms_real	30.0911	lc2_rms_real	26.4124
lctot_rms_real_doppiotrifase	31.3092	lctot_rms_real_doppiotrifase	37.5341	lctot_rms_real_doppiotrifase	27.6244
lctot_rms_real_esafase	31.0741	lctot_rms_real_esafase	38.4496	lctot_rms_real_esafase	28.9480
deltaPhi	150	deltaPhi	150	deltaPhi	150
lc1_rms_ideal	24.0337	lc1_rms_ideal	32.6825	lc1_rms_ideal	29.4560
lc2_rms_ideal	23.9923	lc2_rms_ideal	32.6397	lc2_rms_ideal	29.4456
lctot_rms_ideal_doppiotrifase	48.0674	lctot_rms_ideal_doppiotrifase	65.3650	lctot_rms_ideal_doppiotrifase	58.9120
lc1_rms_real	23.4917	lc1_rms_real	30.7179	lc1_rms_real	26.7479
lc2_rms_real	23.4872	lc2_rms_real	30.5602	lc2_rms_real	26.8707
lctot_rms_real_doppiotrifase	31.2501	lctot_rms_real_doppiotrifase	39.5866	lctot_rms_real_doppiotrifase	41.6823
lctot_rms_real_esafase	31.0686	lctot_rms_real_esafase	41.9783	lctot_rms_real_esafase	42.7748
deltaPhi	180	deltaPhi	180	deltaPhi	180
lc1_rms_ideal	24.0132	lc1_rms_ideal	32.6593	lc1_rms_ideal	29.4481
lc2_rms_ideal	24.0123	lc2_rms_ideal	32.6599	lc2_rms_ideal	29.4478
lctot_rms_ideal_doppiotrifase	48.0265	lctot_rms_ideal_doppiotrifase	65.3186	lctot_rms_ideal_doppiotrifase	58.8962
lc1_rms_real	25.9950	lc1_rms_real	31.6859	lc1_rms_real	27.1013
lc2_rms_real	25.9893	lc2_rms_real	31.6965	lc2_rms_real	26.9069
lctot_rms_real_doppiotrifase	50.7159	lctot_rms_real_doppiotrifase	61.5704	lctot_rms_real_doppiotrifase	51.8103
lctot_rms_real_esafase	43.2764	lctot_rms_real_esafase	58.5625	lctot_rms_real_esafase	51.9300

Figura 3.33: Excel confronto per diversi valori di $w, T, \Delta\phi$

Dai valori acquisiti è facile notare come i valori minimi di ripple si hanno, in tutti e tre i casi, quando $\Delta\phi = 90^\circ$. Ciò deriva dal fatto che, come si nota in Figura 3.34 per il caso con $T = 3 Nm$ e $\omega = 5500 rpm$, le curve di ripple delle due terne non si sovrappongono. Nelle stesse condizioni di coppia e velocità, ma con $\Delta\phi = 0^\circ$, le due forme d'onda, invece, si accavallano completamente, determinando un ripple totale più elevato (Figura 3.35).

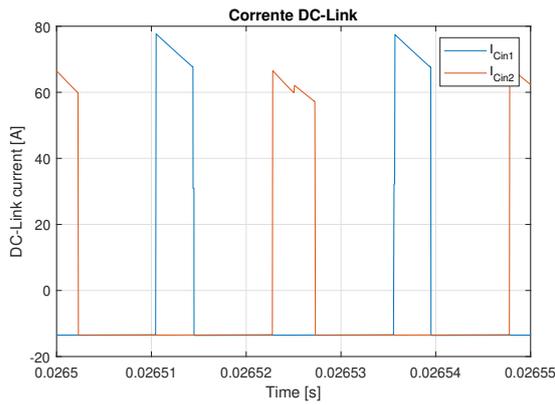


Figura 3.34: Corrente di ripple per $T = 3Nm, \omega = 5500rpm, \Delta\phi = 90^\circ$

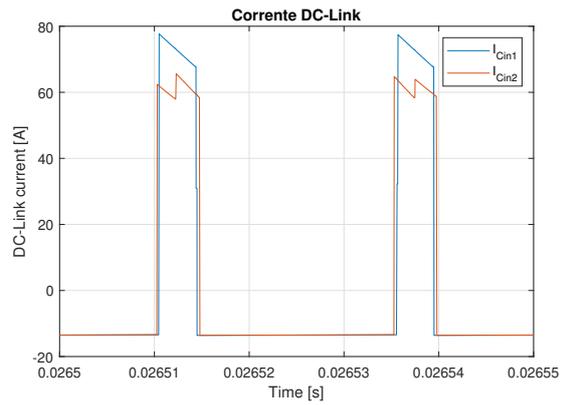


Figura 3.35: Corrente di ripple per $T = 3Nm, \omega = 5500rpm, \Delta\phi = 0^\circ$

A supporto di quanto ottenuto dal confronto dei risultati Excel, nell'articolo [12] è dimostrato che, agendo indipendentemente sulle portanti delle due terne trifase, si può ridurre la corrente RMS erogata dai condensatori DC-Link.

La tecnica consiste nell'alternare sequenze definite Zero Voltage Vector, in cui 3 switch High-Side o 3 switch Low-Side sono contemporaneamente ON, in cui il DC-Link viene caricato (Figura 3.36 (a)), a sequenze definite Effective Voltage Vector, dove sono ON contemporaneamente due switch High-Side e uno Low-Side (o vice-versa) e il DC-Link viene scaricato (Figura 3.36 (b)).

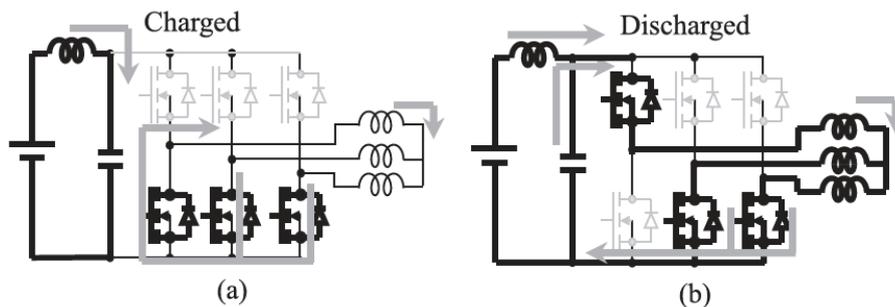


Figura 3.36: Corrente nei condensatori DC-Link (a) Zero voltage vector (b) Effective voltage vector [12]

Il comportamento complessivo è rappresentato in Figura 3.37, dove viene mostrato l'andamento della corrente del DC-Link al variare del Voltage Vector. Inoltre, come si vede in Figura 3.38, nel caso in cui la differenza di fase tra le portanti dei due Inverter è pari a $\pi/2$, la corrente che fluisce nel DC-Link è ridotta notevolmente.

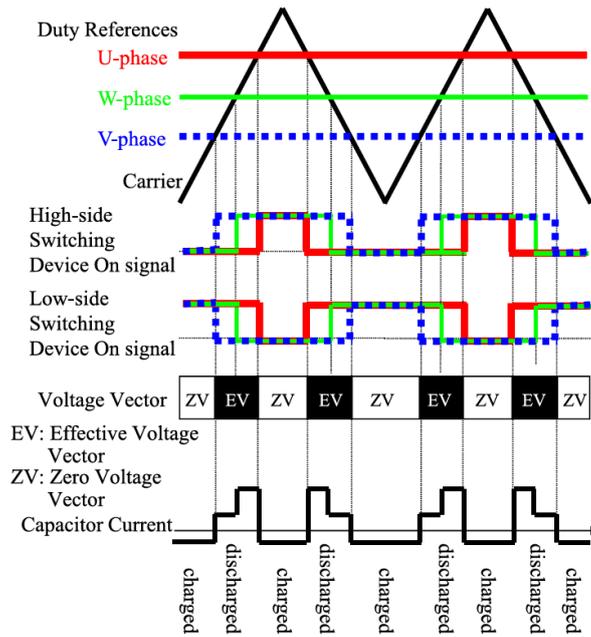


Figura 3.37: Corrente dei condensatori nell’Inverter [12]

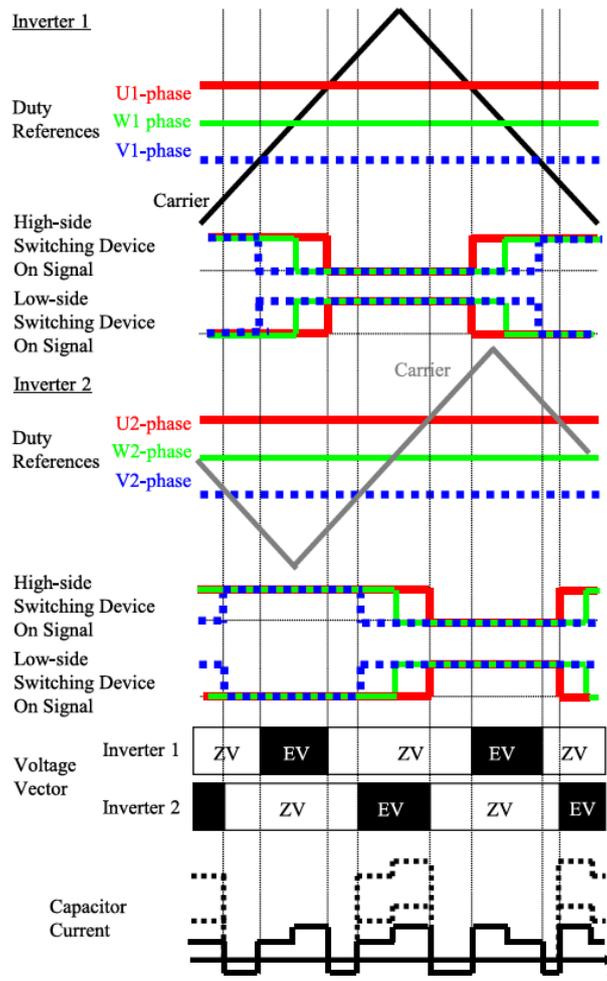


Figura 3.38: Corrente dei condensatori nell’Inverter per $\Delta\phi = \pi/2$ [12]

Capitolo 4

Progetto HW Elettronico

I componenti hardware sono stati scelti in base alle specifiche di progetto e a comparative di benchmark. In particolare, un'analisi di mercato dettagliata è stata fatta per i GaN e i relativi Gate Driver.

In questo capitolo verranno descritti i componenti elettronici utilizzati e i vari dimensionamenti che hanno portato alla scelta di questi.

4.1 GaN FET

I dispositivi GaN di potenza, essendo gli elementi cardine del progetto, sono stati i primi ad essere oggetto di analisi e valutazione.

4.1.1 Benchmark GaN

I requisiti fondamentali da rispettare nella scelta del GaN riguardano la tensione V_{DS} e la corrente I_{DS} di lavoro massima del dispositivo. Il sistema lavora con una tensione di 48 V e la corrente di fase è di circa 150 A_{rms} .

Le alternative disponibili sul mercato erano : il GS61008T di Infineon, l'EPC2302 e il GNE1040TB di Rohm.

Quest'ultimo è stato scartato a causa della I_{DS} troppo bassa.

Tra le due alternative rimaste si è optato per l'EPC2302 perché dotato di una corrente I_{DS} leggermente superiore, a parità di V_{DS} , e di una $R_{DS,on}$ inferiore. Inoltre, essendo *dual-side cooled*, consente una migliore gestione della potenza. Infine, aspetto significativo, questo componente era già stato utilizzato e testato dai ragazzi di Flag-MS in applicazioni simili.

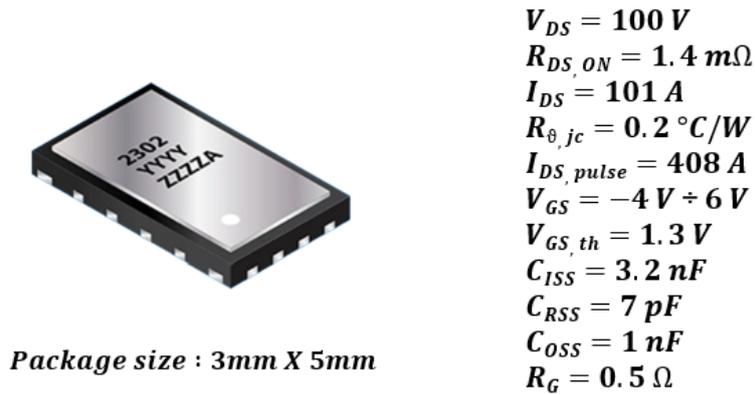


Figura 4.1: EPC 2302 [13]

In Figura 4.1 sono riportate le caratteristiche fondamentali del componente.

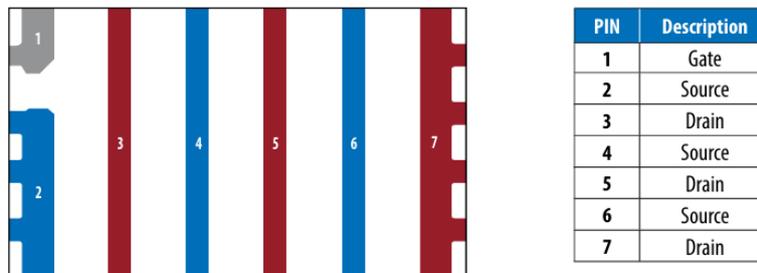
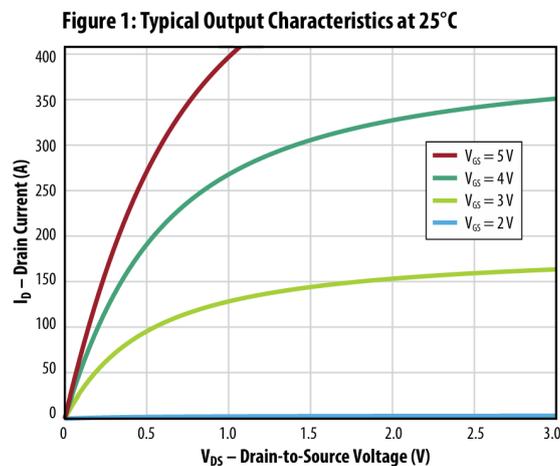


Figura 4.2: Pinout EPC 2302 [13]

Ulteriori peculiarità del GaN in questione riguardano la presenza di un top pad esposto che garantisce una gestione termica eccellente; elevata densità di potenza grazie a un'efficienza migliorata; ridotte perdite di switching; dimensioni contenute; elevata frequenza di switching dovuta alle dimensioni ridotte dei componenti passivi richiesti.

Figura 4.3: Curva $I_D = f(V_{DS})$ [13]

Infine, dal grafico in Figura 4.3, tra le varie opzioni possibili, si è deciso di pilotare il dispositivo con una tensione di gate $V_{GS} = 5\text{ V}$ così che, a parità di corrente I_{DS} , la V_{DS} fosse minore. Di conseguenza, la potenza dissipata risulta inferiore.

4.2 Gate Driver

Per quanto riguarda i Driver, le caratteristiche richieste devono ovviamente matchare opportunamente con quelle dei GaN presi in esame.

4.2.1 Benchmark Drivers

Le proposte attualmente in commercio, a differenza di quanto visto per i GaN, sono molteplici. Da Infineon, a Rohm, da Onsemi a Analog Devices, passando per Texas Instruments. Chiunque offre driver per il pilotaggio di dispositivi di potenza.

Alcuni di questi, però, non sono compatibili per lavorare con GaN, altri non sono certificati Automotive, molti altri ancora (come quelli proposti da Infineon e Rohm) sono dispositivi single-channel, cioè aventi l'uscita in grado di pilotare un solo dispositivo di potenza. Questo è limitante in termini di dimensioni perché il numero di driver necessari raddoppierebbe, così come il costo e la complessità generale della scheda.

A valle di queste considerazioni, i gate driver in grado di rispecchiare al meglio i requisiti di progetto sono l'LT8418 di Analog Devices e l'NCP51810 di Onsemi.

Tra i due è stato scelto l'LT8418 (in Figura 4.4) perché dotato della stessa tensione massima di lavoro del GaN EPC2302, ma soprattutto per le sue dimensioni più compatte.

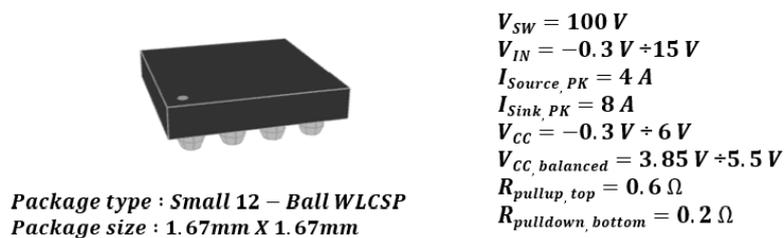


Figura 4.4: ADI LT8418 [14]

In Figura 4.5, uno schema applicativo mostra le connessioni dei vari pin del driver con la componentistica esterna necessaria al suo corretto funzionamento. Si può notare pertanto come questo sia un dispositivo dual-channel, in grado di pilotare un'intera gamba a FET.

sotto o sopra i limiti imposti dal driver stesso; altrimenti, il dispositivo spegne tutto per evitare un funzionamento non idoneo. Questa protezione non solo riduce il consumo di potenza del driver stesso, ma aumenta anche l'efficienza dello stadio di potenza. Il Thermal Shutdown, invece, come suggerisce il nome, è un sistema che blocca il funzionamento del dispositivo nel caso in cui la temperatura rilevata da questo sia superiore alla soglia autoimposta.

A differenza dei driver per SiC Mosfet, purtroppo, le protezioni attive implementate sono minime, a dimostrazione del fatto che molti elementi funzionali per sistemi a GaN sono ancora in via di sviluppo.

4.3 DC-link Capacitor

Nella scelta dei condensatori del DC-Link si è optato per una soluzione ibrida in modo da garantire un filtraggio maggiore anche a frequenze più elevate. Entrambi i tipi di condensatori, gli ibridi in Figura 4.7 e i ceramici in Figura 4.8, sono stati consigliati dai ragazzi di Flag-MS.



Figura 4.7: A785KN476M1JLAS045 [15]



Figura 4.8: GRM32EC72A106KE05K [16]

4.3.1 Analisi Matlab

Per gli ibridi in alluminio è stato eseguito uno studio approfondito.

Innanzitutto, dai modelli Simulink e Matlab in Figura 3.23 è stato generato il profilo di corrente di ripple e, da questo, inversamente, quello di tensione (in Figura 4.9) per determinare orientativamente la capacità totale necessaria, tale da garantire $\Delta V = 2.4 V$.

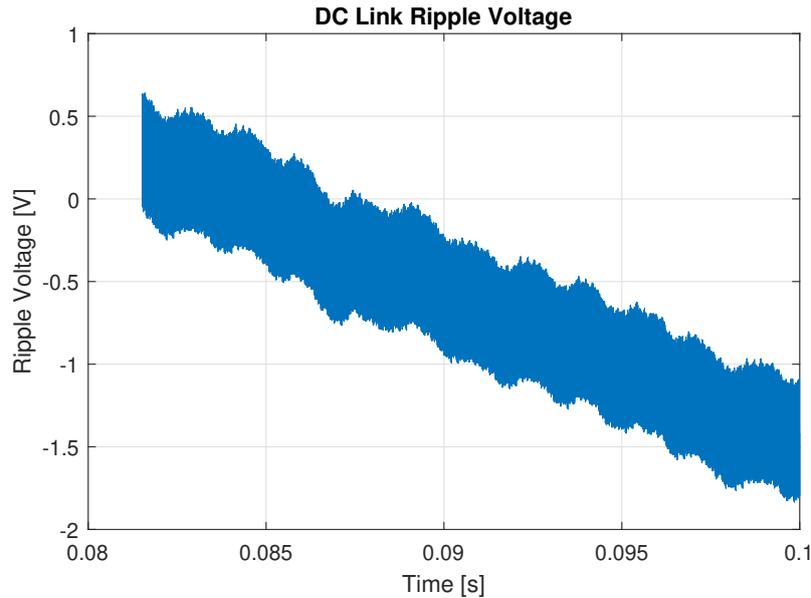


Figura 4.9: Profilo ΔV

Dalla trasformata di Fourier del profilo di corrente è stata calcolata poi la distribuzione del ripple (in Figura 4.11) tra i due tipi di condensatori a seconda della loro resistenza equivalente (in Figura 4.10 è rappresentata quella dei ceramici al variare della frequenza), e da qui stimato il numero minimo di condensatori necessari.

Il numero effettivo è stato aumentato per soddisfare il requisito di capacità in modo da avere $\Delta V = 2.4 V$.

Infine, per avere simmetria col numero di fasi, è stata scelta la configurazione con 6 ibridi (1 per fase) e 12 ceramici (2 per fase).

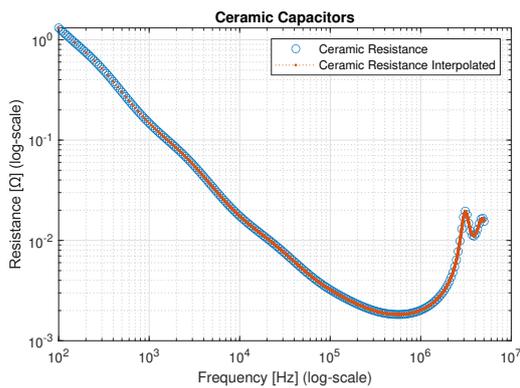


Figura 4.10: Resistenza Condensatori Ceramici in funzione della Frequenza

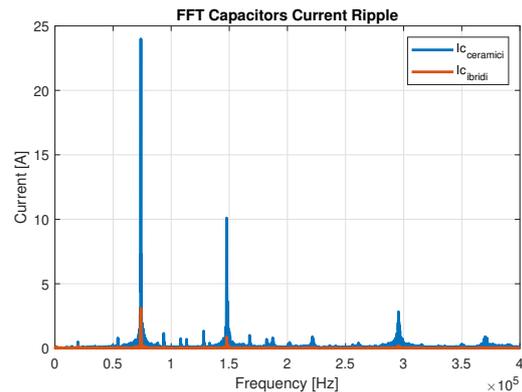


Figura 4.11: Trasformata di Fourier del profilo di corrente di ripple nei condensatori

Tra gli ibridi Kemet della serie A785, diverse soluzioni risultavano tecnicamente valide. Le preferibili, per dimensioni, sono quelle da $47 \mu F$, $68 \mu F$ e $82 \mu F$.

A tal proposito, è stata fatta un'analisi in frequenza in modo da scegliere quelli

che avessero una frequenza di risonanza sufficientemente elevata da non sovrapporsi alla frequenza fondamentale (di 75 kHz) della trasformata di Fourier del profilo di corrente.

Dalla Figura 4.12, riferita al condensatore di valore $180\text{ }\mu\text{F}$ della stessa famiglia, è stato estrapolato il suo valore di frequenza di risonanza (pari a 150 kHz).

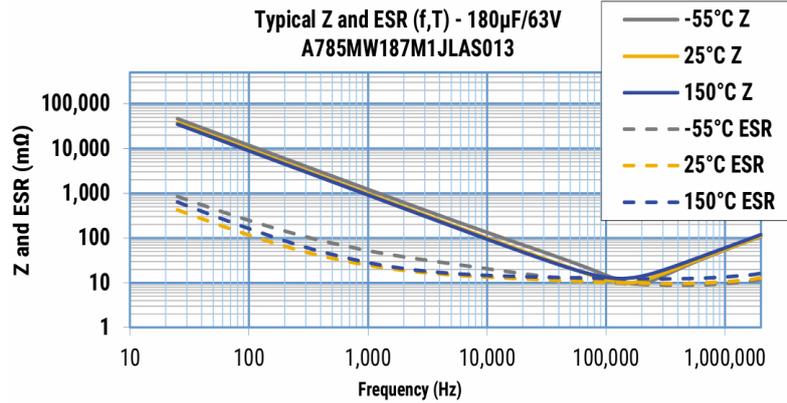


Figura 4.12: [15]

Dalla formula della frequenza di risonanza :

$$f_{ris} = \frac{1}{2\pi\sqrt{ESL * C}} \quad (4.1)$$

Si è ottenuto poi, attraverso la formula inversa, il valore generale di ESL :

$$ESL = \frac{1}{(2\pi f_{ris})^2 * C} \quad (4.2)$$

Pari a circa 6.25 nF .

Da qui, è stata calcolata la frequenza di risonanza dei tre condensatori oggetto di analisi.

Tra questi, la scelta finale è ricaduta su quelli da $47\text{ }\mu\text{F}$ perché hanno una frequenza di risonanza (293 kHz) sufficientemente elevata, a differenza degli altri due, da garantire un margine pari a circa un fattore 4 rispetto alla frequenza fondamentale della trasformata di Fourier (75 kHz) del profilo di corrente.

L'obiettivo di tale scelta progettuale è quello di non avere sovrapposizioni tra le due frequenze e assicurare, pertanto, un comportamento pressoché stabile del condensatore nell'intorno della fondamentale del profilo di corrente.

4.4 Precharge Circuit

Il circuito di Precharge, in Figura 4.13, e la successiva scelta della componentistica utilizzata, sono stati suggeriti dai ragazzi di Flag-MS, poiché la struttura era già stata da loro testata e risultata funzionante, a parità di requisiti progettuali.

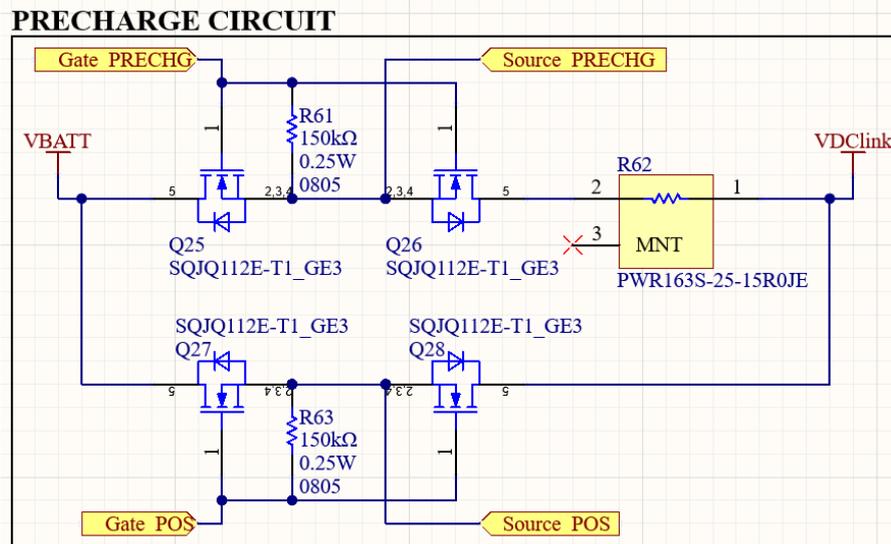


Figura 4.13: Circuito Precharge

Il funzionamento è analogo ad un qualsiasi circuito di Precharge. Inizialmente i contattori sul path del positivo sono aperti e quelli di precarica chiusi, consentendo ai condensatori DC-Link di precaricarsi attraverso la resistenza di precharge ed evitare quindi spike che potrebbero danneggiarli. Una volta raggiunto un livello di tensione sufficiente ai capi del DC-Link la precarica si conclude, aprendo i rispettivi contattori e chiudendo quelli sul positivo così da terminare il caricamento dei condensatori. Lo spegnimento degli switch è attuato tramite una resistenza esterna di pull-down dal valore di $150\text{ k}\Omega$.

La peculiarità di questo circuito sta nella scelta degli interruttori. Vengono scelti, sia per il path di precarica sia per quello del positivo, due transistori Mosfet (in grado di reggere la corrente massima richiesta) piazzati in antiserie. Questo circuito infatti fa anche da AntiReverse, evitando che la corrente fluisca in senso inverso quando i rispettivi transistori sono aperti.

Quando il comando di gate è alto, i due Mosfet dello stesso path si chiudono, essendo pilotati dallo stesso comando, e la corrente fluisce nel verso imposto dai transistori. Quando, invece, i comandi sono bassi, entrambi i Mosfet sono spenti e a condurre sono i loro diodi di ricircolo, pertanto la corrente del path è quella che li attraversa. Ma in realtà, siccome i due diodi sono posizionati in antiserie, la corrente non può essere imposta da nessuno dei due, e quindi non circola in nessun verso.

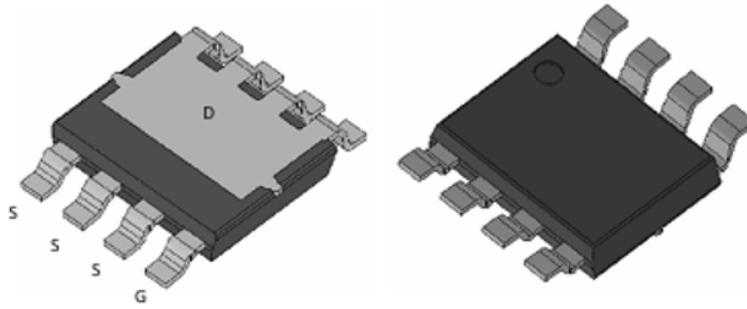


Figura 4.14: SQJQ184ER-T1_GE3 [17]

I Mosfet utilizzati sono quelli in Figura 4.14, nella versione bottom-cooled. Questi sono infatti dotati di un pad apposito di dissipazione termica rivolto verso la scheda, in modo da consentire, oltre alla classica dissipazione verso l'ambiente circostante, anche quella nei layers di rame.

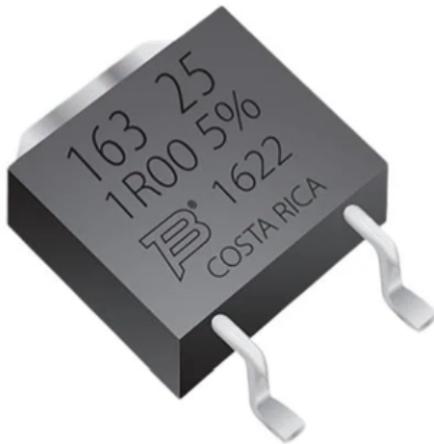


Figura 4.15: PWR163S-25-15R0JE [18]

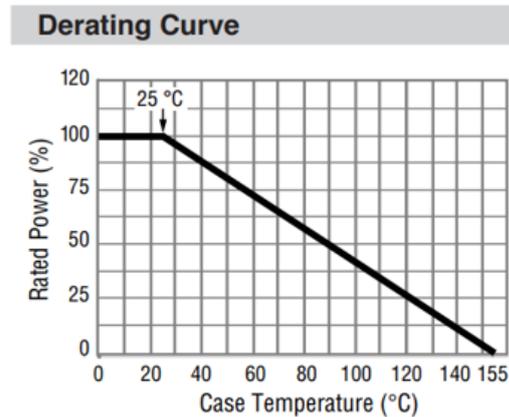


Figura 4.16: Curva Derating di PWR163S-25-15R0JE

La resistenza di prearica, in Figura 4.15, dotata anch'essa di un pin apposito per favorire la dissipazione termica, è in grado di dissipare al massimo 25 W ad una temperatura di 25 °C, poi la potenza dissipabile, al variare della temperatura, segue la curva di derating in Figura 4.16.

4.5 Phase-Current Sense Circuit

Per quanto riguarda il circuito di acquisizione della corrente di fase, si è cercato inizialmente di capire quale fosse la soluzione ottimale da implementare in termini di disposizione delle resistenze di sense, se in uscita dalle fasi o su ogni gamba.

La volontà iniziale era di disporre una su ogni gamba in modo da poterne gestire eventuali corti.

Infatti posizionando le resistenze sulla gamba, in caso di corto, la corrente attraversa la resistenza che rileva quindi la sovracorrente. Nel caso di resistenza in uscita dalla fase, invece, il rilevamento del corto non è gestibile poiché la sovracorrente attraverserebbe la resistenza di sense solo nel caso di corto sul carico induttivo del motore, come si vede nell'immagine (b) di Figura 4.17.

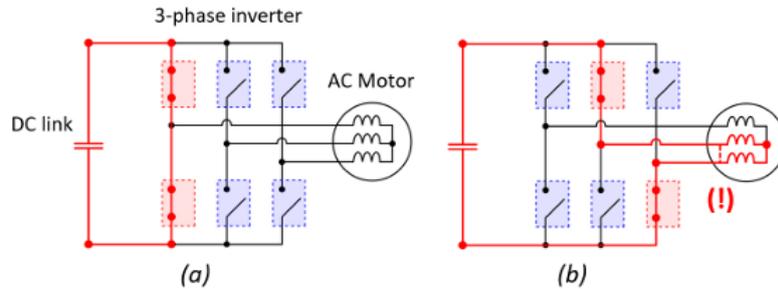


Figura 4.17: Scenari di cortocircuito in un sistema trifase [19]

Molteplici sono stati però i motivi, da scelte progettuali a risultati tratti dalla letteratura scientifica, che hanno portato alla scelta di posizionare la resistenza in uscita dalla fase, rinunciando alla gestione dei corti.

Infatti, secondo quanto affermato in [19], lo SCWT, noto come il tempo minimo durante il quale il dispositivo GaN regge alla situazione di corto, in generale (nessuna informazione documentata è data per gli EPC2302), è intorno ai $3\mu\text{s}$. Quindi un periodo di risposta adeguato non dovrebbe superare i $2\mu\text{s}$. Durante questo periodo il dispositivo di potenza deve reggere la sovracorrente senza rompersi.

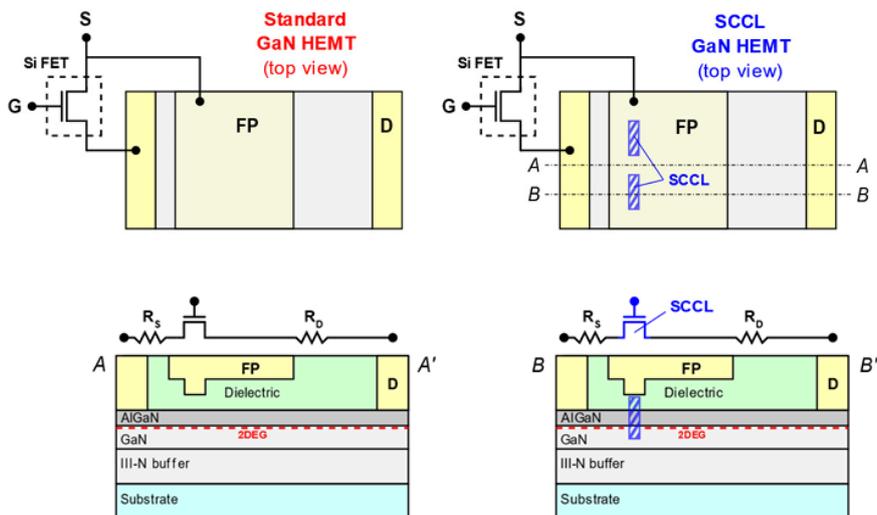


Figura 4.18: Confronto SCCL [19]

Per migliorare l'SCWT è importante limitare la potenza dissipata durante l'evento di corto, riducendo la corrente di saturazione $I_{d,sat}$ del GaN per rallentare l'aumento di temperatura, così che il circuito di protezione possa intervenire prima che venga raggiunta la temperatura critica.

Per garantire ciò, come espresso nell'articolo [20], una tecnica spesso implementata è quella dell'SCCL che consiste nel creare un'apertura laterale nel gate (Figura 4.18) in modo da poter regolare la corrente di saturazione del dispositivo. L'apertura, realizzata sotto il gate dell'HEMT perché è la regione più efficace per poter controllare la corrente di saturazione, diminuisce l'ampiezza effettiva di gate del GaN, riducendone quindi la corrente. Inoltre, questa può essere regolata accuratamente attraverso semplici modifiche alla maschera di processo.

L'SCCL per giunta non degrada in nessun modo l'isolamento del HEMT, non intacca le proprietà del gate e non introduce un intrappolamento di cariche aggiuntivo che potrebbe variare la tensione di soglia.

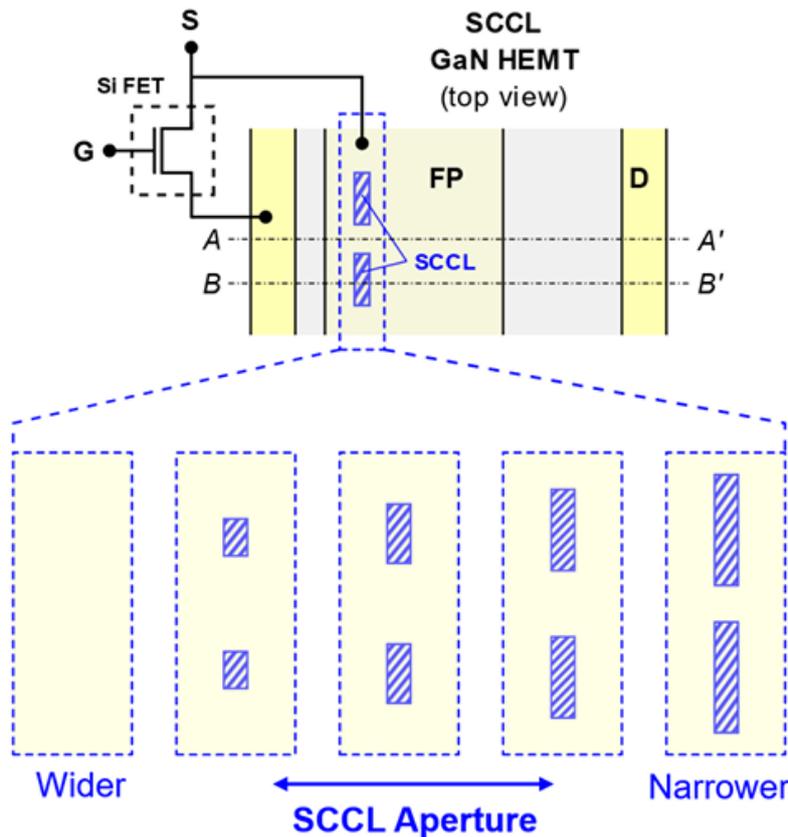


Figura 4.19: Apertura SCCL [19]

Per concludere, restringendo l'ampiezza dell'apertura, diminuisce la corrente di corto-circuito e aumenta quindi l'SCWT. Inoltre, con l'SCCL la corrente di corto viene ridotta di un fattore 3, assicurando una maggiore robustezza del sistema.

Per aumentare le capacità di gestione dei cortocircuiti nei dispositivi a GaN, la soluzione ottimale prevede l'utilizzo della tecnica SCCL sui GaN e gate drivers dotati

di protezioni da desaturazione e circuiteria atta a garantire il soft shutdown. Oltre agli elementi già esposti a supporto della scelta di posizionare la resistenza di sense in uscita dalla fase, è rilevante notare che in letteratura non ci sono riferimenti espliciti sull'SCWT degli EPC2302 e su questi non viene implementata la tecnica SCCL.

Inoltre i gate driver ADI utilizzati non sono dotati di protezioni da desaturazione, né di circuiteria di soft shutdown.

Tuttavia sono state eseguite delle simulazioni LTSpice sul circuito con le resistenze di sense posizionate sulle gambe, ma il delta temporale tra il pilotaggio del gate driver e la risposta dell'INA era maggiore di $3\ \mu\text{s}$, sfiorando quindi i limiti imposti teoricamente dall'SCWT.

Infine, a livello pratico avere la resistenza di sense sulla gamba intacca, con la sua induttanza parassita, lo switching del GaN, alterandone le performance, poiché la frequenza di commutazione di questi dispositivi è molto elevata.

È stato quindi l'insieme di tutti questi fattori a condurre alla scelta finale sul posizionamento della resistenza di sense.

4.5.1 Simulazioni LTSpice

I componenti utilizzati per l'acquisizione della corrente sono rappresentati in Figura 4.20 e in Figura 4.21.



Figura 4.20: PSR500HTQFB0L10
[21]

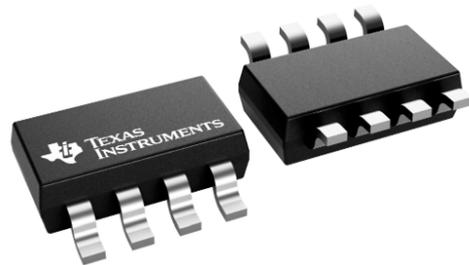


Figura 4.21: INA241A4QDGSRQ1
[22]

Nel dimensionamento dei componenti si è tenuto conto della corrente di picco di $255\ A_{pk}$ che attraversa la resistenza di sense. Questa è stata ottenuta considerando una corrente efficace di $180\ A_{rms}$, sovrastimando i $150\ A_{rms}$ massimi di progetto.

Tra le opzioni di resistenze fornite dal datasheet [21], quella da $0.1\ m\Omega$ è, in termini di potenza dissipabile, l'unica che consente di dissipare, senza sovratemperature, la corrente necessaria.

Infatti la potenza dissipabile è di 15 W a 75°C e di 10 W a 120°C , mentre la massima potenza da dissipare è di 6.5 W .

La corrente di fase varia quindi tra -255 A_{pk} e $+255\text{ A}_{pk}$ e, con questo valore di resistenza, la tensione di ingresso all'INA varia tra -25.5 mV e $+25.5\text{ mV}$.

Pertanto, sono stati settati opportunamente i riferimenti dell'INA in modo da piazzarsi a metà dinamica per massimizzare sia la dinamica positiva sia quella negativa, ottenendo un offset pari a metà della tensione di uscita, quindi $V_{off} = 2.5\text{ V}$.

Il guadagno dell'INA in grado di attuare questa traslazione di dinamica è di 100 V/V . Viene pertanto scelto l'INA 241A4.

Realizzando quindi la soluzione circuitale definita precedentemente, si ha in Figura 4.22 :

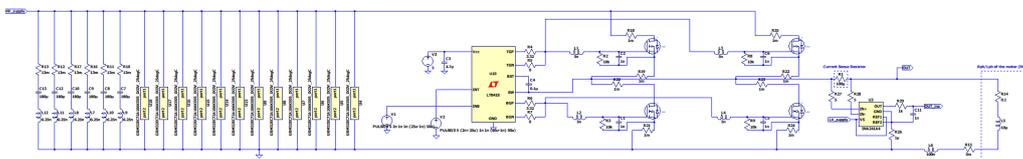


Figura 4.22: Modello LTSpice

I condensatori ibridi del DC-Link sono stati rappresentati attraverso il loro modello equivalente, con ESL ed ESR.

Inoltre, per rendere il modello più reale, sono state aggiunte delle resistenze da $1\text{ m}\Omega$ per simulare, in maniera approssimativa, la lunghezza delle piste nel PCB.

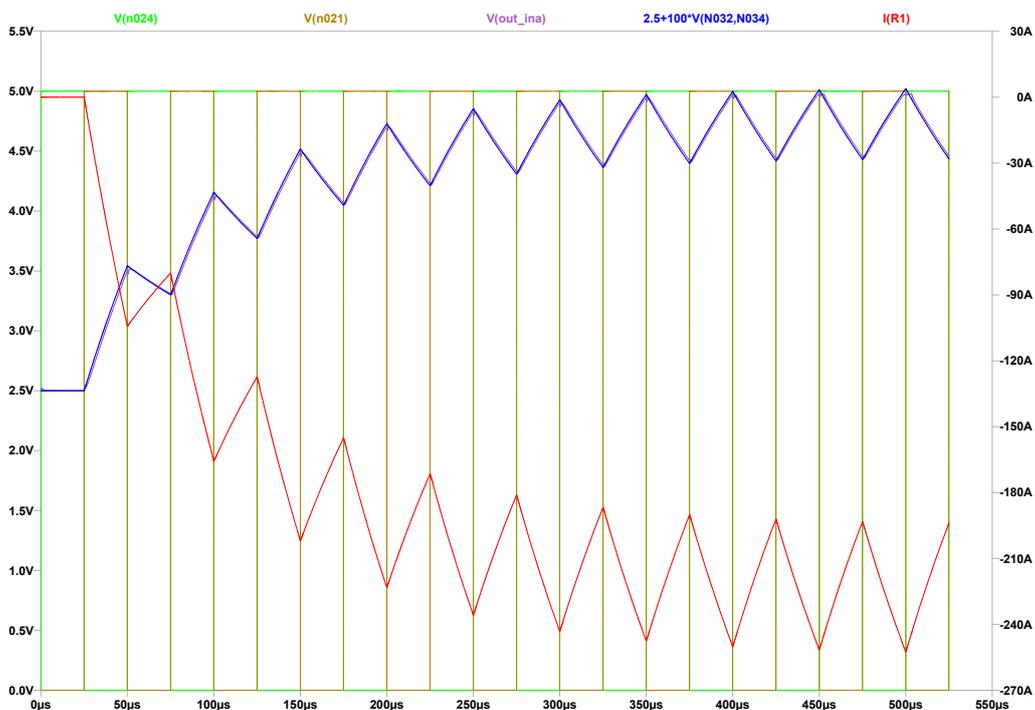


Figura 4.23: Simulazione LTSpice

L'INA è dotato di un filtro RC in modo da acquisire l'uscita in maniera stabile. Infine, non avendo, da progetto, i valori precisi di resistenza e induttanza del motore, questi sono stati scelti per garantire che la corrente di picco massima fosse intorno ai $255 A_{pk}$ e il ripple di questa non superasse il 20% della corrente media, come si nota in Figura 4.23.

Capitolo 5

Design PCB

La progettazione della scheda ha riguardato sia lo sviluppo degli schematici sia il layout del circuito stampato. Entrambi sono stati realizzati utilizzando il software Altium Designer.

5.1 Schematici circuitali

Gli schemi elettrici sono stati raggruppati gerarchicamente in diversi Sheets, in base alle loro funzionalità all'interno della scheda, collegati tra loro da Net specifiche. In quello principale, il Main, oltre ai sotto-fogli (analizzati nelle sezioni che seguono) sono presenti i vari connettori utilizzati. Tra questi figurano quelli di potenza (i 2 d'ingresso e i 6 per le uscite delle fasi) e i 2 di segnale (per la CAN e per il sensore di posizione del motore).

5.1.1 Power HV

Lo sheet dedicato alla parte di gestione della potenza comprende la circuiteria di commutazione dei GaN, dove lo schema in Figura 5.1 è replicato per ogni fase, e la sezione dei DC-Link con il circuito di precarica, già menzionato in 4.4 (Precharge Circuit).

Siccome la massima corrente in uscita da ogni fase supera i limiti imposti da un singolo GaN, nella realizzazione di ogni gamba sono stati usati due GaN in parallelo. A tal proposito, per ridurre il ringing di gate tra dispositivi parallelizzati, come suggerito nell'Application Note [23], sono state inserite resistenze da $1\ \Omega$ su Gate e Source di ogni HEMT, ottenendo una struttura simile a quella rappresentata in Figura 5.2

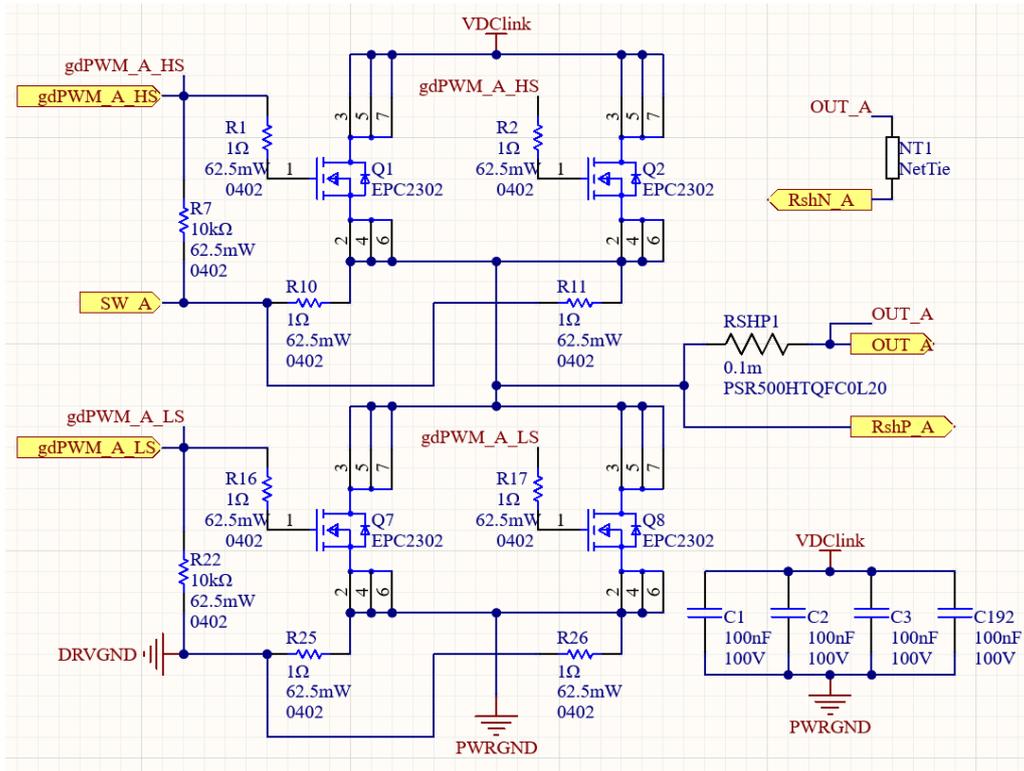


Figura 5.1: GaN

Ciascun gate driver ha al suo interno una resistenza di pull-down da $0.2\ \Omega$ che lavora in funzionamento nominale. In caso di guasti, invece, è predisposta un'altra resistenza integrata da $500\ k\Omega$.

Siccome, con questo valore, in caso di fault, la scarica avverrebbe in un tempo troppo ampio, si è scelto di inserire esternamente, su ogni GaN, un'altra resistenza di pull-down da $10\ k\Omega$ in grado di accelerare l'apertura del dispositivo.

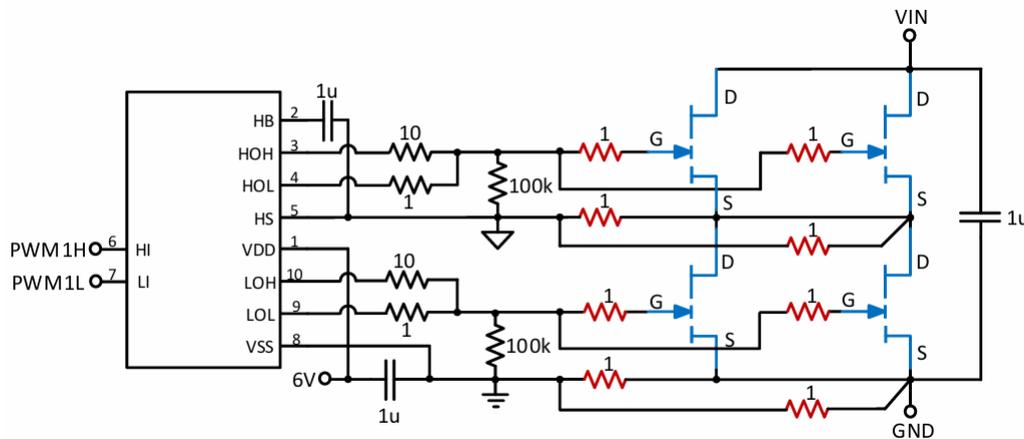


Figura 5.2: GaN parallelizzati [23]

5.1.2 Drivers

Nella sezione dedicata ai Drivers sono inclusi sia il driver che si occupa di gestire la precarica dei DC-Link (Figura 5.3), sia i 6 gate driver (uno per fase) che gestiscono la commutazione dei GaN.



Figura 5.3: 2ED4820EM [24]

Di entrambi la circuiteria esterna è suggerita nei loro datasheet ([14] e [24]) e illustrata, rispettivamente, in Figura 5.4 e in Figura 5.5.

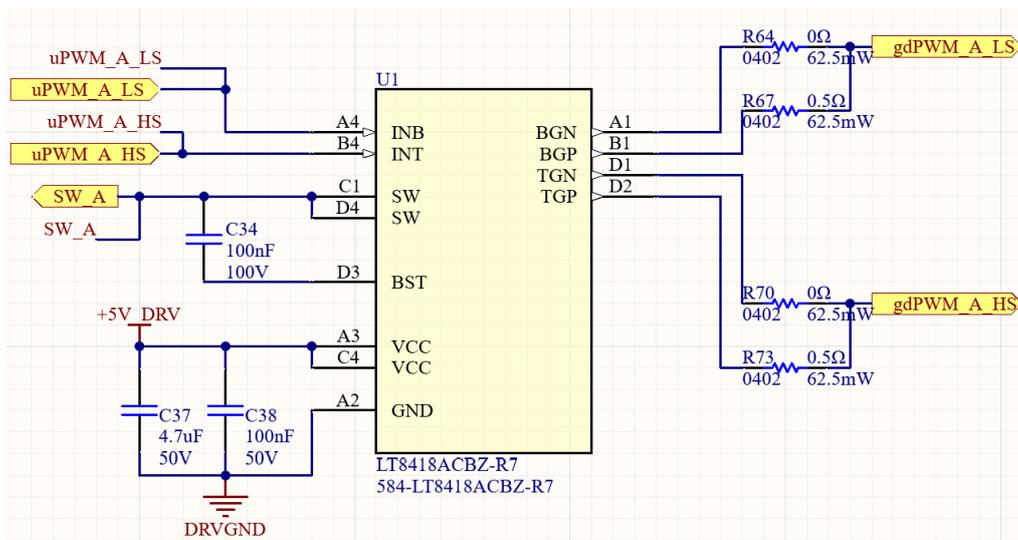


Figura 5.4: Gate Driver

Il progetto delle resistenze esterne R_{BGN} , R_{BGP} , R_{TGN} ed R_{TGP} in uscita dai gate driver è stato eseguito considerando :

$$R_G = R_{G,Ext} + R_{DR} + R_{G,I} \quad (5.1)$$

Dove R_{DR} è la resistenza interna del gate driver, $R_{G,I}$ quella del GaN e $R_{G,Ext}$ quella, opzionale, da aggiungere qualora fosse necessario limitare la corrente che attraversa il gate driver.

Pertanto, siccome :

$$I_{DR} = \frac{V_{DR} - V_{GS}}{R_G} < I_{DR,max} \quad (5.2)$$

Dove, per il gate driver LT8418 di ADI, la massima corrente di Source è di 4 A e quella di Sink è di 8 A.

$$R_G > \frac{V_{DR} - V_{GS}}{I_{DR,max}} \quad (5.3)$$

Per avere una corrente pressoché uguale, sia in Sink sia in Source, di circa 3 A, si ha :

$$R_{G,Ext} > \frac{V_{DR} - V_{GS}}{I_{DR,max}} - R_{DR} - R_{G,I} \quad (5.4)$$

Dove $R_{G,Ext,source} = 0.5 \Omega$ e $R_{G,Ext,sink} = 0 \Omega$.

Quindi nel caso di Sink non è necessario aggiungere una resistenza esterna per limitare la corrente, poiché questa rallenterebbe solo la commutazione senza alcun beneficio sulla limitazione della corrente.

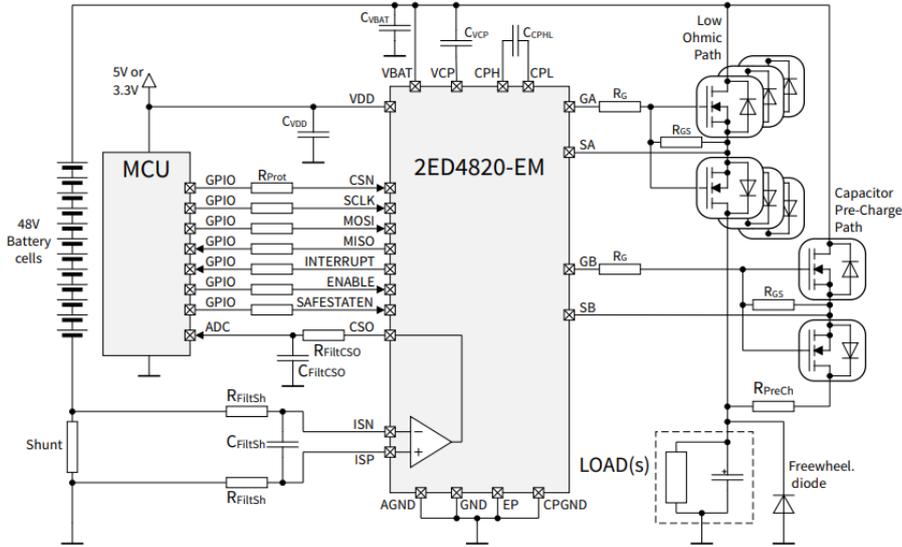


Figura 5.5: Circuito 2ED4820EM [24]

Per quanto riguarda, invece, la circuiteria esterna del driver di precarica, è stato seguito quanto suggerito nell'immagine sopra.

L'unica differenza sostanziale è nel circuito di sense della corrente, il quale non è stato implementato (lasciando quindi i pin ISN , ISP e CSO unconnected) poiché il sensing al di sotto di 300 A ha un'incertezza pari al 100 %.

Infine, all'interno dello schema generale, sono stati aggiunti i filtri RC per effettuare il pull-down dei comandi per i gate drivers provenienti dal micro.

5.1.3 Power LV

Nello sheet di Power Supply viene gestita la conversione della potenza per generare i vari livelli di tensione che alimentano tutta la componentistica a bassa corrente. Per trasformare i 48 V in 5 V è stato scelto un convertitore DCDC switching in configurazione Buck (Figura 5.6), così da sfruttarne la sua elevata efficienza.

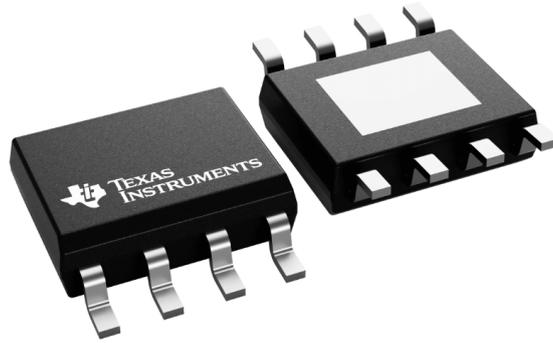


Figura 5.6: LMR38020-Q1 [25]

La circuiteria esterna, in Figura 5.7 è stata progettata attraverso il tool *WEBENCH Circuit Designer* [26] di TI, ottimizzando il design con una soluzione avente un layout che, a parità di efficienza, optasse per un'area occupata dai componenti ridotta.

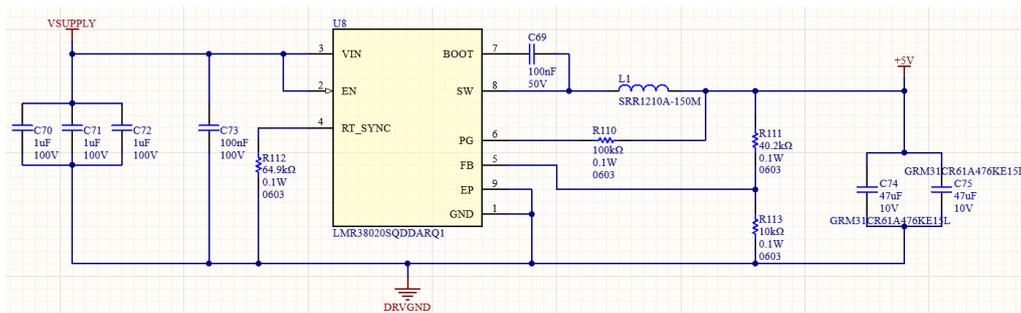


Figura 5.7: DCDC Buck Converter

Per convertire i 5 V nelle alimentazioni utili al resto della scheda sono stati utilizzati dei convertitori LDO poiché, per soluzioni a potenza così bassa, non vi era la necessità di ottenere l'efficienza massima.

In particolare, per trasformare i 5 V nei 3.3 V analogici utili ai circuiti usati per acquisire le correnti delle fasi e le temperature dei GaN è stato usato il TPS78411QWDRBRQ1 (in Figura 5.8). Lo stesso componente è stato usato anche per generare i 4.5 V per alimentare il sensore di posizione del motore.

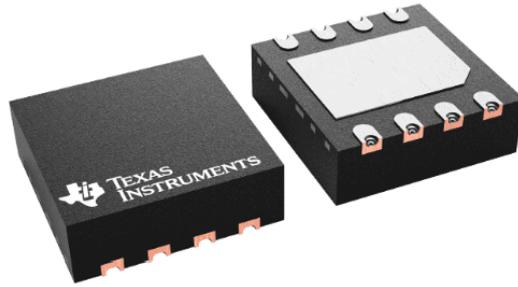


Figura 5.8: TPS78411QWDRBRQ1 [27]

Per adattare i $5V$ nei $3.3V$ digitali usati per le alimentazioni della circuiteria del micro è stato usato il TPS735-Q1, in Figura 5.9.

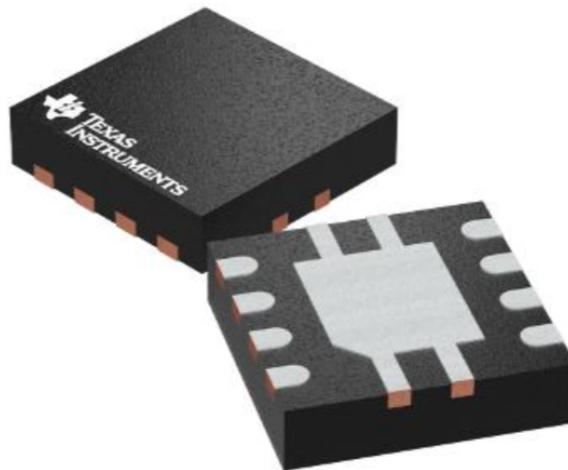


Figura 5.9: TPS735-Q1 [28]

Sono stati usati i REF34-Q1 (Figura 5.10) per generare, invece, i $3V$ stabili usati come riferimento per alimentare gli ADC del micro e gli amplificatori di rilevamento di corrente INA.

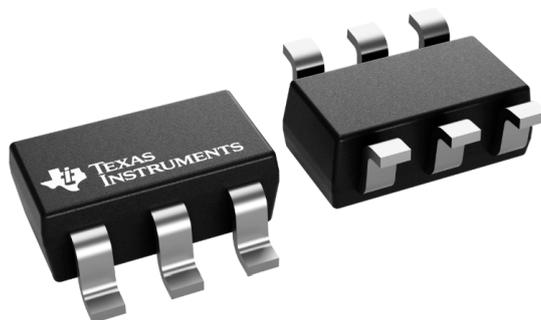


Figura 5.10: REF34-Q1 [29]

In definitiva, la circuiteria esterna degli LDO è stata progettata tenendo conto dei valori di tensione d'uscita desiderati e della corrente richiesta dai dispositivi che questi alimentano.

5.1.4 MCU

La sezione dedicata al micro è composta da vari moduli.

Innanzitutto sono presenti le varie parti di cui è composto il microcontrollore TMS320F280039C (in Figura 5.11) su Altium Designer.

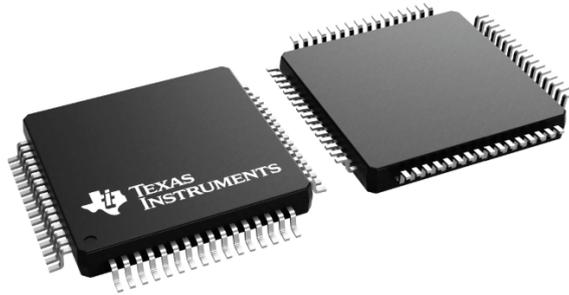


Figura 5.11: TMS320F280039C [30]

È utilizzata, inoltre, una memoria EEPROM esterna, in Figura 5.12, per gestire la memorizzazione di dati durante la comunicazione I2C.

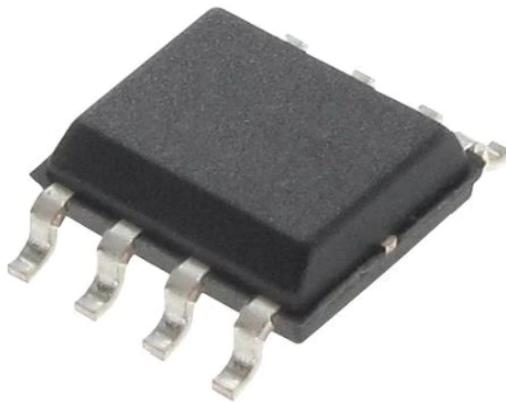


Figura 5.12: M24M02-DWMN3TP/K [31]

In Figura 5.13 è rappresentato il Voltage Monitoring, componente utilizzato per monitorare sia la tensione 3.3V digitale sia la 3V di riferimento. Il suo compito è quello di rilevarle entrambe e verificare che queste siano stabili. Infatti, nel caso di overvoltage o undervoltage, triggerati da apposite soglie fissate internamente al dispositivo, questi vengono comunicati esternamente sui rispettivi pin.

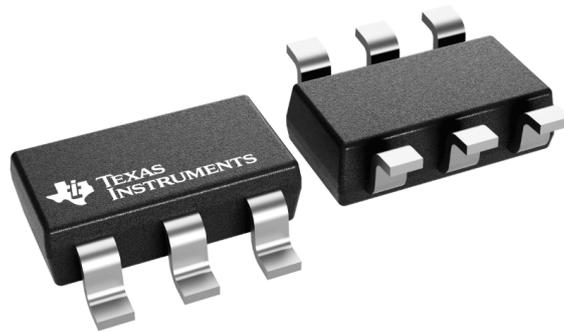


Figura 5.13: TPS3702-Q1 [32]

Il clock del micro, invece, viene generato esternamente da un cristallo al quarzo, rappresentato in Figura 5.14.

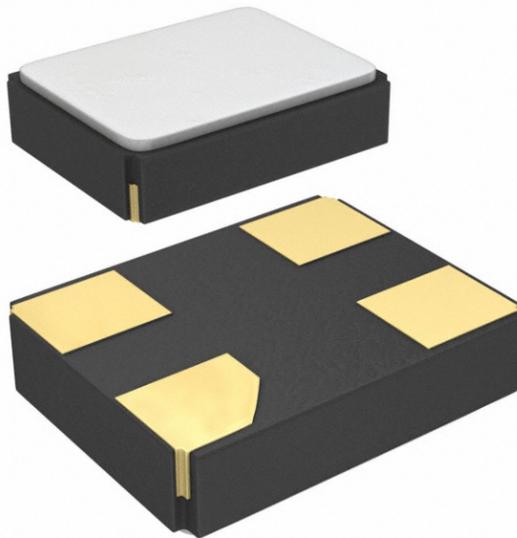


Figura 5.14: CX3225SA20000D0PSVC1 [33]

Altri elementi fondamentali della sezione MCU sono :

- il connettore JTAG per la programmazione del micro stesso;
- il circuito che gestisce il reset manuale del micro in caso di fault esterni non rilevati;
- le parti, su Altium, del microcontrollore per l'acquisizione dei comandi dell'A-DC e per il controllo dei driver.

All'interno di questo sheet ci sono, infine, delle sottosezioni dedicate ai transceiver (CAN ed SPI) e al circuito PEL.

Quest'ultimo è un circuito, suggerito dai ragazzi di Flag-MS, usato per gestire in maniera più flessibile il controllo di alcune periferiche, nel caso di evento di interrupt

da parte del micro.

Relativamente ai transceiver, per quello CAN è stato usato il TCAN1043HGDMTTQ1, in Figura 5.15, con attorno la circuiteria necessaria al corretto funzionamento del componente.

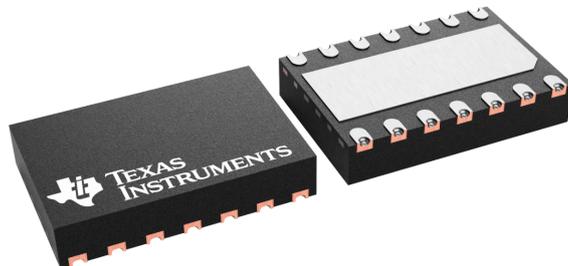


Figura 5.15: TCAN1043A-Q1 [34]

Mentre, per la comunicazione SPI con il sensore di posizione del motore, avente protocollo RS-485, è stato usato il transceiver SN65HVD76DR, in Figura 5.16. Questo è caratterizzato da due ingressi e due uscite differenziali. Gli ingressi, provenienti dal sensore, vengono campionati e mandati, tramite un apposito segnale, al microcontrollore. Questo, una volta elaborati i dati, li rimanda, campionati, al sensore attraverso le uscite differenziali del transceiver.

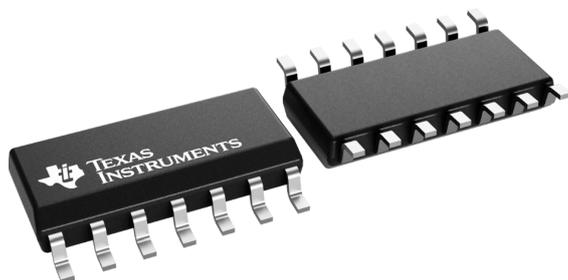


Figura 5.16: SN65HVD76 [35]

5.1.5 IVT measurements

La sezione relativa all'acquisizione e al condizionamento delle misure è composta da vari circuiti per il rilevamento di correnti, tensioni e temperature.

Nei circuiti di acquisizione della corrente di fase figura l'amplificatore INA per il rilevamento della corrente di fase, già menzionato in 4.5.1 (Simulazioni LTSpice) e illustrato in 4.21. Successivamente all'acquisizione è stato aggiunto un filtro del secondo ordine, in configurazione Sallen-Key, per ottenere il segnale d'uscita in maniera stabile e adeguatamente filtrata (Figura 5.17). Il segnale in uscita è mandato al micro.

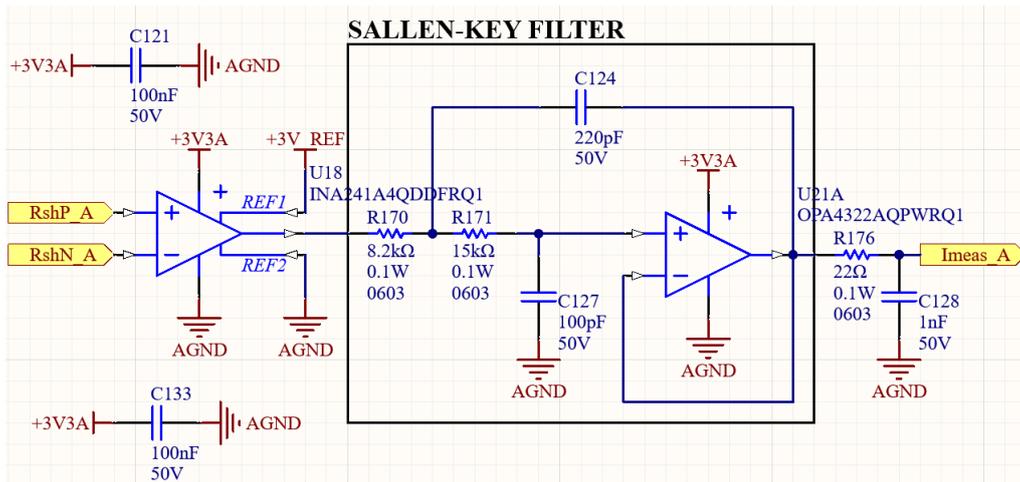


Figura 5.17: Circuito acquisizione corrente

Una configurazione circuitali simile è stata implementata anche per il rilevamento della corrente di batteria. Qui il resistore di sense utilizzato è il WSK1216L3000FEA (in Figura 5.18) avente valore nominale di $0.3\text{ m}\Omega$ e una potenza dissipabile di 3 W .

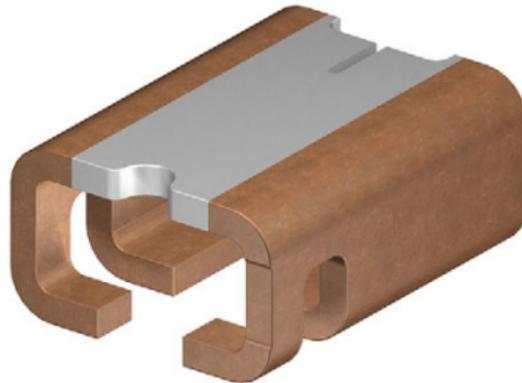


Figura 5.18: WSK1216L3000FEA [36]

Lo schema in Figura 5.19 rappresenta il circuito per l'acquisizione delle temperature dei GaN.

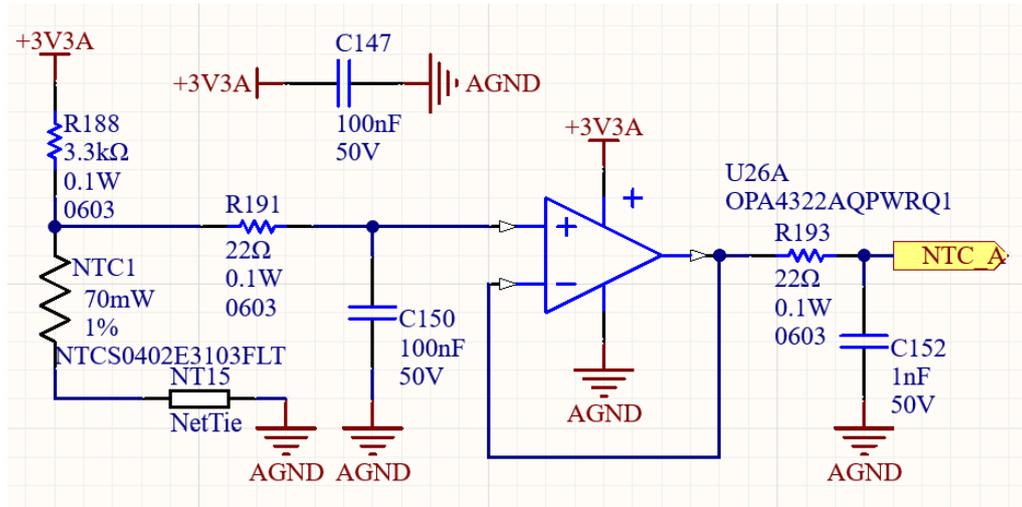


Figura 5.19: Circuito acquisizione temperatura

Ciascuna rilevazione avviene attraverso un termistore NTC, in Figura 5.20, che garantisce un range di acquisizione tra -55°C e 150°C . Il segnale in uscita, variabile a seconda del valore assunto istantaneamente dal termistore, viene filtrato e poi trasmesso al microcontrollore.



Figura 5.20: NTCS0402E3103FLT [37]

In tale sezione è incluso anche il circuito che si occupa del rilevamento della tensione del DC-Link.

Questa viene acquisita, opportunamente convertita tramite dei comparatori di tensione e, dopo essere stata filtrata, inviata al micro, che la acquisisce e ne valuta il valore.

In Figura 5.21 è illustrato il circuito integrato, costituito internamente da quattro amplificatori operazionali, utilizzato in tutti i circuiti di acquisizione (temperature, correnti, tensione del DC-link) implementati in questa sezione.

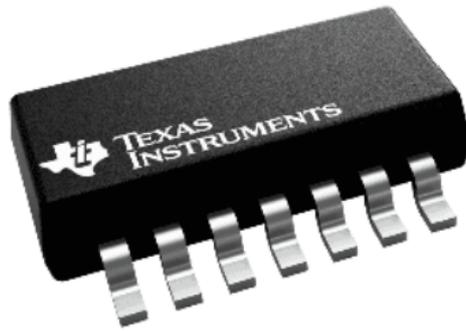


Figura 5.21: OPA4322 [38]

5.2 Layout PCB

Nonostante non si avessero particolari limiti in termini di dimensioni occupate dalla scheda, si è cercato di mantenere un layout compatto in modo da garantire delle misure standard. La scheda, infatti, inizialmente è stata progettata per essere di 150 mm x 100 mm, ma successivamente è stata leggermente ingrandita a 155 mm x 105 mm per garantire una migliore disposizione dei componenti al suo interno in modo da assicurare una separazione più marcata tra la parte di potenza e quella di segnale.

La peculiarità e la sfida progettuale della scheda risiedono, infatti, nell'unione, sulla stessa board, della parte logica e della parte di potenza, opportunamente separate in modo da ridurre al minimo le problematiche di EMC, date dalla coesistenza di zone ad alta corrente ed elevata frequenza di commutazione con altre di segnale.

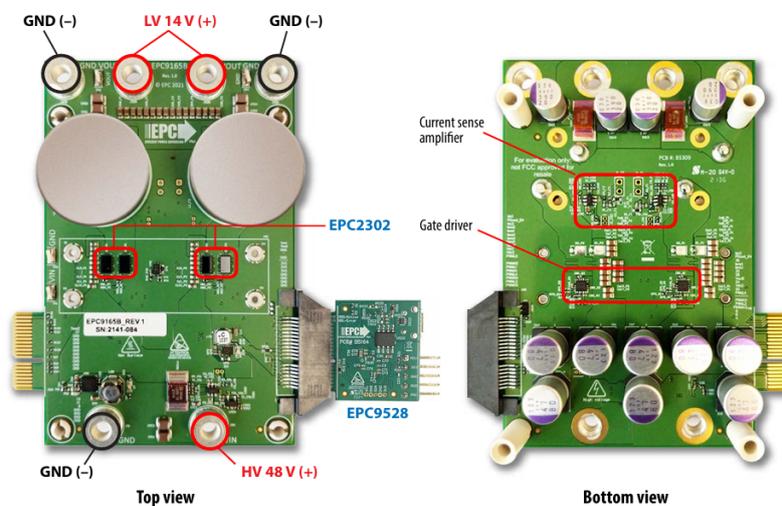


Figura 5.22: EPC9165 [39]

A sostegno di quanto espresso, in Figura 5.22 è illustrato un esempio di convertitore DC-DC bidirezionale, realizzato da EPC, in cui vengono usati i GaN EPC2302. Qui potenza e segnali coesistono sulla stessa scheda, dimostrando in maniera pratica che ciò funziona, se supportato da un buon layout.

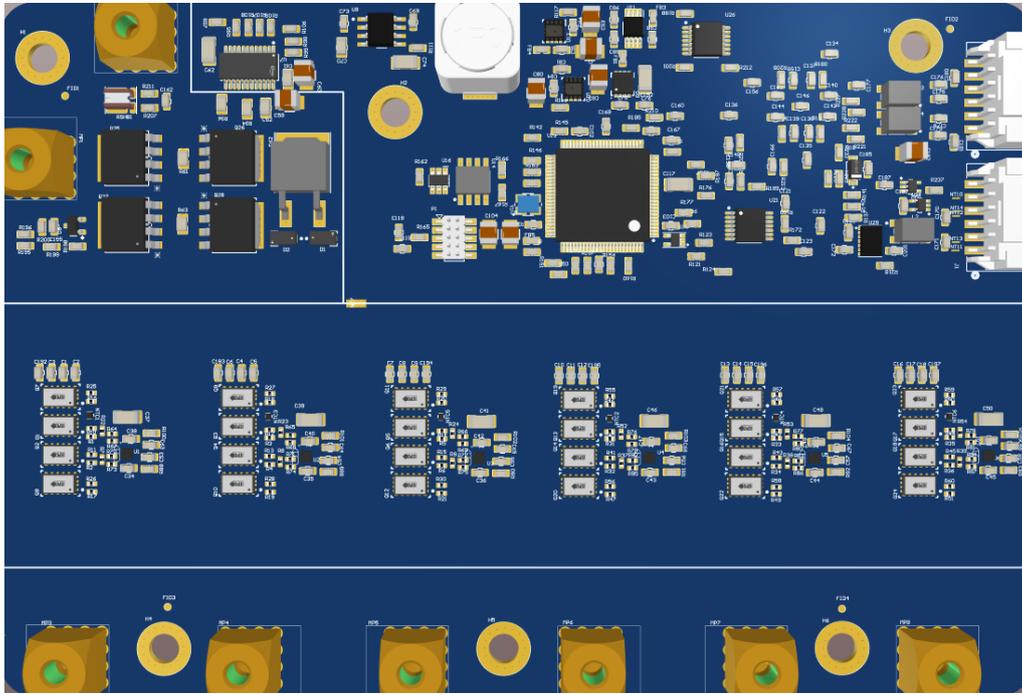


Figura 5.23: 3D top PCB

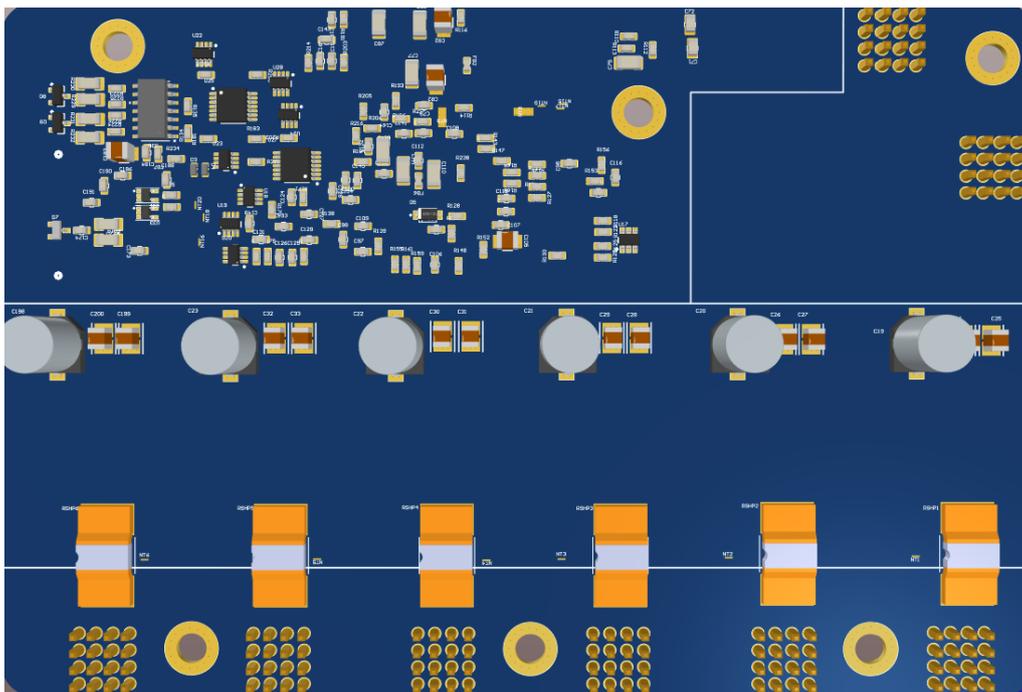


Figura 5.24: 3D bottom PCB

Per garantire il corretto funzionamento della scheda, come nel convertitore di EPC, si è creata una separazione netta tra la parte di potenza e quella di segnale (la divisione è evidenziata in Figura 5.23 e in Figura 5.24 dalla traccia bianca nella parte superiore del PCB), assicurando che nessun layer ad alta corrente passasse sotto piste di segnale, e che queste fossero schermate da piani di ground per minimizzare i disturbi elettromagnetici.

Le due linee bianche a metà e sulla parte bassa della scheda sono, invece, relative all'ingombro causato dal dissipatore. Questo, infatti, verrà posizionato a centro scheda in corrispondenza dei GaN, seguendo le istruzioni in Figura 5.25, per massimizzarne la dissipazione di calore.

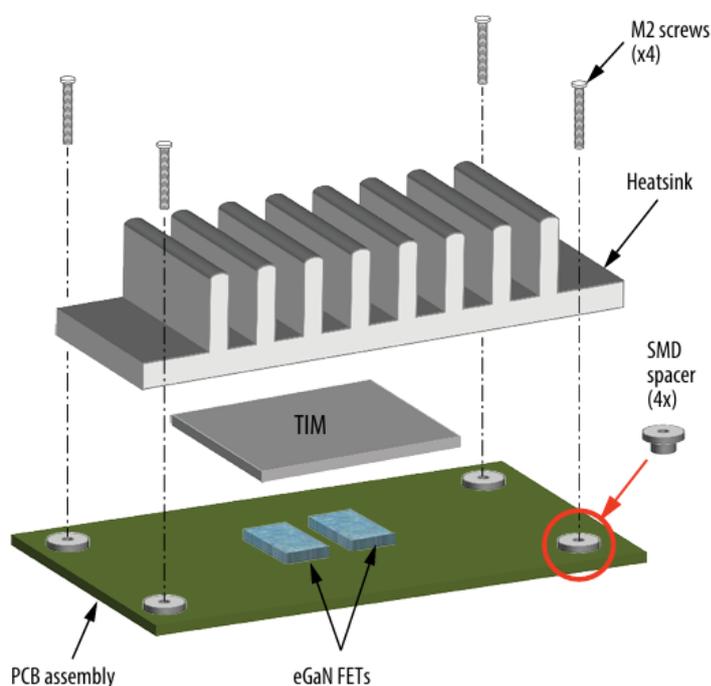


Figura 5.25: Montaggio Heatsink [13]

La scheda è internamente costituita da 6 layers, secondo lo stack-up in Figura 5.26.

- Il Top Layer (in rosso nella rappresentazione 2D) nella parte di potenza è per lo SW, mentre nella parte logica è destinato ai segnali e al placing dei componenti;
- Il Layer Inner 1 (in giallo) nella parte di potenza è nella +VDC, mentre nella parte logica è per il GND;
- Il Layer Inner 2 (in azzurro) nella parte di potenza è per la -VDC, mentre nella parte logica è per la VSUPPLY;

- Il Layer Inner 3 (in verde) nella parte di potenza è per la +VDC, mentre nella parte logica è per la VSUPPLY;
- Il Layer Inner 4 (in viola) nella parte di potenza è per la -VDC, mentre nella parte logica è per il GND;
- Il Bottom Layer (in blu) nella parte di potenza è per lo SW, mentre nella parte logica è per i segnali e il placing dei componenti.

#	Name	Material	Type	Weight	Thickness	Dk	Df
	Top Overlay		Overlay				
	Top Solder	Solder Resist	Solder Mask		0.01016mm	3.5	
1	Top Layer		Signal	1oz	0.035mm		
	Dielectric 2	PP-006	Prepreg		0.07112mm	4.1	0.02
2	Inner 1	CF-004	Signal	1oz	0.105mm		
	Dielectric 3	PP-006	Prepreg		0.07112mm	4.1	0.02
3	Inner 2	CF-004	Signal	1oz	0.105mm		
	Dielectric 1	FR-4	Dielectric		0.32004mm	4.8	
4	Inner 3	CF-004	Signal	1oz	0.105mm		
	Dielectric 4	PP-006	Prepreg		0.07112mm	4.1	0.02
5	Inner 4	CF-004	Signal	1oz	0.105mm		
	Dielectric 5	PP-006	Prepreg		0.07112mm	4.1	0.02
6	Bottom Layer		Signal	1oz	0.035mm		
	Bottom Solder	Solder Resist	Solder Mask		0.01016mm	3.5	
	Bottom Overlay		Overlay				

Figura 5.26: Layer Stack-Up

Prima di iniziare a sbrogliare la scheda, sono state settate delle clearance da rispettare, attraverso un file di rules fornito dai ragazzi di Flag-MS e caricato direttamente su Altium, per garantire un layout corretto che consentisse di minimizzare gli errori DRC.

Relativamente al placing e allo sbroglio dei componenti, un aspetto molto critico è quello relativo ai GaN perché sono dispositivi a commutazione rapida ed elevata portata di corrente, molto sensibili alle induttanze parassite.

Per quanto riguarda le induttanze, infatti, ne esistono di due tipi, la *Common Source Inductance* (L_s o *CSI*) e l'*High Frequency Power Loop Inductance* (L_{loop}).

La prima ha a che fare con il loop del GaN tra gate e source, la seconda, invece, interessa il loop di tutto il circuito dai condensatori di ingresso ai GaN.

L_s dipende dal package del dispositivo ed impatta direttamente sulla velocità di commutazione di questo. Può, infatti, rallentare lo switching oppure causare alte tensioni parassite che provocano commutazioni spurie.

L_{loop} , invece, è modulata dal layout del PCB e può limitare le performance ad alte frequenze causando spike di V_{DS} elevati che potrebbero rompere i dispositivi in questione.

Pertanto, per ridurre le dimensioni dei loop, favorire l'autocancellazione del campo magnetico e far sì che le induttanze siano indipendenti dallo spessore della scheda, dev'essere eseguito un layout ottimale dei dispositivi a GaN.

Il package del GaN EPC2302 consente di minimizzare L_s poiché, interlacciando i terminali di drain e source, vengono generati dei piccoli loop di correnti opposte che la riducono, consentendo un'auto-cancellazione del campo magnetico. L_s non risulta più essere quindi la componente principale di induttanza totale, pertanto diventa necessario limitare L_{Loop} attraverso un design ottimale del PCB.

Per far ciò sono stati analizzati e comparati diversi layout con uguale L_s e diverse L_{loop} . Tra questi, il *Lateral Power Loop*, il *Vertical Power Loop* e l'*Optimal Power Loop*.

Nel *Lateral Power Loop*, (in Figura 5.27), i condensatori di ingresso e i GaN sono posizionati sullo stesso lato del PCB per minimizzare le dimensioni del loop, il quale, come suggerisce il nome, è situato sullo stesso layer della scheda.

Il primo layer interno, in questo design, è fondamentale per schermare il Top Layer dai campi generati dagli High Frequency Power Loop. Infatti, avere un piano di shield dedicato in prossimità del loop di potenza garantisce performance migliori poiché genera corrente in direzione contraria e quindi un campo magnetico in grado di opporsi a quello generato nel top layer, annullandone l'effetto e riducendo le induttanze parassite.

Nel Lateral Power Loop, siccome questo è contenuto sul Top Layer, l'induttanza del loop ad Alta Frequenza è poco dipendente dallo spessore totale della scheda, pertanto, l'unico modo per minimizzarla è quello di ridurre al minimo la distanza tra il Power Loop e il layer di shield.

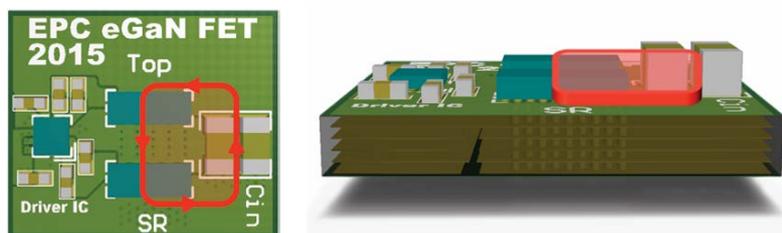


Figura 5.27: Lateral Power Loop [40]

Nel Vertical Power Loop, (in Figura 5.28), i condensatori di ingresso e i GaN sono sui lati opposti del PCB, gli uni esattamente sotto agli altri, in modo da minimizzare la dimensione fisica del loop. Il loop, in questo caso, è verticale perché attraversa la scheda perpendicolarmente attraverso opportuni VIAs.

In questo loop non viene utilizzato il layer di shield a causa della struttura verticale, ma si sfrutta il metodo di auto-cancellazione del campo magnetico per ridurre

l'induttanza totale. Infatti, al diminuire dello spessore della scheda, anche l'area del loop decresce rispetto a quella del Lateral Power Loop. Così, la corrente che fluisce in direzione opposta consente l'auto-cancellazione del campo, riducendo ulteriormente le induttanze parassite.

Nel Vertical Power Loop, quindi, l'induttanza è fortemente dipendente dallo spessore della scheda poiché il loop è concentrato verticalmente.

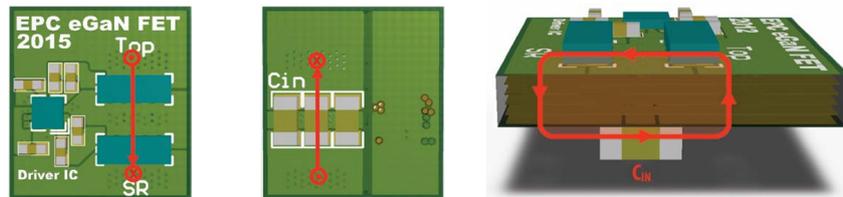


Figura 5.28: Vertical Power Loop [40]

Nell'Optimal Power Loop, (in Figura 5.29), i condensatori di ingresso sono, invece, accanto ai GaN (con i pad situati vicino ai drain) e questi sono collocati nella stessa posizione dei due casi precedentemente analizzati.

Il percorso di ritorno è localizzato nel primo layer interno, appena sotto al Top Layer, come accade per il Lateral Power Loop. Tuttavia, le dimensioni fisiche del loop sono inferiori grazie al posizionamento più efficace dei condensatori.

Il layout ottimo incrementa l'efficienza, garantendo maggiori velocità di commutazione e un ridotto overshoot di tensione se paragonato ai design convenzionali.

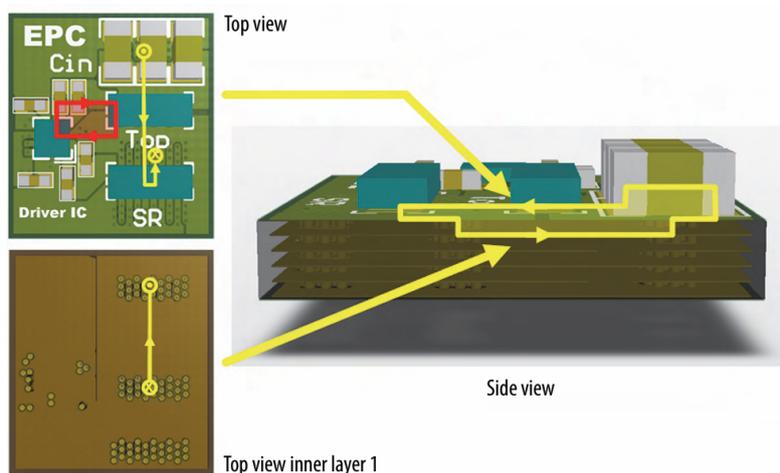


Figura 5.29: Optimal Power Loop [40]

I risultati del confronto tra i tre casi di layout analizzati sono riassunti in Figura 5.30, dove emerge che la soluzione favorevole è quella dell'Optimal Power Loop, il quale garantisce un'induttanza inferiore (circa il 65%) a parità di spessore di scheda e di distanza dal layer interno di shield.

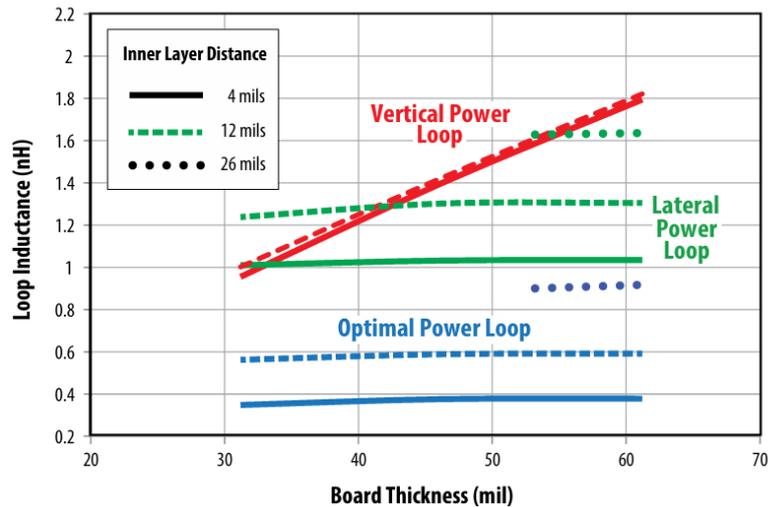


Figura 5.30: Confronto Power Loop [40]

Di pari passo alle ottimizzazioni eseguite per ridurre il Power Loop, è utile realizzare un design ottimale per minimizzare anche le performance della struttura GaN parallelo.

Poiché in gioco si hanno elevate velocità di commutazione e basse induttanze parassite del package, come nel caso dell'EPC2302, il layout del PCB diventa il fattore limitante nelle performance del convertitore per minimizzare la L_{loop} .

L'obiettivo di parallelizzare i dispositivi a GaN, oltre che aumentare il rating totale di corrente, è quello di avere una singola resistenza del dispositivo $R_{ds,on}$ minore, permettendo quindi maggiori capacità di gestione della potenza.

Nel parallelizzare, ogni dispositivo dovrebbe condividere dinamicamente eguale corrente, ma l'introduzione di circuiti parassiti non bilanciati all'interno della struttura parallelizzata può degradare le performance termiche ed elettriche, limitandone le prestazioni.

Per questo, lo squilibrio dovuto ai parassiti dev'essere minimizzato da un appropriato layout del PCB. Ad esempio, per una struttura contenente quattro gambe a GaN in parallelo, vengono proposte due soluzioni.

Nella prima, in Figura 5.31, i quattro GaN sono affiancati quasi fossero un unico dispositivo, con un singolo High Frequency Power Loop. Gli svantaggi di questo layout sono che l'induttanza del loop cresce all'aumentare delle dimensioni di questo e che il dispositivo ha uno squilibrio di parassiti poiché i singoli power loop avranno dimensioni differenti.

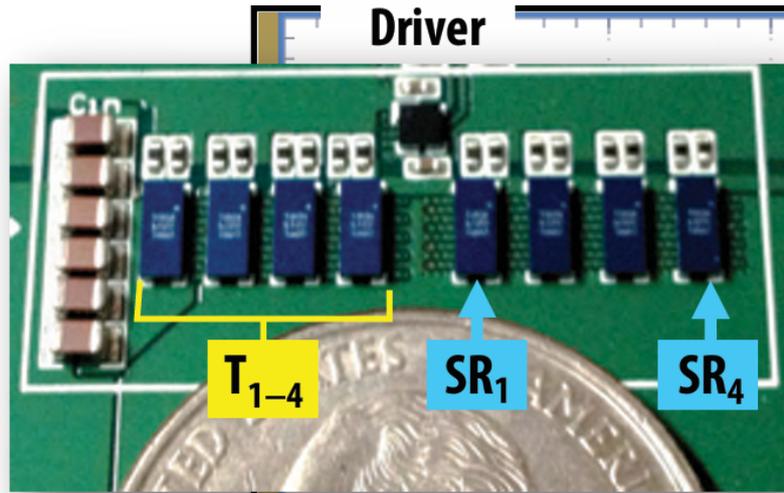


Figura 5.31: GaN paralleli - Worst Case [41]

Nel secondo design, in Figura 5.32, invece, ci sono quattro differenti High Frequency Power Loop, localizzati in maniera simmetrica attorno al gate driver. In questo modo i singoli power loop avranno le stesse dimensioni e quindi l'induttanza di loop sarà inferiore, risultando circa cinque volte inferiore rispetto al caso precedente. Ciò fornisce un ottimo bilanciamento degli elementi parassiti e garantisce un corretto funzionamento della struttura parallelo.

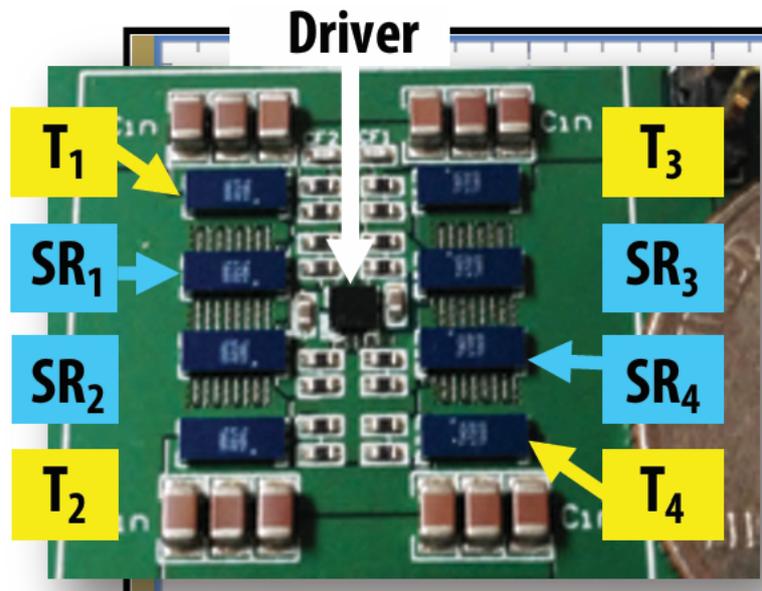


Figura 5.32: GaN paralleli - Optimal Case [41]

Nel design complessivo della scheda, siccome il GaN EPC2302 ha un package ottimale che minimizza L_s , si è lavorato solo sul minimizzare la L_{loop} . Per ridurre al minimo L_{loop} , è stato scelto l'Optimal Power Loop disponendo i condensatori ceramici (quelli che influenzano maggiormente il comportamento del High Frequency Power Loop) del DC-Link allineati ai GaN, mentre quelli ibridi sono stati

leggermente spostati per questioni di ottimizzazione di spazi.

Mentre, relativamente al placing dei GaN nel sistema parallelo, si è optato per il secondo dei due design analizzati, in modo da sfruttare le simmetrie della struttura per bilanciare i parassiti.

In Figura 5.33 è illustrato il placing dei componenti di una delle 6 gambe di potenza. Da sinistra verso destra si vedono, in ordine, il connettore della fase, la resistenza di shunt, i 4 GaN con accanto il relativo driver e i componenti passivi e, infine, i due condensatori ceramici e quello ibrido del DC-Link.

In particolare, per avere una struttura più compatta, tenendo conto della presenza dell'heatsink, si è deciso di posizionare la resistenza di sense e i DC-Link sul bottom della scheda. Questo impatta negativamente sugli ingombri, ma consente di avere delle dimensioni della scheda ridotte, incastrando al meglio i vari componenti.

Sul top layer restano i GaN, perché raffreddati dall'heatsink, e i connettori delle fasi, perché sono componenti molto sporgenti.

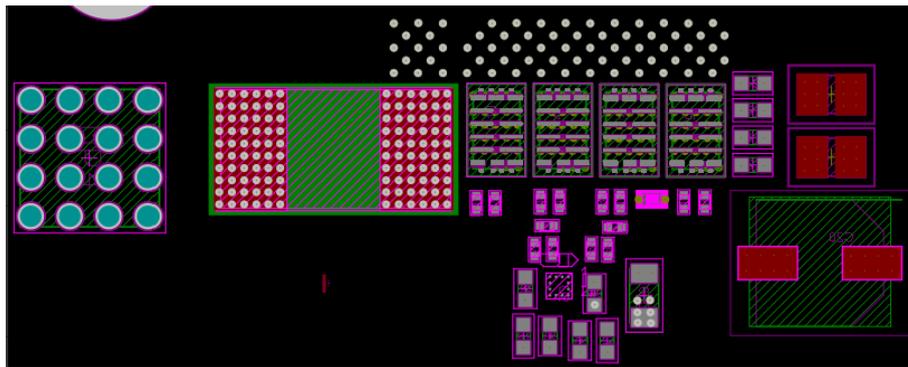


Figura 5.33: 2D placing Gamba HV

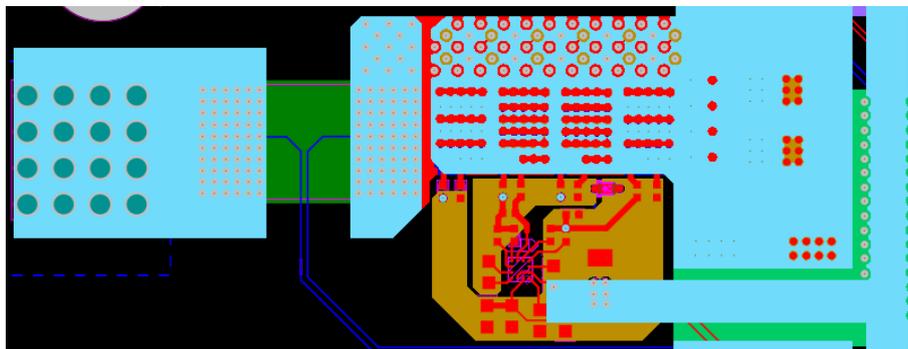


Figura 5.34: 2D sbroglio Gamba HV

In Figura 5.34, invece, è rappresentata la gamba con tutti i suoi layer visibili. Qui si notano i vari poligoni di corrente utilizzati per il connettore di fase, i pad della resistenza di shunt, i GaN e i condensatori del DC-Link. Mentre i due poligoni

in giallo sono per il ground dei GaN low-side e high-side.

Ai lati del connettore della fase è presente un contorno tratteggiato in blu, sul lato Bottom. Il contorno è stato realizzato perché tutti i connettori di potenza, in generale, vengono montati attraverso un tool avente una piastra metallica (di dimensioni leggermente inferiori a quelle del poligono blu tratteggiato) che poggia sul lato bottom della scheda per facilitarne il montaggio. Pertanto, è stato realizzato un *Polygon Cutout* che consiste in un ritaglio che impedisce il riempimento di rame su quel layer.

Inoltre, nei poligoni accanto ai GaN e sui pad della resistenza di shunt sono stati piazzati diversi VIAs, aventi inner ring di diametro 0.3 mm e outer ring di 0.7 mm (dimensioni standard usate per tutta la scheda), in modo da favorire la dissipazione termica perché queste sono zone a corrente elevata.

Infine, è stato modificato il footprint della resistenza di shunt per eliminare il suo *keep-out layer*, in modo da far arrivare le piste dei due segnali acquisiti esattamente sui due pad. L'obiettivo di questa scelta deriva dal fatto che i due segnali di corrente sono differenziali; pertanto, per ridurre al minimo la discrepanza tra questi, è necessario che le due tracce abbiano la stessa lunghezza.

PCB Trace Width Calculator

This tool uses formulas from IPC-2221 to calculate the width of a copper printed circuit board conductor or "trace" required to carry a given current while keeping the resulting increase in trace temperature, the total resistance, voltage drop, and power loss due to trace resistance are also calculated. The results are estimates; actual results may vary depending on application conditions. In internal layers of a circuit board compared to those on a board's outer surface, use whichever result is appropriate for your situation.

CURRENT (I)
Enter Current A

THICKNESS (T)
Enter Thickness μm

TEMPERATURE RISE (T_{Rise})
Enter Temperature $^{\circ}\text{C}$

AMBIENT TEMPERATURE
Enter Temperature $^{\circ}\text{C}$

TRACE LENGTH
Enter Length mm

FORMULA

First, calculate the Area:

$$A = \left(\frac{I}{k \times T_{\text{Rise}}^b} \right)^{\frac{1}{c}}$$

Then, calculate the Width:

$$W = \frac{A}{t \times 1.378}$$

For IPC-2221 internal layers: $k = 0.024$, $b = 0.44$, $c = 0.725$
 For IPC-2221 external layers: $k = 0.048$, $b = 0.44$, $c = 0.725$
 Where k , b , and c are constants resulting from curve fitting to the IPC-2221 curves.

Common values:
 Thickness: 1 oz
 Ambient: 25 C
 Temp rise: 10 C

Minimum Trace Width

Internal Layers
REQUIRED TRACE WIDTH (W) mm

External Layers in Air
REQUIRED TRACE WIDTH (W) mm

Figura 5.35: PCB Trace Width Calculator [42]

Le dimensioni dei poligoni di potenza sono state stimate attraverso il tool *PCB Trace Width Calculator* [42] di DigiKey, in Figura 5.35. In fase di progetto, si è deciso di fare i poligoni sui 6 layer, tutti della stessa larghezza (12.5 mm) così da suddividere la corrente totale in maniera equa tra questi. In tal modo, il collo di bottiglia della struttura è dato dai layer interni che si riscaldano leggermente di più.

In Figura 5.36 è illustrato, infine, il routing del microcontrollore, uno dei componenti più ardui da sbrogliare a causa dell'elevato numero di pin che possiede.

Alcuni tra i vincoli fondamentali nello sbroglio di questo riguardavano il placing dell'oscillatore al quarzo e dei condensatori di bypass. Questi, infatti, sono stati posizionati il più vicino possibile ai pin del micro da cui sono pilotati, perché richiesto espressamente dai loro datasheet per garantirne il funzionamento corretto in modo da ridurre al minimo eventuali induttanze parassite dovute a piste più lunghe.

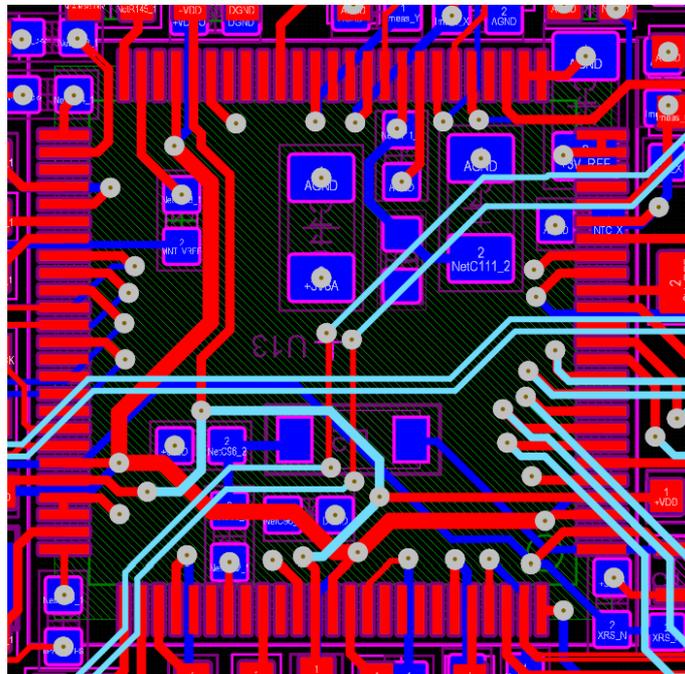


Figura 5.36: 2D sbroglio MCU

Analoga osservazione è stata fatta per le resistenze di pull-down dei GaN e dei driver, in modo da garantire una scarica rapida e da evitare che induttanze, anche minime, possano provocare degli spike di tensione elevati a causa dell'alta frequenza di commutazione di questi componenti.

Capitolo 6

Conclusioni

Il presente lavoro di tesi si è focalizzato, inizialmente, sull'analisi di un sistema esafase e sulla realizzazione di un modello di controllo FOC in grado di simularlo coerentemente; ma, soprattutto, sulla progettazione della relativa scheda Inverter capace di gestire il funzionamento di dispositivi innovativi come i GaN, riuscendo a garantire al suo interno la coesistenza di zone di potenza ad alta corrente ed elevata frequenza di commutazione con parti logiche e di segnale.

6.1 Testing

Per assicurare l'efficienza operativa del sistema, lo step successivo fondamentale sarà quello di verificarne il funzionamento attraverso delle procedure di test accurate.

Tra le più importanti :

- Il monitoraggio, con la termocamera in Figura 6.1, della temperatura generale del PCB e dei componenti più critici, quali GaN, Mosfet di precarica e resistori di potenza;



Figura 6.1: Termocamera TIS75

- Test sui GaN per evitare surriscaldamenti e commutazioni spurie;

media è inferiore perché gli switch di precharge restano chiusi per un range di tempo molto limitato, utile soltanto ad ultimare il processo di precarica dei condensatori DC-Link;

- Se la temperatura delle piste, rilevata dalla termocamera, è troppo elevata, replicare il design della scheda, aggiungendo altri due layers. Avere la scheda su 8 layers, anziché su 6, favorisce, infatti, maggiore distribuzione della corrente al suo interno e quindi del calore, riducendo la temperatura totale;
- Ridisposizione dei layers di potenza in modo da avere il layer di SW all'interno, seguendo l'alternanza +VDC, -VDC, SW, SW, -VDC, +VDC dal top al bottom layer, perché constatato essere più conveniente in termini di disposizione dei poligoni di potenza per dissipare meglio il calore.

Bibliografia

- [1] alVolante.it. *Video - Le sospensioni attive della Marelli*.
<https://www.alvolante.it/video/sospensioni-attive-della-marelli>. 2024
(cit. alle pp. 1–3).
- [2] Wikipedia. *Sospensione attiva*.
https://it.wikipedia.org/wiki/Sospensione_attiva. 2024 (cit. a p. 2).
- [3] alVolante.it. *Le sospensioni dell'auto senza ammortizzatori*.
https://www.alvolante.it/da_sapere/marelli-sospensioni-dell-auto-senza-ammortizzatori-399571. 2024 (cit. a p. 4).
- [4] W.L. Soong e Prof. T.J.E. Miller. «Field-weakening performance of brushless synchronous AC motor drives». In: *IEE Proc-Electr. Power Appl.* 141, No.6 (nov. 1994), pp. 331–340 (cit. a p. 9).
- [5] Student Member IEEE Ahmed Salem e Senior Member IEEE Mehdi Narimani. «A Review on Multiphase Drives for Automotive Traction Applications». In: *IEEE transactions on transportation electrification* 5, No.4 (dic. 2019), pp. 1329–1348 (cit. alle pp. 10–13, 25).
- [6] Digi-Key Electronics. *Scheme-it Circuit Diagram Tool*.
<https://www.digikey.com/en/schemeit/project>. 2025 (cit. a p. 14).
- [7] Renato Galluzzi. *PMSM model*. Ott. 2023 (cit. alle pp. 17, 19).
- [8] Renato Galluzzi. *Electric Machines for Hybrid Powertrains. Optimal Torque Determination*. Gen. 2020 (cit. alle pp. 22–25).
- [9] Jianyong Su, Jinbo Yang e Guijie Yang. «Research on Vector Control and PWM Technique of Six-phase PMSM». In: *Advanced Materials Research* 516-517 (mag. 2012), pp. 1626–1631 (cit. a p. 26).
- [10] Yan Ma, Lingling Fan e Zhixin Miao. «Realizing Space Vector Modulation in MATLAB/Simulink and PSCAD». In: *IEEE* (nov. 2013) (cit. alle pp. 30–32).
- [11] J.W. Kolar e S.D. Round. «Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems». In: *IEEE Proceedings - Electric Power Applications* 153, No.4 (lug. 2006), pp. 535–543 (cit. a p. 41).

- [12] Takashi Suzuki, Yoshitaka Hayashi, Hideki Kabune e Norihisa Ito. «Pulsewidth Modulation Control Algorithm for a Six-Phase PMSM: Reducing the Current in the Inverter Capacitor and Current Sensing With Resistors». In: *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS* 66 (giu. 2019), pp. 4240–4249 (cit. alle pp. 44, 45).
- [13] Efficient Power Conversion. *EPC2302 – Enhancement Mode Power Transistor Datasheet*. https://epc-co.com/epc/portals/0/epc/documents/datasheets/EPC2302_datasheet.pdf. Efficient Power Conversion Corporation, 2024 (cit. alle pp. 47, 73).
- [14] Analog Devices. *100V Half-Bridge GaN Driver with Smart Integrated Bootstrap Switch Datasheet*. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/lt8418.pdf>. 2023 (cit. alle pp. 48, 49, 62).
- [15] KEMET. *A785, 150°C, Hybrid Polymer V-Chip, Low ESR, AEC-Q200 Datasheet*. https://content.kemet.com/datasheets/KEM_A4125_A785.pdf. KEMET Electronics Corporation, 2024 (cit. alle pp. 50, 52).
- [16] Murata. *GRM32EC72A106KE05 Datasheet*. https://www.mouser.it/datasheet/2/281/1/GRM32EC72A106KE05_01A-1988109.pdf. 2025 (cit. a p. 50).
- [17] Vishay. *Automotive N-Channel 80 V (D-S) 175 °C MOSFET Datasheet*. <https://www.vishay.com/docs/71298/sqjq184er.pdf>. 2024 (cit. a p. 54).
- [18] Bourns. *PWR163 Series Power Resistor Datasheet*. <https://www.bourns.com/docs/Product-Datasheets/pwr163.pdf>. 2015 (cit. a p. 54).
- [19] Davide Bisi, John Gritters, Tsutomu Hosoda, Masamichi Kamiyama, Bill Cruse e YuLu Huang. «Short-Circuit Capability Demonstrated for GaN Power Switches». In: *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* (giu. 2021), pp. 370–375 (cit. alle pp. 55, 56).
- [20] Davide Bisi, Bill Cruse, Philip Zuk, Primit Parikh e Umesh Mishra. «Short-Circuit Capability with GaN HEMTs». In: *IEEE International Reliability Physics Symposium (IRPS)* (mar. 2022), pp. 1–7 (cit. a p. 56).
- [21] Rohm Semiconductor. *High power metal plate shunt resistors Datasheet*. https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/datasheet/passive/resistor/chip_resistor/psr-1.pdf. 2023 (cit. a p. 57).
- [22] Texas Instruments. *INA241x-Q1 AEC-Q100, –5V to 110V, Bidirectional, Ultra-Precise Current Sense Amplifier With Enhanced PWM Rejection Datasheet*. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina241a-q1.pdf>. 2025 (cit. a p. 57).

- [23] GaN Systems Inc. «Gate Driver Circuit Design with GaN E-HEMTs». In: *GN012 Application Note* (mar. 2022) (cit. alle pp. 60, 61).
- [24] Infineon. *48 V smart high-side MOSFET gate driver with SPI Datasheet*. https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-2ED4820-EM-DataSheet-v01_10-EN.pdf?fileId=8ac78c8c7c72fb9a017c7f5a77c8145e. Infineon Technologies AG, 2022 (cit. alle pp. 62, 63).
- [25] Texas Instruments. *Automotive SIMPLE SWITCHER power converter 4.2-V to 80-V, 2-A, synchronous buck converter Datasheet*. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmr38020-q1.pdf?ts=1751631935632>. Texas Instruments, 2024 (cit. a p. 64).
- [26] Texas Instruments. *WEBENCH Power Designer*. <https://www.ti.com/design-resources/design-tools-simulation/webench-power-designer.html>. 2025 (cit. a p. 64).
- [27] Texas Instruments. *Automotive, 300-mA, low-IQ, high-PSRR, LDO voltage regulator with high accuracy and enable Datasheet*. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps784-q1.pdf?ts=1751630650986>. Texas Instruments, 2022 (cit. a p. 65).
- [28] Texas Instruments. *Automotive 500-mA, low-noise, low-IQ, low-dropout voltage regulator with enable Datasheet*. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps735-q1.pdf?ts=1751634188098>. Texas Instruments, 2019 (cit. a p. 65).
- [29] Texas Instruments. *Automotive, low-drift, low-power, small-footprint series voltage reference Datasheet*. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ref34-q1.pdf?ts=1751625198502>. Texas Instruments, 2020 (cit. a p. 65).
- [30] Texas Instruments. *C2000 32-bit MCU 120-MHz 384-KB flash, FPU, TMU with CLA, CLB, AES and CAN-FD Datasheet*. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f280039c.pdf>. Texas Instruments, 2023 (cit. a p. 66).
- [31] STMicroelectronics. *Automotive 2-Mbit serial I²C bus EEPROM with 1 MHz clock Datasheet*. <https://www.st.com/resource/en/datasheet/m24m02-a125.pdf>. STMicroelectronics, 2018 (cit. a p. 66).
- [32] Texas Instruments. *Automotive high-accuracy window voltage detector for overvoltage and undervoltage monitoring Datasheet*. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps3702-q1.pdf>. Texas Instruments, 2024 (cit. a p. 67).

- [33] KYOCERA AVX. *Crystal Surface Mount Datasheet*.
https://ele.kyocera.com/assets/products/crystal-device/cx3225sa_e.pdf.
KYOCERA AVX, 2024 (cit. a p. 67).
- [34] Texas Instruments. *Automotive CAN FD transceiver with wake/inhibit/sleep Datasheet*. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tcan1043a-q1.pdf>. Texas Instruments, 2023 (cit. a p. 68).
- [35] Texas Instruments. *3.3V, Full-Duplex RS-485, 12kV IEC ESD, 50Mbps data rate, w/Enables Datasheet*.
<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn65hvd76.pdf>. Texas Instruments, 2019 (cit. a p. 68).
- [36] Vishay. *Power Metal Strip Resistors, Low Value, High Power, Surface-Mount, 4-Terminal Datasheet*.
<https://www.vishay.com/docs/30189/wsk1216.pdf>. Vishay, 2025 (cit. a p. 69).
- [37] Vishay. *SMD 0402, Glass Protected NTC Thermistors Datasheet*.
<https://www.vishay.com/docs/29003/ntcs0402e3t.pdf>. Vishay, 2025 (cit. a p. 70).
- [38] Texas Instruments. *OPA322x 20-MHz, Low-Noise, 1.8-V, RRI/O, CMOS Operational Amplifier With Shutdown Datasheet*.
<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa4322.pdf>. Texas Instruments, 2025 (cit. a p. 71).
- [39] «How to Design a 2 kW 48 V/12 V Bi-Directional Power Module with packaged eGaN FETs». In: *eGaN TECHNOLOGY (EPC)* (2012), pp. 1–4 (cit. a p. 71).
- [40] David Reusch. «Optimizing PCB Layout». In: *Optimizing PCB Layout (EPC)* (2019), pp. 1–6 (cit. alle pp. 75–77).
- [41] David Reusch. «Effectively Paralleling Gallium Nitride Transistors for High Current and High Frequency Applications». In: *Paralleling High Speed GaN Transistors (EPC)* (2016), pp. 1–8 (cit. a p. 78).
- [42] Digi-Key Electronics. *PCB Trace Width Calculator*.
<https://www.digikey.it/en/resources/conversion-calculators/conversion-calculator-pcb-trace-width>. 2025 (cit. alle pp. 80, 81).