



POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea in Ingegneria Elettrica

Tesi di Laurea Magistrale

**Analisi e confronto prestazionale
tra un inverter custom ed uno
commerciale per la Formula SAE
Electric**

Relatore

Prof. Gianmario Pellegrino

Candidato

Giovanni Principato Trosso

Correlatori

Fausto Stella

Sandro Rubino

ANNO ACCADEMICO 2019-2020

Abstract

The advent of silicon carbide (SiC) technologies is leading to increasingly performant power converters, allowing for an increase in power density, voltage / current levels, and switching frequencies. Therefore, in recent years, the need to compare the performance of the SiC-based converters with those of the counterparts using silicon (Si) technology has arisen, so to justify the additional costs and technical issues introduced from this new technology.

According to this scenario, the goal of this thesis is to perform a fair comparison between the performance of a Si-based voltage source inverter (VSI) with those of a custom-made one that uses SiC technology. Both VSIs have been designed for Formula SAE, a competition organized by the Society of Automotive Engineers to inspire students to design, build and develop a full-electric single-seater vehicle and make it race against other universities' teams.

The SiC-based inverter has been made thanks to the cooperation between the Power Electronic Innovation Center, an interdepartmental center of Politecnico di Torino, and Squadra Corse Polito, a student team of the same university that participates to the Formula SAE competition mentioned above. Conversely, the Si-based VSI is sold integrally to an electric drive that is compatible with the Formula SAE regulation.

The comparison between the VSIs has been made in terms of performance, volume, weight, and efficiency. Besides, this thesis shows the performance obtained with the SiC-based VSI when it feeds the electric motor, and the latter is controlled using the direct flux vector control (DFVC) approach. Compared to the conventional field-oriented control (FOC) algorithm provided with the commercial Si-based VSI, it is shown how the DFVC better accomplishes the needs of the drive, especially in the high-speed range of the vehicle.

The thesis is structured in three main parts. The first part describes the Formula SAE championship and the electric powertrain of the racing vehicle. In detail, the battery pack and electric motor are analyzed. The second part concerns the analysis of the VSIs, thus performing a comparison in terms of power losses, weight, and geometric dimensions. Simulation results are provided, validating the performed analysis.

Finally, the third part concerns the motor control firmware, describing the structure of the DFVC algorithm, together with simulation results providing a preliminary validation.

Indice

Elenco delle tabelle	3
Elenco delle figure	4
Introduzione	6
1 Formula SAE Electric e descrizione del veicolo	7
1.1 Formula SAE	7
1.2 Regolamento Formula Student	10
1.3 "Squadra Corse" e descrizione del veicolo	12
2 Descrizione del Powertrain: motore e pacco batteria	15
2.1 Layout del Powertrain	15
2.2 Motore AMK	17
2.3 Mappe di flusso, profili di MTPA, MTPV e MTPS	20
2.3.1 Mappe di Flusso	20
2.3.2 Profili di MTPA e MTPV	23
2.3.3 Profili di MTPS	24
2.4 Pacco batteria	26
3 Inverter AMK	28
3.1 Descrizione del pacchetto inverter AMK	28
3.2 Descrizione del convertitore	30
3.2.1 Schede di alimentazione e interconnessione	30
3.2.2 Scheda di controllo	32
3.2.3 Stadio di potenza	33
3.3 AipexPro e comunicazione CAN	37
3.4 Analisi degli aspetti critici dell'inverter AMK	38
4 SiC Inverter	40
4.1 Descrizione del nuovo inverter SiC	40
4.2 SiC MOSFET vs. Si IGBT	42
4.3 Descrizione del convertitore	44

4.3.1	Modulo di potenza	45
4.3.2	Scheda Driver	46
4.3.3	Condensatori	47
4.3.4	Scheda di controllo	48
4.4	Confronto SiC inverter - AMK inverter in termini di ingombro e peso	50
4.4.1	Ingombro	50
4.4.2	Peso	52
4.5	Calcolo delle perdite e confronto tra SiC e AMK inverter	53
4.5.1	Perdite Inverter AMK	55
4.5.2	Perdite del SiC inverter e confronto con l'inverter AMK	60
5	Controllo Motore	65
5.1	Strutture di controllo motore	65
5.2	Cenni sulla modellistica di macchina	66
5.3	Controllo motore AMK	69
5.4	Direct Flux Vector Control	71
5.4.1	Generazione dei riferimenti	72
5.4.2	Regolatori di corrente e flusso	76
5.4.3	Osservatore di Flusso	77
5.4.4	Dimensionamento dei regolatori - anello di flusso	78
5.4.5	Dimensionamento dei regolatori - anello di corrente	81
5.5	Simulazioni in ambiente Simulink	83
5.5.1	Test1 - Coppia costante su tutto il range di velocità	85
5.5.2	Test2 - Variazione a gradino del riferimento di coppia	89
5.5.3	Test3 - Stabilità del controllo in condizioni di accelerazioni elevate	91
	Conclusioni	93
	Bibliografia	95

Elenco delle tabelle

1.1	Punti SAE	9
1.2	Distanza di isolamento	11
1.3	Distanza di isolamento per PCB	11
2.1	Dati del motore AMK modello:DD5-14-10-POW	17
2.2	Cella Sony - modello: 18650 VTC6	26
2.3	Dati pacco batteria veicolo 2019	27
3.1	Datasheet inverter AMK	28
3.2	Condensatori di DC-Link, WIMA DCP4N051507GD2KYSD	33
3.3	IGBT Power Module, Infineon FS200R12PT4	34
3.4	Pacchetti dati scambiati tramite CAN con l'inverter AMK	37
4.1	SiC MOSFET Power Module, Rohm BSM180D12P3C007	45
4.2	Condensatori di DC-Link 20 μ F, Vishay MKP1848C62090JP4	47
4.3	Condensatori di DC-Link 10 μ F, Vishay MKP1848C61090JP4	48
4.4	Massa inverter AMK	52
4.5	Massa SiC inverter	52
4.6	Dati per il calcolo delle perdite del modulo di potenza FS200R12PT4	56
4.7	Perdite di picco nei due convertitori	64
5.1	Parametri utilizzati in simulazione	84

Elenco delle figure

1.1	Circuito di Skidpad	9
1.2	Prototipo 2019	12
1.3	Prototipo 2019 - Vista frontale	13
2.1	Schema del powertrain	15
2.2	Disposizione del powertrain in macchina	16
2.3	Dimensioni del motore AMK	18
2.4	Grafici di coppia e potenza massima del motore AMK	18
2.5	Motore AMK - Sezione trasversale e longitudinale dello statore	19
2.6	Motore AMK - Rotore	19
2.7	Riferimento per gli assi d e q	20
2.8	Set-up di identificazione sperimentale mappe di flusso	21
2.9	Motore AMK - Mappa di Flusso in asse d	22
2.10	Motore AMK - Mappa di Flusso in asse q	22
2.11	Motore AMK - Curva di MTPA e MTPV sul piano delle correnti	24
2.12	Motore AMK - Curve di MTPS	25
2.13	Cella Sony - modello: 18650 VTC6	26
3.1	Inverter AMK	29
3.2	Inverter AMK - Scheda alimentazione	30
3.3	Inverter AMK - Scheda di interconnessione (Trasverse board)	31
3.4	Inverter AMK - Scheda di controllo	32
3.5	Inverter AMK - Vista dal basso e dall'alto dello stadio di potenza	33
3.6	Inverter AMK - Power Module, Infineon FS200R12PT4	34
3.7	Inverter AMK - Scheda driver: vista dall'alto	35
3.8	Inverter AMK - Scheda driver: vista dal basso	35
3.9	Inverter AMK - Scheda driver: schematico	36
3.10	Case inverter AMK vettura 2018	38
4.1	SiC MOSFET 3-Ph VSI [3]	40
4.2	Dimensioni (in mm) SiC Inverter	41
4.3	Aree di applicazione dei diversi dispositivi [16]	42
4.4	SiC Inverter - Vista esplosa dell'inverter [3]	44
4.5	Modulo di potenza SiC, Rohm BSM180D12P3C007	45
4.6	SiC Inverter - Scheda Driver [3]	46

4.7	SiC Inverter - Scheda di Controllo [3]	49
4.8	AMK Inverter - Assieme	50
4.9	SiC inverter - Assieme	51
4.10	Confronto tra gli ingombri dei due convertitori	51
4.11	Modello Plecs per la stima delle perdite del modulo ad IGBT	57
4.12	Caratteristica di conduzione IGBT caricata in Plecs	58
4.13	Script per iterazione Plecs	59
4.14	Perdite inverter AMK calcolate sul ciclo guida della prova di Endurance	60
4.15	Modello Plecs per la stima delle perdite del modulo ai SiC MOSFET	61
4.16	Perdite nei due convertitori - Prova di Autocross	62
4.17	Perdite nei due convertitori - Prova di Endurance	62
4.18	Perdite SiC inverter sui cicli guida - $f_{sw} = 20$ kHz	63
5.1	Sistemi di riferimento - assi (a,b) , (d,q) e (f,τ)	66
5.2	Schema di controllo AMK	69
5.3	Schema del DFVC	71
5.4	Generazione dei riferimenti di flusso e corrente	72
5.5	Profilo di flusso di MTPA	72
5.6	PI per il controllo in MTPV	74
5.7	i_τ per il profilo di MTPV	75
5.8	Schema dei PI di corrente e flusso	76
5.9	Osservatore di flusso	77
5.10	Anello di flusso	79
5.11	Anello di corrente in asse τ	81
5.12	Anello di corrente in asse τ semplificato	82
5.13	Modello Simulink dell'azionamento	83
5.14	Test1 - Grafico di coppia, velocità e potenza	85
5.15	Test1 - Correnti in assi (f, τ)	86
5.16	Test1 - Ampiezza del flusso di statore	86
5.17	Test1 - Duty Cycles	87
5.18	Test1 - Duty cycle in un intervallo di 0.005 s	87
5.19	Test1 - Tensioni di riferimento v_f^* , v_τ^*	88
5.20	Test2 - Grafici di coppia e velocità	89
5.21	Test2 - Flusso di riferimento, osservato e reale	90
5.22	Test2 - Correnti in assi (f, τ)	90
5.23	Test3 - Grafico di coppia e velocità	91
5.24	Test3 - Correnti in assi (f, τ)	92
5.25	Test3 - Flusso di riferimento, osservato e di macchina	92
5.26	Confronto tra i due inverter	93

Introduzione

I fattori che oggi spingono il settore automobilistico verso sistemi con trazione elettrica sono: una maggiore sensibilità verso l'ambiente, misure sempre più stringenti per i veicoli tradizionali e lo sviluppo di tecnologie competitive in ambito elettrico. Nonostante la crescente diffusione di veicoli elettrici su strada, sono ancora numerosi gli obiettivi da raggiungere e gli ostacoli da superare per rendere la trazione elettrica competitiva sul mercato.

In questo contesto il mondo del "MotorSport" rappresenta un banco prova per la ricerca e lo sviluppo di tecnologie per la mobilità sostenibile. Il campionato che ha segnato l'incontro tra motorsport ed elettrico è la "Formula E" che vede figurare oggi dodici squadre tra cui Porsche, Audi, Bmw, Mercedes, Nissan e Jaguar. In ambiti competitivi come questi, ma non solo, si ha la crescente necessità di un powertrain che sia sempre più performante e affidabile ed allo stesso tempo di peso e ingombro ridotti.

Un elemento centrale del powertrain elettrico è l'inverter di trazione che svolge il compito di regolare e monitorare il flusso di potenza che va dall'accumulatore di energia ai motori elettrici.

Negli ultimi anni, la tecnologia di semiconduttori al carburo di silicio (SiC) ha portato ad un netto miglioramento delle prestazioni dei convertitori di trazione, aumentandone densità di potenza, livelli di tensione e corrente e frequenza di switching.

L'elaborato propone l'analisi ed il confronto tra due inverter di trazione: uno commerciale basato su dispositivi di potenza (power switch) di tipo IGBT realizzati in silicio, ed uno progettato specificatamente per l'applicazione, con dispositivi di potenza al carburo di silicio. Il contesto di confronto è quello di una monoposto elettrica che compete nel campionato di "Formula SAE Student" nella sezione Elettrica. L'analisi verrà eseguita valutando la parte hardware di entrambi gli inverter (schede di controllo, moduli di potenza), pesi, ingombri e prestazioni in termini di potenza dissipata e controllo motore.

Capitolo 1

Formula SAE Electric e descrizione del veicolo

1.1 Formula SAE

La “Formula SAE” è una competizione ingegneristica universitaria proposta inizialmente dalla Society of Automotive Engineers (SAE) e prevede la progettazione e la realizzazione da parte degli studenti di una monoposto da competizione. Istituita nel 1981 negli USA, oggi il contest è diffuso in tutto il mondo con svariati eventi annuali, organizzati direttamente dalla SAE o dalle varie associazioni nazionali ingegneristiche[11].

A partire dal 2017 la Formula Student Germany ha proposto la propria versione della competizione rinominandola appunto “Formula Student”, sullo stesso copione pensato per la Formula SAE statunitense con alcune variazioni sul regolamento.

La competizione è divisa nelle seguenti classi:

- Veicoli a combustione interna;
- Veicoli elettrici;
- Veicoli a guida autonoma (che possono essere sia elettrici che a combustione).

L’idea alla base è quella di riprodurre una situazione reale in cui un’azienda ingaggi il team per realizzare un prototipo di auto da corsa con determinate caratteristiche. La squadra quindi deve progettare, costruire, testare e promuovere il prototipo, valutato attraverso otto topologie di prove divise in eventi statici e dinamici che variano leggermente a seconda della classe.

Gli eventi statici costituiscono la presentazione cartacea del progetto e si dividono in:

- **Presentazione del business plan** - L'obiettivo è quello di valutare la capacità del team di produrre un modello di business globale dimostrando che il prodotto, un prototipo di macchina da corsa, potrebbe diventare un investimento commerciale redditizio.
- **Analisi di cost and manufacturing** - L'obiettivo è valutare la comprensione, da parte del team, dei processi di produzione e dei costi associati alla costruzione del prototipo. Ciò include il compromesso tra contenuto e costo per comprendere la differenza tra prototipo e produzione su larga scala.
- **Presentazione dell'engineering design** - Il concetto di design è quello di valutare il processo ingegneristico e lo sforzo da parte del team nella progettazione del veicolo che soddisfi tutti i target e requisiti di sicurezza. Tale evento si concretizza nella presentazione da parte della squadra di opportuna documentazione. I componenti acquistati, che vengono incorporati nella progettazione del veicolo come articoli finiti, non vengono valutati come unità progettata ma solo sulla selezione e applicazione di tale unità.

Gli eventi Dinamici sono invece prove che la vettura deve affrontare durante il contest e sono suddivisi in :

- **Acceleration** - Il veicolo accelera per 75 m con partenza da fermo. Una bandiera verde viene utilizzata per indicare al pilota che la prova inizia. Il cronometro parte dopo che il veicolo ha superato la linea di partenza e si ferma dopo che esso ha attraversato la linea del traguardo.
- **Autocross** - La prova di Autocross è una prova cronometrata su un tracciato corto (1.5 km al massimo) secondo un percorso disegnato in modo diverso da ciascun organizzatore. Ogni squadra può compiere fino a 4 giri con due piloti differenti (due giri per pilota) e viene considerato il tempo migliore sul giro.
- **Endurance end Efficiency** - La prova viene eseguita lungo un giro di 22 km in cui si alternano due piloti che percorrono 11 km ciascuno. Durante tale fase il sorpasso è consentito solo nelle zone di passaggio designate e sotto il controllo dei commissari di pista. Viene valutato sia il tempo impiegato per percorrere il circuito che l'energia utilizzata per finire il tracciato; il veicolo più efficiente riceve un punteggio più alto.
- **Skidpad** - Il circuito di skidpad è costituito da due cerchi concentrici come mostrato in Figura 1.1. Il veicolo entra perpendicolarmente alla figura e percorre un giro completo sul cerchio di destra per sistemare la traiettoria. Il giro successivo si svolge all'interno dello stesso cerchio e viene cronometrato.

Successivamente il veicolo si sposta verso sinistra e percorre un giro completo per aggiustare la traiettoria. Il giro successivo si svolge nel lato sinistro e viene cronometrato. Tale prova serve a testare la tenuta di strada e il controllo della vettura da parte dal pilota.

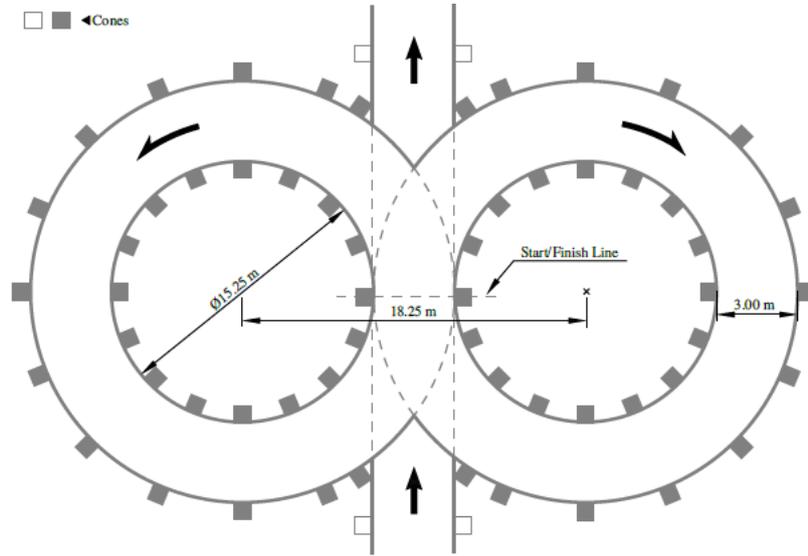


Figura 1.1. Circuito di Skidpad

Ad ogni prova i giudici assegnano un punteggio tenendo conto di penalità rappresentate da eventuali guasti durante le prove. Ad ogni evento è possibile totalizzare un massimo di 1000 punti distribuiti secondo la Tabella 1.1.

Business Plan	75
Cost and Manufacturing	100
Engineering Design	150
Skidpad	75
Autocross	125
Endurance and Efficiency	375
Acceleration	100

Tabella 1.1. Punti SAE

1.2 Regolamento Formula Student

Tutti i team che partecipano alla Formula Student sono tenuti seguire in modo rigoroso il regolamento imposto dagli organizzatori [12]. La rispondenza alle regole viene accertata sia attraverso una documentazione da compilare e spedire durante la fase di costruzione del veicolo, sia attraverso una serie di test e verifiche da sostenere durante gli eventi stessi. Ovviamente il testo del regolamento si presenta diverso a seconda che il veicolo sia a combustione interna, elettrico o a guida autonoma.

In questa trattazione si farà riferimento alla parte di regolamento rivolto ai veicoli elettrici evidenziando le principali disposizioni che riguardano la parte elettrica del powertrain.

Il regolamento si riferisce al sistema di potenza come “Tractive System (TS)”; ogni parte elettricamente connessa ai motori o all’accumulatore di potenza fa parte del TS.

A seguire un elenco delle principali regole che riguardano la parte elettrica:

- La potenza in uscita al pacco batteria deve essere limitata ad un massimo di 80 kW. I giudici verificano il rispetto di tale norma attraverso un “Energy Meter” montato sulla vettura durante la competizione;
- È permessa e non soggetta a restrizioni la rigenerazione in fase di frenatura.
- La massima tensione consentita tra due punti del TS è di 600 Vdc;
- Tutti i componenti che costituiscono il TS devono essere dimensionati per la massima tensione presente a bordo veicolo;
- È obbligatoria la presenza di almeno un fusibile sul percorso ad alta potenza all’interno dell’accumulatore;
- Ogni involucro contenente un componente del TS deve essere contrassegnato da un apposito simbolo in accordo con “ISO 7010-W012”. Tutte le parti sottoposte ad una tensione maggiore di 60 VDC o 25 VAC esigono la scritta “High Voltage”;
- Il sistema ad alta potenza (TS) deve essere galvanicamente isolato dal sistema a bassa tensione che serve gli ausiliari, rispettando i requisiti di isolamento prescritti dal regolamento;
- Devono essere presenti delle barriere di isolamento in tutti gli involucri in cui il TS si presenta insieme al sistema di bassa tensione LV (Low Voltage), usando materiali isolanti dimensionati per lavorare ad una temperatura minima di 150 °C o mantenendo le distanze prescritte in Tabella 1.2 attraverso aria o altro materiale;

Voltage	Spacing
$U < 100$ V DC	10 mm
100 V DC $< U < 200$ V DC	20 mm
$U > 200$ V DC	30 mm

Tabella 1.2. Distanza di isolamento

- Se TS e LVS (Low Voltage System) sono presenti sullo stesso PCB, devono trovarsi su aree separate e ben definite della scheda e soddisfare i requisiti di spaziatura presenti in Tabella 1.2, ciascun'area deve essere chiaramente contrassegnata con "TS" o "LV". Se vengono utilizzati circuiti integrati come opto-isolatori dimensionati per la tensione massima, la distanza indicata non si applica;

Voltage	Over Surface	Air Gap	Conformal Coating
0 to 50 V DC	1.6 mm	1.6 mm	1.0 mm
50 to 150 V DC	6.4 mm	3.2 mm	2.0 mm
150 to 300 V DC	9.5 mm	6.4 mm	3.0 mm
300 to 600 V DC	12.7 mm	9.5 mm	4.0 mm

Tabella 1.3. Distanza di isolamento per PCB

- Il pacco batteria deve essere equipaggiato da almeno due AIR (Accumulator Isolation Relay) inseriti per interrompere entrambi i poli dell'accumulatore. Quando gli AIRs sono aperti devono garantire l'isolamento galvanico tra il container del pacco batteria e il lato veicolo;
- Sul veicolo deve essere implementato un circuito di precarica che chiude entrambi gli AIR sui poli solo quando la tensione sui condensatori di bus raggiunge il 95% della tensione di batteria.
- È necessario implementare un circuito di Shutdown collegato con un sistema di discharge dei condensatori. Se il circuito di Shutdown viene aperto, gli AIR devono essere aperti e la tensione sul TS deve scendere al di sotto dei 60 VDC o 25 VAC in meno di 5 secondi.
- Ogni veicolo deve essere dotato di un Insulation Monitoring Device (IMD) installato nel TS. L'IMD deve essere un *Bender A-ISOMETER iso-F1 IR155-3203* o *-3204* o equivalente approvato per uso automotive.

1.3 "Squadra Corse" e descrizione del veicolo

Il Team "Squadra Corse Polito" [17] è la squadra del Politecnico di Torino che partecipa alla Formula SAE nella categoria Elettrica. Essa nasce nel 2005 e inizialmente gareggia nella categoria con motore a combustione interna; dal 2012 invece si occupa di progettare e costruire una monoposto elettrica per gareggiare negli eventi di tutta Europa.

Ad oggi la squadra conta 40 membri organizzati in 9 divisioni che sono: *Aerodynamic*, *Battery Pack*, *Chassis*, *Electric and Electronic*, *Powertrain*, *Management*, *Unsprung Masses*, *Vehicle Dynamic*, *Driver*. Ogni divisione si occupa appunto di sviluppare la parte di veicolo che le compete partendo dal concept design per arrivare alla scelta e alla produzione dei componenti che poi andranno a costituire la monoposto.

La realizzazione del progetto è possibile anche grazie alla partecipazione di numerose aziende del settore automotive prevalentemente ma non esclusivamente, che offrono supporto in termini economici, di attrezzature e competenze. Da sottolineare anche la stretta collaborazione con i vari dipartimenti all'interno dell'ateneo.



Figura 1.2. Prototipo 2019

Il veicolo presentato per la stagione 2019, mostrato in Figura 1.2, ha una monoscocca in fibra di carbonio del peso complessivo di 21 kg circa. Il pacchetto aerodinamico ottimizzato permette alle ruote un'aderenza per sopportare accelerazioni

lateralmente di circa 3 g, riducendo al minimo la resistenza aerodinamica all'avanzamento. La macchina è dotata di 4 motori posti all'esterno e collegati alle ruote tramite un riduttore epicicloidale con fattore di riduzione pari a 14.6. La ripartizione di coppia tra l'anteriore e il posteriore è di 1/3. La Figura 1.3 mostra una vista frontale del veicolo. I motori sono alimentati da 4 inverter connessi ad un pacco batteria da 7 kWh raffreddato ad aria. Motori e inverter sono invece raffreddati da due circuiti a liquido: uno per la parte destra del veicolo e uno per la parte sinistra. L'azienda AMK [10] fornisce al team un pacchetto che comprende 4 motori e 4 inverter pensato per la formula SAE, venduto sotto il nome di "Racing Kit".



Figura 1.3. Prototipo 2019 - Vista frontale

L'elettronica di bordo gestisce tutta la parte di segnalazione (Tractive System Active Light), sicurezza e acquisizione dei segnali dai sensori posti in vari punti dell'auto.

Una centralina (MicroAutoBox - dSpace [13]) genera i segnali di coppia di riferimento per ciascuna ruota attraverso un codice di controllo sviluppato in Simulink (Matlab) secondo i principi di model-based design e del rapid control prototyping. Tale dispositivo si occupa inoltre di monitorare e acquisire tutti i segnali provenienti dai sensori presenti in macchina.

La comunicazione avviene attraverso tre linee CAN: due di collegamento tra la MicroAutoBox e gli inverter e una utilizzata per lo scambio di dati tra MicroAutoBox e le altre parti del veicolo (BMS, pedaliera, luci, telemetria, ecc.). Il bit rate utilizzato è di 1 Mbit/s con un massimo di 8byte.

La telemetria attiva consente il monitoraggio in real-time di alcuni parametri (temperatura motori, temperatura inverter, ecc) e l'intervento su altri quali limitazione di potenza e gestione della frenata rigenerativa.

Il peso complessivo del veicolo è di 185 kg, con una velocità massima di 120 km/h e un'accelerazione 0 - 100 km/h di 2.6 s.

Il prototipo 2019, pur avendo ottenuto ottimi risultati nella gara italiana, ha poi presentato diverse criticità che ne hanno compromesso il funzionamento nelle gare in Spagna e Repubblica Ceca. Tali criticità sono da imputare a fattori di diversa natura ma comunque legati ad una conoscenza poco approfondita dei fenomeni e dei dispositivi elettrici che costituiscono il sistema propulsivo del veicolo.

In quest'ottica l'elaborato si presta bene a presentare una visione un po più dettagliata dei dispositivi che compongono il powertrain in quanto la comparazione dei due inverter non può prescindere da una conoscenza più consapevole di pacco batteria e motore.

Capitolo 2

Descrizione del Powertrain: motore e pacco batteria

2.1 Layout del Powertrain

Il confronto tra i due inverter e lo sviluppo del controllo motore si svolgono nella specifica applicazione del veicolo da competizione, di cui si è discusso nel capitolo precedente. In quest'ottica è utile una descrizione generale della configurazione del powertrain e dei componenti principali per comprendere meglio le scelte tecniche adottate.

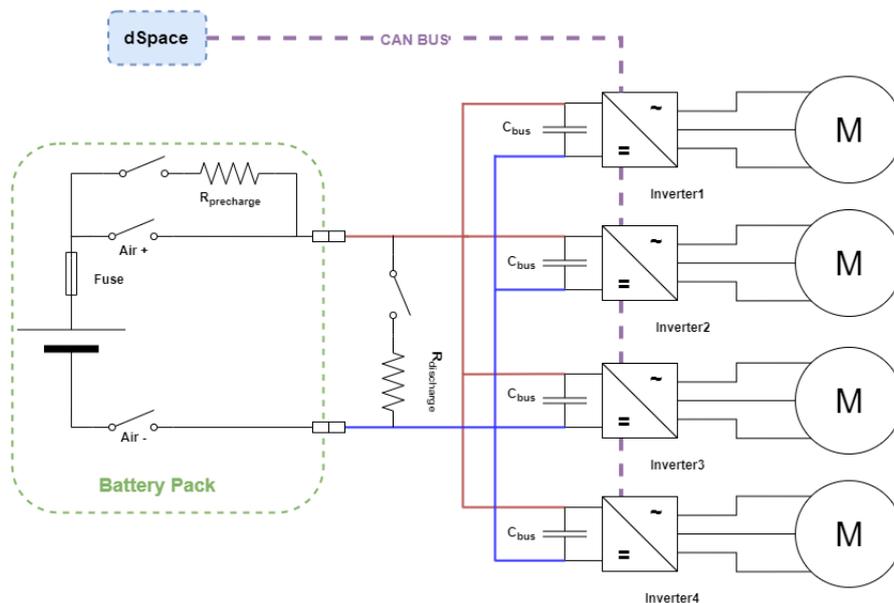


Figura 2.1. Schema del powertrain

Lo schema in Figura 2.1 mostra la configurazione a quattro motori alimentati dai quattro inverter. Il pacco batteria è connesso direttamente ai condensatori di bus di ogni inverter. Per evitare che durante la fase di accensione circolino delle correnti di inrush nei condensatori di bus, è predisposto un circuito di precarica che viene bypassato nel momento in cui la tensione sui condensatori raggiunge lo stesso livello del pacco batteria. Inoltre, durante la fase di spegnimento o comunque nel caso di un guasto dell'auto, un circuito di scarica riporta sotto la soglia di sicurezza (60 V) la tensione presente sul DC bus. La comunicazione dei segnali di comando agli inverter avviene tramite protocollo CAN (Controlled Area Network).

La Figura 2.2 mostra la reale disposizione in macchina.

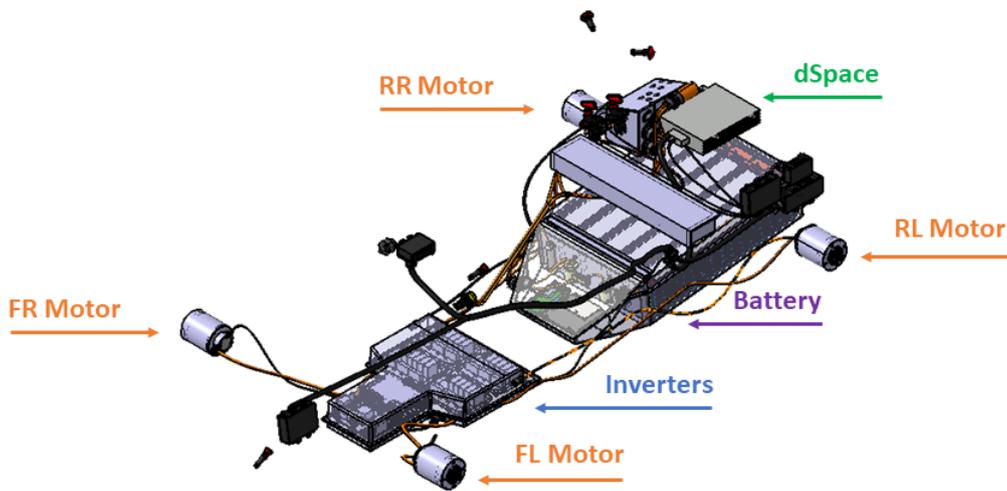


Figura 2.2. Disposizione del powertrain in macchina

Il pacco batteria è disposto nella parte posteriore del veicolo mentre gli inverter sono alloggiati sotto il sedile del pilota in posizione centrale.

2.2 Motore AMK

I motori utilizzati sono di tipo IPM (Interior Permanent Magnet) ad alta densità di potenza, modello **DD5-14-10-POW** forniti nel pacchetto AMK.

I dati di targa sono riportati in Tabella 2.1.

Descrizione		
Tipologia di motore	IPM	
Raffreddamento	Liquido	
Tipologia montaggio	IMB5	
Grado di protezione	IP65	
Classe isolanti	F	
Performance		
Tipo di servizio	S1	
Coppia nominale	9.8	Nm
Coppia massima	21	Nm
Potenza nominale	12.3	kW
Velocità nominale	12000	rpm
Velocità massima	20000	rpm
Dati elettrici		
Tensione nominale	350	V
Corrente nominale	41	A_{rms}
Corrente massima	105	A_{rms}
Tempo di per I_{max}	1.24	s
Numero di poli	10	
Resistenza avvolgimenti	0.135	Ω

Tabella 2.1. Dati del motore AMK modello:DD5-14-10-POW

Con riferimento al datasheet, la massima corrente è di 105 A_{rms} che corrisponde ad un valore di picco pari a 148.5 A ed a una coppia massima di 21 Nm. La massima velocità meccanica raggiunta dal motore è di 20000 rpm e corrisponde ad una frequenza elettrica di 1667 Hz (10 poli). Il peso del motore è di circa 3.5 kg e le dimensioni sono riportate in Figura 2.3. Vengono forniti inoltre i grafici (Figura 2.4) che riportano coppie e potenza in ordinata e velocità in ascissa a diverse tensioni del DC link con e senza deflussaggio.

In Figura 2.5 sono mostrate le sezioni longitudinale e trasversale del motore. Si nota la presenza di 12 cave statoriche, con avvolgimenti a bobina di dente (86 conduttori per cava). Il materiale isolante nero ricopre e compatta il pacco statorico con un ulteriore strato (in giallo) che ricopre denti e cava. Il rotore (Figura 2.6) è a magneti interni di tipo "Spoke".



Figura 2.5. Motore AMK - Sezione trasversale e longitudinale dello statore



Figura 2.6. Motore AMK - Rotore

2.3 Mappe di flusso, profili di MTPA, MTPV e MTPS

2.3.1 Mappe di Flusso

L'ottimizzazione delle strategie di controllo motore e la loro implementazione all'interno del microcontrollore dell'inverter, richiedono un'analisi accurata del comportamento magnetico della macchina elettrica che si intende controllare. L'identificazione delle mappe di flusso del motore AMK è stata eseguita attraverso una procedura sperimentale descritta in [1], basata sul controllo in corrente della macchina sotto test (MUT), mentre quest'ultima viene trascinata da un motore ausiliario. Tale algoritmo produce delle tabelle in cui si hanno i valori dei flussi in funzione delle corrispondenti correnti in un sistema di riferimento d q sincrono al rotore. In formule:

$$\lambda_d = \lambda_d(i_d, i_q)$$

$$\lambda_q = \lambda_q(i_q, i_d)$$

Il riferimento utilizzato (Figura 2.7) prevede il posizionamento dell'asse d lungo l'asse di magnetizzazione dei magneti permanenti e l'asse q in quadratura elettrica con l'asse d .

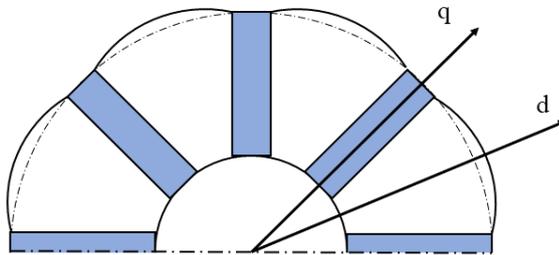


Figura 2.7. Riferimento per gli assi d e q

La procedura si svolge nel seguente modo:

- il MUT è mantenuto a velocità costante da un servomotore controllato in velocità;
- le tensioni sono accuratamente stimate;
- la caduta di tensione sulla resistenza equivalente di fase è compensata facendo lavorare il MUT sia da motore che da freno;

- la velocità di rotazione corrisponde a circa 1/3 della velocità nominale del MUT poichè a bassi giri l'effetto delle perdite nel ferro è ininfluente;
- tensioni e velocità sono mediate su un tempo corrispondente ad un giro meccanico dell'albero motore.

La compensazione della caduta di tensione sulla resistenza equivalente di fase avviene imponendo in un primo momento un vettore di riferimento pari a $-i_d^* + ji_q^*$ e in un secondo momento un vettore $-i_d^* - ji_q^*$. Questo processo equivale a far lavorare il MUT in modo alterno da motore e da freno. Acquisite e mediate le tensioni da freno, da motore e la pulsazione elettrica si risale alle componenti di flusso tramite le equazioni 2.1 e 2.2.

$$\lambda_d = \frac{\lambda_{d,m} + \lambda_{d,b}}{2} = \frac{v_{q,m} + v_{q,b}}{2 \cdot \omega_e} \quad (2.1)$$

$$\lambda_q = \frac{\lambda_{q,m} - \lambda_{q,b}}{2} = \frac{v_{d,m} - v_{d,b}}{2 \cdot \omega_e} \quad (2.2)$$

La Figura 2.8 mostra il set-up per la caratterizzazione.

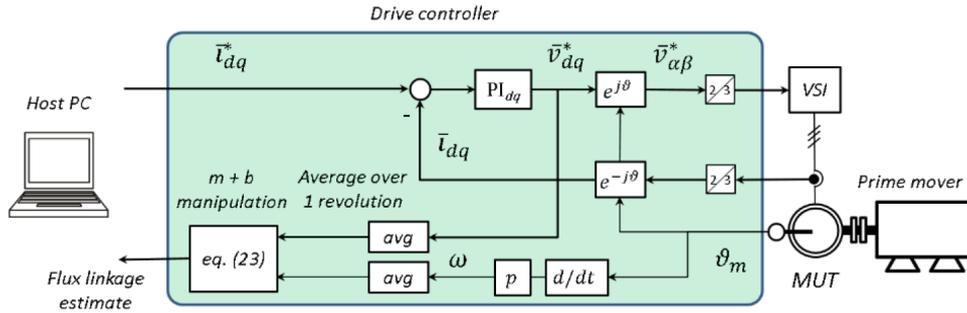


Figura 2.8. Set-up di identificazione sperimentale mappe di flusso

Per il motore AMK, il test è stato eseguito tramite l'inverter descritto nel Capitolo 4, utilizzando i seguenti intervalli di corrente:

$$i_d \in [-140, 60]$$

$$i_q \in [0, 160]$$

I risultati sono riportati nei grafici in Figura 2.9 e Figura 2.10.

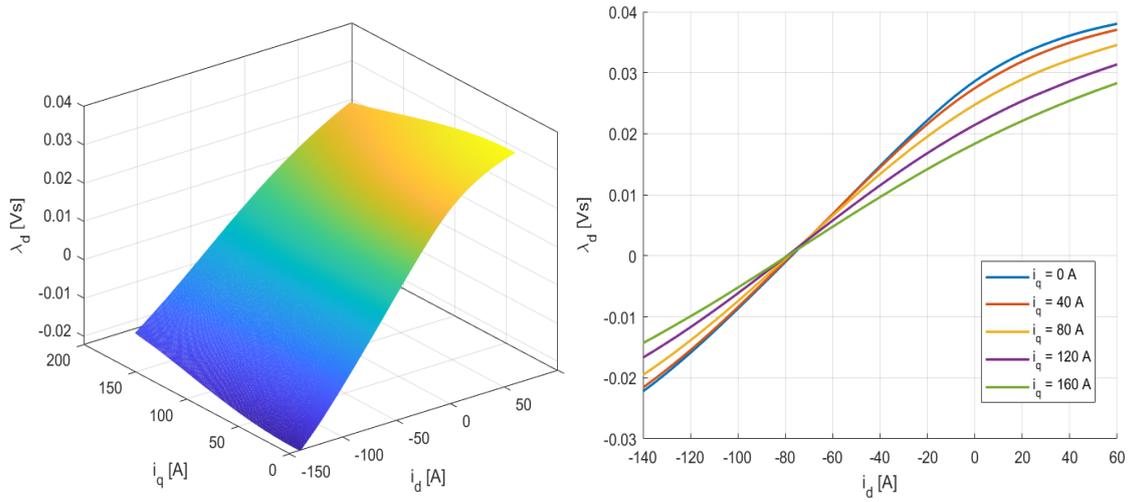


Figura 2.9. Motore AMK - Mappa di Flusso in asse d

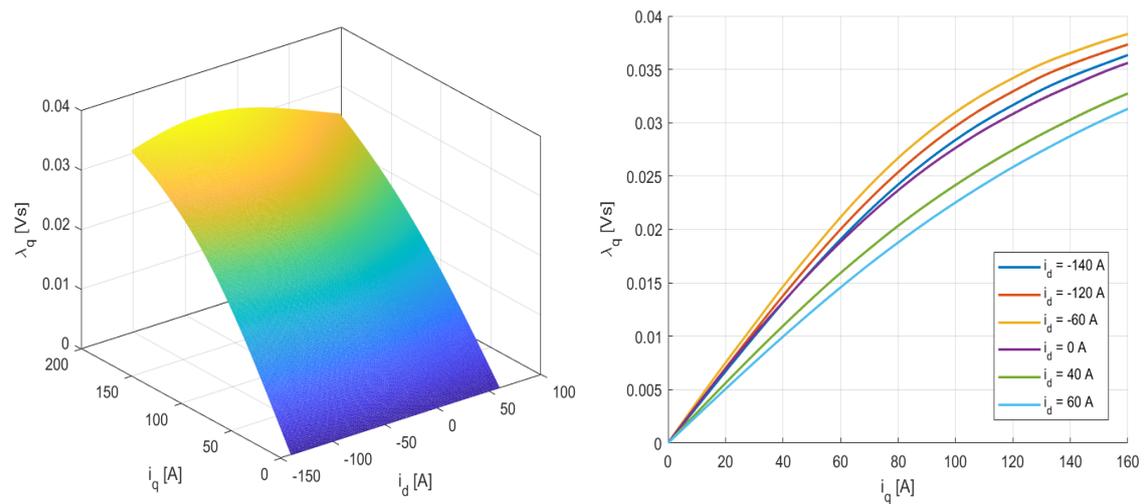


Figura 2.10. Motore AMK - Mappa di Flusso in asse q

Analizzando il grafico di flusso in asse d (Figura 2.9) si possono fare le seguenti considerazioni:

- il contributo dei magneti permanenti risulta prevalente, infatti il flusso presenta fenomeni di saturazione per correnti nulle;
- i valori di corrente positiva in asse d sono punti di non funzionamento; è stato deciso comunque di esplorare un intervallo positivo che non va oltre i

60 A poiché a correnti più elevate si ha una saturazione spinta e il tuning dei regolatori diventa complicato;

- si notano effetti di cross saturation marcati. Ad esempio, se consideriamo un valore di i_d pari a -20 A, il valore del flusso passa da 0.022 Vs a 0.0421 Vs quando la corrente in asse q passa da 0 a 160 A, con una diminuzione del 36% circa.

Per quel che concerne il flusso in asse q (Figura 2.10) si nota che:

- presenta una curva caratteristica di saturazione del ferro;
- l'effetto di cross saturation risulta meno accentuato per valori di corrente in asse d negativi che costituiscono i reali punti di funzionamento del motore.

2.3.2 Profili di MTPA e MTPV

Le mappe di flusso costituiscono il punto di partenza per il calcolo delle traiettorie di controllo ottimali della macchina.

Il profilo di MTPA (Maximum Torque Per Ampere) costituisce il luogo dei punti, sul piano delle correnti, per cui dato un determinato valore di coppia, è minimo il valore del modulo di corrente. Ciò consente una riduzione delle perdite Joule negli avvolgimenti statorici e un funzionamento del motore in condizioni di massima efficienza. La traiettoria di MTPA può essere seguita dal controllo fintanto che la tensione fornita dall'inverter è sufficiente a imporre le correnti per produrre la coppia richiesta.

Il funzionamento in MTPA è rappresentativo del regime della macchina sotto la velocità base. Esistono diversi algoritmi per il calcolo della traiettoria di MTPA a partire dalle mappe di flusso e si basano sia su algoritmi di ricerca del minimo modulo di corrente per un dato valore di coppia, sia su strategie di ricerca del massimo valore di coppia che può essere prodotto a partire da un dato modulo di corrente. Nei punti di funzionamento ad alta velocità, in presenza di saturazione dell'ampiezza di tensione di fase che l'inverter può applicare, l'ottimizzazione della coppia che il motore può fornire è rappresentata dalla curva di MTPV (Max Torque Per Voltage).

La Figura 2.11 mostra le curve di MTPA e MTPV nel piano delle correnti, ottenute per il Motore AMK.

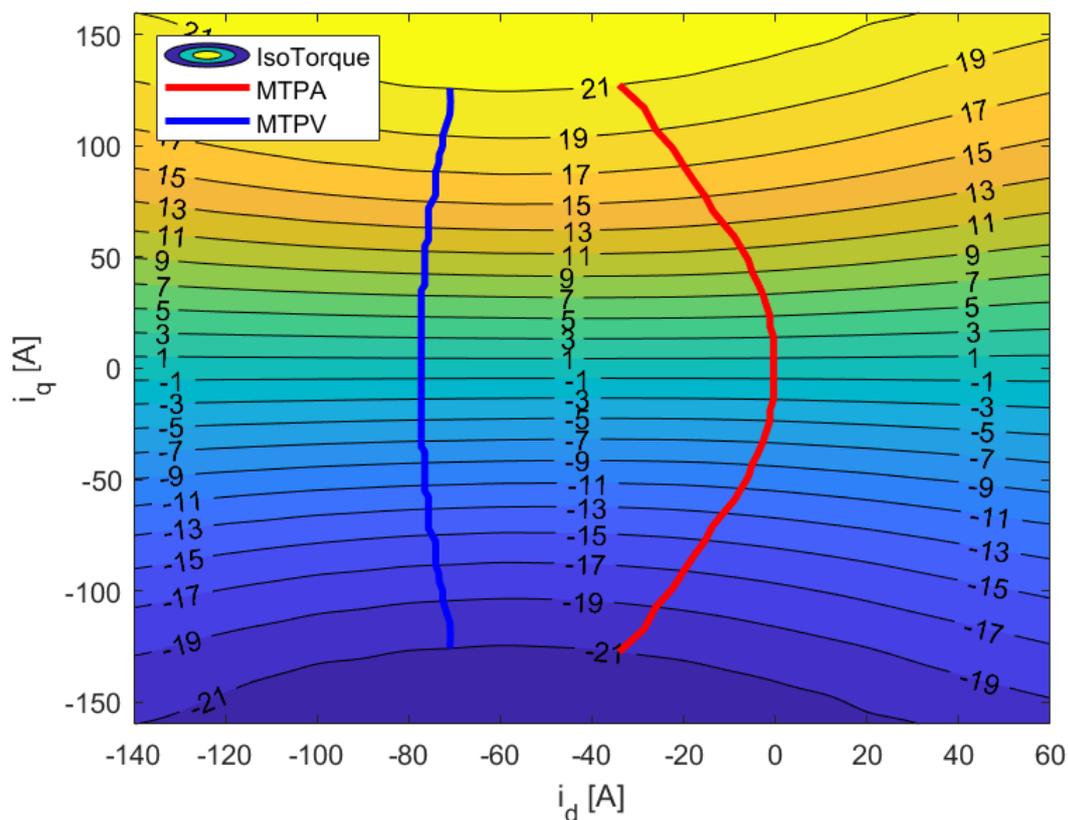


Figura 2.11. Motore AMK - Curva di MTPA e MTPV sul piano delle correnti

Analizzando le curve è possibile fare le seguenti considerazioni:

- L'anisotropia rotorica non è particolarmente marcata in quanto la traiettoria di MTPA prevede delle correnti in asse d contenute rispetto a quelle nell'altro asse;
- La traiettoria di MTPV risulta in pratica quasi verticale; la corrente in asse d oscilla tra un minimo di circa -80 A ad un massimo di -74 A.

2.3.3 Profili di MTPS

L'MTPS (Maximum Torque Per Speed) rappresenta il profilo di coppia massima teorica che il motore può fornire una volta definiti i limiti massimi di tensione, corrente e velocità.

L'algoritmo di calcolo delle curve prevede la conoscenza dei parametri di macchina e in particolare di:

- un modello magnetico accurato;
- resistenza statorica in funzione di temperatura e frequenza elettrica;
- un modello di perdita nel ferro;
- un modello di perdite meccaniche.

Partendo da suddette informazioni ed elaborandoli opportunamente è possibile risalire alle prestazioni limite che il motore può fornire. Naturalmente le curve ottenute sono tanto più accurate quanto più sono noti i parametri di macchina. Nel caso del motore AMK si ha un modello magnetico accurato costituito dalle mappe di flusso. La resistenza statorica utilizzata per il calcolo è quella misurata tramite prova volt-amperometrica, riportata alla temperatura di esercizio dei conduttori stimata a circa $110\text{ }^{\circ}\text{C}$.

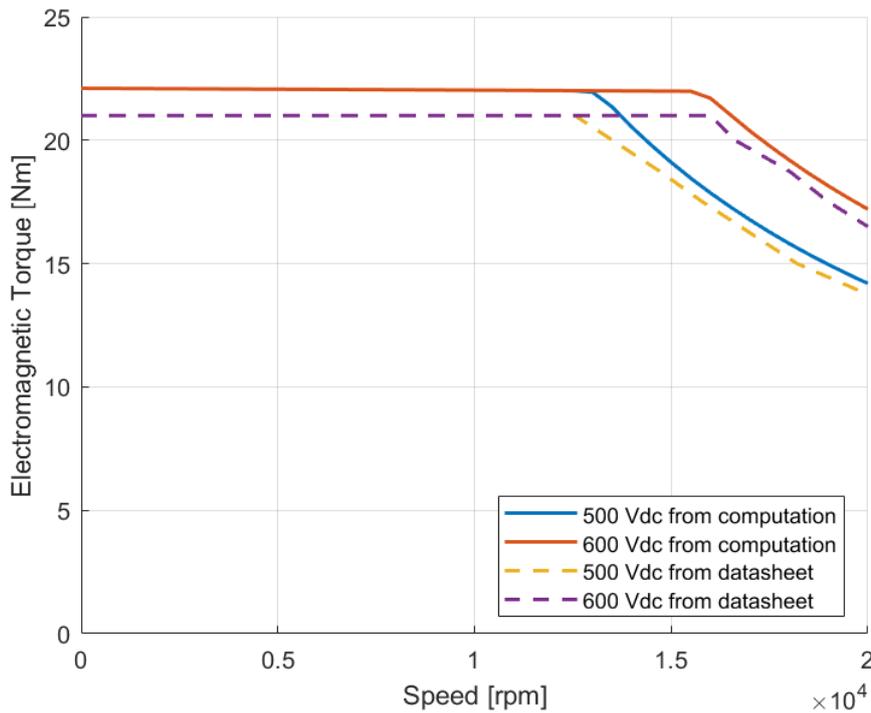


Figura 2.12. Motore AMK - Curve di MTPS

La Figura 2.12 mostra i risultati ottenuti dall'analisi dei dati del motore AMK; partendo da una corrente efficace di $100\text{ }A_{rms}$ e due diverse tensione di DC link.

Si nota come le curve ottenute siano compatibili con i grafici forniti da datasheet, rappresentando quindi una buona approssimazione delle prestazioni della macchina. Si noti come la coppia calcolata sia quella elettromagnetica e non quella meccanica fornita all'albero, in quanto non si è in possesso ne di un modello di perdite nel ferro, ne di un modello di perdite meccaniche.

2.4 Pacco batteria

Il pacco batteria è un elemento fondamentale del powertrain elettrico. Esso è di fatti la parte più pesante del veicolo e, in una certa misura, anche l'elemento più pericoloso in caso di guasto.

Nel caso specifico del prototipo da corsa considerato, il pacco batteria è costituito da celle cilindriche Li-Ion fornite da Sony mostrate in Figura 2.13, modello **18650 VTC6**; le cui caratteristiche principali sono riportate in Tabella 2.2.

Capacità	3.12	Ah
Tensione nominale	3.60	V
Tensione massima	4.25	V
Tensione minima	2.60	V
Corrente in carica (continuativa)	5	A
Corrente in scarica(continuativa)	30	A
Corrente di impulsiva (6 s)	80	A
Resistenza interna	12.8	mΩ
Range di temperatura operativa	-20 - 60	°C

Tabella 2.2. Cella Sony - modello: 18650 VTC6



Figura 2.13. Cella Sony - modello: 18650 VTC6

Il pacco è composto da 5 moduli in serie. Ogni modulo ha una configurazione **28s 4p** per un totale di 560 celle utilizzate. I principali dati del pacco sono riportati in Tabella 2.3.

Caratteristiche energetiche		
Energia Totale	6.29	kWh
Potenza nominale	60.5	kW
Potenza massima erogabile	80	kW
Caratteristiche elettriche		
Tensione nominale	504	V
Tensione massima	595	V
Tensione minima	364	V
Corrente (@Vmin @Pmax)	220	A
Corrente (@Vmax @Pmax)	136	A
Corrente (@Vnom @Pnom)	120	A
Resistenza totale	0.45	Ω
Caratteristiche meccaniche		
Peso totale	38	kg
Ingombro totale	30	l

Tabella 2.3. Dati pacco batteria veicolo 2019

Come indicato dalla Tabella 2.3 la tensione sul DC-link varia tra un massimo di 595 V e un minimo 364 V. Possiamo quindi dedurre che il motore lavorerà in deflussaggio per un ampio range di velocità a valori di coppia vicini a quella massima. Il software dell'inverter deve prevedere delle protezioni che evitino l'overvoltage (in rigenerazione a pacco carico) e il deep discharge del pacco batteria.

Capitolo 3

Inverter AMK

3.1 Descrizione del pacchetto inverter AMK

Gli inverter installati nel prototipo da corsa sono prodotti dall'azienda tedesca AMK. I quattro inverter sono forniti all'interno di una struttura propria, mostrata in Figura 3.1, che contiene tutte le schede necessarie al funzionamento e il dissipatore a liquido. La struttura in cui sono forniti è pensata per una collocazione nella parte posteriore della vettura. Tuttavia, per ragioni di peso (circa 11 kg) e ingombro, i quattro inverter vengono estratti e ricollocati in un'altra configurazione. L'utilizzo di diverse schede e la loro interconnessione rappresentano un punto critico per la collocazione in vettura. I connettori e cavi che collegano le varie schede non si adattano bene ad una disposizione diversa da quella per cui sono stati pensati. Infatti, per esigenze di spazio disponibile, le connessioni di segnale si trovano a stretto contatto con le connessioni di potenza, aumentando il rischio di malfunzionamenti dovuti a fenomeni di interferenza elettromagnetica.

La Tabella 3.1 riporta i dati principali forniti nel datasheet.

Range di tensione in ingresso	200 - 750	V
Tensione di alimentazione ausiliari	$24 \pm 15\%$	V
Efficienza	≈ 98	%
Frequenza di switching	8	kHz
Corrente nominale	43	A_{rms}
Corrente di sovraccarico	105	A_{rms}
Durata per la corrente di sovraccarico	10	s
Temperatura massima ambiente e della coldplate	40	°C

Tabella 3.1. Datasheet inverter AMK

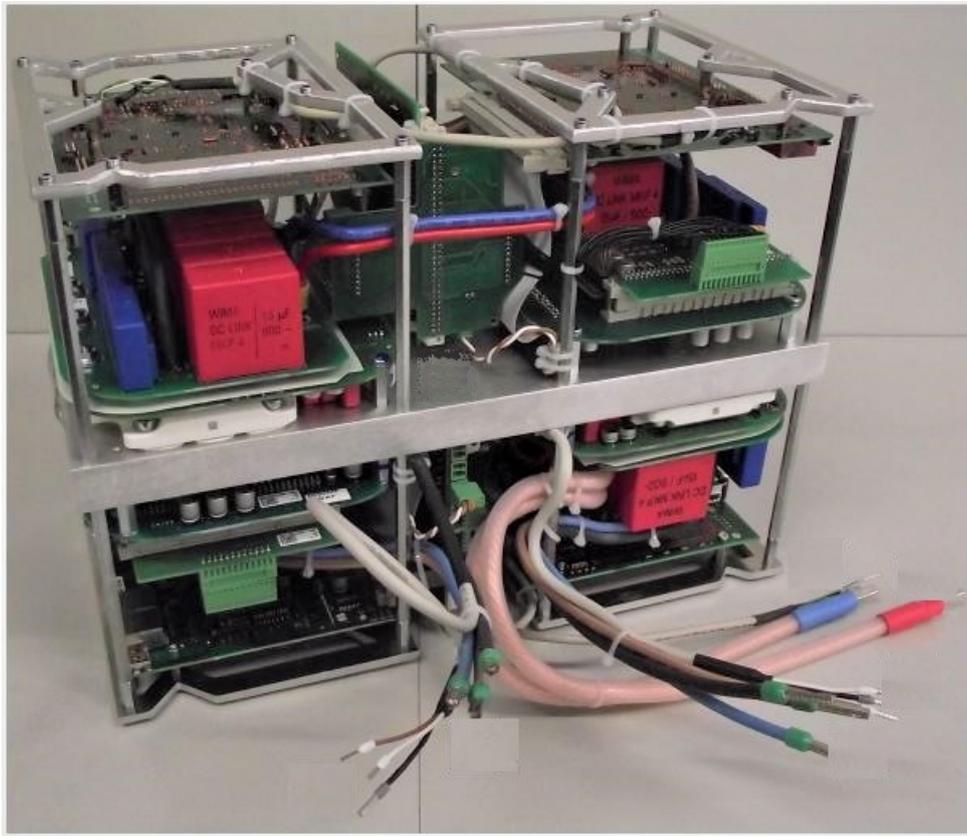


Figura 3.1. Inverter AMK

L'efficienza dichiarata dal costruttore è approssimativamente del 98% con una temperatura massima della coldplate di 40 °C.

La frequenza di switching è di 8 kHz, mentre la frequenza massima di fondamentale del motore è di 1666 Hz. Se si richiedono all'azionamento elevate prestazioni, come nel caso considerato, è buona norma eseguire il controllo con una frequenza che sia 10-20 volte superiore alla frequenza massima di fondamentale del motore. Probabilmente il controllo AMK utilizza un approccio "double sampling - double refresh" e ottiene una frequenza di sampling pari a 16 kHz; in questo modo riesce a tenere sotto controllo il motore anche a frequenze elevate di fondamentale contenendo le perdite di switching dell'inverter.

Il pacchetto inverter viene venduto insieme ai quattro motori (descritti nel capitolo precedente). Ogni inverter infatti è predisposto per acquisire i segnali di temperatura provenienti dalla termocoppia inserita nel motore e il segnale proveniente dall'encoder. Il kit complessivo rappresenta un'alternativa "pronta all'uso", che non richiede necessariamente competenze approfondite in materia di azionamenti elettrici.

3.2 Descrizione del convertitore

Il singolo inverter si compone di diverse schede collegate o in "add on" oppure tramite cavi. Per comprendere meglio quali siano le criticità del convertitore, è stata eseguita un'attenta analisi di tutti i componenti che costituiscono il convertitore in questione. L'inverter analizzato è stato acquistato dal team nel 2016.

Le parti di cui si compone il VSI AMK sono:

- schede di alimentazione ausiliari e interconnessione;
- scheda di controllo;
- stadio di potenza (driver, power module, misure di corrente e condensatori di bus).

3.2.1 Schede di alimentazione e interconnessione

La Figura 3.2 mostra la scheda di alimentazione.

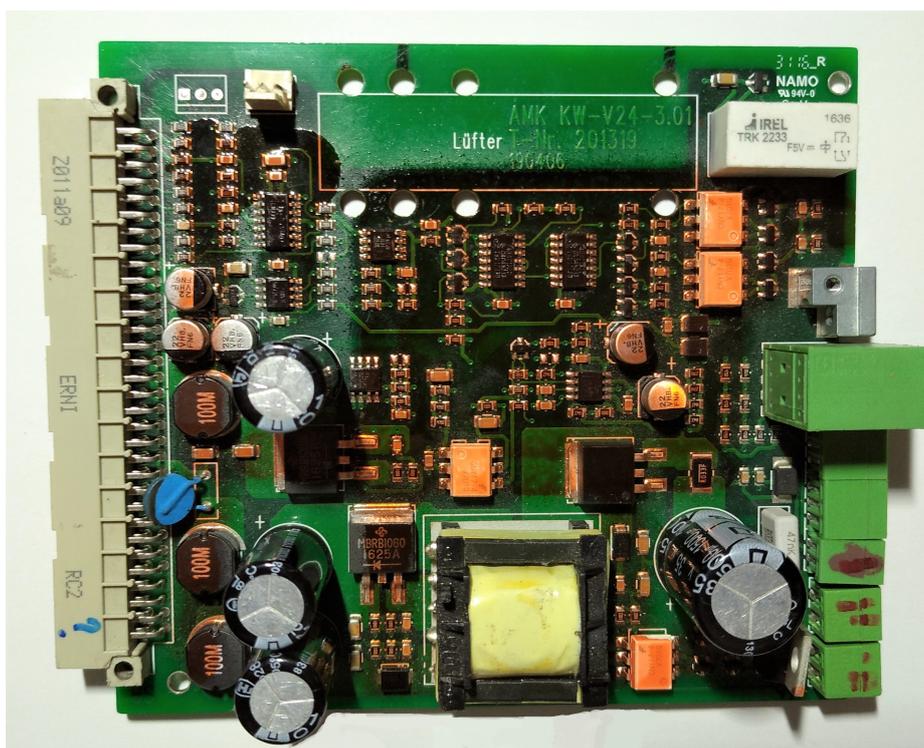


Figura 3.2. Inverter AMK - Scheda alimentazione

La scheda di alimentazione costituisce una parte fondamentale per il funzionamento dell'inverter. Infatti essa si occupa di produrre tutti i livelli di tensioni necessari ad

alimentare l'elettronica di segnale; le diverse alimentazioni, oltre che essere stabili, devono rispettare i criteri di isolamento galvanico imposti dal regolamento.

La tensione di ingresso alla scheda d'alimentazione AMK è 24 V che viene fornita da una batteria ausiliaria presente sul veicolo. Inoltre, la scheda si occupa di acquisire il segnale di temperatura, misurato dalla termocoppia inserita negli avvolgimenti del motore. La scheda è provvista di un relè che deve essere azionato dall'esterno per abilitare l'alimentazione agli stadi di potenza. Collegata alla scheda di alimentazione è quella di interconnessione (trasverse board - Figura 3.3) che si occupa di distribuire l'alimentazione a due gruppi di potenza. Sulla stessa board si acquisisce un secondo segnale di temperatura proveniente da un altro motore.

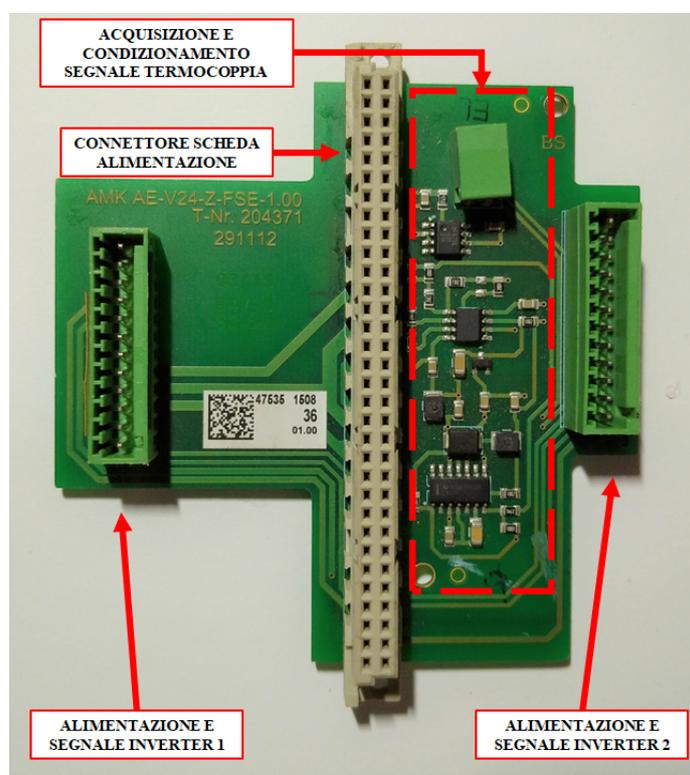


Figura 3.3. Inverter AMK - Scheda di interconnessione (Trasverse board)

Sebbene l'uso di una singola scheda per alimentare due inverter diversi riduce il peso complessivo del pacchetto inverter, l'interconnessione rappresenta sicuramente un punto critico. La trasverse board è collegata alla scheda di alimentazione attraverso un connettore a 64 pin. Per posizionare in modo diverso le due schede e ridurre l'ingombro, solitamente esse sono connesse tramite un cavo flat difficile da piegare e disporre dentro il contenitore inverter.

3.2.2 Scheda di controllo

In Figura 3.4 viene mostrata la scheda di controllo connessa allo stadio di potenza attraverso un cavo flat a 64 fili. La control board gestisce le comunicazioni CAN, EtherCAT (Ethernet Control Automation Technology) e il segnale proveniente dall'encoder.

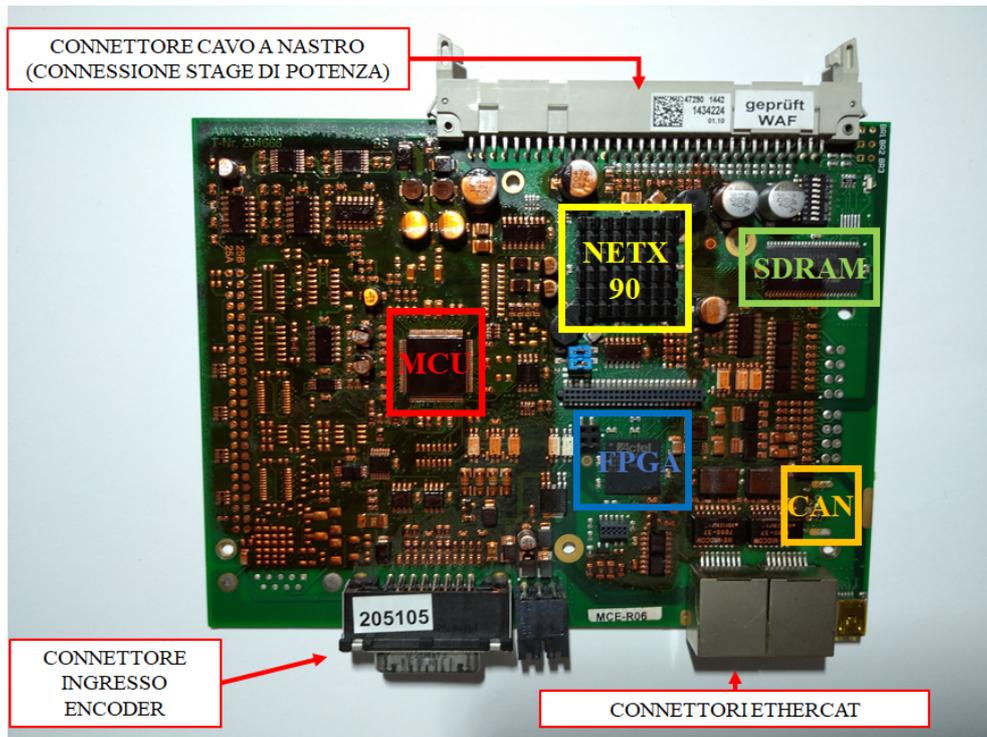


Figura 3.4. Inverter AMK - Scheda di controllo

Evidenziati in Figura 3.4 troviamo i componenti principali che costituiscono la scheda. In particolare:

- **Microcontrollore (MCU)** - Texas Instrument, modello TMS320F2808 (release 2003). L'MCU in questione ha una frequenza di clock massima di 100 MHz, progettato per il controllo di azionamenti elettrici.
- **FPGA** - Automotive ProASIC3 Flash Family FPGAs;
- **Chip gestione EtherCAT e comunicazione** -Hilscher, NetX 90 communication controller, utilizzato per la gestione delle comunicazione EtherCAT;
- **SD RAM** -Winbond, High speed synchronous dynamic random access memory 8 Mbyte, modello W9864G6JH.

3.2.3 Stadio di potenza

Lo stadio di potenza (Figura 3.5) è costituito dalla scheda driver, dal power module e dalla scheda dove sono alloggiati i condensatori di DC-link e i sensori di corrente.

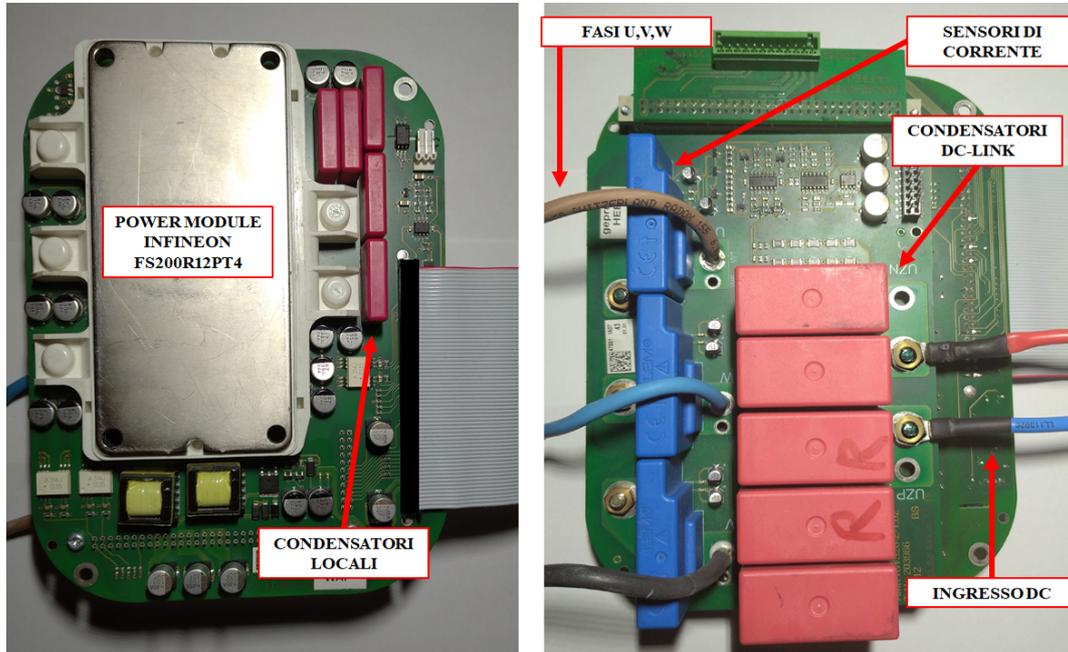


Figura 3.5. Inverter AMK - Vista dal basso e dall'alto dello stadio di potenza

Il DC-link è costituito da un parallelo di 5 condensatori, prodotti da WIMA, modello **DCP4N051507GD2KYSD** da $15\ \mu\text{F}$ per un totale di $75\ \mu\text{F}$; si riportano i dati principali in tabella (3.2). Si nota come vicino al modulo di potenza siano installati dei condensatori locali di dimensioni ridotte ($1.5\ \mu\text{F}$ in totale) che servono per ridurre la maglia di commutazione.

C_{rated}	15	μF
Tolleranza	10	%
V_{rated}	900	V
I_{rms} (10 kHz)	10.5	A
I_{peak}	330	A
ESR	58	$\text{m}\Omega$
Dielettrico	Polypropylene	
Ingombro	41.5 x 39.5 x 20	mm

Tabella 3.2. Condensatori di DC-Link, WIMA DCP4N051507GD2KYSD

I sensori di corrente sono prodotti dalla LEM; modello LAH 125-P con un range di misura di ± 200 Apk.

Il modulo di potenza montato sugli inverter AMK viene prodotto da Infineon; si tratta di un power module ad IGBT in configurazione VSI, modello **FS200R12PT4** (Figura 3.6). La corrente nominale del modulo è di 200 A ($T_c = 95^\circ\text{C}$, $T_{vj} = 175^\circ\text{C}$) con una tensione collettore-emettitore di 1200 V. In applicazioni "hard switching" è prassi comune adottare un ampio sovradimensionamento del modulo di potenza in termini di tensione, rispetto alla tensione massima imposta dalla batteria. Tale sovradimensionamento si rende necessario poiché i parassitismi induttivi nella maglia di commutazione generano fenomeni di sovratensione durante le transizioni di corrente. Il dimensionamento in corrente viene fatto attraverso considerazioni di carattere termico; è necessario che in condizioni di "worst case" la temperatura di giunzione dei semiconduttori non raggiunga mai i limiti specificati nel datasheet. Si riportano in tabella 3.3 le caratteristiche principali del powermodule.

V_{CES}	1200	V
$I_{c,nom}$ ($T_c = 95^\circ\text{C}$)	200	A
I_{CRM} ($t_p = 1\text{ ms}$)	400	A
V_{GES}	± 20	V
$T_{j,op}$	$-40 \leftrightarrow 150$	$^\circ\text{C}$
$T_{j,max}$	175	$^\circ\text{C}$
Ingombro	116 x 50 x 17	mm

Tabella 3.3. IGBT Power Module, Infineon FS200R12PT4

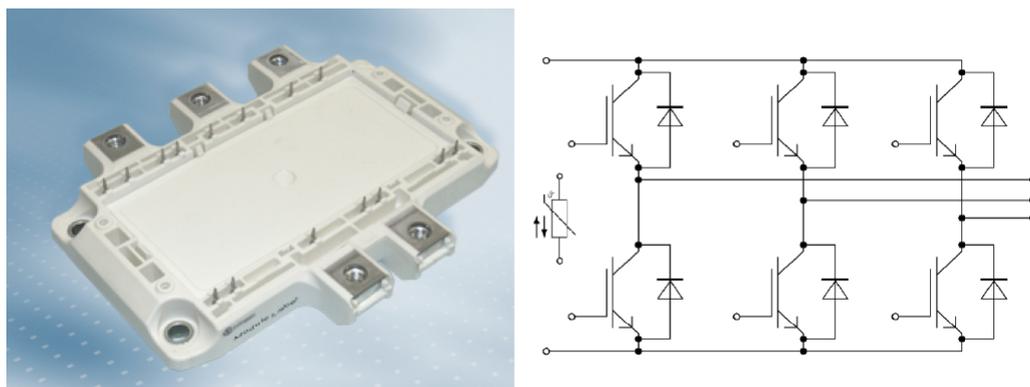


Figura 3.6. Inverter AMK - Power Module, Infineon FS200R12PT4

I segnali di comando, in uscita dal micro dalla scheda di controllo hanno bassi livelli di tensione, generalmente compresi tra 3.3 e 5 V. Le tensioni di pilotaggio richieste dagli IGBT, invece, sono nell'intervallo che va da 15 a 20 V e necessitano di una quantità di corrente che i microcontrollori non riescono a fornire. Inoltre, le tensioni di comando devono essere applicati tra il gate e l'emettitore dell'IGBT. Nel caso del VSI, la tensione di emettitore dello switch alto di gamba oscilla tra 0 e la tensione massima di bus. Si rende quindi necessario uno stadio intermedio che sia in grado di controllare le commutazioni, rimanendo comunque galvanicamente isolato dai circuiti di segnale. Tale stadio è costituito dai circuiti di driver. La scheda driver utilizzata nell'inverter AMK viene mostrata in Figura 3.7 e 3.8.

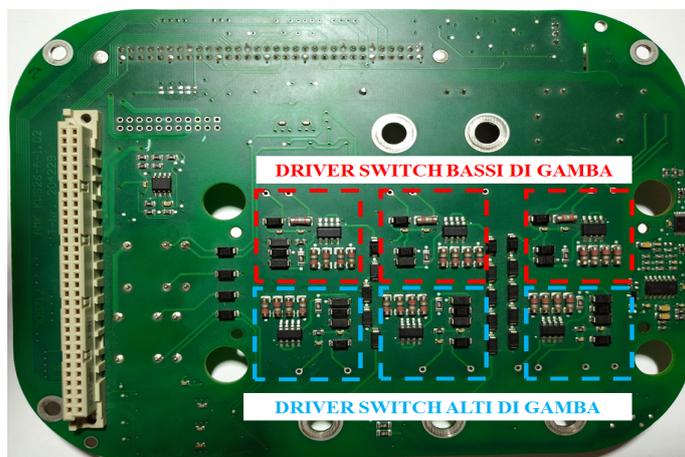


Figura 3.7. Inverter AMK - Scheda driver: vista dall'alto

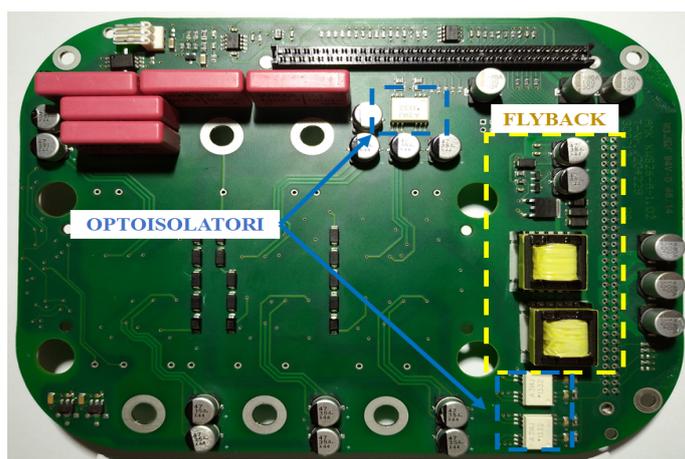


Figura 3.8. Inverter AMK - Scheda driver: vista dal basso

Attraverso il reverse engineering della scheda si è riusciti a risalire allo schematico parziale dei circuiti di driver (Figura 3.9).

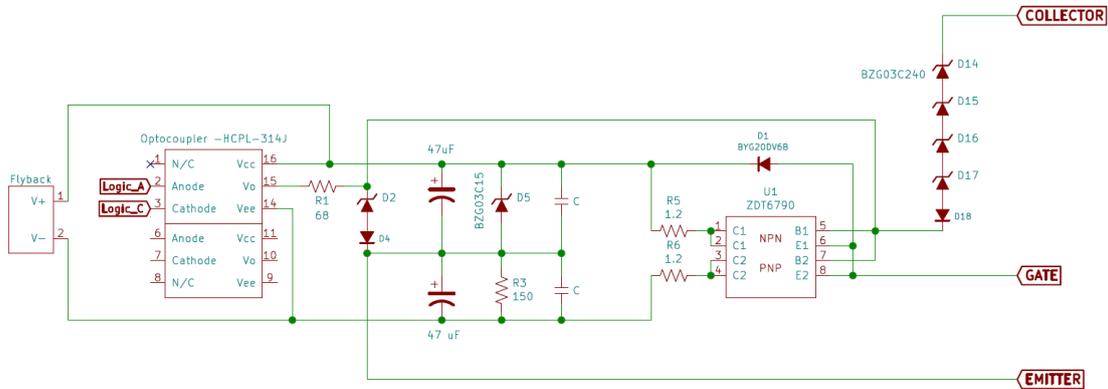


Figura 3.9. Inverter AMK - Scheda driver: schematico

Mediante l'uso di optoisolatori, i segnali provenienti dalla control board passano allo stadio di gate driver. L'alimentazione isolata viene fornita da un convertitore flyback (Figura 3.8 evidenziato in giallo), che alimenta il secondario degli optoisolatori e il partitore capacitivo. Attraverso uno stadio a NPN-PNP si controlla la tensione V_{GE} dell'IGBT.

Le resistenze di gate R5 ad R6, di TURN-ON e TURN OFF, hanno un valore pari a 1.2Ω . Dallo zener D5 si intuisce che la tensione applicata in fase di TURN-ON risulta di 15V. Tali valori sono gli stessi utilizzati nelle prove sul power module riportate nel datasheet.

Il diodo D1 viene utilizzato per proteggere il gate da eventuali sovratensioni generate durante la commutazione. I quattro zener in cascata (D14 a D17) sono utilizzati per evitare che elevate sovratensioni danneggino l'IGBT. Infatti, se in fase di TURN-OFF, la tensione V_{GE} supera i 1000V la commutazione viene rallentata. Il circuito di driver non presenta nessuna protezione di desaturazione e l'individuazione di correnti di guasto viene demandata ai sensori di corrente.

Nelle applicazioni più recenti si preferisce usare gate driver integrati (IC), in quanto l'uso di componenti discreti presenta diverse criticità in termini di affidabilità ed efficienza. Infatti, l'utilizzo di soluzioni custom comporta un maggiore ingombro e quindi un aumento dei parassitismi che rallentano la commutazione o creano risonanze con le capacità di ingresso degli switch.

L'elevato numero di componenti discreti rende difficile l'implementazione di funzioni supplementari come le protezioni di desaturazione, l'active Miller clamp o il monitoring della temperatura.

3.3 AipexPro e comunicazione CAN

AipexPro è il software di interfaccia inverter fornito da AMK e incluso nel pacchetto. Attraverso lo standard EtherCAT (Ethernet Control Automation Technology) è possibile collegare tutti e quattro gli inverter ad un unico PC e con AipexPro settarne i parametri. Il software fornisce un elenco di parametri (oltre 600) che possono essere modificati dall'utente. Il programma non consente l'accesso diretto al codice di controllo motore e permette solo un numero limitato di operazioni. Tra le azioni possibili troviamo: la regolazione dei parametri di controllo motore, la configurazione dei limiti per il derating e la gestione della comunicazione CAN.

Anche se il software è fornito di un tool di diagnostica, i messaggi di errore spesso sono troppo generici e di difficile interpretazione; il debug dell'inverter pertanto non è sempre agevole.

La comunicazione tra il controllo d'alto livello (dSpace) e gli inverter avviene attraverso lo standard CAN 2.0 A, che supporta un formato con un identificativo a 11 bit (base frame format).

Sono possibili due varianti CAN per lo scambio dei dati:

- **Fixed CAN** - in cui i messaggi sono predefiniti da AMK;
- **Free CAN** - i messaggi vengono configurati dall'utente.

L'opzione Fixed CAN è quella utilizzata in vettura dal team. Essa prevede lo scambio di tre pacchetti di dati a cui sono associati tre ID differenti. Due pacchetti vengono utilizzati in ricezione e uno per la trasmissione dei setpoint (Tabella 3.4).

Nome	Direzione	Contenuto	CAN ID
Actual Values1	Inverter → CAN controller	stato del sistema	0x282 + x
Actual Values2	Inverter → CAN controller	variabili misurate	0x284 + x
Setpoint	CAN controller → Inverter	variabili di controllo	0x183 + x

Tabella 3.4. Pacchetti dati scambiati tramite CAN con l'inverter AMK

Attraverso ogni pacchetto è possibile scambiare 8 byte di dati ad un massimo di 1 Mbit/s. Dovendo gestire 4 inverter contemporaneamente AMK fornisce per ogni pacchetto 3 ID base a cui aggiungere, tramite AipexPro, un numero diverso a seconda dell'inverter (es. Inverter-FL x=1).

3.4 Analisi degli aspetti critici dell'inverter AMK

Ai fini dell'applicazione analizzata, l'inverter AMK presenta una serie di aspetti problematici. Il convertitore è di probabile derivazione industriale (ne sono prova i cavi flat a 64 pin e il firmware di controllo motore), riadattato in un secondo momento per la Formula SAE e quindi non pensato in modo specifico per l'uso automotive.

Analizzati hardware e software si elencano le principali criticità riscontrate:

1. **Ingombro e disposizione in vettura** - come già accennato la struttura in cui vengono forniti gli inverter non si presta alle esigenze di ingombro del veicolo. Pertanto, essa viene smontata e le parti funzionali dell'inverter vengono ricollocati in un'altra configurazione. Tale riconfigurazione risulta poco agevole a causa delle interconnessioni tra le varie schede. In Figura 3.10 si riporta il case della vettura 2018, che ospitava due dei quattro inverter.

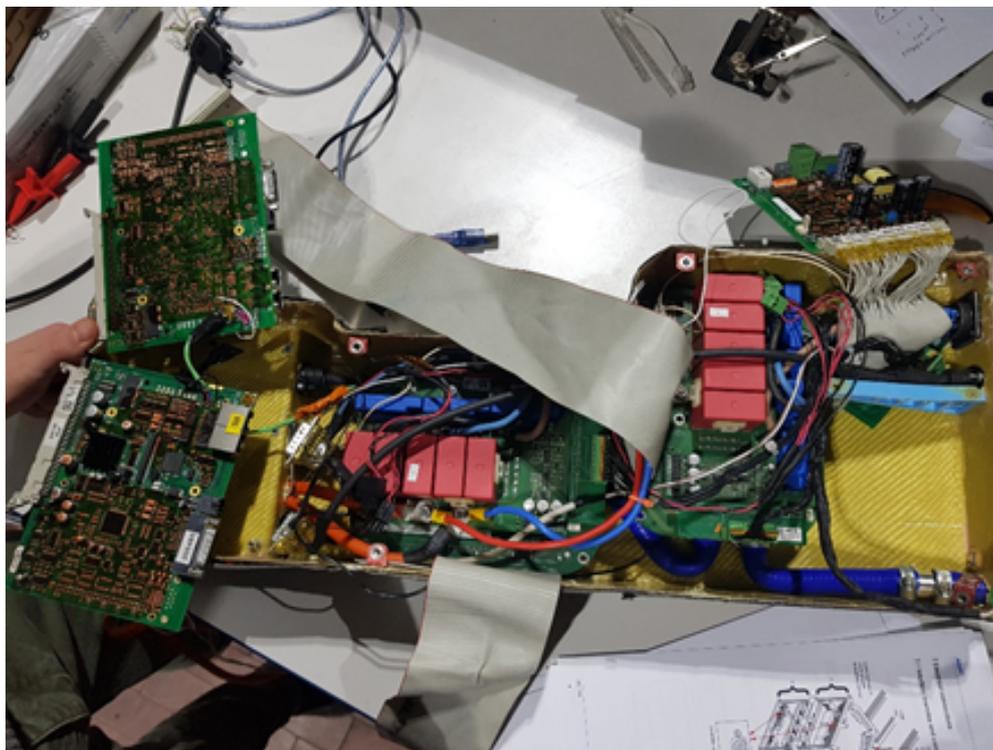


Figura 3.10. Case inverter AMK vettura 2018

Si nota dalla figura come l'elevato numero di connessioni fa sì che cavi di segnali e terminazioni di potenza si trovino a stretto contatto. Inoltre, in caso di guasto, la sostituzione in gara di una dei due moduli risulta molto complessa se non impossibile nella pratica.

2. **Software di interfaccia** - il software di interfaccia permette di agire su un limitato numero di parametri. Il tool di diagnostica risulta spesso insufficiente e poco intuitivo.
3. **Firmware di controllo non accessibile** - il fatto che il firmware di controllo non sia accessibile rende poco flessibile l'inverter che deve necessariamente dialogare con i componenti forniti nel kit. Se si volesse utilizzare un tipo di motore o un encoder diversi da quelli forniti, l'installazione risulterebbe complicata. Inoltre, il dialogo con il controllo di alto livello risulta essere limitato in termini di informazioni che possono essere scambiate. Nel Capitolo 5 si discute nel dettaglio di aspetti legati all'algoritmo di controllo motore.
4. **Schematico dell'inverter non disponibile** - la possibilità di conoscere lo schematico permetterebbe tuttavia di eseguire una riparazione di eventuali guasti molto più rapida. Tuttavia, essendo un inverter commerciale tali informazioni sono di proprietà del costruttore.

Le varie problematiche riducono l'affidabilità del sistema; non è raro che guasti al powertrain fermino il veicolo durante le gare o ne compromettano le prestazioni. Nel capitolo successivo verrà descritta e analizzata una valida alternativa agli inverter AMK.

Capitolo 4

SiC Inverter

4.1 Descrizione del nuovo inverter SiC

Per superare i punti deboli dall'inverter AMK, è stato sviluppato, dai ricercatori del dipartimento di energia (DENERG) e del Centro Interdipartimentale di Elettronica di Potenza (PEIC) [15] del Politecnico di Torino, un nuovo inverter presentato in [3]. Il prototipo zero, mostrato in Figura 4.1, utilizza la più recente tecnologia di MOSFET al carburo di silicio (SiC) e un sistema di misura della tensione V_{on} utilizzato per la stima on-line della temperatura di giunzione.



Figura 4.1. SiC MOSFET 3-Ph VSI [3]

L'inverter è stato pensato per l'applicazione specifica del veicolo da competizione per la formula SAE.

Si riportano le principali caratteristiche del convertitore:

- l'uso dei MOSFET SiC ed il layout meccanico compatto portano ad una elevata densità di potenza (66 kW/l);
- il controllo attivo della temperatura di giunzione contribuisce ulteriormente alla elevata densità di potenza, garantendo allo stesso tempo l'affidabilità del convertitore anche in condizioni di sovraccarico;
- l'algoritmo di controllo, implementato su FPGA e microcontrollore a bordo, è noto ed ottimizzato per l'applicazione (Capitolo 5).

In Figura 4.2 si riportano le dimensioni del convertitore.

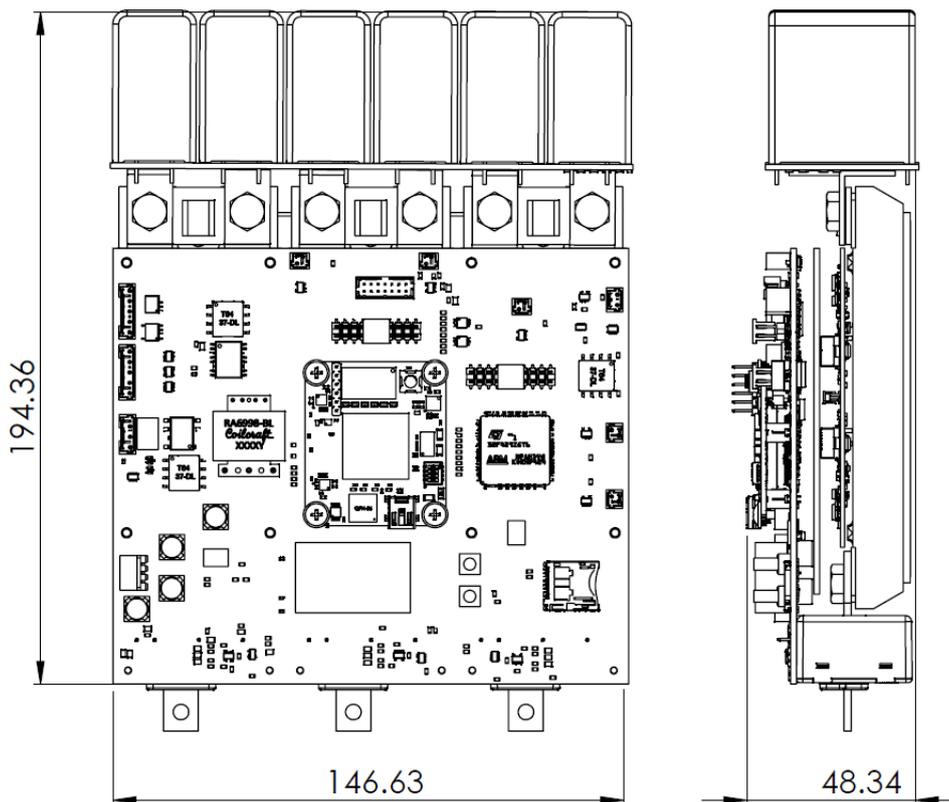


Figura 4.2. Dimensioni (in mm) SiC Inverter

4.2 SiC MOSFET vs. Si IGBT

Il nucleo del convertitore è costituito dai semiconduttori di potenza attraverso i quali è possibile una conversione dell'energia non dissipativa. Per conversione non dissipativa si intende che le perdite dovute alla conversione sono ordini di grandezza inferiori alla potenza erogata.

La soluzione classica, per quelle applicazioni in cui si richiedono alte correnti (100 - 300 A) e tensioni di breakdown elevate (dai 600 V in su), è rappresentata dalla tecnologia di IGBT al Silicio, che presenta bassa resistenza di conduzione, elevate tensioni di breakdown in dimensioni contenute. Tuttavia, la natura bipolare dei portatori di carica, presenti in tali dispositivi, non consente elevate dinamiche di TURN-OFF (fenomeni di tail current) il che conduce a contenere le frequenze di switching ($f_{sw} \leq 10 \text{ kHz}$). Tutte le applicazioni che richiedono invece elevate frequenze di switching utilizzano i MOSFET dove l'assenza di portatori di carica minoritari permette delle transizioni di corrente e tensione più rapide, riducendo le perdite in commutazione. I MOSFET al silicio disponibili sul mercato, presentano tuttavia alta resistenza di on e quindi il loro utilizzo è limitato ad applicazioni a basse correnti.

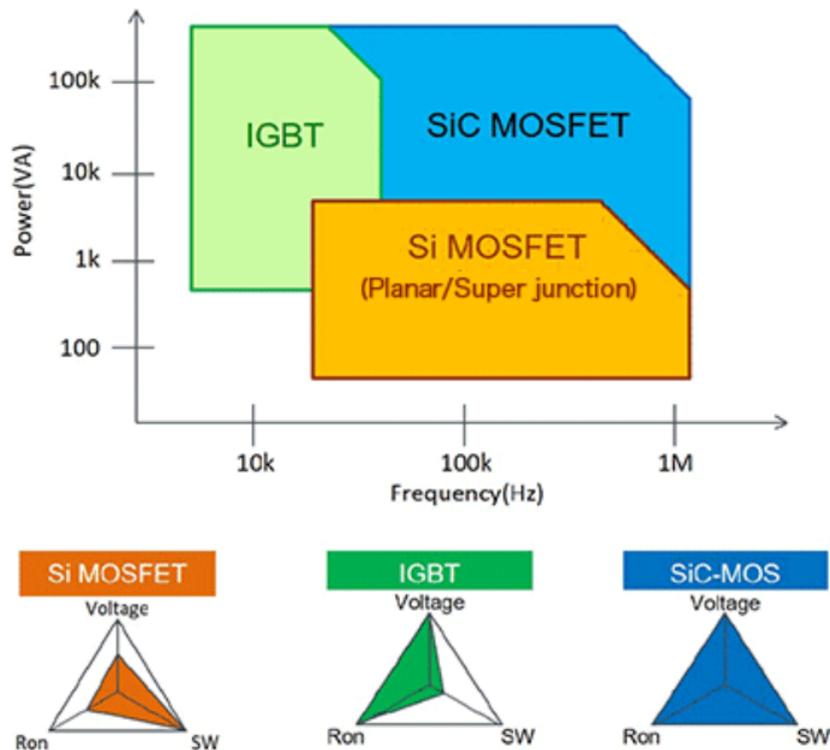


Figura 4.3. Aree di applicazione dei diversi dispositivi [16]

Negli ultimi decenni, lo sviluppo di dispositivi al carburo di silicio (SiC) ha apportato notevoli miglioramenti in termini di affidabilità ed efficienza dei convertitori di potenza. Infatti, i SiC MOSFET conciliano alte tensioni di breakdown, basse resistenze di on, alte frequenze di switching e temperature di lavoro più elevate [6]. Il grafico in Figura 4.3 illustra le regioni di potenza e frequenza che possono essere gestite dai diversi dispositivi.

I vantaggi relativi all'uso di SiC-MOSFET, al posto di Si-IGBT in applicazioni motor drive, sono ampiamente argomentati in letteratura [20, 19]. Infatti, a parità di frequenza di switching, la tecnologia di SiC-MOSFET permette una drastica riduzione delle perdite per commutazione. Tale riduzione è da imputare alla possibilità di eseguire le commutazioni in tempi molto più brevi rispetto ai dispositivi IGBT. Inoltre, la combinazione di basse perdite e un'alta temperatura di lavoro permette una riduzione degli ingombri e dei pesi delle coldplate di raffreddamento [20].

Tornando all'applicazione in esame, come già detto nel Capitolo 3, la frequenza di switching degli inverter AMK è di 8 kHz appena sufficienti a garantire adeguate prestazioni del controllo alla frequenza di fondamentale del motore più elevata (1667 Hz). Utilizzando il nuovo inverter si potrebbe pensare di aumentare la frequenza di switching a 20 kHz. Tale frequenza oltre che migliorare le prestazioni del controllo, ridurrebbe sia il contenuto armonico delle correnti di fase del motore, che il ripple di tensione sul DC-Link (supponendo di mantenere lo stesso valore di capacità installata).

Se da un lato, la possibilità offerta dai SiC-MOSFET di commutare con tempi ridotti minimizza le perdite per commutazione, dall'altro le elevate derivate di tensione causano problemi di compatibilità elettromagnetica (EMC). Per evitare che l'elettronica ausiliaria venga coinvolta da problemi di questo tipo è necessario adottare delle contromisure (es. utilizzo di cavi schermati, case dell'inverter schermato, aumento dell'immunità dei sistemi ausiliari).

4.3 Descrizione del convertitore

Per avere una panoramica più ampia del nuovo convertitore e poterlo confrontare con quello prodotto da AMK, si descrivono i componenti che compongono l'hardware del nuovo SiC inverter. Una descrizione dettagliata dei criteri di dimensionamento è riportata in [3].

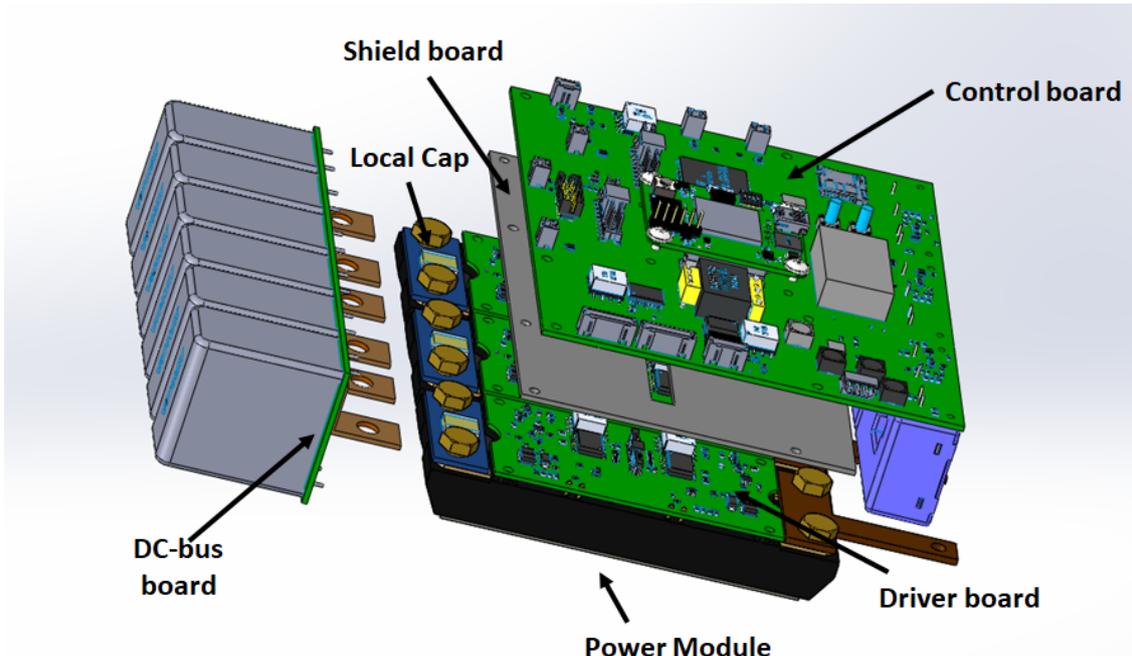


Figura 4.4. SiC Inverter - Vista esplosa dell'inverter [3]

In Figura 4.4 è possibile distinguere le parti principali che costituiscono il convertitore:

- modulo di potenza;
- scheda driver;
- condensatori locali;
- condensatori di DC-Link;
- scheda di controllo;
- scheda di schermo per EMC;

4.3.1 Modulo di potenza

Il modulo di potenza impiegato è prodotto da Rohm, modello **BSM180D12P3C007** in configurazione half bridge (Figura 4.5). Si riportano le caratteristiche principali in Tabella 4.1.

V_{DS}	1200	V
I_D ($T_c = 60^\circ\text{C}$)	180	A
$I_{D,pulse}$ ($T_c = 60^\circ\text{C}, t_p = 1\text{ ms}$)	360	A
$T_{j,op}$	150	$^\circ\text{C}$
$T_{j,max}$	175	$^\circ\text{C}$
$R_{DS,on}$ ($T_j = 150^\circ\text{C}, I_D = 180\text{ A}$)	17	$\text{m}\Omega$
Ingombro	45 x 122 x 17	mm

Tabella 4.1. SiC MOSFET Power Module, Rohm BSM180D12P3C007

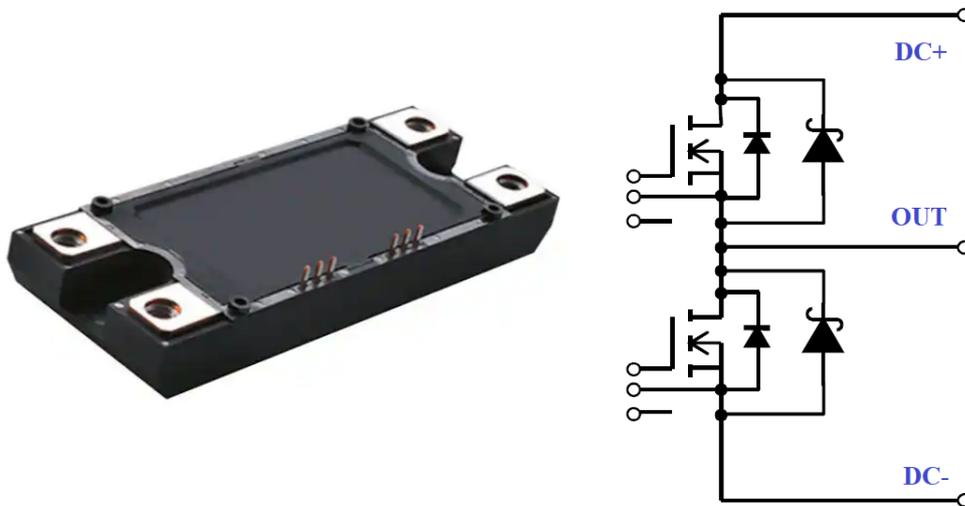


Figura 4.5. Modulo di potenza SiC, Rohm BSM180D12P3C007

La corrente continuativa I_D che il modulo può condurre è di 180 A mentre la corrente nominale del motore da controllare è di circa 60 A_{pk}. L'ampia marginatura è giustificata dal fatto che nel funzionamento in deflussaggio del motore, una quota consistente del modulo di corrente disponibile viene utilizzata per ridurre il flusso statorico. Per maggiore chiarezza si rimanda al Capitolo 2 dove si descrive nel dettaglio il motore AMK.

4.3.2 Scheda Driver

L'utilizzo di dispositivi al carburo di silicio richiede un'attenta analisi dei circuiti di driver poiché essi ricoprono un ruolo chiave in termini di affidabilità, sicurezza ed efficienza del convertitore. Sul mercato è presente un ampio numero di gate driver integrati (IC) appositamente progettati per i SiC power MOSFET, che forniscono ottime prestazioni e integrano funzioni particolari come il monitoring della temperatura o le protezioni di desaturazione.

Il convertitore in esame utilizza i driver isolati **ADuM4135** prodotti da Analog Devices. Tale dispositivo garantisce l'isolamento galvanico con un CMTI (Common Mode Transient Immunity) di $100 \text{ kV}/\mu\text{s}$. Inoltre è possibile applicare al gate tensioni positive e negative con una corrente massima di 4 A. Il comando d'apertura viene eseguito con una tensione V_{GS} di 15 V mentre il comando di chiusura è pilotato con una tensione negativa di -2 V .

Il dispositivo integra le protezioni di desaturazione con apertura soft in caso di fault. Tale protezione agisce nel caso in cui il driver rileva una caduta di tensione anomala sullo switch durante la conduzione; l'uscita dalla regione di saturazione è infatti indice di sovracorrenti di guasto. Trattandosi di elevati valori di corrente una apertura brusca potrebbe generare elevate sovratensioni ed è per questo che nel caso in cui si rileva una sovracorrente, l'apertura viene fatta con derivate di corrente meno spinte rispetto al normale funzionamento.

La scheda driver (Figura 4.6) ospita anche il sistema di misura delle tensioni V_{on} per la stime della temperatura di giunzione. L'alimentazione isolata viene fornita attraverso un trasformatore di isolamento ad alta frequenza (T6437-DL).

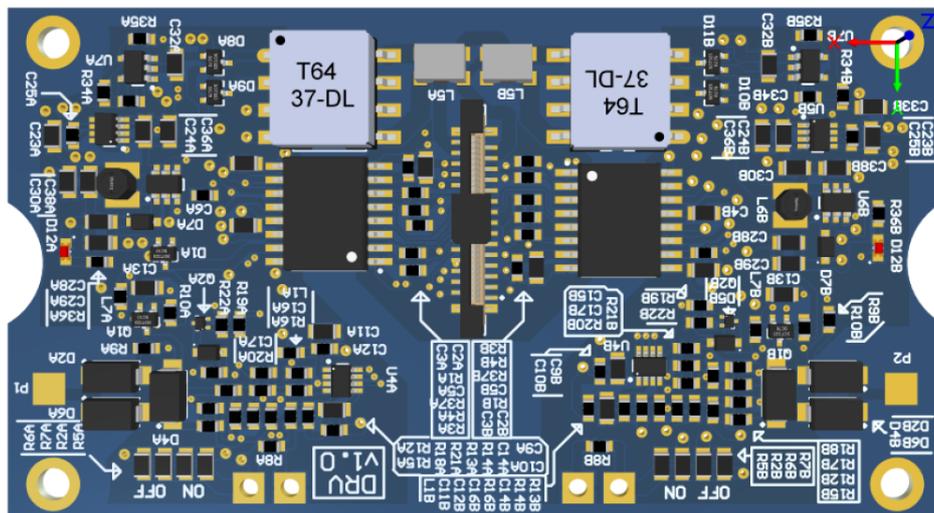


Figura 4.6. SiC Inverter - Scheda Driver [3]

4.3.3 Condensatori

Il DC-link è costituito da sei condensatori a film in polipropilene, modello **MKP1848C62090JP4** prodotti da Vishay. Ogni condensatore ha una capacità di $20\ \mu\text{F}$ per un totale di $120\ \mu\text{F}$. Si riportano i dati principali in Tabella 4.2. Sono inoltre presenti dei condensatori ceramici locali da $120\ \text{nF}$, modello **3640AC224KAT3A**.

C_{rated}	20	μF
Tolleranza	5	%
V_{rated}	900	V
I_{rms}	14	A
I_{peak}	700	A
ESR	5	$\text{m}\Omega$
dv/dt	35	$\text{V}/\mu\text{s}$
f_{res}	≈ 300	kHz
Dielettrico	Polypropylene	
Ingombro	24 x 44 x 42	mm
Peso	47	g

Tabella 4.2. Condensatori di DC-Link $20\ \mu\text{F}$, Vishay MKP1848C62090JP4

Il dimensionamento dei condensatori di DC-link è stato eseguito in [3] considerando tre vincoli:

- corrente efficace assorbita dai condensatori;
- valore picco-picco del ripple di tensione sul DC-link;
- frequenza di risonanza;

La corrente efficace stimata è di $83\ \text{A}_{\text{rms}}$, mentre il valore picco-picco del ripple vale $18.75\ \text{V}$ (4% rispetto alla tensione nominale di batteria).

Al fine di ottimizzare il peso e l'ingombro del DC-link si valuta l'ipotesi di installare un parallelo di sette condensatori da $10\ \mu\text{F}$ per una capacità totale di da $70\ \mu\text{F}$. I condensatori in questione sono prodotti da Vishay, modello **MKP1848C61090JP** di cui si riportano i dati in Tabella 4.3. Il DC-link così composto presenta un valore di corrente efficace assorbita di $63\ \text{A}_{\text{rms}}$ e un ripple di tensione picco-picco calcolato attraverso la relazione 4.1 descritta in [18]; la frequenza di switching è posta pari a $20\ \text{kHz}$ e il valore massimo di corrente vale $150\ \text{A}_{\text{pk}}$.

$$\Delta V_{pp} \approx \frac{I_o}{4f_{sw} C} = \frac{150}{4 \cdot 20000 \cdot 70 \cdot 10^{-6}} = 26.78\ \text{V} \quad (4.1)$$

C_{rated}	10	μF
Tolleranza	5	%
V_{rated}	900	V
I_{rms}	9	A
I_{peak}	350	A
ESR	11	$\text{m}\Omega$
dv/dt	35	$\text{V}/\mu\text{s}$
f_{res}	≈ 350	kHz
Dielettrico	Polypropylene	
Ingombro	18.5 x 35.5 x 43	mm
Peso	32	g

Tabella 4.3. Condensatori di DC-Link 10 μF , Vishay MKP1848C61090JP4

Il valore di ripple picco-picco ottenuto è di 26.78 V, che corrisponde a circa il 5% della tensione nominale di batteria. Per quanto riguarda la corrente efficace, il valore ottenuto di 63 A_{rms} risulta più basso rispetto al valore calcolato di 83 A_{rms} tuttavia bisogna considerare che il dimensionamento fatto in [3] considera un worst case con una corrente condotta di 180 A_{pk} mentre, ai fini dell'applicazione, è ragionevole considerare 150 A_{pk} . Dai risultati ottenuti si può concludere che il banco di condensatori da 70 μF risulta una soluzione valida.

4.3.4 Scheda di controllo

La scheda di controllo è montata sulla parte alta del convertitore. Interposto tra la scheda di controllo e le schede driver vi è uno schermo per ridurre i disturbi provocati dalle commutazioni. L'unità di centrale è costituita da un'architettura ibrida microcontrollore-FPGA.

Il microcontrollore (MCU) in questione è il modello **STM32H743XI** prodotto da STMicroelectronics, che utilizza un processore CortexM7 con una frequenza massima di clock di 400 MHz e ospita la routine di controllo motore.

L'FPGA, connesso alla MCU tramite 4 linee SPI full duplex, gestisce la modulazione PWM, le misure (encoder AMK) e le protezioni hardware. L'FPGA utilizzato è prodotto da Trenz Electronic, modello **TE0630-01IBF**. Nella control board sono installati tutti i circuiti di acquisizione, condizionamento segnale e comunicazione. Una descrizione dettagliata è riportata in [3]. La Figura 4.7 mostra la scheda di controllo, dove è possibile distinguere gli elementi principali.

Rispetto all'inverter AMK, la control board del SiC inverter presenta un alto grado di flessibilità sia in termini hardware (possibilità di acquisire molti più segnali), che software (software di controllo accessibile).

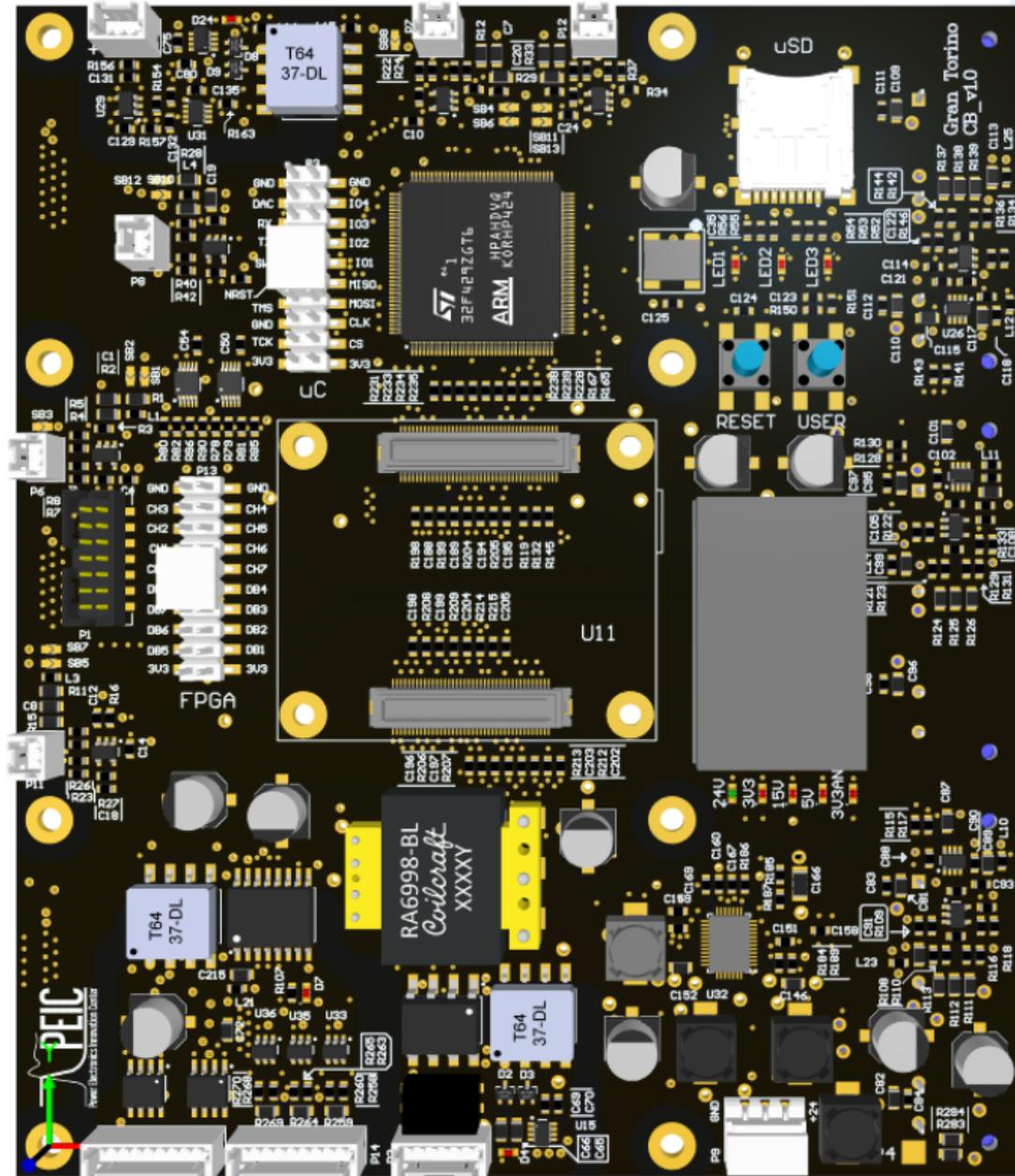


Figura 4.7. SiC Inverter - Scheda di Controllo [3]

4.4 Confronto SiC inverter - AMK inverter in termini di ingombro e peso

4.4.1 Ingombro

La disposizione in vettura degli inverter costituisce un punto critico. Si è già discusso nel Capitolo 3 di come l'inverter AMK, essendo costituito da diverse schede distaccate, sia di difficile collocazione dentro il case. La Figura 4.8 mostra un render della disposizione degli inverter AMK nel prototipo 2019, riportandone le dimensioni.

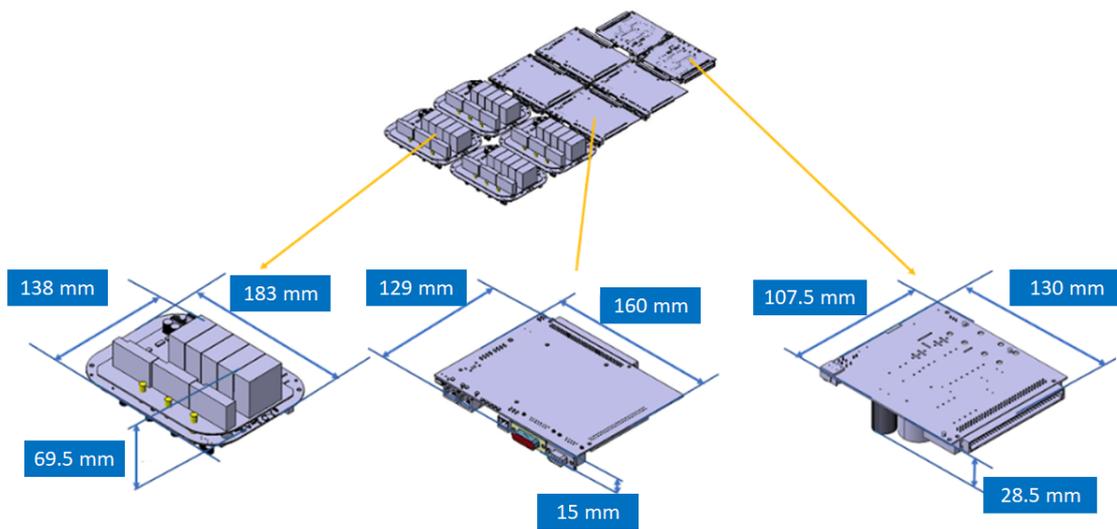


Figura 4.8. AMK Inverter - Assieme

La collocazione sulla parte bassa del veicolo (sotto la seduta del pilota) consente di ridurre il percorso dei cavi di potenza e del circuito di raffreddamento. Tale disposizione prevede l'utilizzo di 4 coldplate.

L'utilizzo dei nuovi SiC inverter potrebbe potenzialmente risolvere il problema poiché, essendo l'inverter costituito da un unico blocco, si può pensare di collocare i convertitori in una configurazione tale da rendere accessibile ogni singolo componente del convertitore, evitando problemi di interferenza e ottimizzando il sistema di raffreddamento. Una possibile configurazione è mostrata in Figura 4.9. Questa disposizione prevede gli inverter uno sopra l'altro con la parte da raffreddare rivolta verso il centro dove è collocata la coldplate. I terminali di potenza sono disposti verso la parte anteriore e posteriore del veicolo in modo da agevolare la connessione con i motori. Con la configurazione proposta il numero delle coldplate scenderebbe da quattro a due apportando un notevole miglioramento del percorso del fluido di

raffreddamento.

La Figura 4.10 mostra entrambi gli inverter con le relative quote. Si nota come la soluzione che utilizza i SiC inverter sia molto più compatta e funzionale rispetto all'attuale disposizione in vettura degli inverter AMK.

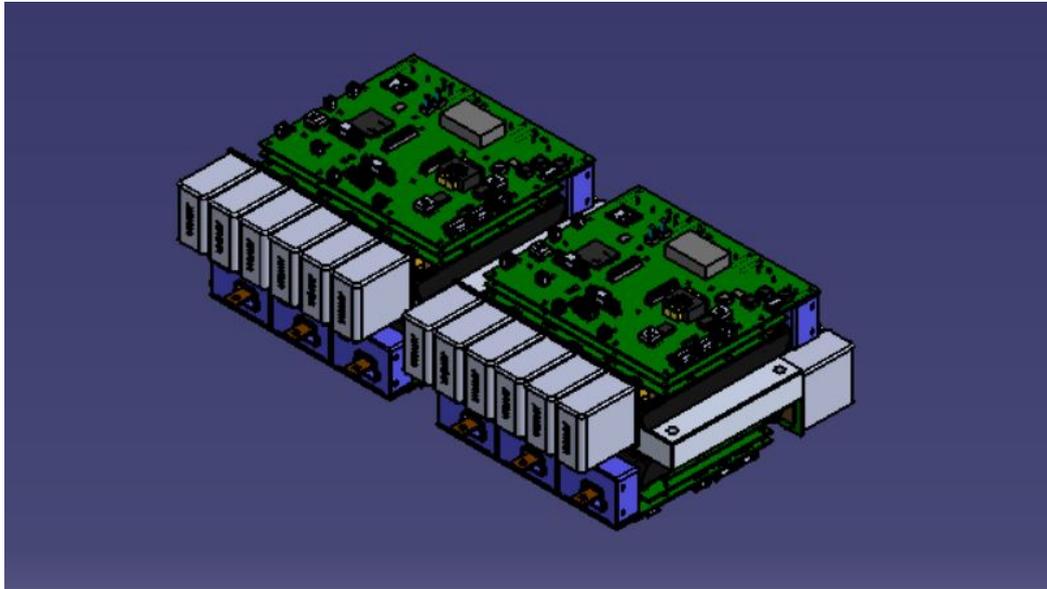


Figura 4.9. SiC inverter - Assieme

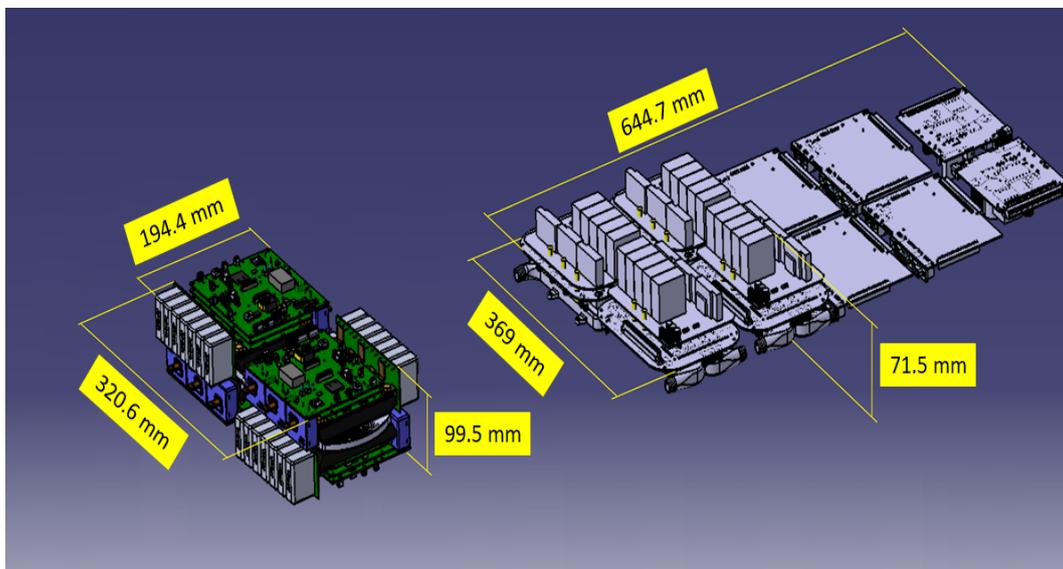


Figura 4.10. Confronto tra gli ingombri dei due convertitori

4.4.2 Peso

Di importanza fondamentale in un veicolo da competizione è il peso. Infatti si cerca di ottimizzare quanto più possibile questo parametro in ogni singolo componente del veicolo.

Si passa quindi al confronto dei due convertitori in termini di massa.

La Tabella 4.4 riporta il peso dei vari componenti e il totale per l'inverter AMK.

Elementi inverter AMK	Massa(g)	n° elementi per 4 inverter	Massa(kg) per 4 inverter
Stadio di Potenza	995	4	3.98
Scheda di controllo	136	4	0.544
Scheda connessione	33	2	0.066
Scheda alimentazione	139	2	0.278
		TOTALE	4.87

Tabella 4.4. Massa inverter AMK

La Tabella 4.5 riporta il peso dei vari elementi che compongono il SiC inverter.

Elementi SiC inverter	Massa(g)	n° elementi per 4 inverter	Massa(kg) per 4 inverter
Power module	270	12	3.24
Condensatore (10 μ F)	32	28	0.896
Scheda di controllo	250	4	1
Schede driver e connessioni	165	4	0.66
		TOTALE	5.77

Tabella 4.5. Massa SiC inverter

Possiamo notare come, sul totale, i quattro SiC inverter aggiungono circa 1 kg in più al veicolo. Il peso aggiunto è da imputare al power module ai SiC MOSFET (270 g ognuno). In realtà il sistema di cooling può essere ottimizzato notevolmente, recuperando i kg aggiunti dall'installazione dei nuovi convertitori.

4.5 Calcolo delle perdite e confronto tra SiC e AMK inverter

Un ulteriore termine di confronto tra i due inverter è rappresentato dalle perdite. Nei convertitori, sia i power switch (IGBT, MOSFET) che i diodi di ricircolo operano come interruttori e assumono ciclicamente punti di lavoro stabili (conduzione e interdizione) e transistori (in fase di commutazione). In tutti i punti di lavoro i dispositivi dissipano energia sotto forma di calore, riscaldando il componente stesso. È necessario adottare un adeguato sistema di raffreddamento che garantisca il mantenimento della temperatura di giunzione al di sotto dei limiti massimi specificati nel datasheet.

Ai fini dell'applicazione considerata, possiamo pensare alle perdite totali, di un singolo dispositivo, come somma di due componenti principali :

$$P_{tot} = P_{cond} + P_{sw} \quad (4.2)$$

Il primo termine (P_{cond}) indica la potenza dissipata in fase di conduzione mentre il secondo (P_{sw}) la potenza dissipata in fase di commutazione (Turn-on e Turn off). Per chiarezza espositiva si cerca di identificare, sia per il transistor che per il diodo, le grandezze che influiscono sulle due componenti di perdita.

Per i transistor (pedice T) le perdite per conduzione $P_{cond,T}$ dipendono da:

- corrente di carico e quindi dalla caratteristica di conduzione (Es. IGBT $V_{CE} = f(I_C, V_{GE})$);
- temperatura di giunzione (T_j);
- duty cycle.

Per un dato valore di R_g (resistenza di gate) e V_{ge} (tensione di pilotaggio) le perdite per commutazione del transistor $P_{sw,T}$ dipendono da:

- corrente commutata;
- tensione di DC-link;
- temperatura di giunzione (T_j);
- frequenza di switching.

$$P_{tot,T} = P_{cond,T} + P_{turn-on} + P_{turn-off} \quad (4.3)$$

Per i diodi (pedice D) le perdite per conduzione $P_{cond,D}$ dipendono da:

- corrente condotta (caratteristica di uscita $V_F = f(I_F)$);
- temperatura di giunzione (T_j);
- duty cycle.

Le perdite per commutazione del diodo $P_{sw,D}$ sono legati a fenomeni di reverse recovery (turn-off) e dipendono da:

- corrente commutata;
- tensione di DC-link;
- temperatura di giunzione (T_j);
- frequenza di switching.

$$P_{tot,D} = P_{cond,D} + P_{rr} \quad (4.4)$$

Le considerazioni fatte sono valide sia che si utilizzino IGBT sia MOSFET, tenendo presente due differenze sostanziali:

1. i MOSFET non presentano tensione di soglia nella loro caratteristica di conduzione;
2. il MOSFET è un componente bidirezionale e in quanto tale può condurre in entrambe le direzioni. Il "body diode" può essere usato, a seconda dell'applicazione, come diodo di ricircolo principale.

In questa trattazione il confronto di perdite viene svolto su due cicli guida, i cui dati sono derivati dalle gare effettuate nella stagione 2019. I dati disponibili dalla telemetria sono:

- coppia richiesta ai quattro motori;
- velocità di rotazione dei motori;
- tensione e corrente in uscita al pacco batteria.

Tali variabili non sono sufficienti al calcolo delle perdite. Per ovviare al problema sono stati utilizzati i risultati ottenuti dall'elaborazione dei dati motore di cui si è discusso nel Capitolo 2. A partire dalle curve di MTPA, MTPV ed MTPS sono state create delle mappe di tutte le grandezze elettriche di interesse per tutti i punti del piano Coppia-velocità ($T - \omega$). Interpolando sulle mappe motore i punti di lavoro del ciclo guida sono stati ricavati: l'ampiezza delle correnti di fase in uscita agli inverter \hat{I}_{out} , l'angolo φ di sfasamento tra tensione e corrente e l'ampiezza della tensione di fase \hat{V}_{out} per tutti e quattro i motori, sui cicli guida considerati.

4.5.1 Perdite Inverter AMK

Modello Analitico

Un primo approccio per la stima delle perdite del convertitore AMK consiste nell'adottare il modello analitico esposto in [5].

Data la struttura simmetrica del VSI è sufficiente calcolare le perdite in un solo IGBT e in un solo diodo. La potenza totale sarà ottenuta moltiplicando le perdite individuali per il numero di dispositivi presenti su modulo:

$$P_{tot,INV} = 6(P_{tot,T} + P_{tot,D}) \quad (4.5)$$

Si utilizzano le seguenti ipotesi semplificative:

- tempi di switching trascurabili rispetto ai tempi di conduzione;
- temperatura di giunzione costante;
- modulazione in regione lineare;
- ripple di commutazione sulla corrente di fase trascurabile;
- $f_{sw} \gg f_{out}$.

Le perdite per conduzione e commutazione dell'IGBT sono calcolabili attraverso le relazioni 4.6 e 4.7.

$$P_{cond,T} = \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{\widehat{m} \cdot \cos(\varphi)}{8} \right) \cdot V_{CE0}(T_j) \cdot \widehat{I}_{out} + \left(\frac{1}{8} + \frac{\widehat{m} \cdot \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \cdot r_{CE}(T_j) \cdot \widehat{I}_{out}^2 \quad (4.6)$$

$$P_{sw,T} = f_{sw} \cdot E_{on+off} \cdot \frac{\widehat{I}_{out}}{\pi \cdot I_{ref}} \cdot \left(\frac{V_{DC}}{V_{ref}} \right)^{k_{vt}} \cdot (1 + k_{temp}(T_j - T_{ref})) \quad (4.7)$$

dove:

\widehat{I}_{out} :	ampiezza della corrente di uscita;
$V_{CE0}(T_j)$:	tensione di soglia della caratteristica di conduzione;
$r_{CE}(T_j)$:	resistenza di conduzione;
\widehat{m} :	ampiezza indice di modulazione $\widehat{m} = 2 \cdot \widehat{V}_{out}/V_{DC}$;
$I_{ref}, V_{ref}, T_{j,ref}$:	riferimenti per le misure di perdita presi da datasheet;
k_{vt} :	esponente per la dipendenza delle perdite dalla tensione;
k_{temp} :	coefficiente di temperatura ~ 0.003 1/K;
E_{on+off} :	energia persa in turn-on e turn-off dal transistor;
f_{sw} :	frequenza di switching;
V_{DC} :	tensione di DC-Link;

Le perdite per conduzione e switching nel diodo sono calcolate attraverso le relazioni 4.8 e 4.9.

$$P_{cond,D} = \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{\widehat{m} \cdot \cos(\varphi)}{8} \right) \cdot V_{F0}(T_j) \cdot \widehat{I}_{out} + \left(\frac{1}{8} - \frac{\widehat{m} \cdot \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \cdot r_F(T_j) \cdot \widehat{I}_{out}^2 \quad (4.8)$$

$$P_{sw,T} = f_{sw} \cdot E_{rr} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{\widehat{I}_{out}}{I_{ref}} \right)^{k_i} \cdot \left(\frac{V_{DC}}{V_{ref}} \right)^{k_{vd}} \cdot (1 + k_{temp}(T_j - T_{ref})) \quad (4.9)$$

dove

- $V_{F0}(T_j)$: tensione di soglia della caratteristica di conduzione;
- $r_F(T_j)$: resistenza di conduzione;
- k_i : esponente per la dipendenza delle perdite dalla corrente;
- k_{vd} : esponente per la dipendenza delle perdite dalla tensione;
- k_{temp} : coefficiente di temperatura ~ 0.006 1/K;
- E_{rr} : energia persa in reverse recovery;

Si riportano in Tabella i valori presi da datasheet del power module Infineon FS200R12PT4 per il calcolo delle perdite.

V_{CE0}	0.875	V
r_{CE}	6	m Ω
V_{F0}	0.9	V
r_F	3.7	m Ω
I_{ref}	200	A
V_{ref}	600	V
$T_{ref} = T_j$	125	$^{\circ}$ C
k_{vt}	1.3	-
k_{vd}	0.6	-
k_i	0.6	-
E_{on}	18.5	mJ
E_{off}	16.5	mJ
E_{rr}	14.5	mJ

Tabella 4.6. Dati per il calcolo delle perdite del modulo di potenza FS200R12PT4

Modello Plecs

Un secondo approccio per stimare le perdite consiste nel creare una mappa di perdita del convertitore attraverso l'uso del software di simulazione Plecs. La Figura 4.11 mostra il circuito utilizzato per mappare le perdite di una singola gamba di inverter.

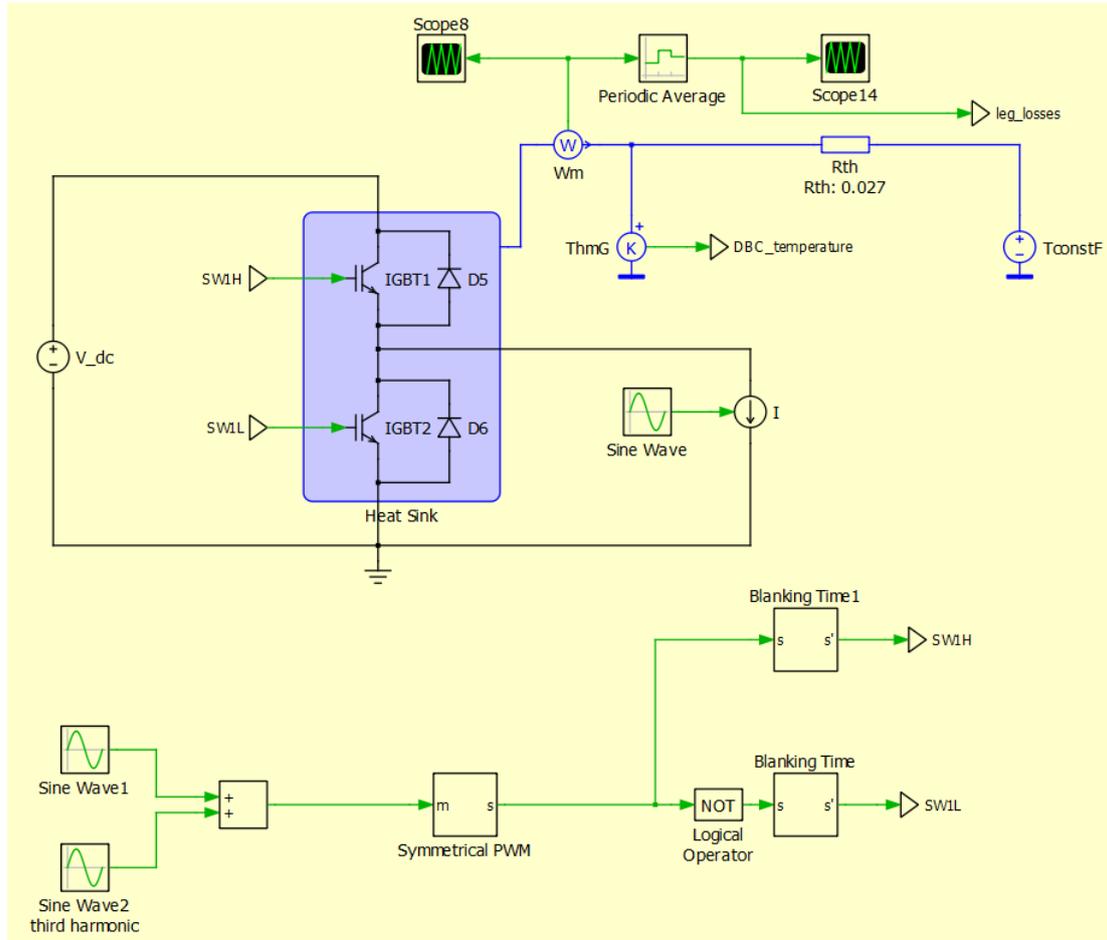


Figura 4.11. Modello Plecs per la stima delle perdite del modulo ad IGBT

Plecs dispone di un tool che permette di creare un modello termico dei singoli componenti, inserendo dati e grafici presenti nel datasheet. Si riporta in Figura 4.12 un esempio di come è stata inserita, tramite grafico, la caratteristica di conduzione dell'IGBT a diverse temperature. Il programma crea delle LUT (Lookup Table) che poi utilizza in simulazione. Insieme alla caratteristica di conduzione è possibile inserire le perdite di switching e l'impedenza termica tra la giunzione e il case.

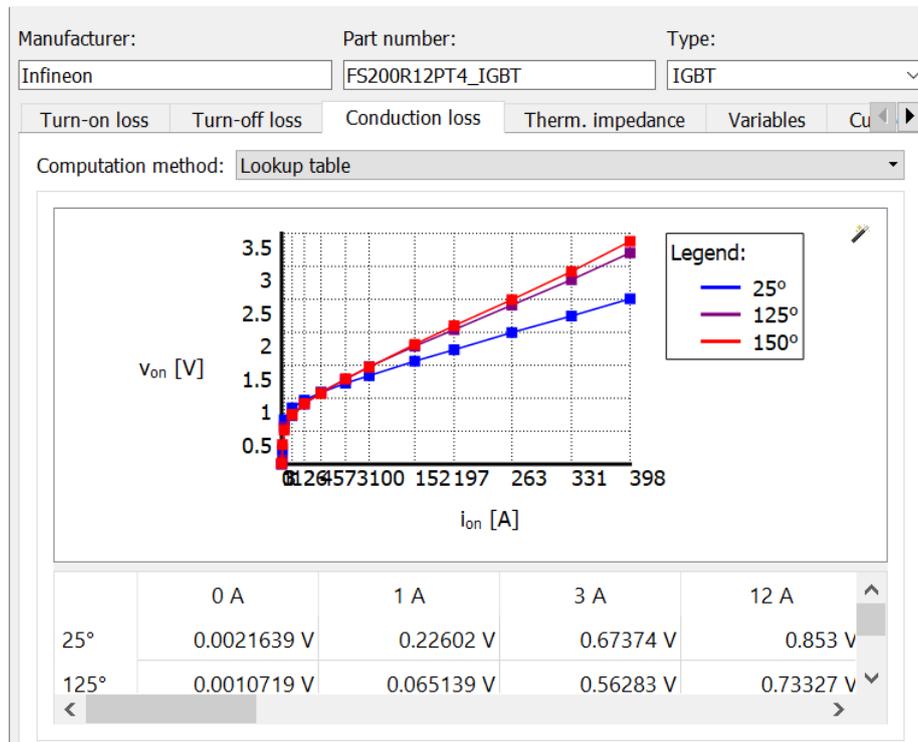


Figura 4.12. Caratteristica di conduzione IGBT caricata in PLECS

La resistenza termica tra la base metallica del modulo di potenza e il dissipatore è stata ricavata dal datasheet. Il valore fornito di 0.009 K/W si riferisce a tutto il modulo di potenza; tale valore è stato riscalato e portato a 0.027 K/W per tenere conto che si sta considerando una singola gamba di inverter. Non avendo a disposizione un modello termico accurato della coldplate, e del circuito di raffreddamento in generale, si considera il dissipatore a temperatura costante con un valore pari a 60 °C.

La tensione di DC-link considerata è di 500 V_{DC} pari alla nominale di batteria mentre la frequenza di switching è quella dichiarata da AMK con un valore pari a 8 kHz.

Caricati i modelli di perdita e impostati i valori di tensione di DC-link e frequenza di switching si simulano le condizioni di carico imponendo:

- ampiezza dell'indice di modulazione;
- ampiezza della corrente di uscita;
- sfasamento tra tensione e corrente.

Raggiunto il regime termico si estrae il valore di potenza corrispondente. Il modello viene lanciato in maniera iterativa attraverso uno script in cui si fanno variare i

punti di lavoro. La Figura 4.13 mostra lo script utilizzato in cui si vede come le variabili di carico siano annidate all'interno di cicli *for* in modo da simulare tutti i punti di funzionamento nel range di interesse.

```

1 plecs('clc')
2 mdl = plecs('get', '', 'CurrentCircuit')
3
4 m_vector=[0:0.275:1.1]; % 5
5 phase_vector=[0:30:180]; % 7
6 current_vector=[0:20:220]; % 12
7 loadStructure.freq=50;
8
9 varStructure = struct('ModelVars', loadStructure);
10
11 total_counter=0;
12 varStructure.ModelVars.freq =50;
13
14 for phase_index= 1:length(phase_vector)
15 varStructure.ModelVars.phase=phase_vector(phase_index);
16 for m_index= 1:length(m_vector)
17 varStructure.ModelVars.m=m_vector(m_index);
18 for current_index = 1:length(current_vector)
19 varStructure.ModelVars.current=current_vector(current_index);
20 varStructure.ModelVars.fileout=mat2str(total_counter);
21 plecs('simulate', varStructure);
22 total_counter=total_counter+1
23 end
24 end
25 end
26

```

Figura 4.13. Script per iterazione Plecs

Attraverso lo script sono simulati 420 punti di funzionamento con cui si ricava una mappa di perdita del convertitore. Il processo di elaborazione dati e creazione della mappa di perdita viene eseguito utilizzando Matlab.

Si riportano in Figura 4.14 i grafici di perdita ottenuti sul ciclo guida di Endurance per l'inverter connesso al motore RR (Rear-Right); calcolate sia con il modello analitico che con il modello Plecs. Si nota come i valori di perdita ottenuti con il modello analitico siano più elevati rispetto a quelli ottenuti tramite simulazione. Come mostrato dalla Figura 4.14 il valore massimo calcolato analiticamente è di 693 W mentre quello ottenuto dalle mappe di perdita è di 555 W. Tale differenza trova giustificazione nel fatto che il modello analitico non tiene conto della variazione delle perdite con la temperatura ma si suppone che le giunzioni di IGBT e

diode lavorino ad una temperatura costante di 125°C . Un modello più accurato prevede infatti che la temperatura di giunzione sia anch'essa funzione del punto di lavoro.

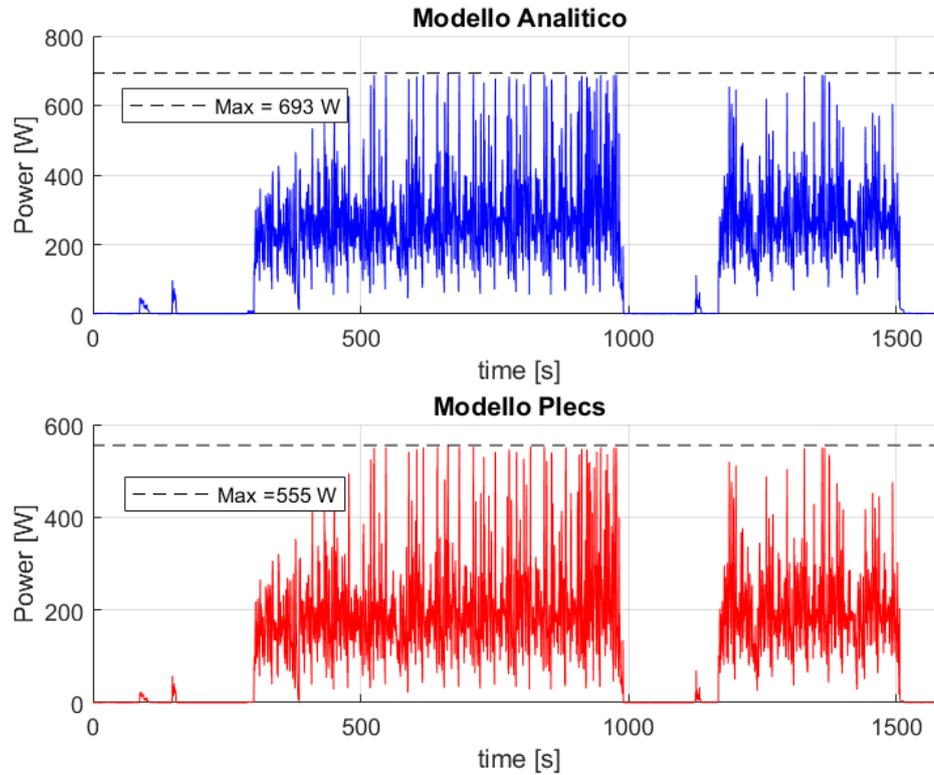


Figura 4.14. Perdite inverter AMK calcolate sul ciclo guida della prova di Endurance

4.5.2 Perdite del SiC inverter e confronto con l'inverter AMK

La valutazione delle perdite, nel caso del SiC inverter, è stata eseguita solo tramite simulazione Plecs. Un modello analitico di perdita risulterebbe complesso e quindi non adatto per le finalità dell'elaborato.

Il costruttore del modulo di potenza fornisce un modello Plecs completo [14], per cui risulta semplice costruire una mappa di perdita del convertitore. La procedura adottata per le simulazioni Plecs è analoga a quella descritta per l'inverter AMK. Si riporta in Figura 4.15 il circuito di simulazione.

La resistenza termica tra la base del modulo e il dissipatore vale 0.0035 K/W ed è fornita dal datasheet. Si suppone un valore costante di temperatura pari a 60°C

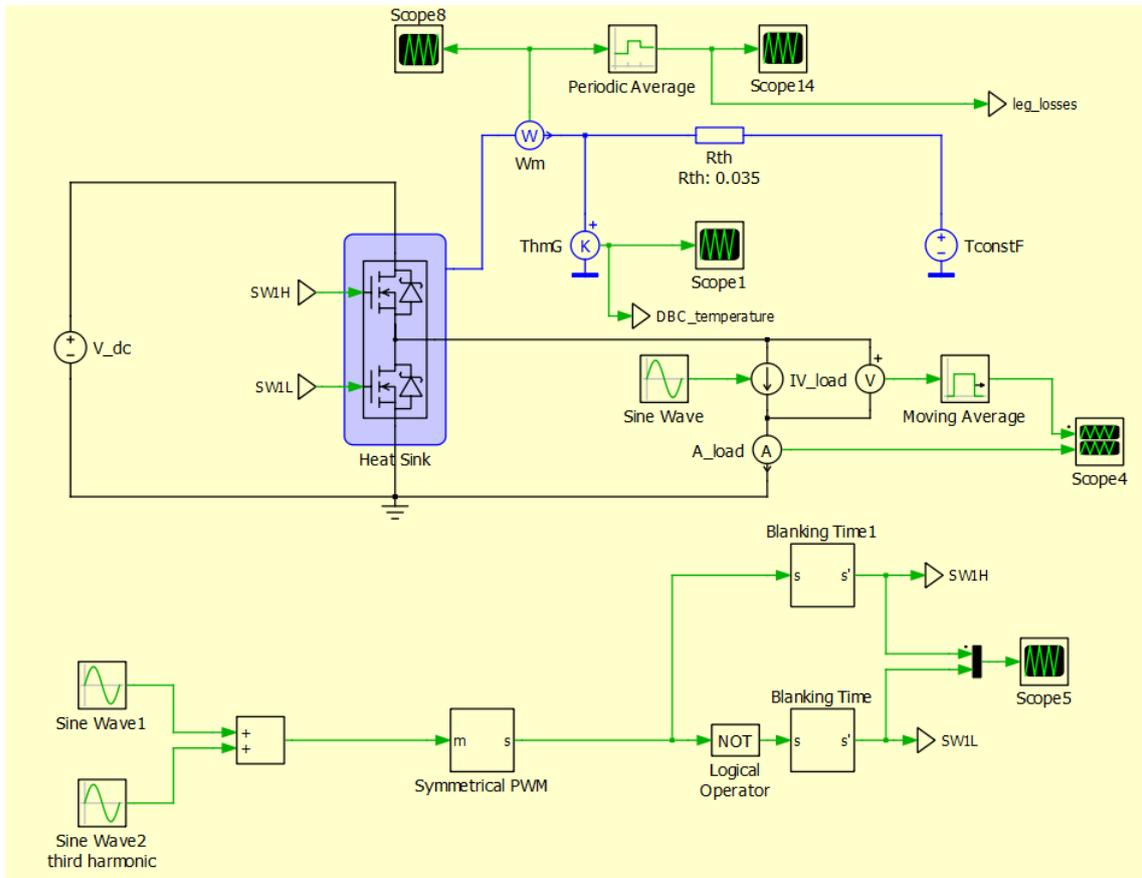


Figura 4.15. Modello PLECS per la stima delle perdite del modulo ai SiC MOSFET

del dissipatore, lo stesso valore adottato per l'inverter AMK. La tensione di DC-link considerata è costante e pari a 500 V. Le frequenze di switching considerate nell'analisi sono di 10 e 20 kHz. La mappa di perdita è stata creata simulando gli stessi punti di lavoro usati per l'inverter AMK.

In Figura 4.16 e 4.17 si riportano i grafici di perdita per i due convertitore sui cicli guida delle prove di Autocross e Endurance per il motore RR. La frequenza di switching considerata per il SiC inverter è di 10 kHz. Analizzando i grafici, si nota come i valori di perdita più alti si registrano nella gara di Autocross. Per entrambe le prove il SiC inverter presenta valori più bassi di potenza dissipata; passando dall'inverter AMK all'inverter SiC si otterrebbe una riduzione delle perdite media di circa il 30%. Inoltre, il SiC inverter presenta un maggiore superficie di scambio termico: 132 cm² contro 85 cm² del modulo di potenza adottato da AMK. Minori perdite e una superficie di scambio più ampia permettono un'ottimizzazione del sistema di raffreddamento in termini di peso e ingombro.

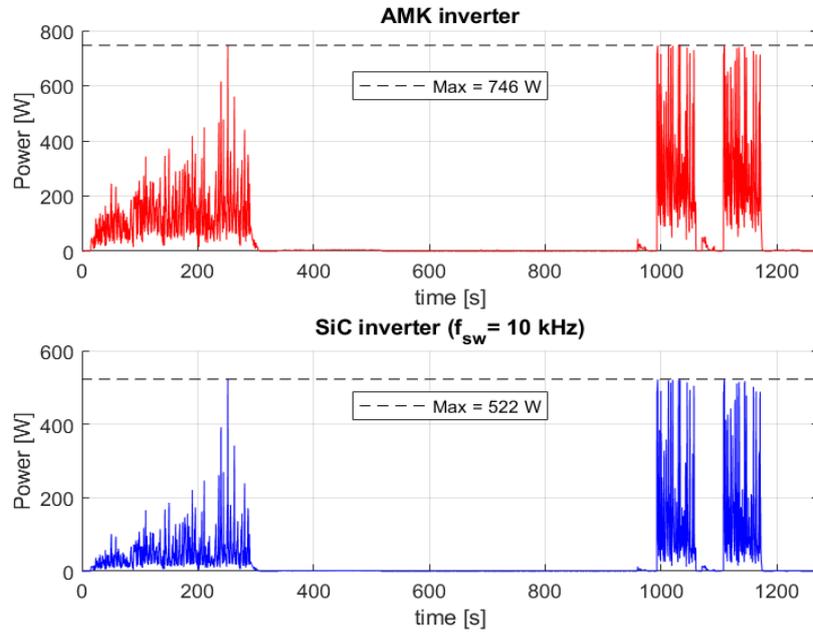


Figura 4.16. Perdite nei due convertitori - Prova di Autocross

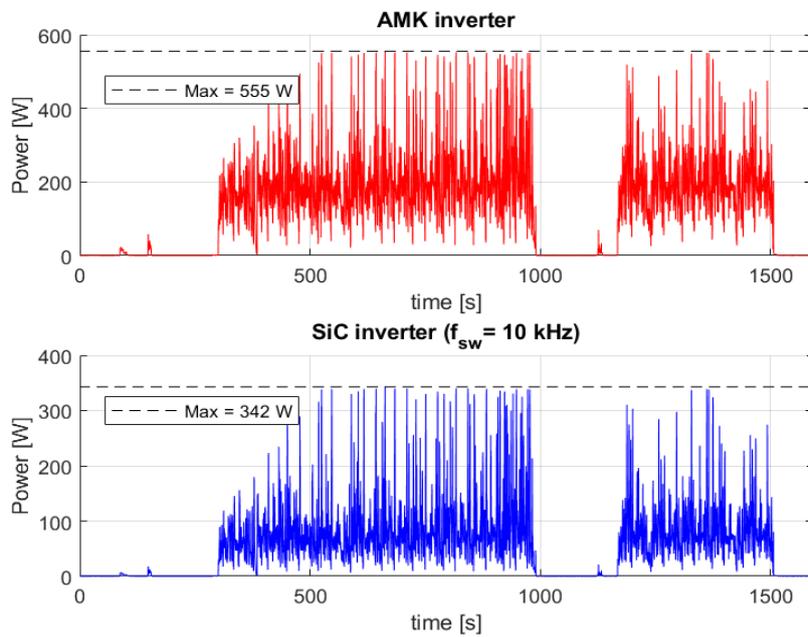


Figura 4.17. Perdite nei due convertitori - Prova di Endurance

In Figura 4.18 si riportano i grafici di perdita per il SiC inverter quando si utilizza una frequenza di switching di 20 kHz. Si nota come i valori di potenza dissipata, ottenuti aumentando la frequenza di switching, siano molto simili a quelli ottenuti con il convertitore AMK.

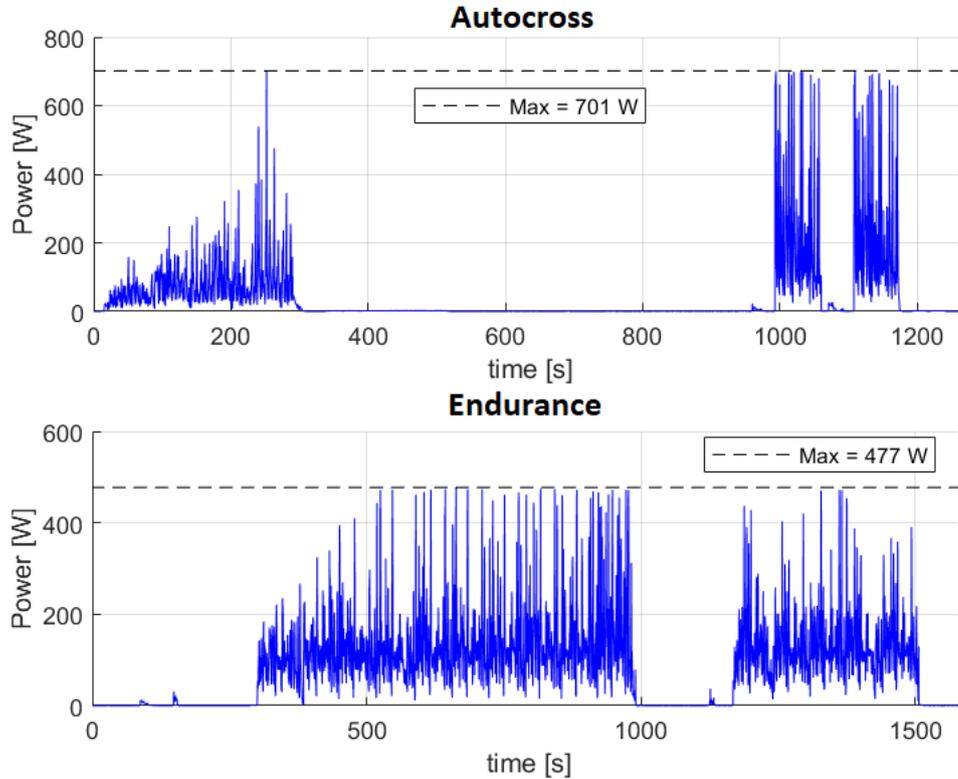


Figura 4.18. Perdite SiC inverter sui cicli guida - $f_{sw} = 20$ kHz

L'aumento della frequenza di switching comporta perdite più elevate. Nel caso considerato, passare da 10 kHz a 20 kHz ha come effetto un aumento delle perdite che equiparano quelle prodotte dall'inverter AMK.

È necessaria quindi una soluzione di compromesso tra perdite di switching e prestazioni richieste all'azionamento. Infatti, se da un lato l'aumento della frequenza di switching comporta un aumento delle perdite, dall'altro ha dei benefici in termini di prestazioni del controllo e qualità delle forme d'onda di corrente di fase e tensione di DC-link.

Una possibile soluzione, che deve essere validata sull'hardware reale, è quella di adottare una frequenza di switching di 10 kHz implementando una tecnica "double sampling - double refresh" (2S - 2R) per migliorare le prestazioni del controllo.

	Perdite Max Endurance [W]	Perdite Max Autocross [W]
Inverter AMK	555	746
SiC inverter ($f_{sw} = 10$ kHz)	342	522
SiC inverter ($f_{sw} = 20$ kHz)	477	701

Tabella 4.7. Perdite di picco nei due convertitori

In Tabella 4.7 sono riassunti i valori di perdita più elevati calcolati sui cicli guida. Attraverso tali valori si può apprendere l'ordine di grandezza della potenza dissipata dai due convertitori; inoltre essi mettono in evidenza che il SiC inverter, se utilizzato ad una frequenza di commutazione di 10 kHz, conduce ad un'effettiva riduzione delle perdite. Lo stesso risultato non si ottiene se invece il SiC inverter commuta ad una frequenza di switching di 20 kHz in quanto i valori di perdita sono circa uguali a quelli prodotti dall'inverter AMK.

Capitolo 5

Controllo Motore

5.1 Strutture di controllo motore

In tutte le applicazioni che richiedono azionamenti elettrici ad alte prestazioni è fondamentale elaborare un firmware di controllo motore dedicato. Tutti i controlli di motori elettrici sono "indiretti", in quanto la gestione della coppia è asservita a grandezze elettriche. L'accuratezza del valore di coppia reso all'albero dipende da quanto sono noti i parametri di macchina.

Esistono diverse strutture di controllo che rispondono ad esigenze differenti, prima fra tutte il tipo di motore e le performance richieste. I "Vector Control" rappresentano le più comuni routine di controllo utilizzate per i motori trifasi e si dividono in due tipologie:

1. **controlli ad orientamento rotorico;**
2. **controlli ad orientamento statorico.**

Per i motori sincroni a magneti interni (IPM), la soluzione più frequente è l'utilizzo di un "Field Oriented Control" (FOC) anche detto "Current Vector Control" (CVC) in cui vengono controllate entrambe le componenti del vettore corrente in un sistema di riferimento (d, q) sincrono con il rotore (Tipologia 1): l'asse d è orientato parallelamente al flusso dei magneti mentre in quadratura elettrica con quest'ultimo è posto l'asse q .

Tale tecnica risulta robusta e di facile implementazione nelle regioni di funzionamento a coppia costante (MTPA). Tuttavia, in tutte quelle applicazioni che richiedono alte performance in deflussaggio, il FOC presenta diverse criticità, legate all'aggiunta di ulteriori anelli di controllo, oltre a quelli di corrente, per la gestione del funzionamento in deflussaggio. Si preferisce quindi adottare tecniche che siano in grado di controllare direttamente il flusso.

La soluzione proposta per il controllo del motore AMK è il "Direct Flux Vector Control" (DFVC), sviluppato del Politecnico di Torino e documentato in [7, 9, 8].

5.2 Cenni sulla modellistica di macchina

Affinché si abbia un quadro chiaro sulle strutture di controllo motore, è necessario un breve cenno alla modellistica elettromeccanica. Vengono riportate di seguito le equazioni utilizzate per la modellistica dei motori IPM. La Figura 5.1 mostra i sistemi di riferimento rispetto a cui sono scritte le equazioni.

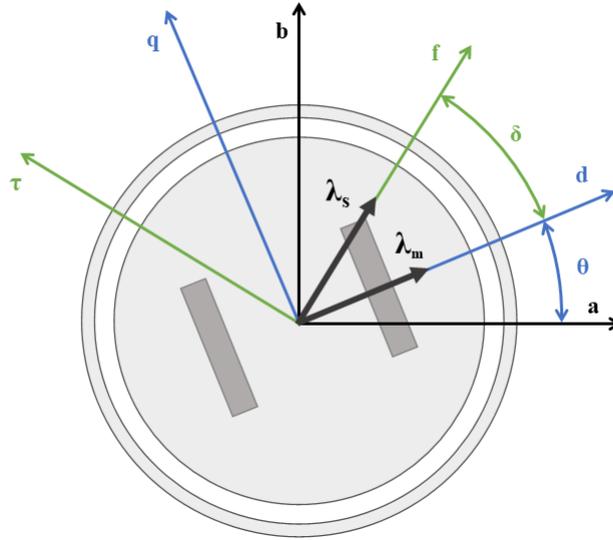


Figura 5.1. Sistemi di riferimento - assi (a,b) , (d,q) e (f,τ)

Le equazioni elettromagnetiche in assi (d,q) sono:

$$\bar{v}_{dq} = R_s \bar{i}_{dq} + \frac{d\bar{\lambda}_{dq}}{dt} + j\omega \bar{\lambda}_{dq} \quad (5.1)$$

$$\bar{\lambda}_{dq} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \bar{i}_{dq} + \begin{bmatrix} \lambda_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

dove

- R_s : resistenza degli avvolgimenti statorici;
- ω : pulsazione elettrica;
- λ_m : flusso dei magneti permanenti;
- L_d : induttanza in asse d;
- L_q : induttanza in asse q.

Una descrizione del comportamento magnetico di macchina, attraverso i parametri lineari L_d e L_q , potrebbe risultare poco accurata. Infatti, i flussi sono funzioni non lineari delle correnti. Tuttavia, per l'analisi delle strutture di controllo e per

il dimensionamento dei regolatori, risulta agevole fare delle valutazioni utilizzando dei parametri lineari equivalenti.

La coppia elettromagnetica è espressa attraverso l'equazione generale:

$$T = \frac{3}{2}pp (\bar{\lambda}_s \wedge \bar{i}_s) \quad (5.3)$$

che nel sistema di riferimento (d,q) diventa:

$$T = \frac{3}{2}pp (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (5.4)$$

con pp numero di coppie polari.

Per descrivere la struttura del controllo DFVC è necessario riscrivere le equazioni su un sistema di riferimento sincrono con il flusso di statore. Vengono così definiti gli assi (f,τ) dove l'asse f è parallelo alla direzione del flusso statorico mentre l'asse τ è posizionato in quadratura elettrica rispetto a quest'ultimo (Figura 5.1). Le equazioni elettromagnetiche si ricavano applicando la matrice di rotazione $R(\delta)$ alle equazioni 5.1 e 5.2 in assi (d,q) :

$$R(\delta) = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) \\ -\sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix}$$

dove δ è l'angolo formato tra il flusso statorico e il flusso dei magneti. Si ottengono così le seguenti equazioni:

$$\bar{v}_{f\tau} = R_s \bar{i}_{f\tau} + \frac{d\bar{\lambda}_{f\tau}}{dt} + j(\omega + \frac{d\delta}{dt}) \bar{\lambda}_{f\tau} \quad (5.5)$$

$$\bar{\lambda}_{f\tau} = \begin{bmatrix} \lambda \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_m + L_\Delta \cos(2\delta) & -L_\Delta \sin(2\delta) \\ -L_\Delta \sin(2\delta) & L_m - L_\Delta \cos(2\delta) \end{bmatrix} \bar{i}_{f\tau} + \begin{bmatrix} \lambda_m \cos(\delta) \\ -\lambda_m \sin(\delta) \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

con

$$L_m = \frac{L_d + L_q}{2} \quad L_\Delta = \frac{L_d - L_q}{2}$$

In questo sistema di riferimento, applicando l'equazione generale di coppia 5.3 si ottiene:

$$T = \frac{3}{2}pp (\lambda i_\tau) \quad (5.7)$$

L'equazione 5.7 mostra come sia possibile ottenere facilmente il valore di coppia desiderato controllando il modulo del flusso e la componente di corrente in asse

τ . Per tale scopo è utile esplicitare la derivata delle grandezze che saranno poi controllate. Dall'equazione vettoriale 5.5 si ricava:

$$\frac{d\lambda}{dt} = v_f - R_s i_f \quad (5.8)$$

Per quanto riguarda la derivata della componente di corrente in asse τ l'operazione non risulta così immediata, ma richiede una manipolazione che in questo elaborato viene omessa per semplicità di trattazione. L'equazione che si ricava è la seguente:

$$L_\tau \frac{di_\tau}{dt} = -R_s i_\tau - \omega_{slip} L_\tau i_f - K(v_f - R_s i_f) + v_\tau - \omega \lambda \quad (5.9)$$

con

$$L_\tau = \frac{L_d L_q}{L_d + (L_q - L_d) \sin^2(\delta)} \quad K = \frac{(L_q - L_d) \sin(\delta) \cos(\delta)}{L_d + (L_q - L_d) \sin^2(\delta)} \quad \omega_{slip} = \frac{d\delta}{dt}$$

Si noti come l'equazione in asse di flusso sia completamente indipendente da quella di corrente.

L'induttanza in asse τ dipende sia dall'angolo di carico, che dalle induttanze in asse d e q della macchina. Per motori che presentano alta salienza l'anello di controllo in asse τ presenterà una banda variabile con l'angolo di carico; il tuning dei regolatori dovrà essere fatto tenendo in considerazione tale variazione.

Il motore considerato nell'elaborato presenta bassa salienza, infatti le induttanze in asse (d, q) valgono :

$$L_d = 0.374 \text{ mH} \quad L_q = 0.306 \text{ mH}$$

Possiamo notare come $L_d > L_q$ poichè sono state considerate le induttanze apparenti in assenza di cross saturation: in particolare la L_d valutata nel range di i_d negativa, mentre la L_q sul ginocchio della caratteristica. Inoltre, i valori delle due induttanze possono essere considerati, con buona approssimazione, praticamente uguali, di conseguenza la variazione dell'induttanza in asse τ con l'angolo di carico risulta trascurabile. Il valore di induttanza in asse τ usato per il tuning del regolatore di corrente usato vale:

$$L_\tau = 0.300 \text{ mH}$$

5.3 Controllo motore AMK

La soluzione adottata da AMK, per il controllo di macchina, è un FOC con un ulteriore anello di tensione per gestire la regione di funzionamento in deflussaggio. La Figura 5.2 mostra lo schema di controllo contenuto nella documentazione allegata agli inverter.

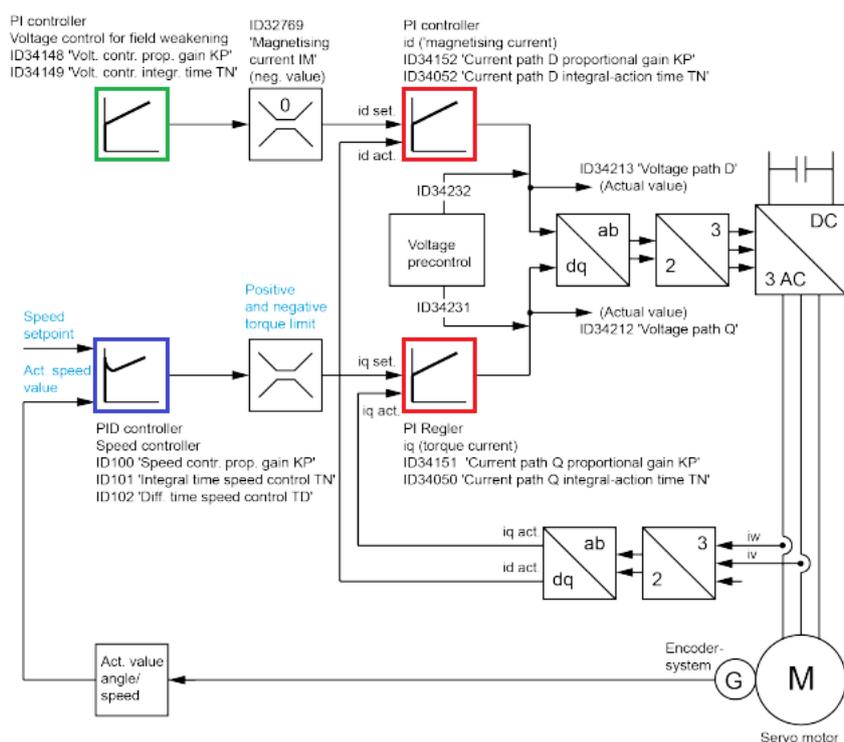


Figura 5.2. Schema di controllo AMK: *PI di corrente in rosso, PI di tensione in verde e PID di velocità in blu*

La struttura di controllo prevede due PI per gli anelli di corrente in assi (d, q) e un terzo PI per il deflussaggio. I parametri dei regolatori sono codificati tramite ID e vengono inseriti attraverso il software di interfaccia inverter. AMK fornisce nel datasheet del motore il valore dei regolatori, l'unico regolatore che deve essere tarato dal cliente è quello di velocità.

Infatti, l'impostazioni base del software per la formula SAE prevede un funzionamento in "Speed mode". Tale configurazione, come si può intuire dal nome, prevede l'utilizzo di un anello di velocità che chiuda l'anello di coppia. Per cambiare modalità è necessario riconfigurare manualmente i messaggi ricevuti e spediti via CAN.

Il team, per ovviare al problema, mantiene in saturazione continua l'anello di velocità impostando un riferimento fisso di 20000 rpm. La coppia viene gestita modificando i limiti del saturatore in uscita all'anello di velocità. Attraverso questo espediente il controllo dei motori avviene in coppia e non in velocità.

Si sottolinea come non si possa dire nulla sulle prestazioni reali del controllo, in quanto il software di interfaccia non permette l'accesso al codice e fino ad ora non sono state eseguite prove dedicate. Tuttavia, come dimostrato in letteratura [4, 2], il FOC utilizzato da AMK è una soluzione valida in ambito industriale, in cui si ha a che fare con dinamiche di coppia moderate ed in cui l'azionamento è assistito da un anello di velocità esterno. Per applicazioni che richiedono alte dinamiche in deflussaggio, come il caso considerato, sono preferibili strutture di controllo che regolino direttamente il flusso di statore.

In sintesi i vantaggi del controllo adottato da AMK sono:

- algoritmo robusto e facile da implementare;
- alta dinamica nel funzionamento in MTPA;
- non necessita di stimatori/osservatori;
- soluzione ampiamente utilizzata in ambito industriale.

I punti critici riguardano la gestione del funzionamento in deflussaggio e possono essere così riassunti:

- perdita di linearità tra la coppia di riferimento e quella generata in deflussaggio (esistono routine di controllo FOC più articolate discusse in [2] che richiedono però l'utilizzo di diverse LUT);
- la linearità di coppia può essere corretta inserendo un anello di velocità;
- tuning difficile dell'anello di tensione.

5.4 Direct Flux Vector Control

Come già accennato in precedenza, la soluzione di controllo motore proposta è il DFVC. Le grandezze controllate, come suggerito dall'equazione 5.7, sono l'ampiezza del flusso statorico e la componente di corrente in asse τ .

Per tale struttura è necessario implementare uno stimatore di flusso che fornisca sia il riferimento su cui agganciarsi che il valore di feedback per l'anello di flusso. Lo schema di controllo è mostrato in Figura 5.3.

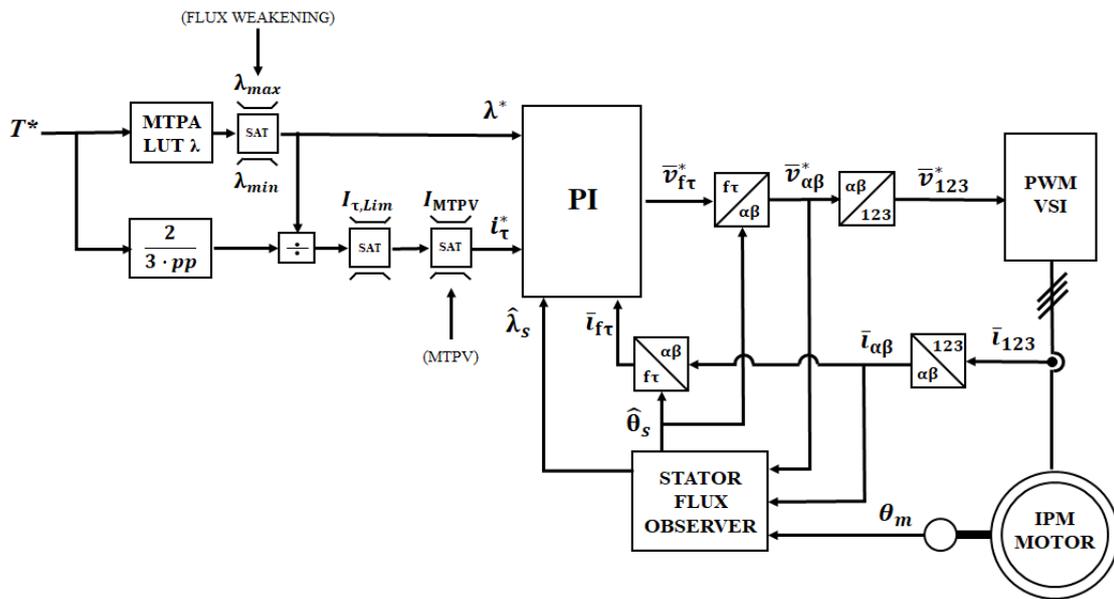


Figura 5.3. Schema del DFVC

Lo schema mostra il controllo di macchina, ossia l'algoritmo che a partire dal riferimento di coppia genera i comandi di gamba da fornire all'inverter. Nella vettura considerata, e in generale nel mondo automotive, si preferisce controllare l'azionamento in coppia delegando al pilota il compito di chiudere l'anello di velocità. Nota la coppia di riferimento, vengono generati i riferimenti di flusso e corrente da fornire ai regolatori PI che nello schema vengono indicati con il blocco "PI". Acquisiti i riferimenti e i feedback si chiudono gli anelli di regolazione, fornendo in uscita le tensioni di riferimento.

5.4.1 Generazione dei riferimenti

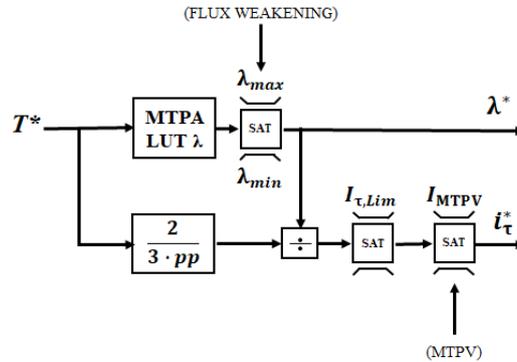


Figura 5.4. Generazione dei riferimenti di flusso e corrente

Il riferimento di flusso λ^* è calcolato partendo dal target di coppia attraverso l'uso di una LUT. Quest'ultima è ottenuta calcolando il modulo del flusso lungo il profilo di MTPA.

Viene mostrata, in Figura 5.5, la curva che riporta in ordinata il modulo del flusso di MTPA e in ascissa il range di coppia del motore AMK. Tale curva viene codificata come matrice ed utilizzata nel controllo.

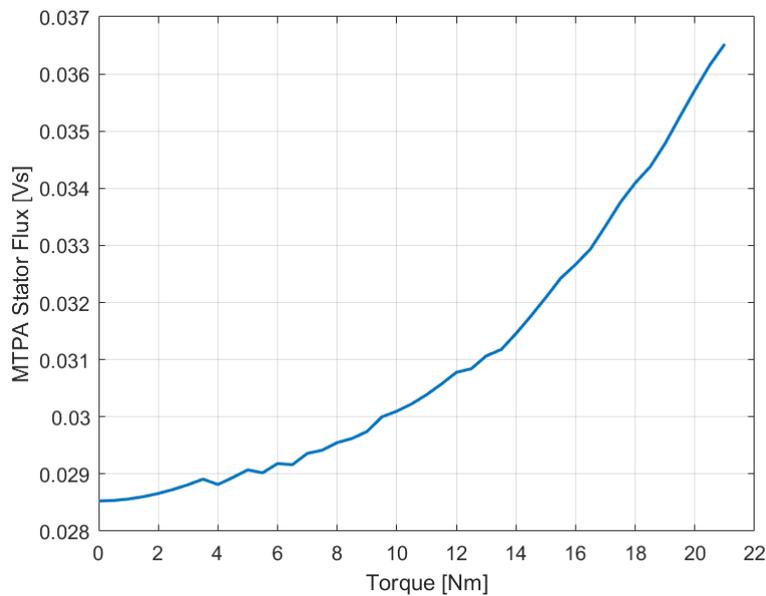


Figura 5.5. Profilo di flusso di MTPA

Ricavato il flusso di riferimento si passa alla saturazione di quest'ultimo tra il valore λ_{max} e il valore minimo λ_{min} . Il limite superiore del saturatore è utilizzato per la gestione del funzionamento in deflussaggio.

Partendo dall'equazione 5.5, trascurando i termini resistivi ed esplicitando le componenti otteniamo:

$$\begin{cases} v_f = R_s i_f \\ v_\tau = R_s i_\tau + \omega \lambda \end{cases} \quad (5.10)$$

Consideriamo a questo punto l'ampiezza massima di tensione V_{max} e riscriviamo le equazioni 5.10, esplicitando il flusso massimo:

$$\lambda_{max} = \frac{\sqrt{V_{max}^2 - (R_s i_f)^2} - R_s i_\tau \text{sign}(\omega)}{|\omega|} k_\omega \quad |\omega| > 0 \quad (5.11)$$

$$\lambda_{max} = \lambda_{max, MTPA} \quad |\omega| = 0 \quad (5.12)$$

L'equazione 5.11 mostra come il valore del flusso massimo, che satura il riferimento, dipenda in modo algebrico dal modulo della velocità elettrica ω . Si riesce a deflussare la macchina in modo molto semplice, senza la necessità di utilizzare ulteriori anelli di regolazione.

Il segno di ω , che compare nell'equazione, rende valida la relazione sia nel caso motore che in quello da freno. L'informazione di velocità elettrica è ottenuta mediante l'uso di un PLL (Phase-Locked Loop). L'ampiezza massima di tensione V_{max} che l'inverter può imporre dipende dal tipo di tecnica di modulazione utilizzata; nella maggior parte dei casi pratici:

$$V_{max} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$$

Si utilizza un fattore k_ω , solitamente compreso tra 0.9 e 0.95, per avere margine di tensione da dedicare alla dinamica di coppia.

Il valore minimo di flusso è calcolabile mediante l'equazione 5.11 in cui consideriamo:

$$V_{max} = \frac{V_{DC, min}}{\sqrt{3}}; \quad i_f = i_\tau = I_{max}; \quad \omega = pp \omega_{max}$$

Calcolato e saturato il riferimento di flusso λ^* , si passa al calcolo del riferimento di corrente i_τ^* attraverso la relazione:

$$i_\tau^* = \frac{T^*}{1.5 pp \lambda^*} \quad (5.13)$$

Si noti come, nel funzionamento in deflussaggio, il valore di λ^* risulti saturato al valore λ_{max} e il riferimento di corrente aumenti in modo naturale mantenendo la

linearità tra coppia richiesta e prodotta. Una volta calcolato il riferimento, si passa allo stadio di saturazione di massima corrente calcolato come segue:

$$I_{\tau,Lim} = \pm\sqrt{I_{max}^2 - i_f^2} \quad (5.14)$$

dove I_{max} è la massima corrente che può circolare, mentre i_f è la corrente di feedback in asse di flusso.

Al primo stadio di limitazione, segue un ulteriore stadio di saturazione (Figura 5.4), utilizzato per la gestione del funzionamento in MTPV. Infatti, come dimostrato in [9], il rispetto del profilo di MTPV è ottenuto controllando il massimo valore dell'angolo di carico δ_{max} attraverso la limitazione del riferimento di corrente τ ad un valore I_{MTPV} in asse.

Sono possibili diversi modi per il calcolo del limite di saturazione:

1. Un primo approccio viene proposto in [8].

Il valore di corrente I_{MTPV} viene calcolato attraverso la relazione:

$$I_{MTPV} = \pm(\sqrt{I_{max}^2 - i_f^2} - I_{\delta,PI}) \quad (5.15)$$

Il valore di corrente $I_{\delta,PI}$ viene fornito da un regolatore come mostrato in Figura 5.6.

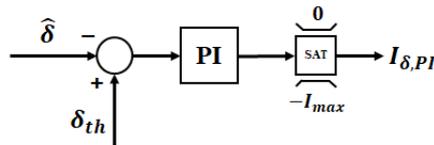


Figura 5.6. PI per il controllo in MTPV

L'idea è quella di controllare in retroazione l'angolo di carico $\hat{\delta}$, utilizzando un PI asimmetrico, che entra in funzione soltanto quando si supera una certa soglia $\hat{\delta}_{th}$ impostata. Il valore dell'angolo di carico da retroazionare è fornito dall'osservatore di flusso;

2. Un secondo approccio prevede l'uso di una LUT; ottenuta attraverso l'elaborazione dei dati del motore da controllare. La LUT fornisce il massimo valore di corrente in asse τ di MTPV, per un determinato valore di angolo massimo. Rispetto al primo approccio, questa soluzione risulta molto più semplice da implementare in quanto non prevede l'utilizzo di regolatori da dover poi tarare. Tuttavia richiede che siano note le mappe di flusso per poter ricavare la LUT;
3. Un terzo metodo consiste nell'utilizzare un valore costante per la corrente I_{MTPV} . Tale approccio può essere utilizzato solo per motori isotropi.

Il grafico in Figura 5.7 mostra la corrente in asse τ calcolata per i punti di funzionamento in MTPV del motore AMK.

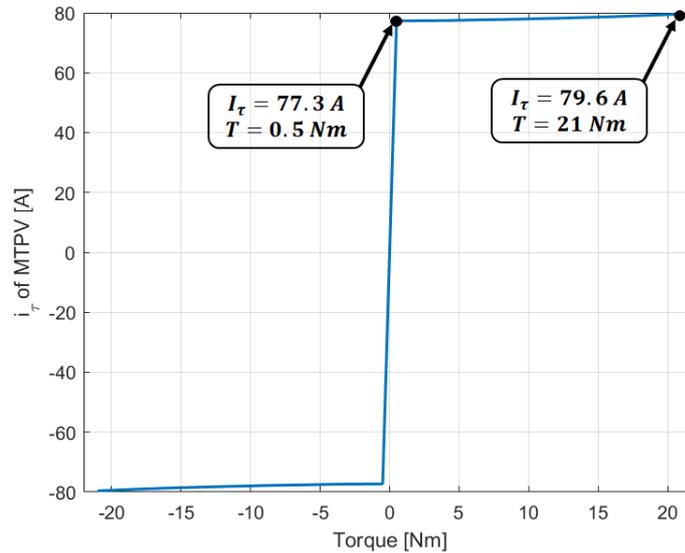


Figura 5.7. i_τ per il profilo di MTPV

Analizzando il grafico in Figura 5.7, possiamo notare come lungo il profilo di MTPV la corrente i_τ vari tra 77.3 A e 79.61 A per coppie positive. Un discorso analogo può essere fatto per coppie negative. La massima corrente di MTPA in asse τ è di 76.6 A che equivale a 21 Nm di coppia.

Possiamo quindi concludere che, saturando il riferimento di corrente ad un valore cautelativo di ± 77 A, si ottengono buoni risultati nel funzionamento in MTPV.

$$I_{MTPV} = \pm 77 \text{ A}$$

È importante un'attenta analisi dei limiti in MPTV in quanto, come dimostrato in [7], il superamento del profilo di MTPV potrebbe condurre a fenomeni di instabilità del controllo.

5.4.2 Regolatori di corrente e flusso

Calcolati e saturati opportunamente i riferimenti di flusso e corrente, si passa al controllo in anello chiuso.

La Figura 5.8 mostra lo schema semplificato dei due PI usati per gli anelli di flusso e corrente in asse τ .

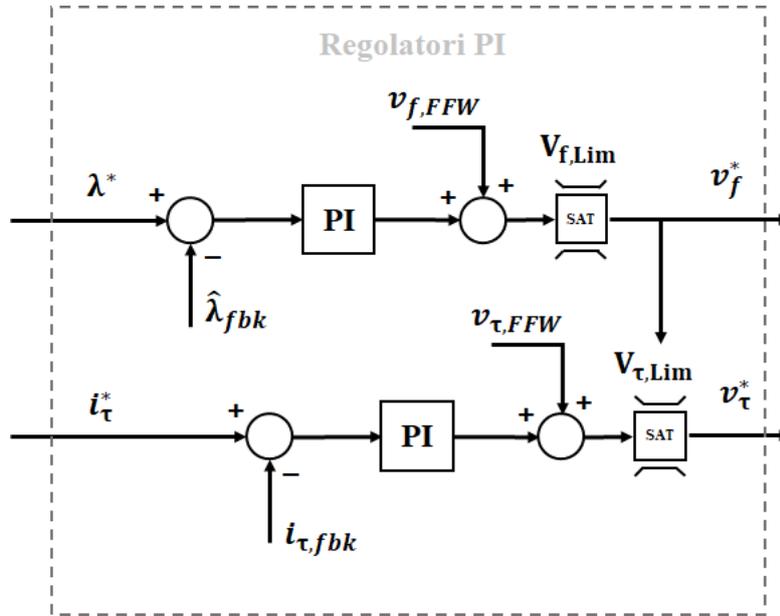


Figura 5.8. Schema dei PI di corrente e flusso

Come mostrato in Figura 5.8, i due regolatori sono assistiti da tensioni di FeedForward, utili a compensare i disturbi additivi e a migliorare le prestazioni dei regolatori. Per comprendere quali siano i limiti da impostare per la saturazione dei riferimenti di tensione, è necessario fare alcune considerazioni.

Riprendendo l'equazione 5.5 e considerando la tensione in asse di flusso in condizioni stazionarie otteniamo:

$$v_f = R_s i_f \quad (5.16)$$

La tensione in asse f , in regime stazionario, sosterrà solamente le cadute resistive. All'anello di flusso si concede quindi un quantitativo di tensione sufficiente a garantire la dinamica. Solitamente si pone:

$$V_{f,Lim} = \pm(2 * R_s * I_{max} + \Delta V_{margin}) \quad (5.17)$$

La tensione in asse τ viene saturata ai valori:

$$V_{\tau,Lim} = \pm\sqrt{V_{max}^2 - (v_f^*)^2} \quad (5.18)$$

5.4.3 Osservatore di Flusso

Le prestazioni del DFVC dipendono dall'accuratezza dell'osservatore di flusso. La tipologia adottata, nel controllo in esame, è basata sia sul modello magnetico della macchina, che sull'integrale delle tensioni dovute al flusso concatenato. In figura

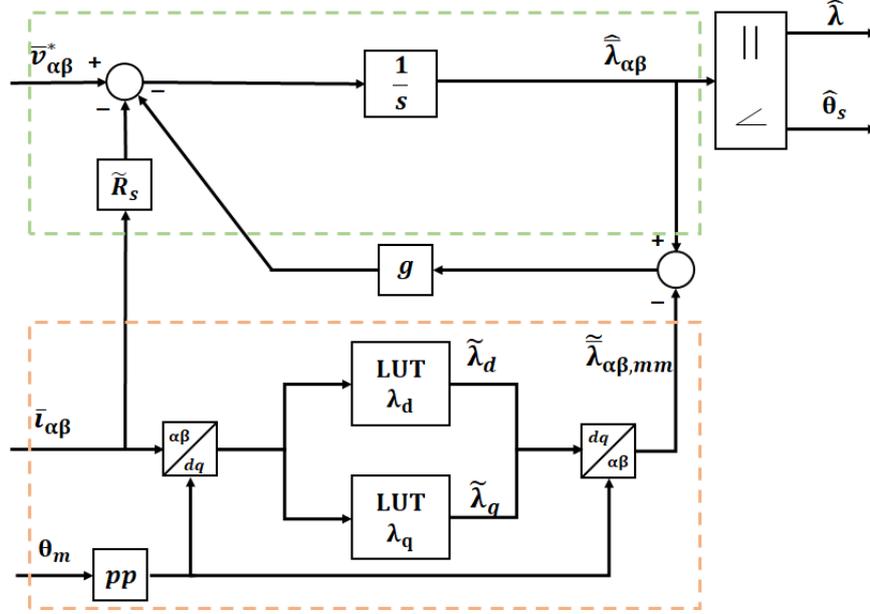


Figura 5.9. Osservatore di flusso: Integrale di tensione (verde) - Modello magnetico (rosso)

5.9 viene mostrato lo schema a blocchi dello stimatore utilizzato nel controllo. La porzione di schema, evidenziata dal tratteggio verde, si basa sull'equazione elettrica del modello di macchina in assi fissi statorici ($\alpha\beta$):

$$\bar{v}_{\alpha\beta} = R_s \bar{i}_{\alpha\beta} + \frac{d\bar{\lambda}_{\alpha\beta}}{dt} \quad (5.19)$$

esplicitando le componenti di flusso si ottiene:

$$\begin{cases} \lambda_\alpha = \int (v_\alpha - R_s i_\alpha) dt \\ \lambda_\beta = \int (v_\beta - R_s i_\beta) dt \end{cases} \quad (5.20)$$

A basse velocità il contributo delle cadute resistive è prevalente rispetto alle tensioni. Per tale ragione, l'uso di un valore di resistenza approssimata R_s , unitamente al rumore presente nella misura di corrente, porta ad una stima errata del valore del flusso facendo divergere l'integrale.

Ecco perchè si aggiunge un secondo stimatore basato sul modello magnetico di

macchina in assi (d, q) (Figura 5.9 - evidenziato dal tratteggio in rosso) con cui si corregge la stima attraverso un guadagno g .

Scegliendo opportunamente il guadagno di retroazione si impone la pulsazione per cui il contributo del modello magnetico diventa trascurabile. Infatti, scrivendo la funzione di trasferimento dello stimatore completo in variabili di Laplace otteniamo:

$$\bar{\lambda}_{\alpha\beta} = \frac{s}{s+g} \left(\frac{\bar{v}_{\alpha\beta} - R_s i_{\alpha\beta}}{s} \right) + \frac{g}{s+g} (\lambda_{\alpha\beta,mm}) \quad (5.21)$$

Riconosciamo nel primo addendo la funzione di trasferimento di un filtro passa-alto, mentre nel secondo quella di un filtro passa-basso. Ad alte velocità, si otterrà una buona stima del flusso da parte dell'integrale di tensione, mentre a basse velocità sarà il modello magnetico a rendere la stima accurata.

Ottenute le componenti di flusso λ_α e λ_β è semplice ricavare modulo e fase da utilizzare all'interno del controllo attraverso le seguenti relazioni:

$$\begin{aligned} \hat{\lambda} &= \sqrt{\lambda_\alpha^2 + \lambda_\beta^2} \\ \cos(\hat{\theta}_s) &= \frac{\lambda_\alpha}{\hat{\lambda}} \\ \sin(\hat{\theta}_s) &= \frac{\lambda_\beta}{\hat{\lambda}} \end{aligned}$$

5.4.4 Dimensionamento dei regolatori - anello di flusso

Il dimensionamento dei parametri di regolazione viene effettuato studiando e modellando opportunamente i componenti che incidono sulla dinamica delle grandezze controllate. Un approccio valido per questo scopo è quello di descrivere il sistema attraverso diagrammi a blocchi, una volta scritte le equazioni in variabili di Laplace.

I componenti principali che incidono sulla dinamica delle grandezze flusso e corrente sono:

- regolatori PI;
- motore elettrico;
- inverter.

Si trascurano, in questa trattazione, tutti i fenomeni dinamici introdotti dalle misure e dal condizionamento dei segnali. Pertanto, le retroazioni saranno considerate come ideali.

La figura 5.10 mostra lo schema a blocchi dell'anello di flusso.

Il regolatore PI, come suggerito dal nome stesso, contiene una parte proporzionale e una integrale:

$$H_{PI}(s) = k_{p,f} + \frac{k_{i,f}}{s} = k_{p,f} \left(\frac{s + \omega_{r,f}}{s} \right) \quad (5.22)$$

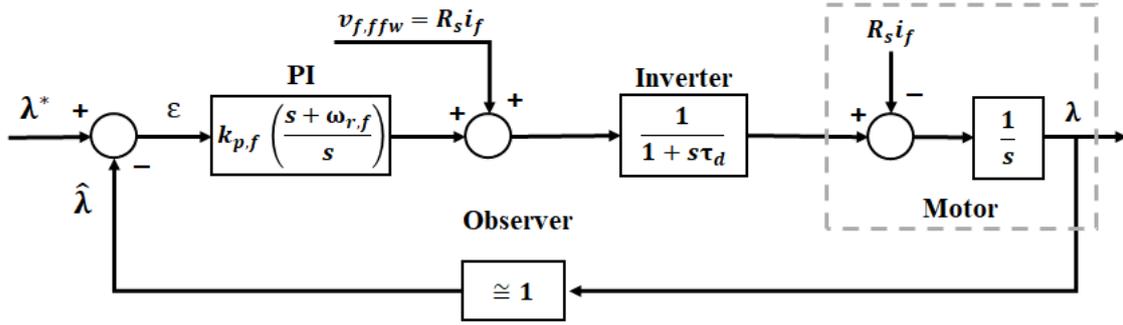


Figura 5.10. Anello di flusso

dove

$$\omega_{r,f} = \frac{k_{i,f}}{k_{p,f}}$$

Il comportamento dinamico dell'inverter è rappresentato da un polo che descrive il ritardo di attuazione, quantificato dalla costante di ritardo τ_d con valore pari a:

$$\tau_d = 1.5 \cdot T_{sw}$$

con T_{sw} = periodo di switching;

Il modello dinamico che descrive l'evoluzione del flusso in assi (f,t) si ottiene scrivendo in variabili di Laplace l'equazione 5.8:

$$s\lambda = v_f - R_s i_f \quad (5.23)$$

Utilizzando il feedforward per compensare la caduta resistiva è possibile ragionare su un anello semplificato la cui funzione di trasferimento (f.d.t.) in anello aperto vale

$$H_{OL}(s) = k_{p,f} \left(\frac{s + \omega_{r,f}}{s^2} \right) \frac{1}{1 + s\tau_d} \quad (5.24)$$

Si applicano alla f.d.t. 5.24 i concetti di banda e margine di fase, della teoria dei controlli. Il modulo della f.d.t. ad anello aperto è unitario per una pulsazione di taglio ω_c che può essere considerata, con buona approssimazione, come la pulsazione di banda ω_{bw} della f.d.t. ad anello chiuso:

$$|H_{OL}(j\omega_{bw})| = 1$$

da cui si ottiene l'equazione:

$$\frac{k_{p,f}}{\omega_{bw}} \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{r,f}}{\omega_{bw}}\right)^2}}{\sqrt{1 + (\omega_{bw}\tau_d)^2}} = 1 \quad (5.25)$$

Una seconda relazione è ottenuta applicando il concetto di margine di fase definito nella seguente relazione:

$$\phi_{pm} = \pi + \angle |H_{OL}(j\omega_{bw})|$$

da cui si ricava:

$$\phi_{pm} = \arctan\left(\frac{\omega_{bw}}{\omega_{r,f}}\right) - \arctan(\omega_{bw}\tau_d) \quad (5.26)$$

Il sistema di equazioni costituito da 5.25 e 5.26 permette di calcolare i parametri $k_{p,f}$ e $k_{i,f}$ una volta scelti i valori di banda e margine di fase. Le equazioni di dimensionamento possono essere semplificate ulteriormente utilizzando la seguente approssimazione:

$$\omega_{bw} \ll \tau_d^{-1}$$

Introducendo questa ipotesi le equazioni vengono riscritte nel seguente modo:

$$k_{p,f} \cong \omega_{bw} \quad (5.27)$$

$$k_{i,f} \cong \frac{\omega_{bw}^2}{\tan(\phi_{pm} + \arctan(\omega_{bw}\tau_d))} \quad (5.28)$$

con la condizione:

$$\phi_{pm} < \frac{\pi}{2} - \arctan(\omega_{bw}\tau_d)$$

Si noti come la risposta dell'anello di flusso sembri limitata solo dal polo del convertitore. In realtà la dinamica è limitata, prima ancora che dal polo del convertitore, dalla banda dell'osservatore di flusso.

5.4.5 Dimensionamento dei regolatori - anello di corrente

Dimensionati i regolatori dell'anello di flusso si passa all'analisi dei parametri di controllo per la componente di corrente in asse τ . Per ciò che riguarda il modello in variabili di Laplace, dei PI e dell'inverter, valgono le stesse considerazioni fatte per l'anello di flusso.

Il modello dinamico che descrive l'evoluzione della corrente in asse τ è descritto dall'equazione 5.9, che viene qui riportata e riscritta in variabili di Laplace:

$$i_\tau = \frac{1}{sL_\tau} \left(-R_s i_\tau - \omega_{slip} L_\tau i_f - K(v_f - R_s i_f) + v_\tau - \omega\lambda \right) \quad (5.29)$$

Il relativo anello di controllo è mostrato in Figura 5.11.

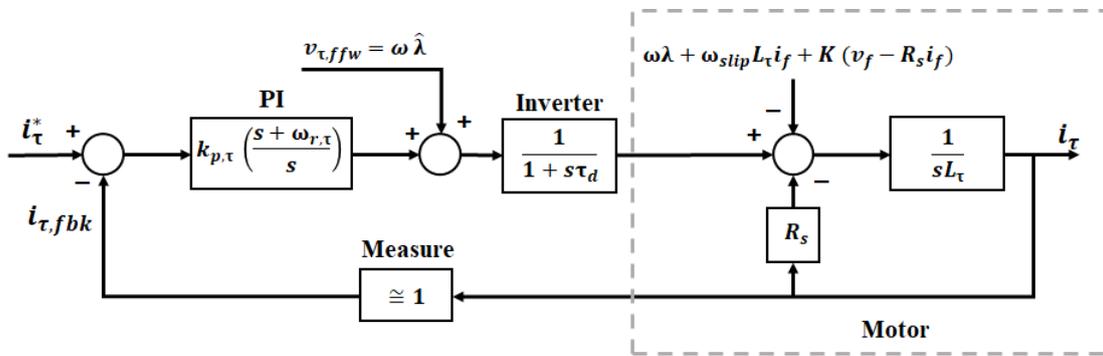


Figura 5.11. Anello di corrente in asse τ

L'anello di corrente presenta caratteristiche meno ideali rispetto all'anello di flusso. Analizzando lo schema, si vede come tale anello sia accoppiato a quello di flusso attraverso diversi termini.

Il disturbo rappresentato dal termine $\omega\lambda$ viene solitamente compensato in feedforward. A regime, la parte integrale del regolatore compenserà le altre componenti di disturbo. In caso di rapide variazioni dell'angolo di carico δ , questi disturbi possono incidere sulla dinamica d'anello.

In questa trattazione, per il dimensionamento dei regolatori, vengono trascurati tutti i termini che si configurano come disturbi additivi.

La Figura 5.12 mostra l'anello di corrente semplificato.

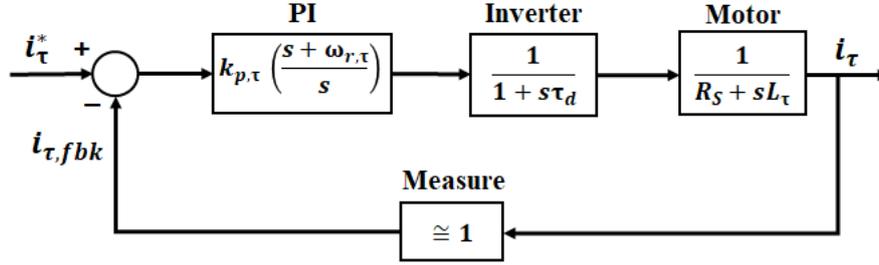


Figura 5.12. Anello di corrente in asse τ semplificato

La funzione di trasferimento ad anello aperto è la seguente:

$$H_{OL}(s) = \frac{k_{p,\tau}}{L_\tau} \left(\frac{s + \omega_{r,\tau}}{s} \right) \frac{1}{(1 + s\tau_d)} \frac{1}{(s + \omega_0)} \quad (5.30)$$

dove:

$$\omega_0 = \frac{R_s}{L_\tau}$$

Applicando i concetti di margine di fase e banda d'anello, come è stato fatto per l'anello di flusso, si ottiene il seguente sistema di equazioni:

$$\begin{cases} \frac{k_{p,\tau}}{\omega_{bw} L_\tau} \frac{\sqrt{1 + (\frac{\omega_{r,\tau}}{\omega_{bw}})^2}}{\sqrt{1 + (\omega_{bw} \tau_d)^2}} \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{\omega_0}{\omega_{bw}})^2}} = 1 \\ \phi_{pm} = \frac{\pi}{2} + \arctan\left(\frac{\omega_{r,\tau}}{\omega_{bw}}\right) - \arctan(\omega_{bw} \tau_d) - \arctan\left(\frac{\omega_{bw}}{\omega_0}\right) \end{cases} \quad (5.31)$$

Scelti i valori di margine di fase e banda, il sistema può essere risolto in modo numerico per ricavare i valori di $k_{p,\tau}$ e $k_{i,\tau}$.

Un approccio comune è quello di adottare la tecnica di cancellazione polo zero. Tale tecnica prevede di utilizzare lo zero del regolatore per compensare il polo del motore, ossia porre:

$$\omega_{r,\tau} = \omega_0 = \frac{R_s}{L_\tau}$$

Si utilizza inoltre l'approssimazione per cui:

$$\omega_{bw} \ll \tau_d^{-1}$$

si ottengono delle relazioni molto semplici da utilizzare per il dimensionamento dei regolatori:

$$\begin{cases} k_{p,\tau} \cong \omega_{bw} L_\tau \\ k_{i,\tau} \cong \omega_{bw} R_s \end{cases} \quad (5.32)$$

5.5 Simulazioni in ambiente Simulink

Definita ed analizzata la struttura di controllo, il passo successivo prevede la traduzione della routine di controllo in linguaggio C. La prima fase dello sviluppo del codice di controllo motore è fatta in simulazione per semplificare la procedura di correzione del codice e il tuning dei regolatori. Una volta che i risultati ottenuti sono soddisfacenti si passa all'implementazione sull'hardware reale. Si rende quindi necessaria una modellistica degli elementi che costituiscono l'azionamento in un programma di simulazione.

Per lo sviluppo del DFVC, per il motore AMK, è stato sviluppato un modello utilizzando Simulink, tool del software MATLAB.

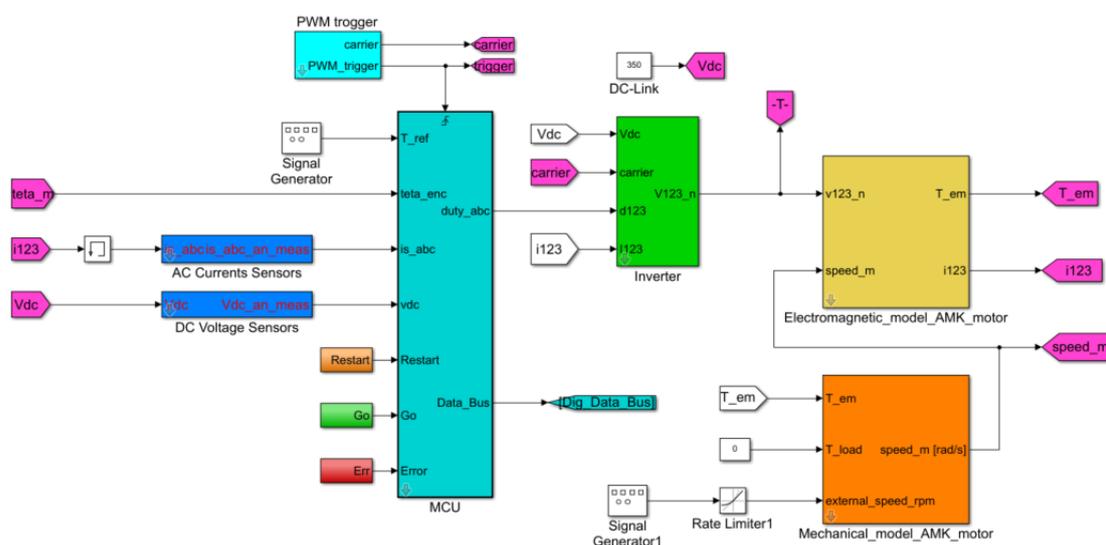


Figura 5.13. Modello Simulink dell'azionamento

La Figura 5.13 mostra il modello Simulink utilizzato per lo sviluppo del codice di controllo motore.

Possiamo distinguere i seguenti elementi:

- **Motore AMK** -Il motore è scomposto in due blocchi contenenti il modello elettromagnetico (in giallo) e il modello meccanico (in arancio). Il modello elettromagnetico utilizza le mappe di flusso implementate tramite LUT 2D e tutti i parametri che derivano dalle prove sperimentali effettuate sul motore.
- **Inverter** - È stato implementato un modello semplificato ai valori medi di VSI, che tiene conto della caduta di tensione sulla resistenza di ON e degli errori di tensioni introdotti dai dead-time attraverso LUT.

- **Microcontrollore** - Il blocco MCU (in azzurro scuro) contiene i file C del controllo motore. La simulazione prevede che tale blocco venga eseguito solo quando arriva l'impulso dal blocco PWM trigger (in azzurro chiaro); in questo modo si simula la chiamata della ISR del microcontrollore reale.
- **Misure** - Al fine di rendere la simulazione più accurata, vengono usati dei blocchi che simulano il comportamento dei sensori di corrente di fase e tensione del DC-link.
- **Dc Link** - Il valore di tensione del DC link viene mantenuto costante.

Nella Tabella 5.1 sono riportati i valori dei parametri più significativi utilizzati in simulazione.

Frequenza di switching	f_{sw}	20	kHz
Frequenza di campionamento	f_s	20	kHz
Tensione del Dc-Link	V_{dc}	350	V
Guadagno proporzionale per PI di corrente	$k_{p,\tau}$	1.716	V/A
Guadagno integrale per PI di corrente	$k_{i,\tau}$	542	V/(As)
Guadagno proporzionale per PI di flusso	$k_{p,f}$	5215	V/(Vs)
Guadagno integrale per PI di flusso	$k_{p,f}$	1250000	V/(Vs ²)
Guadagno dell'osservatore di flusso	g	125	1/s
Guadagno proporzionale del PLL	$k_{p,PLL}$	444	1/s
Guadagno integrale del PLL	$k_{p,PLL}$	279155	1/s ²
Limitazione del rate di coppia	$\Delta T_{max}/s$	1000	Nm/s
Protezione di sovracorrente	I_{max}	148.5	A
Protezione di overspeed	ω_{max}	20000	rpm

Tabella 5.1. Parametri utilizzati in simulazione

Le prove in simulazione sono state costruite ed eseguite per testare il controllo nelle condizioni più critiche. Infatti, la tensione di DC-link utilizzata è la minima di batteria.

La frequenza di switching coincide con quella di sampling ed è pari a 20 kHz, in modo da avere ottime prestazioni anche alla pulsazione elettrica massima pari a 1667 Hz. Si valuterà, sull'hardware vero, se adottare una soluzione 2S-2R (double sampling - double refresh) con una frequenza di switching di 10 kHz.

5.5.1 Test1 - Coppia costante su tutto il range di velocità

Il test 1 consiste nel richiedere 15Nm costanti di coppia, facendo aumentare la velocità da 0 a 20000 rpm con una pendenza di 5000 rpm/s.

Obiettivo del test è mostrare il comportamento delle varie grandezze, mettendo in evidenza il funzionamento in MTPA, deflussaggio e MTPV.

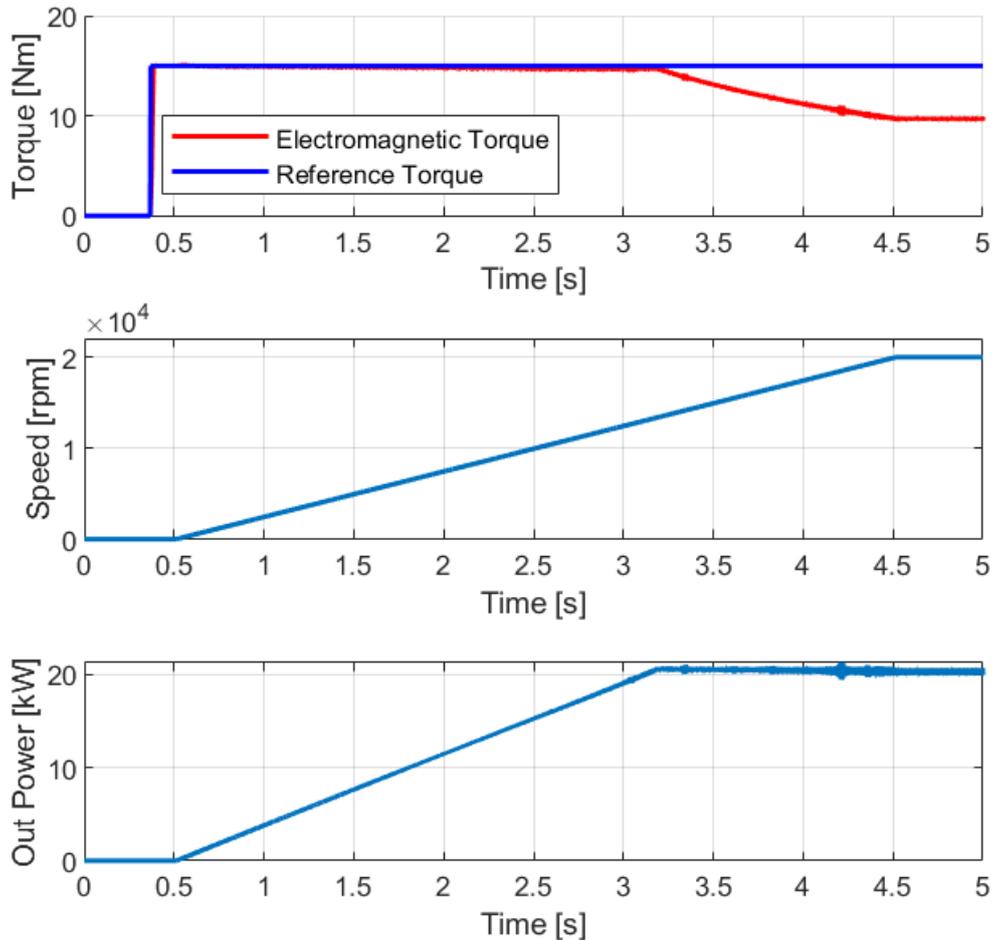


Figura 5.14. Test1 - Grafico di coppia, velocità e potenza

La Figura 5.14 riporta gli andamenti di coppia elettromagnetica (di riferimento e fornita all'albero dal motore), nonché di velocità e potenza in uscita. I primi 0.3s vengono utilizzati dal controllo, nella fase iniziale di accensione, per acquisire e correggere gli offset dei sensori e far convergere il PLL. Il grafico in figura 5.15 mostra l'andamento delle correnti nel riferimento (f, τ). La componente di corrente in asse τ è quella che effettivamente viene controllata e nel grafico associato è evidenziato il comportamento in MTPA, deflussaggio e MTPV.

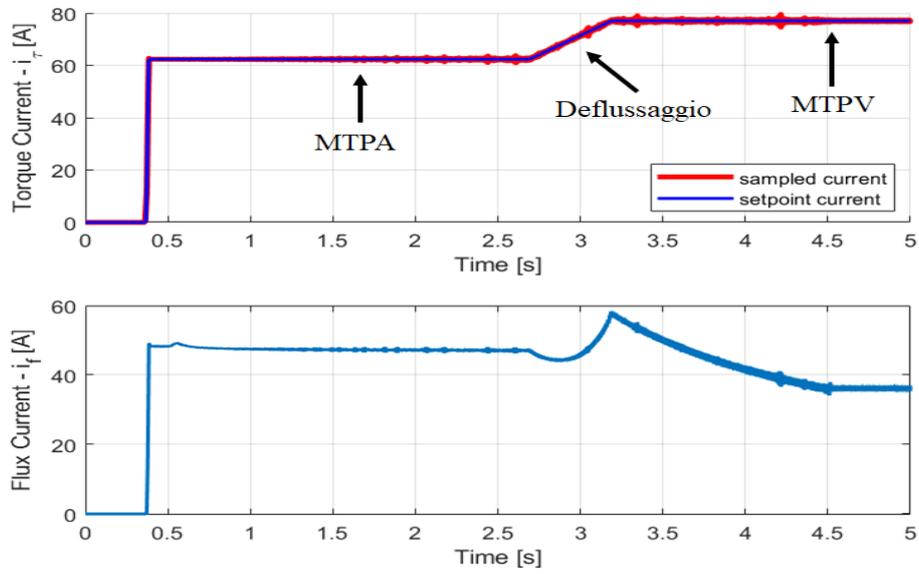


Figura 5.15. Test1 - Correnti in assi (f, τ)

Fintanto che l'ampiezza di tensione imposta dall'inverter non satura al valore massimo, il motore lavora in MTPA. A 2.7 s circa, il flusso comincia a diminuire (Figura 5.16) secondo l'equazione (5.11), descritta nel paragrafo precedente; la diminuzione del flusso viene compensata da un aumento di corrente fino al raggiungimento del valore massimo fissato a 77 A.

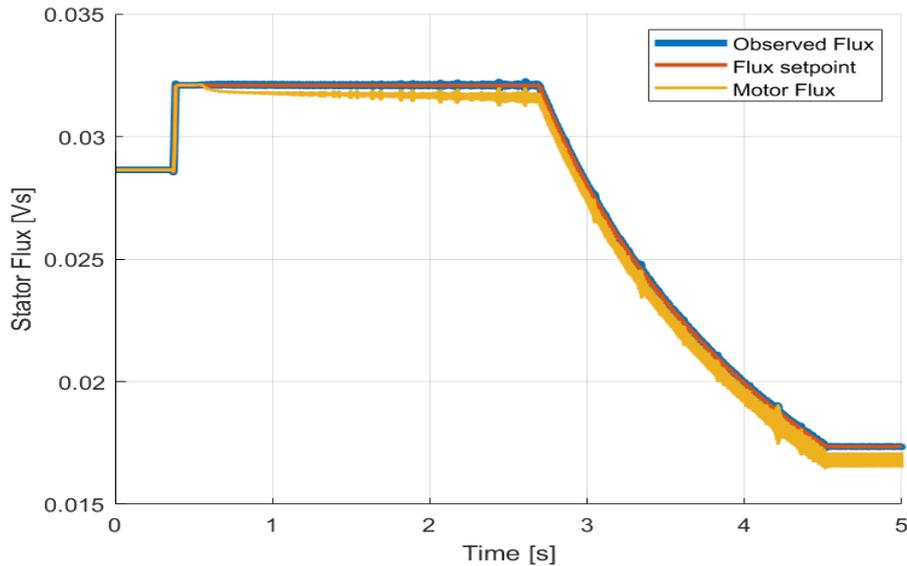


Figura 5.16. Test1 - Ampiezza del flusso di statore

Si riportano i grafici dei duty cycles in Figura 5.17. Si vede dal grafico come l'ampiezza aumenti nella zona di funzionamento in MTPA, per poi saturare ad un valore inferiore all'unità, nelle zone di deflussaggio ed MTPV. Facendo uno zoom in un intervallo sufficientemente piccolo, si ottiene il grafico in Figura 5.18 dove è possibile riconoscere l'uso della "MinMax modulation", utilizzata per sfruttare tutto il campo di regolazione lineare dell'inverter.

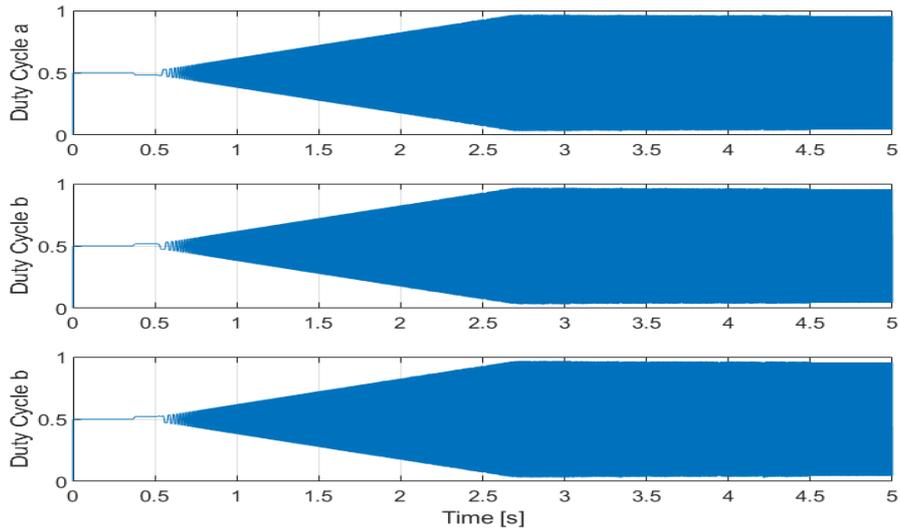


Figura 5.17. Test1 - Duty Cycles

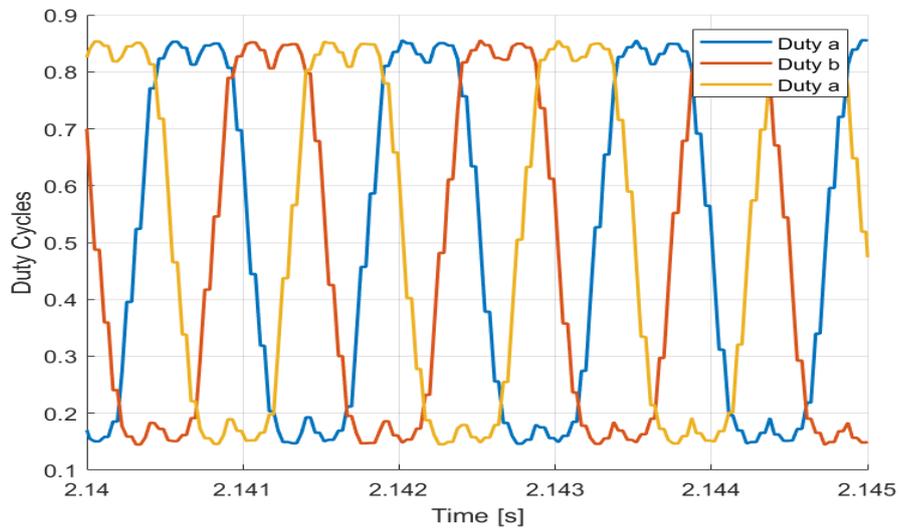


Figura 5.18. Test1 - Duty cycle in un intervallo di 0.005 s

Le tensioni di riferimento in assi (f, τ) prodotte dai regolatori sono riportate nei grafici in Figura 5.19. Si nota come i valori di tensione in asse f siano dell'ordine del volt poiché, in condizioni stazionarie, l'anello compensa le cadute di tensione sulla resistenza di fase del motore e le cadute sull'inverter.

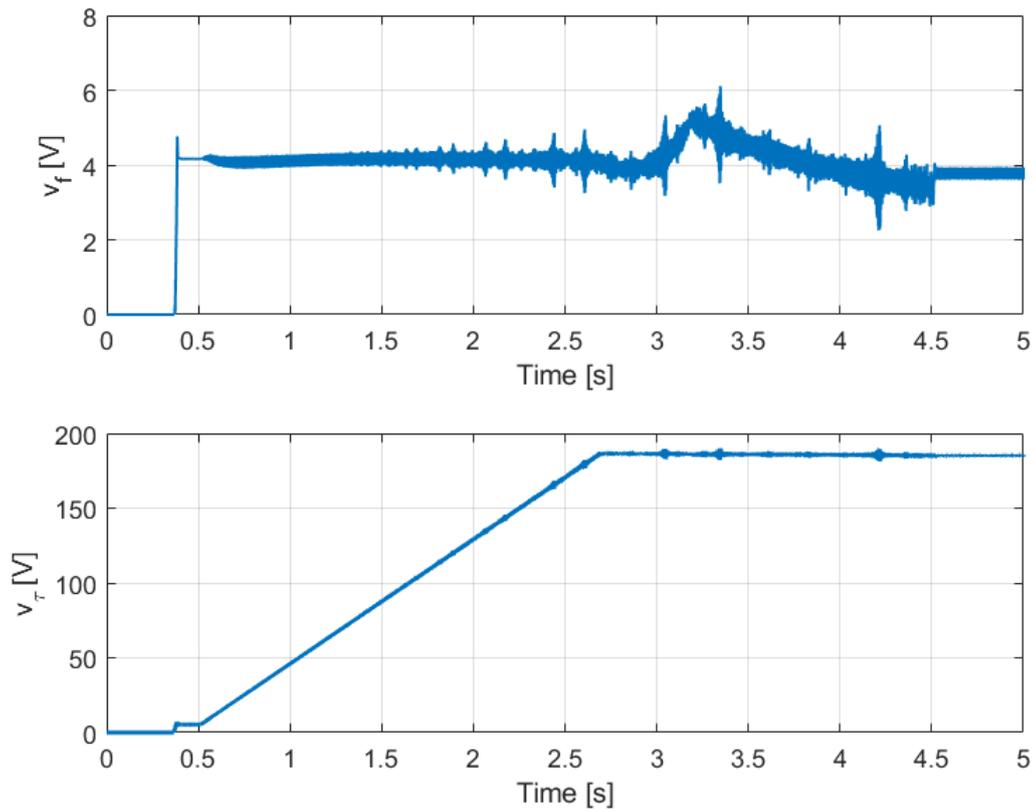


Figura 5.19. Test1 - Tensioni di riferimento v_f^*, v_τ^*

5.5.2 Test2 - Variazione a gradino del riferimento di coppia

Nel test 2, è stato impostato un riferimento di coppia ad onda quadra tra 21 Nm e -21 Nm per simulare delle variazioni a gradino tra la coppia massima e minima. Si impone al motore una velocità che sale a rampa con una pendenza di 2000 rpm/s, da 0 a 20000 rpm. I grafici di coppia e velocità sono illustrati in Figura 5.20.

Obiettivo del test è quello di verificare la stabilità del controllo alle variazioni a gradino del riferimento di coppia in tutte le condizioni di funzionamento. Il software di controllo limita la derivata del riferimento di coppia in ingresso a 1000 Nm/s per evitare situazioni di instabilità nel funzionamento in MTPV.

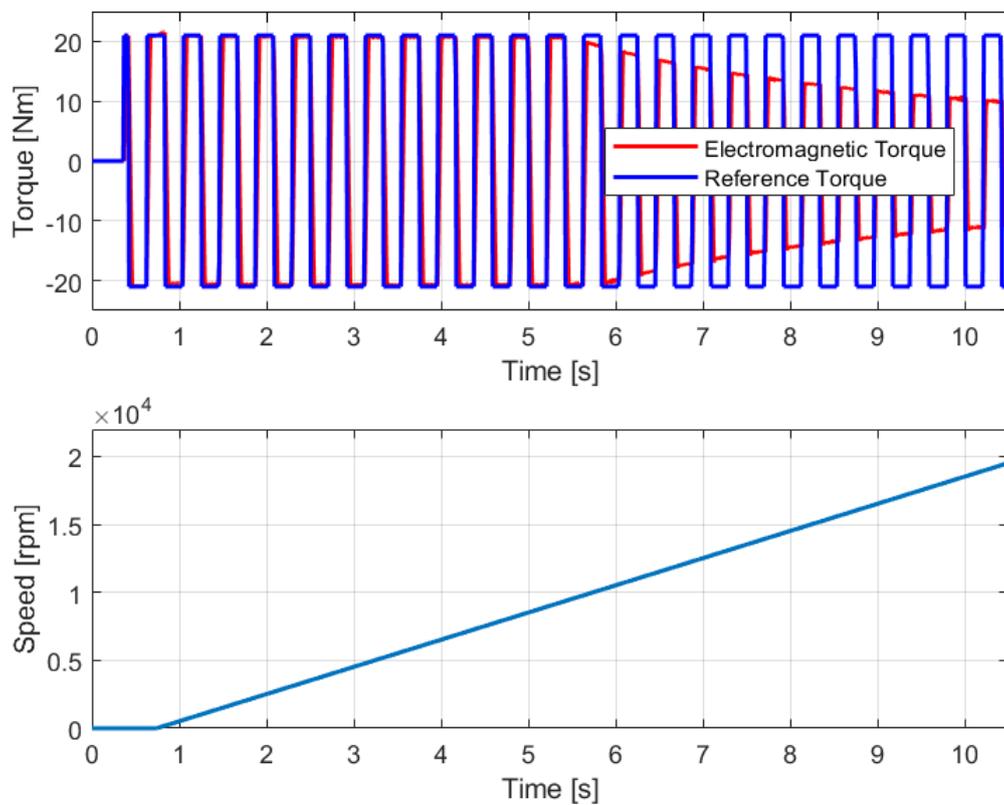


Figura 5.20. Test2 - Grafici di coppia e velocità

Si può verificare dal grafico in Figura 5.20, come la coppia prodotta segue il riferimento senza particolari problemi. Infatti, come mostrato nei grafici in Figura 5.21 e 5.22, il controllo riesce a seguire i riferimenti di flusso e corrente in maniera corretta. Bisogna comunque sottolineare che un ulteriore affinamento del controllo deve essere fatto sull'hardware vero, per poter capire quanto i dati ottenuti in simulazioni si discostino dalla realtà.

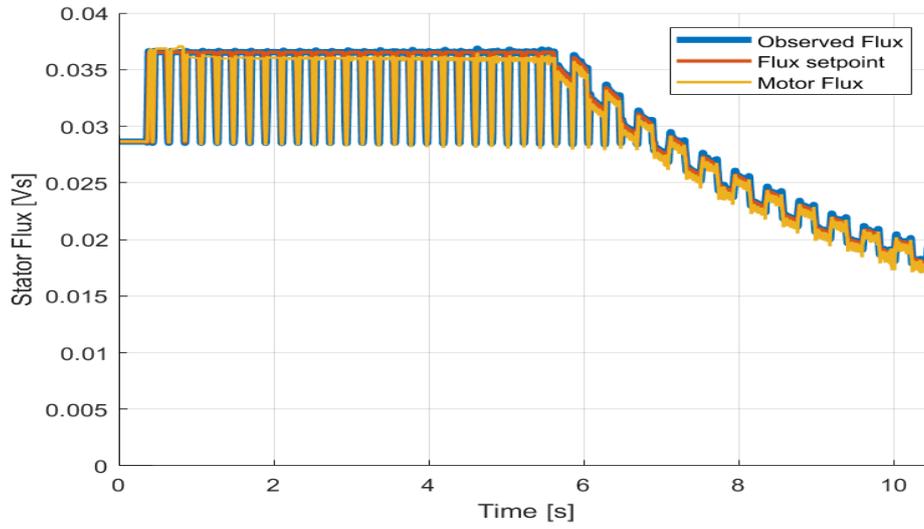


Figura 5.21. Test2 - Flusso di riferimento, osservato e reale

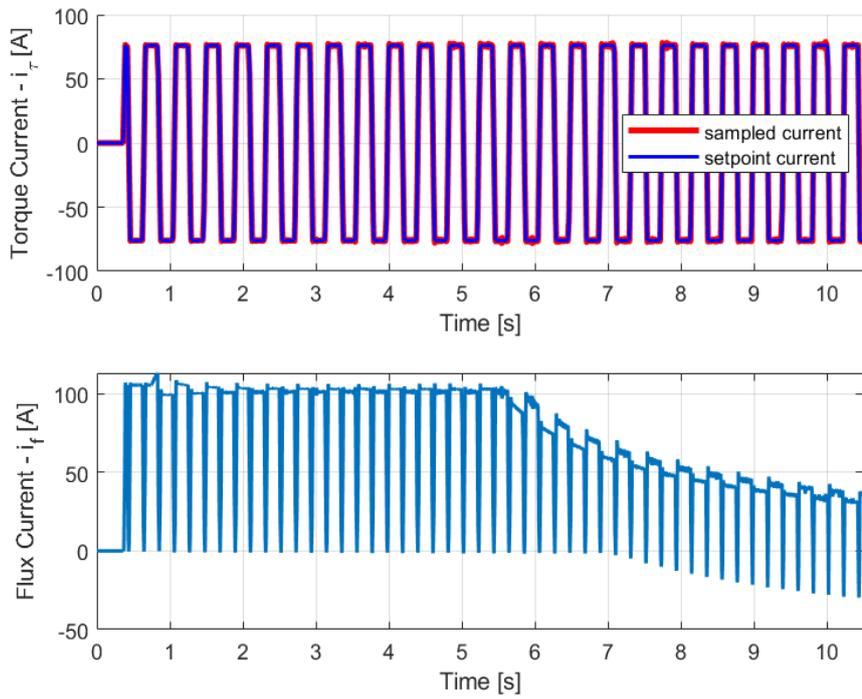


Figura 5.22. Test2 - Correnti in assi (f, τ)

5.5.3 Test3 - Stabilità del controllo in condizioni di accelerazioni elevate

Il test 3 verifica che il controllo risulti stabile per variazioni elevate della velocità. Tali condizioni si verificano soprattutto quando il veicolo frena bruscamente. Le decelerazioni più spinte, registrate durante le gare, hanno un valore di circa -150000 rpm/s.

Il test prevede la variazione della coppia di riferimento da 0 fino al valore massimo di 21 Nm. La velocità viene fatta variare tra 0 e 20000 rpm con una pendenza di 150000 rpm/s. Raggiunta la velocità massima, mantenendo la coppia a 21 Nm, si farà variare la velocità da 20000 rpm a -20000 rpm. Si ripeteranno le stesse operazioni ma con un valore di coppia pari a -21 Nm. Il grafico in Figura 5.23 mostra la coppia di riferimento, la coppia prodotta dal motore e la velocità.

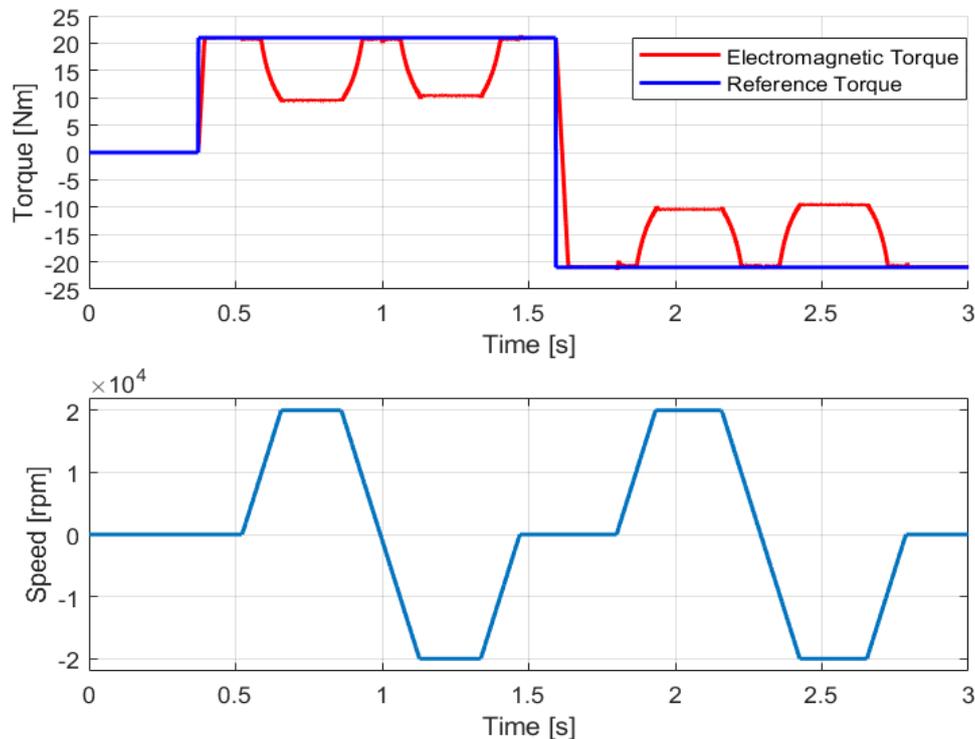


Figura 5.23. Test3 - Grafico di coppia e velocità

Analizzando il grafico in Figura 5.23 si nota come, anche ad accelerazioni spinte, il controllo rimanga stabile. Si riportano inoltre in Figura 5.24 e 5.25 i grafici di correnti e flusso.

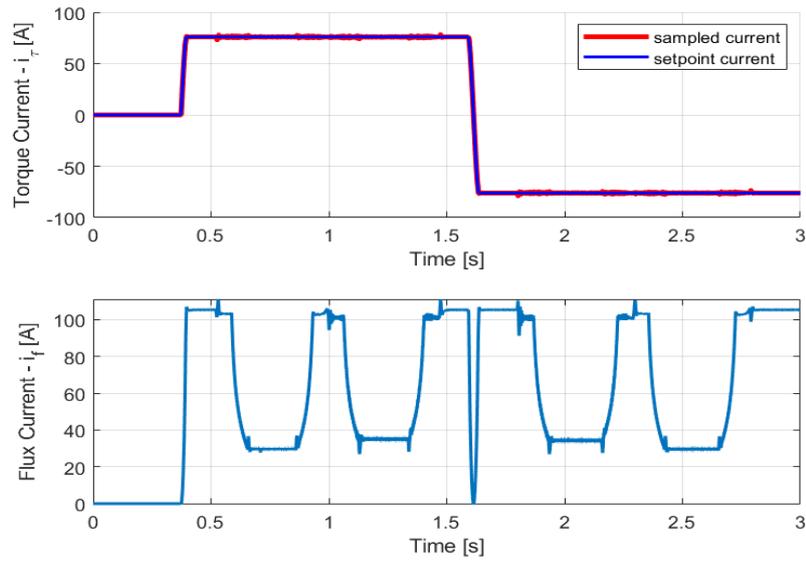


Figura 5.24. Test3 - Correnti in assi (f, τ)

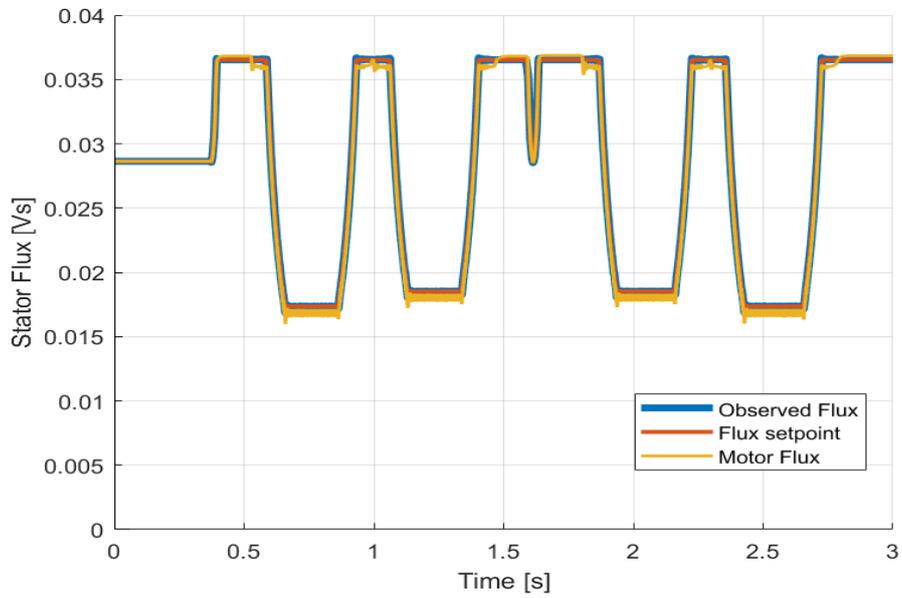


Figura 5.25. Test3 - Flusso di riferimento, osservato e di macchina

Conclusioni

All'interno dell'elaborato sono stati messi a confronto due inverter di trazione; uno commerciale prodotto dall'azienda AMK che utilizza dispositivi (power switch) IGBT al silicio e uno custom sviluppato dai ricercatori del dipartimento di energia in collaborazione con il PEIC (Power Electronics Innovation Center) che utilizza la più recente tecnologia di MOSFET al carburo di Silicio. Il contesto di confronto è quello del veicolo da competizione progettato e prodotto dal team studentesco "Squadra Corse Polito".

A partire da una descrizione della vettura sono stati analizzati gli elementi principali del powertrain quali motore e pacco batteria per poi passare alla descrizione dei due convertitori messi a confronto. È stata eseguita una stima dei pesi e degli ingombri in vettura riportando le criticità dell'attuale disposizione e mostrando come queste possano essere superate attraverso l'adozione del SiC inverter. Utilizzando modelli analitici e simulazioni è stata eseguita una valutazione delle perdite dei due convertitori sui cicli guida delle gare.

Inoltre, è stato sviluppato il Direct Flux Vector Control: una nuova strategia di controllo motore più adatta all'applicazione di cui è stata eseguita una validazione preliminare in simulazione.

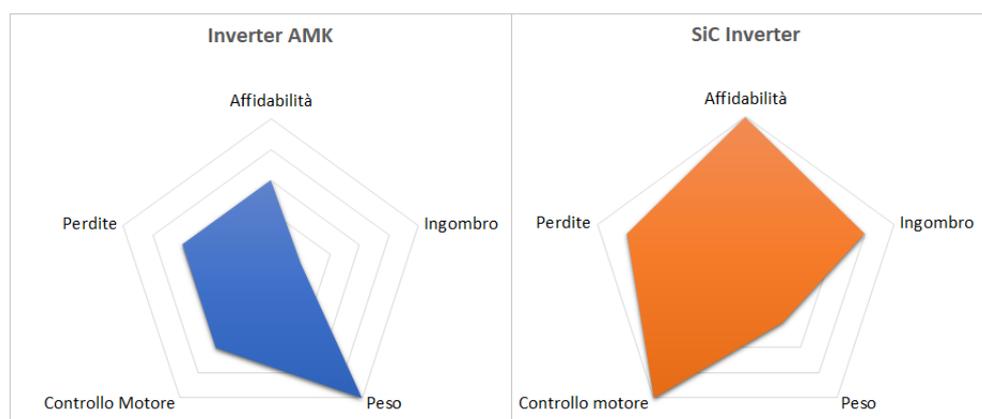


Figura 5.26. Confronto tra i due inverter

I risultati ottenuti dall'analisi e dal confronto dei due inverter sono riportati nel grafico in Figura 5.26 e sintetizzati nei seguenti punti:

1. Gli elementi che compongono l'inverter AMK sono disposti su più schede, connesse attraverso connettori e cavi. L'interconnessione tra le varie schede è un punto critico poiché rende poco agevole la disposizione in vettura degli inverter. Inoltre, i cavi di potenza e segnale si trovano a stretto contatto e aumentano il rischio di malfunzionamento dovuti a problemi di interferenza elettromagnetica.
Il design compatto dell'inverter SiC permette invece una disposizione più agevole in vettura, riducendo il numero di connessioni allo stretto necessario.
2. Lo schematico dell'inverter AMK non è noto. Il software di interfaccia permette un numero limitato di azioni e lo strumento di diagnostica, seppur completo, risulta spesso poco chiaro e rende difficile l'individuazione dei guasti.
Per contro, lo schematico del SiC inverter è noto. L'adozione di quest'ultimo permetterebbe un accesso completo al software del microcontrollore, migliorando l'individuazione dei guasti e garantendo un maggiore grado di affidabilità e flessibilità del sistema stesso.
3. La routine di controllo motore, adottata nell'inverter AMK, non è nota nel dettaglio. Dai dati forniti nella documentazione del convertitore, si evince che il controllo adottato è un FOC (Field Oriented Control) valido in ambito industriale ma poco indicato per applicazioni in cui si richiedono al motore alte prestazioni in deflussaggio.
Il DFVC (Direct Flux Vector Control), sviluppato nell'elaborato, rappresenta una valida alternativa, che concilia alte prestazioni e un tuning semplice dei parametri di regolazione.
4. Attraverso l'utilizzo di dispositivi al carburo di silicio è possibile ottimizzare l'efficienza del convertitore. Le simulazioni di perdita, effettuate per entrambi i convertitori, mostrano come l'utilizzo del SiC inverter permetta una notevole riduzione delle perdite che unitamente alla più ampia superficie di scambio permette l'ottimizzazione di peso e ingombro del sistema di raffreddamento.
5. Il confronto tra i pesi dei due convertitori ha mostrato tuttavia che l'utilizzo in vettura del nuovo inverter aggiunge 1 kg in più rispetto al convertitore AMK.

Il lavoro svolto nell'elaborato è da considerarsi come punto di inizio per l'ottimizzazione del powertrain della vettura. L'elaborato mostra quali sono le criticità del convertitore attualmente utilizzato e i miglioramenti che si possono ottenere adottando un nuovo tipo di convertitore. Il passo successivo consiste nel migliorare ulteriormente il SiC inverter, ottimizzando il peso e l'ingombro e adattando tutti gli accorgimenti necessari per un utilizzo in ambito automotive.

Bibliografia

- [1] E. Armando, R. I. Bojoi, P. Guglielmi, G. Pellegrino, and M. Pastorelli. *Experimental Identification of the Magnetic Model of Synchronous Machines*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 49(5):2116–2125, 2013.
- [2] Bon-Ho Bae, N Patel, S Schulz, and Seung-Ki Sul. *New field weakening technique for high saliency interior permanent magnet motor*. 2:898–905 vol.2, 2003.
- [3] Stella Fausto. *On-line Junction Temperature Estimation of SiC Power MOSFETs*. Ph.D. Thesis - Politecnico di Torino, 2019.
- [4] Jang-Mok Kim and Seung-Ki Sul. *Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(1):43–48, 1997.
- [5] Application Note. *Power Semiconductors*. Semikron, 05-2015.
- [6] Application Note. *SiC Power Devices and Modules*. Rohm Semiconductor, August 2014.
- [7] G Pellegrino, E Armando, and P Guglielmi. *Direct Flux Field-Oriented Control of IPM Drives With Variable DC Link in the Field-Weakening Region*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 45(5):1619–1627, 2009.
- [8] G Pellegrino, E Armando, and P Guglielmi. *Direct-Flux Vector Control of IPM Motor Drives in the Maximum Torque Per Voltage Speed Range*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(10):3780–3788, 2012.
- [9] G Pellegrino, R. I Bojoi, and P Guglielmi. *Unified Direct-Flux Vector Control for AC Motor Drives*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 47(5):2093–2102, 2011.
- [10] URL. Amk group. URL: <https://amk-group.com/en>.
- [11] URL. Formula SAE. URL: <http://www.fsaeonline.com/>.
- [12] URL. Formula SAE regulation. URL: https://www.formulastudent.de/fileadmin/user_upload/all/2020/rules/FS-Rules_2020_V1.0.pdf.
- [13] URL. Microautobox ii - dspace. URL: https://www.dspace.com/en/ltd/home/medien/product_info/prodinf_mabx.cfm.
- [14] URL. Modello plect del modulo sic mosfet bsm180d12p3c007. URL: <https://www.rohm.com/products/sic-power-devices/sic-power-module/bsm180d12p3c007-product/tools>.

- [15] URL. PEIC - Centro Interdipartimentale di Elettronica di Potenza. URL: <http://www.peic.polito.it/>.
- [16] URL. Rohm - Tech Web. URL: <https://techweb.rohm.com/knowledge/si/s-si/03-s-si/5612>.
- [17] URL. Squadra corse polito. URL: <https://www.squadracorsepolito.com/>.
- [18] M. Vujacic, M. Hammami, M. Srndovic, and G. Grandi. *Evaluation of DC voltage ripple in three-phase PWM voltage source inverters*. pages 711–716, 2017.
- [19] G. Wang, F. Wang, G. Magai, Y. Lei, A. Huang, and M. Das. *Performance comparison of 1200V 100A SiC MOSFET and 1200V 100A silicon IGBT*. pages 3230–3234, 2013.
- [20] Tiefu Zhao, Jun Wang, A.Q Huang, and A Agarwal. *Comparisons of SiC MOSFET and Si IGBT Based Motor Drive Systems*. pages 331–335, 2007.