ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

DIPARTIMENTO di INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA E DELL'INFORMAZIONE "Guglielmo Marconi" DEI

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA

TESI DI LAUREA

in Azionamenti Elettrici per Applicazioni Industriali ed Eoliche M

STUDIO E PROGETTAZIONE DI UN INVERTER TRIFASE CON TECNOLOGIA GAN

CANDIDATO

Alessia Mei

RELATORE

Chiar.mo Prof. Michele Mengoni

CORRELATORI

Prof. Gabriele Rizzoli Dott. Davide Antonelli

Anno Accademico 2023/2024

> Sessione IV

Sommario

INTRO	DUZI	ONE	3		
CAPITO	DLO [·]	1. STUDIO DELLA TECNOLOGIA GAN	5		
1.1.	Prima applicazione e sviluppo della tecnologia GaN				
1.2.	Pro	prietà fisiche ed elettroniche del GaN	6		
1.3.	Dis	positivi GaN HEMT	8		
1.3.	1.	Struttura	8		
1.3.	2.	Parametri chiave del dispositivo	14		
1.4.	Cor	nfronto tra MOSFET al Si, SiC e GaN	21		
1.5.	Ric	erca di mercato sui dispositivi GaN	26		
1.5.	1.	Applicazioni dove ad oggi viene usato	26		
1.5.	2.	Prospettive di mercato future	27		
CAPITO		2. STUDIO MACROSCOPICO DELLA SCHEDA POWER PER			
INVERI	ER		31		
2.1.	Scr	nema di un azionamento elettrico	31		
2.2.	Scr	neda Power GaN realizzata	34		
2.2.	1.	Power stage: struttura e funzionamento dell'inverter trifase	36		
2.2.	2.	Gate driver	41		
2.2.	3.	Filtri di ingresso	42		
2.2.	4.	Phase shunt	43		
2.2.	5.	Phase current sense	44		
2.2.	6.	Overcurrent protection	45		
2.2.	7.	Temperature sense	47		
2.2.	8.	Buck converter	48		
2.2.	9.	Low Dropout Regulator	49		
2.2.	10.	Power Good	50		
2.3.	Din	nensionamento componenti	51		
2.3.	1.	Dimensionamento filtri di ingresso	52		
2.3.	2.	Dimensionamento stadio di potenza	52		
2.3.	3.	Dimensionamento phase shunt	59		
2.3.	4.	Dimensionamento soglie di overcurrent	61		
2.3.	5.	Dimensionamento dissipatore	62		
CAPITOLO 3. SIMULAZIONI SU LTspice					
3.1.	Мо	dellazione dei dispositivi e configurazione dei circuiti	65		
3.1.	1.	Simulazione scheda GaN	65		

3.1.2. Simulazione scheda silicio	68			
3.2. Analisi e confronto dei risultati delle simulazioni	70			
CAPITOLO 4. PROVE SPERIMENTALI SU SCHEDA GAN	73			
4.1. Banco di prova	73			
4.2. Analisi di sicurezza e caratterizzazione della scheda	77			
4.2.1. Debug scheda	77			
4.2.2. Prove a vuoto per la misura delle caratteristiche dinamiche	78			
4.2.3. Procedura di test per l'accoppiamento dei motori	83			
4.3. Prove a carico	85			
4.4. Prove di efficienza				
4.5. Prove termiche				
CAPITOLO 5: PROVE SPERIMENTALI SU SCHEDA AL SILICIO	107			
5.1. Banco di prova	107			
5.2. Caratterizzazione della scheda	109			
5.2.1. Prove a vuoto per la misura delle caratteristiche dinamiche	110			
5.2.2. Procedura di test per l'accoppiamento dei motori	114			
5.3. Prove a carico	114			
5.4. Prove di efficienza	116			
5.5. Prove termiche	118			
CAPITOLO 6: CONFRONTO DEI RISULTATI	123			
6.1. Validazione e confronto tra simulazioni LTspice e dati reali	123			
6.2. Scheda GaN vs scheda al silicio				
CONCLUSIONI				
RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI				

INTRODUZIONE

Negli ultimi anni, il settore dell'elettronica di potenza ha vissuto un'evoluzione significativa, spinta dalla necessità di dispositivi sempre più efficienti e compatti. Tuttavia, il silicio sta raggiungendo la saturazione delle sue potenzialità, rendendo urgente il superamento dei suoi limiti tecnologici. In questo scenario, il Nitruro di Gallio (GaN) si è affermato come una delle alternative più promettenti, grazie alle sue eccellenti proprietà fisiche ed elettroniche, che consentono una drastica riduzione delle perdite di commutazione e una maggiore efficienza operativa.

Questa tesi si propone di analizzare, progettare e validare sperimentalmente un inverter trifase basato su tecnologia GaN, confrontandolo con una soluzione equivalente realizzata con MOSFET al silicio. L'attività svolta si articola in sei capitoli, nei quali vengono affrontati gli aspetti teorici, progettuali e sperimentali del lavoro svolto.

Il **Capitolo 1** introduce la tecnologia GaN, confrontandola con il silicio e il carburo di silicio (SiC). In particolare, vengono analizzate le sue principali caratteristiche, come l'elevata mobilità elettronica e il maggiore campo elettrico critico. Il capitolo si conclude con una panoramica sulle applicazioni attuali e sulle prospettive future del GaN nei settori dell'elettronica di potenza, delle automobili e delle energie rinnovabili.

Il **Capitolo 2** entra nel cuore della progettazione della scheda di potenza basata su GaN, con un'analisi dettagliata dell'architettura del circuito e del dimensionamento dei principali componenti. Tra questi, particolare attenzione è rivolta allo stadio di potenza vero e proprio, ai sistemi di protezione da sovracorrente (OCP) e al rilevamento della corrente di fase (phase current sense).

Nel **Capitolo 3**, vengono presentate le simulazioni eseguite in LTspice che hanno permesso di analizzare il comportamento dell'inverter prima della realizzazione fisica. In particolare, sono state modellate sia la scheda GaN che una scheda di riferimento al silicio, analizzando parametri chiave come la risposta dinamica e le perdite di commutazione.

Il **Capitolo 4** si concentra sulla validazione sperimentale della scheda GaN attraverso una serie di test condotti su banco di prova. Le prove a vuoto hanno permesso di caratterizzare le dinamiche di commutazione e il comportamento statico della scheda, mentre le prove a carico hanno valutato le prestazioni del sistema in condizioni operative reali. Sono stati inoltre effettuati test di efficienza e prove termiche per analizzare il rendimento della scheda e la sua capacità di dissipazione del calore.

Nel **Capitolo 5**, viene eseguita un'analisi speculare condotta su una scheda equivalente basata su tecnologia al silicio, al fine di ottenere un confronto diretto tra le due soluzioni.

Infine, il **Capitolo 6** raccoglie e confronta tutti i risultati ottenuti, sia dalle simulazioni che dalle prove sperimentali, evidenziando i vantaggi e le eventuali criticità della tecnologia GaN rispetto al silicio.

Uno degli aspetti chiave emersi durante la sperimentazione riguarda il miglioramento della forma d'onda di corrente, introdotto dalla riduzione dei tempi morti e dalla possibilità di operare ad elevate frequenze di switching. Questo si traduce in una riduzione delle armoniche indesiderate e, di conseguenza anche delle perdite ad esse correlate. Tuttavia, in alcune condizioni operative in merito alle prove di efficienza, è emerso un comportamento migliore a frequenze minori, in contrasto con i risultati attesi. Questo effetto è stato attribuito alla mancanza di un algoritmo di controllo ottimizzato per la tecnologia GaN, che non ha consentito di sfruttare appieno i benefici della commutazione ad alta frequenza. Inoltre, il motore utilizzato per le prove non era specificamente progettato per operare a frequenze così elevate, introducendo ulteriori inefficienze che hanno penalizzato le prestazioni globali del sistema. Nonostante questi limiti, il confronto con la tecnologia al silicio ha comunque dimostrato in modo inequivocabile la superiorità del GaN in termini di rapidità di commutazione, efficienza energetica e dissipazione del calore.

Questo suggerisce che, in condizioni operative ottimali e con un algoritmo di controllo sviluppato ad hoc, la tecnologia GaN potrebbe esprimere il suo massimo potenziale, segnando un passo decisivo verso una nuova generazione di dispositivi più efficienti e compatti.

CAPITOLO 1. STUDIO DELLA TECNOLOGIA GAN

1.1. Prima applicazione e sviluppo della tecnologia GaN

Fin dagli anni '60 la tecnologia del silicio si è dimostrata dominante nel settore dei dispositivi di potenza, tuttavia, la sempre crescente richiesta di migliori prestazioni energetiche e minori consumi ha spinto la ricerca verso lo studio e lo sviluppo di dispositivi elettronici basati su materiali alternativi.

Un valido candidato in questa direzione è il nitruro di gallio (GaN), il quale risulta essere ad oggi il semiconduttore più promettente a rivoluzionare la componistica elettronica grazie alle ottime proprietà elettroniche intrinseche, potenzialmente in grado di superare i limiti del silicio. Il nitruro di gallio consente infatti di sviluppare dispositivi con maggiore densità di potenza, elevata efficienza energetica e commutazioni ad altissima frequenza [1].

Il merito dell'introduzione dei dispositivi basati sulla tecnologia del nitruro di gallio è da attribuire all'ambito dell'illuminazione, quando nei primi anni '90 si sono fatti strada i LED basati su GaN. Questi dispositivi hanno fin da subito rivoluzionato il settore dell'illuminazione con la loro efficienza e luminosità, divenendo delle soluzioni onnipresenti nella vita quotidiana. Hanno inoltre fortemente contribuito ad accelerare il processo di ricerca e sviluppo di questo interessante semiconduttore [2].

Successivamente, la capacità del nitruro di gallio di operare ad alta frequenza, unita all'abilità di gestire elevate densità di potenza, lo hanno reso ideale per l'impiego in applicazioni a radiofrequenza e microonde, ma anche per il progresso nei sistemi di comunicazione wireless. In questo contesto, hanno esordito nel 2004 in Giappone, per merito di Eudyna Corporation, come "depletion-mode radio frequency (RF) transistors" (transistor a radiofrequenza in modalità di svuotamento).

Qualche anno dopo la tecnologia GaN è stata impiegata per la realizzazione di interruttori elettronici di potenza e nel 2009, Efficient Power Conversion (EPC) ha sviluppato il primo GaN FET e-mode. Da lì in poi l'evoluzione di tali dispositivi è

proseguita senza soste verso obiettivi sempre più ambiziosi, come l'implicazione per le risorse rinnovabili [3].

Gli step principali dello sviluppo dei dispositivi di potenza basati sulla tecnologia GaN sono rappresentati nella Figura 1. 1.



Figura 1. 1 - Evoluzione dello sviluppo della tecnologia GaN [3].

Considerando le varie aziende che popolano il mercato in esame è possibile citare Efficient Power Conversion, GaN System, Transphorm, Texas Instruments e Panasonic, tenendo presente che queste sono solo alcune delle tante aziende che lavorano per incrementare le prestazioni dei dispositivi al GaN.

1.2. Proprietà fisiche ed elettroniche del GaN

Il nitruro di gallio è un composto binario covalente costituito da gallio e azoto ed è un tipico semiconduttore del tipo III-V. Si tratta di un materiale molto duro e presenta come struttura cristallina stabile, a temperatura ambiente, la wurtzite esagonale (si veda la Figura 1. 2) [4].



Figura 1. 2 - Struttura wurtzite esagonale [4].

Le principali proprietà che rendono così promettente tale composto sono l'ampio energy gap, l'elevata mobilità elettrica e l'ottima tolleranza a elevate temperature di esercizio (essendo un composto molto stabile dal punto di vista termico e anche chimico) [22]. Il limite principale, invece, è legato al suo costo. Il GaN viene infatti considerato un materiale raro e ciò è dovuto a due diverse ragioni. La prima è dovuta alla ridotta disponibilità del gallio nella crosta terrestre continentale, che è mediamente pari a 19 ppm (parti per milione). La seconda, invece, è legata al fatto che il gallio in natura non è presente in forma elementare, ma è legato ad altri elementi come alluminio, zinco e germanio, presentandosi dunque sottoforma di composto. Diretta conseguenza di queste limitazioni è l'elevato costo di produzione e di fabbricazione del cristallo di nitruro di gallio, che ne ha inizialmente rallentato la diffusione. Ciò non ha però impedito il suo grande sviluppo, in quanto si ritiene che le potenzialità di tale composto siano così promettenti da essere in grado di dar vita ad una nuova generazione di dispositivi microelettronici [5]. Nella Tabella 1.1 si elencano alcune proprietà del nitruro di gallio:

Densità	$6.1 \left[\frac{g}{cm^3} \right]$	
Densità atomica	$4.37 * 10^{22} \left[\frac{atomi}{cm^3} \right]$	
Punto di fusione	2573 [°C]a 60 [kbar]	
Coefficiente di espansione lineare	$5.6 * \frac{10^{-6}}{a_0}, 3.2 * \frac{10^{-6}}{c_0}$	
	$con a_0 e c_0 parametri reticolari$	
Conducibilità termica	$1.3 - 2.1 \left[\frac{W}{cm * K}\right]$	
Bandgap energetico	3.4 [<i>eV</i>]	
Campo elettrico critico	$3 - 3.75 \left[\frac{MV}{cm}\right]$	
Mobilità degli elettroni	$1100 - 1300 \left[\frac{cm^2}{V * s}\right]$	
Velocità di saturazione degli elettroni	$3 * 10^7 \left[\frac{cm}{s}\right]$	
Concentrazione di portatori intrinseci	$\sim 10^{10} \left[\frac{elettroni}{cm^3} \right] a \ 300[K]$	
Affinità degli elettroni	3.1 – 4.1 [<i>eV</i>]	
Costante dielettrica relativa	9.5	

Tabella 1.1 – Proprietà distintive del GaN [6].

È importante sottolineare alcune importanti caratteristiche che rendono questo composto così interessante, quali l'ampio band gap energetico, l'elevato campo elettrico critico e l'alta velocità di saturazione degli elettroni.

1.3. Dispositivi GaN HEMT

1.3.1. <u>Struttura</u>

I dispositivi di potenza GaN sono materiali a banda larga (WBG) appartenenti alla classe dei transistor ad effetto di campo ad alta mobilità elettronica (HEMT o HFET).

Questi transistor elettronici, come qualsiasi FET di potenza, presentano tre elementi fondamentali quali source, gate e drain.

È poi presente un substrato, il quale costituisce uno dei punti chiave di questa tecnologia. Questo ha infatti rappresentato inizialmente un ostacolo nello sviluppo dei suddetti dispositivi, in quanto nei GaN non si manifesta la formazione di un substrato omogeneo, necessario per la produzione dei cristalli di GaN. Tale problematica è stata superata grazie all'etero-epitassia, in cui si utilizzano dei substrati di materiale diverso da quello base, su cui innescare la nucleazione e l'accrescimento dei cristalli di GaN. Sono stati studiati diversi substrati eterogenei e i più famosi risultano essere zaffiro, silicio e carburo di silicio. Il più interessante ed utilizzato è senza dubbio il silicio, per diverse ragioni. La prima è dovuta al fatto che presenta meno difetti intrinseci, oltre ad offrire la possibilità di ottenere facilmente substrati di grandi dimensioni. In secondo luogo, è più economico rispetto alle altre tecnologie. Coltivando uno strato epi di GaN sopra il silicio è infatti possibile utilizzare l'infrastruttura di produzione del silicio già esistente, eliminando la necessità di costosi siti di produzione specializzati e sfruttando wafer di silicio di grande diametro facilmente disponibili e a basso costo. Questa soluzione è stata di cruciale importanza in quanto ha reso disponibili i dispositivi GaN ad un prezzo decisamente inferiore, eliminando così le errate convinzioni sul costo dei materiali. L'etero-epitassia, tuttavia, introduce una problematica non indifferente: il semiconduttore GaN e il substrato, essendo materiali diversi, hanno un coefficiente di espansione termica differente e ciò può portare come conseguenza all'introduzione di tensioni residue di compressione. Per risolvere tale problematica vengono inseriti degli strati di materiale intermedio, come il nitruro di alluminio (AIN) per esempio, tra il semiconduttore e il substrato [3, 7].

Il vero cuore di questi dispositivi, invece, è rappresentato dalla contrapposizione di due materiali cristallini, aventi spaziatura atomica e band gap diversi, posti a contatto, determinando un'etero-giunzione. Infatti, facendo crescere uno strato sottile di nitruro di gallio e alluminio (AlGaN) sopra un cristallo di GaN, si crea una deformazione all'interfaccia che induce un gas di elettroni bidimensionale compensatorio, denominato 2DEG. Quest'ultimo è un tipo di canale che permette il moto degli elettroni liberi solo in 2 dimensioni, invece che lungo tutte e 3 come accade nei FET. Il 2DEG è attivato dalla necessità di bilanciare il campo di polarizzazione spontanea, intrinseco del nitruro di gallio e dovuto alla sua struttura cristallina, e il campo di polarizzazione

9

piezoelettrica generato dallo stress reticolare, causato dalla crescita del sottile strato di AlGaN sul cristallo di GaN. Si viene in questo modo a creare un accumulo di carica elettrica all'interfaccia GaN/AlGaN, che è per l'appunto il 2DEG. Diretta conseguenza del canale bidimensionale è la riduzione della probabilità di scontro e della deviazione degli elettroni contro gli atomi del reticolo, determinando la realizzazione di dispositivi con una maggiore mobilità elettronica. È proprio su tale principio che si basa il funzionamento degli HEMT [8]. La peculiarità di questi dispositivi è riuscire ad ottenere il canale di elettroni senza la necessità di drogare la zona all'interfaccia, come accade invece nei MOSFET, nei quali vengono introdotti dei difetti nella struttura cristallina dovuti al drogaggio. La struttura dei transistor ad alta mobilità elettronica somiglia quindi a quella dei FET, con la differenza però che negli HEMT si pongono a contatto semiconduttori diversi ottenendo delle etero-giunzioni, mentre nei MOSFET si impiega un unico semiconduttore soggetto però a diverso drogaggio specifico [9].

> **Protection dielectric** Drain metal Gate metal Source metal AlGaN Barrier G s D 000000000000000 $\Theta \Theta \Theta \Theta \Theta \Theta \Theta$ GaN 2DEG Si Aluminum Nitride (a) isolation laver

La struttura degli HEMT è riportata nella Figura 1.3.

Figura 1. 3 – Rappresentazione schematica della struttura di un GaN HEMT depletion-mode [3].

Il 2DEG, dunque, costituisce il vero canale del dispositivo, determinando un abbassamento della resistenza di conduzione, con conseguente circolazione di corrente tra i terminali di drain e source, quando tra questi viene applicata una tensione. La densità di elettroni nel canale 2DEG, e quindi la corrente, è modulata da una tensione applicata al terminale di gate, costituito da un contatto Schottky. Tuttavia, il 2DEG si manifesta tra source e drain anche quando la tensione di gate V_{GS} è nulla, rendendo gli HEMT dei dispositivi normalmente accesi, denominati in modalità di

esaurimento depletion-mode (d-mode) [10]. Pertanto, sono caratterizzati da una tensione di soglia negativa, come è possibile notare dalla Figura 1. 4.



Figura 1. 4 – Caratteristica di uscita di un GaN HEMT d-mode [10].

Ciò costituisce un inconveniente di non poca rilevanza, che ha in un primo momento contribuito ad ostacolare la diffusione di tali dispositivi, in quanto considerati poco affidabili. Questo aspetto si può però ora ritenere superato, grazie all'introduzione dei dispositivi GaN normalmente spenti, denominati in modalità di arricchimento enhancement-mode (e-mode). La loro struttura è riportata nella Figura 1. 5.



Figura 1. 5 – Rappresentazione schematica della struttura di un GaN HEMT e-mode nello stato di off [3].

Per ottenere questa tipologia di dispositivo è necessario drogare il GaN con il magnesio, o con altri elementi simili, arricchendo in questo modo il semiconduttore di lacune. Questo strato p viene collocato sopra la barriera di AlGaN, andando a sostituire il gate Schottky, normalmente presente nella configurazione d-mode. Lo strato di tipo p esaurisce efficacemente il gas elettronico bidimensionale quando viene applicata una tensione di gate nulla, ottenendo in questo modo un dispositivo normalmente spento e caratterizzato da una tensione di soglia positiva. Andando invece ad applicare tra e il gate e il source un'adeguata tensione, cioè maggiore di quella di soglia, il 2DEG viene completamente ripristinato e il dispositivo risulterà essere in funzione [1,6].

La reale struttura del dispositivo è ovviamente caratterizzata da grandezze parassite distribuite tra i 3 terminali, quali resistenze e capacità, che sono meglio evidenziate nella Figura 1. 6.



Figura 1. 6 – Rappresentazione schematica della struttura di un GaN HEMT e-mode nello stato di on, con le rispettive grandezze parassite [21].

È importante notare che, rispetto all'immagine precedente, qui il dispositivo è raffigurato nel suo stato di conduzione, con il canale attivato sotto il gate (linea tratteggiata). Per quanto riguarda il modello circuitale, il GaN HEMT può essere schematizzato come in Figura 1.7.



Figura 1. 7 – Rappresentazione circuitale di un GaN HEMT e-mode [21].

È importante sottolineare la presenza di un comportamento analogo a quello di un diodo di body di un MOSFET. Quest'ultimo è un diodo intrinseco nei MOSFET che si forma tra il drain e il source a causa della giunzione pn tra il substrato e il canale. Tale diodo permette alla corrente di fluire in direzione opposta, cioè dal source al drain, quando la tensione applicata supera una certa soglia. I GaN HEMT non presentano una giunzione pn parassita, ma sono comunque dispositivi bidirezionali. Quando operano in inversa, mostrano un comportamento simile a quello di un diodo, ma con il vantaggio di non coinvolgere i portatori minoritari, per via dell'assenza della giunzione pn. Di conseguenza, non sono presenti perdite di recupero inverso [21].

È inoltre possibile distinguere i GaN anche sulla base della struttura, che può essere di due tipi:

- 1. Laterale;
- 2. Verticale.

Nella prima tipologia di struttura il flusso di elettroni, tra i terminali di source e drain, presenta una distribuzione non omogenea del campo elettrico, mostrando dei picchi in aree specifiche del dispositivo. Questo fenomeno limita il pieno potenziale tecnologico di blocco della tensione ma, nonostante ciò, questo continua ad essere l'approccio più diffuso. La seconda modalità di struttura, invece, è ancora in fase di sviluppo; tuttavia, sembra essere una soluzione molto promettente anche se deve superare alcuni importanti inconvenienti riguardanti l'affidabilità [3].

13

1.3.2. Parametri chiave del dispositivo

I parametri chiave del dispositivo utili per la valutazione del funzionamento sono molteplici, tra i principali si riscontrano:

- La tensione di soglia $V_{GS(th)}$;
- La tensione di breakdown *BV_{DSS}*;
- La resistenza di conduzione *R*_{DS(ON)};
- Le correnti di leakage I_{DSS} e I_{GSS} ;
- Le capacità parassite.

Per quanto riguarda la **tensione di soglia** $V_{GS(th)}$, essa indica la tensione gate-source che consente la conduzione iniziale della corrente di canale. È, cioè, quel valore di tensione che separa lo stato di blocco del transistor dallo stato di conduzione. Come precedentemente accennato, assume valore negativo nei dispositivi HEMT normally on (d-mode) e positivo, invece, negli HEMT normally off (e-mode). Negli HEMT con tecnologia GaN, la $V_{GS(th)}$ presenta una bassa dipendenza dalla temperatura rispetto a quanto accade nei dispositivi MOSFET, come mostrato in Figura 1. 8.



Figura 1. 8 – Andamento della tensione di soglia normalizzata in funzione della temperatura per il dispositivo EPC2010, con una variazione massima del 3% sull'intero intervallo operativo [23].

La **tensione di breakdown** BV_{DSS} , invece, è il valore massimo di tensione che può essere applicato tra drain e source prima che il dispositivo perda la sua capacità di bloccare la corrente. Una volta che la tensione supera questo limite, il materiale semiconduttore inizia a condurre in modo incontrollato, portando a un elevato valore di corrente e danneggiando potenzialmente il dispositivo. Grazie alle proprietà del GaN, la tensione di breakdown assume in questi dispositivi valori significativamente più alti rispetto ad altri semiconduttori.

La **resistenza di conduzione** $R_{DS(ON)}$ si riferisce alla resistenza che si oppone al passaggio della corrente quando il dispositivo è in stato di conduzione. Questa è data dalla somma di più contributi ed è ottenuta come segue:

$$R_{DS(ON)} = 2R_{C} + R_{2DEG} + R_{2DEG(gate)}$$
(1.1)

dove R_c rappresenta la resistenza di contatto dei terminali di source e drain con il 2DEG (Two-dimensional electron gas) e, essendo queste due coincidenti, compare il fattore moltiplicativo 2; R_{2DEG} costituisce la resistenza relativa alla regione 2DEG; $R_{2DEG(gate)}$, invece, è un ulteriore valore di resistenza, che si riferisce al contributo specifico del gate.

Nella Figura 1. 6 è possibile identificare tutti i parametri di contributo alla resistenza di conduzione. In particolare, R_{2DEG} è correlata a diversi parametri tecnologici come la mobilità elettronica μ_{2DEG} , la quantità di elettroni presenti nell'area n_{2DEG} , la lunghezza del canale l_{2DEG} tra il source e il drain e la larghezza w_{2DEG} . Inoltre, dipende anche dalla costante di carica $q = 1.6 * 10^{-19} C$, come descritto dall'equazione:

$$R_{2DEG} = \frac{l_{2DEG}}{q \,\mu_{2DEG} \, n_{2DEG} \, w_{2DEG}} \tag{1.2}$$

La resistenza di conduzione $R_{DS(ON)}$ varia sia con la tensione di gate applicata sia con la temperatura di giunzione del dispositivo, come mostrato in Figura 1. 9 e Figura 1. 10.



Figura 1. 9 – Andamento della resistenza di conduzione normalizzata in funzione della temperatura per il dispositivo EPC2010 [23].



Figura 1. 10 – Andamento della resistenza di conduzione in funzione della tensione tra gate e source per diversi valori della corrente di drain per il dispositivo EPC201 [23].

In particolare, considerando il comportamento termico, il FET GaN mostra un coefficiente di temperatura positivo come accade nei MOSFET. Il grande vantaggio rispetto a questi, però, è il minor aumento del valore della resistenza con la temperatura, come è possibile riscontrare in Figura 1. 11.



Figura 1. 11 – Confronto dell'andamento della resistenza di conduzione normalizzata in funzione della temperatura tra il dispositivo EPC2010 e alcuni MOSFET in silicio con tensione nominale di 200 V [23].

Dal confronto in Figura 1. 11 emerge che, mentre il silicio presenta un aumento della $R_{DS(ON)}$ di oltre il 70% tra 25°C e 100°C, il FET eGaN mostra un incremento di circa il 50%. Questo si traduce in una $R_{DS(ON)}$ inferiore di circa il 15% a una tipica temperatura di giunzione di 100°C, pur assumendo lo stesso valore iniziale di $R_{DS(ON)}$ a 25°C [21,23].

La **corrente di dispersione** I_{DSS} tra drain e source rappresenta la corrente che scorre attraverso il dispositivo anche quando esso è in modalità di blocco, ossia quando il transistor è spento (polarizzazione inversa). È quindi un altro modo per valutare la potenza dissipata durante il blocco della tensione. Questa corrente di dispersione è generalmente molto bassa nei GaN HEMT (minore rispetto ai dispositivi in silicio), grazie alla loro struttura, ma può comunque essere significativa in alcune condizioni. La I_{DSS} cresce tipicamente con l'aumento della tensione di drain-source V_{DSS} (come è possibile vedere in Figura 1. 12), poiché quest'ultima tende ad aumentare le perdite per effetto termico e l'iniezione di portatori di carica. In particolare, alle alte tensioni, questa corrente può aumentare più rapidamente rispetto ai transistor in silicio.



Figura 1. 12 – Andamento della I_{DSS} in funzione della tensione drain-source e della temperatura per il dispositivo EPC2010 [23].

La corrente di **dispersione** I_{GSS} rappresenta la quantità di corrente che fluisce attraverso l'isolamento del gate quando è applicata una tensione tra il gate e il source. È normalmente molto piccola grazie alle eccellenti proprietà di isolamento del materiale utilizzato per il gate, che è spesso un dielettrico di alta qualità. Questa piccola corrente è presente sia in condizioni di polarizzazione diretta che inversa del gate [25]. Dipende anch'essa dalla temperatura e dalla tensione applicata tra gate e source, come si può notare nella Figura 1. 13.



Figura 1. 13 – Andamento della corrente di dispersione I_{GSS} in funzione della tensione gate-source e della temperatura per il dispositivo EPC2010 [23].

Le **capacità parassite** costituiscono il fattore principale nella determinazione dell'energia persa durante le transizioni tra gli stati ON e OFF. Determinano la quantità di carica necessaria ai terminali del dispositivo per cambiare stato: maggiore è la carica fornita, più veloce è il passaggio. Le capacità parassite di un eGaN sono mostrate in Figura 1. 14:



Figura 1. 14 – Rappresentazione schematica delle capacità parassite di un GaN HEMT [23].

Vi sono molteplici termini di capacità parassite, quali C_{ISS} e C_{RSS} che rappresentano le capacità di ingresso e C_{OSS} che costituisce quella di uscita. Le due capacità in ingresso sono coinvolte nella carica del gate Q_G : integrando la capacità tra due terminali in un intervallo di tensione si ottiene infatti la carica consumata. Questa nella forma è simile a quella di un MOSFET, come è possibile vedere in Figura 1. 15, ma qui grazie alla struttura degli eGaN è decisamente inferiore [23].



Figura 1. 15 – Carica necessaria per cambiare la tensione tra gate e source fino a un valore desiderato per il dispositivo EPC2010 [23].

Più nel dettaglio, C_{ISS} è costituita da due termini, C_{GD} e C_{GS} . Quest'ultimo, a sua volta, è ottenuto come somma di due contributi: il primo è la capacità tra il terminale metallico e la zona drogata di tipo p, mentre il secondo è la capacità di giunzione tra quest'ultima e il canale planare. Il suo valore è piccolo ed è inferiore rispetto a quello di un dispositivo MOSFET in silicio con resistenza di conduzione paragonabile. Un valore ridotto di C_{GS} consente tempi di ritardo molto brevi, riducendo il tempo di commutazione complessivo. Per quanto riguarda C_{GD} , invece, il valore che assume generalmente è inferiore rispetto a C_{GS} . Anche la capacità in uscita C_{OSS} è costituita da due contributi, di cui il principale è rappresentato da C_{DS} . Complessivamente, la C_{OSS} di un eGaN è decisamente inferiore rispetto ad un MOSFET con caratteristiche equivalenti. Di conseguenza le perdite, descritte da $P_{CoSS} = \frac{1}{2} f_{SW} C_{OSS} V_{DS}$ (con f_{SW} frequenza di commutazione), risultano ridotte [21].

Tutti i termini delle capacità parassite sono funzione della tensione applicata ai vari terminali, come è possibile osservare dalla Figura 1. 16.



Figura 1. 16 – Andamento della capacità in funzione della tensione drain-source per il dispositivo EPC2010 [23].

Il motivo per cui la capacità diminuisce con l'aumento di V_{DS} è che gli elettroni liberi nel GaN vengono esauriti. Ad esempio, la diminuzione iniziale di C_{OSS} è causata dall'esaurimento del 2DEG vicino alla superficie. Un ulteriore aumento di V_{DS} estende la regione di esaurimento più in profondità nel corpo del dispositivo, aumentando così la distanza tra le piastre del condensatore [23, 24].

1.4. Confronto tra MOSFET al Si, SiC e GaN

Come già accennato, i dispositivi basati sulla tecnologia del nitruro di gallio consentono di ottenere dispositivi molto più competitivi e performanti dei classici componenti al silicio. Nel presente paragrafo verrà proposto un confronto tra la suddetta tecnologia e quelle basate sul silicio (Si) e sul carburo di silicio (SiC).



Figura 1. 17 – Grafico delle principali proprietà di Si, SiC e GaN a temperatura ambiente [10].

Il nitruro di Gallio (GaN) rappresenta un materiale ad ampio bandgap (WBG). Questa proprietà è estremamente importante, poiché determina un'elevata mobilità degli elettroni liberi, che consente di lavorare a velocità di commutazione superiori rispetto ai dispositivi al silicio. Nei GaN, poi, questo aspetto è ulteriormente rafforzato dalla formazione del 2DEG e dunque, tali dispositivi sono particolarmente adatti per il funzionamento ad altissima frequenza. Questo rappresenta il punto chiave di questa tecnologia. Inoltre, grazie alla maggiore velocità di commutazione, è possibile utilizzare componenti passivi, come induttori e condensatori, più piccoli. Ciò si traduce in una riduzione delle dimensioni e del peso dei dispositivi. L'ampio bandgap, in aggiunta, determina campi critici superiori, rendendo tali semiconduttori in grado di tollerare tensioni più elevate. Altro vantaggio introdotto dalla tecnologia GaN è la maggiore densità di corrente che permette di ridurre le dimensioni del componente a parità di resistenza di conduzione.

L'elevata efficienza energetica ha come conseguenza una minore dissipazione sottoforma di calore: le perdite inferiori riducono la necessità di sistemi di raffreddamento complessi [11]. Tuttavia, ciò è in parte controbilanciato dal basso valore di conducibilità termica. Altra importantissima caratteristica dei GaN, è la loro capacità di mantenere buone prestazioni anche a temperature elevate, ampliando il loro utilizzo

in ambienti industriali e critici. Ultimo vantaggio, ma non per importanza, è la migliore affidabilità e durata operativa, dovuta alla maggior resistenza alle condizioni ambientali estreme e alle sollecitazioni elettriche. Tuttavia, i dispositivi GaN presentano anche degli inconvenienti non trascurabili. Il nitruro di gallio è infatti caratterizzato da un valore di conducibilità termica minore rispetto al carburo di silicio (comunque paragonabile al silicio), dissipando il calore in maniera meno efficiente. Pertanto, i dispositivi GaN hanno requisiti termici più stringenti, specialmente se usati per alte potenze. Un altro aspetto negativo è l'incremento della caduta di conduzione inversa e delle correnti di dispersione, che può limitare la capacità di gestione della corrente. Questa limitazione, insieme alla bassa conducibilità termica, comporta che tali dispositivi supportino correnti impulsive inferiori rispetto alle altre due tecnologie. Di conseguenza, il campo applicativo ideale favorisce il loro utilizzo nelle applicazioni di media e bassa tensione. Infine, la tecnologia GaN è meno matura e standardizzata rispetto a Si e SiC, rendendo più difficile la produzione su vasta scala e l'integrazione nei processi industriali consolidati, anche se si stanno compiendo notevoli progressi tecnologici in questa direzione. Di conseguenza, i dispositivi GaN rimangono ancora costosi da produrre, sebbene i prezzi stiano calando progressivamente [12,13].

Per quanto riguarda il carburo di silicio (SiC), invece, i vantaggi sono circa gli stessi, dal momento che anch'esso rientra nella tipologia dei semiconduttori a wide bandgap. Tuttavia, presentando un energy gap inferiore, le proprietà che ne derivano sono meno accentuate e in parte diverse. Per esempio, è caratterizzato da un valore di campo critico intermedio tra le due tecnologie, inferiore al GaN, ma comunque maggiore del silicio ed è guindi in grado di tollerare tensioni elevate. Presenta una buona tolleranza alle alte temperature e consente di raggiungere velocità di commutazione superiori al silicio. Grande vantaggio è poi l'elevato valore di conducibilità termica, che consente di gestire meglio il calore rispetto sia al silicio che al GaN, migliorando l'affidabilità e le prestazioni in ambienti caldi. Anche i dispositivi SiC riducono le perdite di conduzione e commutazione, soprattutto in applicazioni ad alta potenza dove generalmente vengono preferiti rispetto ai GaN. Possono inoltre operare a tensioni e correnti molto elevate e sono molto resistenti alle condizioni ambientali difficili. Tuttavia, anche questa tecnologia presenta degli svantaggi. Primo fra tutti è la necessità di una tensione di pilotaggio di gate più elevata rispetto alle altre due tecnologie. Inoltre, i dispositivi SiC sono caratterizzati da una mobilità elettronica decisamente inferiore rispetto ai GaN,

pertanto, non sono in grado di raggiungere le elevatissime frequenze di commutazione di questi ultimi. Anche per questi dispositivi la tecnologia è meno matura rispetto al silicio, determinando costi ancora piuttosto elevati, ma è comunque più consolidata rispetto a quella del GaN [14].

In merito al **silicio**, invece, i principali vantaggi sono legati al fatto che si tratta di una tecnologia decisamente matura e consolidata, con un'ampia gamma di soluzioni e infrastrutture per la produzione e il design dei circuiti. In aggiunta, il silicio è ampiamente disponibile ed economico. Tuttavia, le perdite in conduzione e commutazione sono decisamente superiori rispetto a GaN e SiC, mentre la conducibilità è inferiore; di conseguenza si riscontrano limiti nella gestione del calore e bassa efficienza energetica. Inoltre, si hanno limitazioni nelle applicazioni ad alta tensione e potenza. Emerge pertanto che è stato raggiunto l'apice delle potenzialità i dispositivi al silicio e non vi possono più essere margini di miglioramento; questi andranno quindi cercati in nuovi materiali quali per l'appunto SiC e in particolar modo GaN [12].

In Figura 1. 18 è riportato il diagramma dei campi applicativi per le tre tecnologie in base ai valori di potenza e frequenza.



Figura 1. 18 – Diagramma dei campi applicativi di Si, SiC e GaN in funzione della potenza e della frequenza [3].

Nella tabella 1.2 è riportato un confronto riassuntivo tra i 3 semiconduttori con le differenze salienti [15].

	Si	SiC	GaN
Tensione di	Fino a 600 [V]	Superiore a 1200	Fino a 900 [V]
breakdown		[V]	
Velocità di	Bassa [kHz]	Alta [kHz]	Altissima [MHz]
commutazione			
Dimensioni	Più grandi e	Più grandi rispetto	Più piccoli grazie
componenti	ingombranti	al GaN	alle alte frequenze
	rispetto a SiC e		
	GaN		
Efficienza	Inferiore a GaN e	Molto alta	Altissima
energetica	SiC (alte perdite)	(soprattutto ad alta	(specialmente ad
		potenza)	alte frequenze)
Gestione del	Bassa (necessità	Ottima (elevata	Moderata (bassa
calore	di sistemi di	dissipazione	conducibilità
	raffreddamento)	termica)	termica)
Applicazioni	Bassa tensione e	Alta tensione e	Alta frequenza e
ideali	potenza	potenza	media/bassa
			potenza
Costo	Basso	Medio-alto (meno	Alto (ma in
	(ampiamente	costoso del GaN)	diminuzione)
	disponibile)		
Maturità	Estremamente	Consolidata	In fase di sviluppo
tecnologica	matura e ben		
	sviluppata		

Tabella 1. 2 – Confronto riassuntivo delle caratteristiche di Si, SiC e GaN [15].

1.5. Ricerca di mercato sui dispositivi GaN

1.5.1. Applicazioni dove ad oggi viene usato

Le applicazioni dove ad oggi viene usato il nitruro di gallio o si fa ricerca sono diverse. I mercati su cui spaziano tali applicazioni sono:

- 1. Automobilistico;
- 2. Informatica avanzata;
- 3. Industriale;
- 4. Aerospaziale e difesa;
- 5. Energia rinnovabile;
- 6. Elettronica di consumo;
- 7. Tecnologia medica;
- 8. Comunicazione [16].

Per quanto riguarda il **settore automobilistico**, i dispositivi GaN possono essere utilizzati nei moderni veicoli ibridi e completamente elettrici per la realizzazione di convertitori DC-DC, sistemi infotainment, azionamenti e sistemi LiDAR (Light Detection and Ranging) e ADAS (Advanced Driver Assistance Systems). In particolare, per quanto riguarda i convertitori DC-DC, l'impiego della tecnologia GaN è fondamentale nella realizzazione di soluzioni compatte e nell'aumento dell'efficienza [17]. Nei sistemi LiDAR, invece, i GaN consentono ai veicoli autonomi di "vedere" più lontano, più velocemente e in generale meglio.

In merito all'ambito della **difesa** sono indispensabili apparecchiature elettroniche portatili alimentate wireless, che si mantengano cariche durante le lunghe missioni dei soldati. Con la tecnologia GaN è possibile procedere in questa direzione [16].

Altro importante settore è quello delle **energie rinnovabili**, nello specifico quella solare, in cui i GaN trovano applicazione per la realizzazione di microinverter, ottimizzatori solari e sistemi di accumulo a batteria. Per i microinverter, il GaN garantisce ottime prestazioni termiche che semplificano il raffreddamento o permettono di gestire una potenza superiore, oltre ad offrire un'eccellente affidabilità e una durata dimostrata nel tempo. Inoltre, grazie alla tecnologia del GaN è possibile incrementare la frequenza operativa fino a 1 MHz, massimizzando così la densità di potenza. In merito ai sistemi di acculo dell'energia, il GaN consente l'uso di dispositivi a tensione inferiore con fattore di forma inferiore. Ciò riduce dV/dt e aumenta la

frequenza di uscita equivalente, con conseguente maggiore efficienza e densità, semplificando il raffreddamento e limitando lo stress nei componenti per una maggiore durata [18].

Riguardo il mercato dell'elettronica di consumo, invece, la tecnologia GaN trova grandissima applicazione nella realizzazione di caricabatterie, adattatori, laptop ultrasottili, alimentatori AC-DC e wireless. Più nel dettaglio, i caricabatterie rapidi USB PD basati su GaN offrono numerosi vantaggi rispetto ai tradizionali caricabatterie in silicio: possono essere fino al 40% più compatti e caricare i dispositivi 2.5 volte più velocemente. Grazie alla maggiore efficienza termica, i dispositivi GaN disperdono meno energia sotto forma di calore, inviando più energia direttamente al dispositivo in carica. Questa tecnologia consente la miniaturizzazione, un'eccezionale efficienza e prestazioni termiche superiori. Le perdite di commutazione ridotte permettono frequenze di commutazione più elevate e una maggiore densità di potenza, consentendo l'uso di componenti passivi più piccoli per un design compatto e leggero [19]. In merito all'alimentazione wireless, invece, il GaN riveste un ruolo cruciale nell'integrazione di questa tecnologia nella vita quotidiana. Grazie alla sua elevata capacità di commutazione, il GaN abilita il funzionamento efficiente a frequenze multimegahertz, essenziali per la trasmissione a risonanza magnetica, che è alla base delle soluzioni di carica wireless già disponibili per dispositivi come smartphone, wearable, hearable e IoT. Questa tecnologia permette di posizionare trasmettitori in mobili, pareti o pavimenti, rendendo possibile l'alimentazione efficiente ed economica di più dispositivi su grandi aree. Inoltre, il GaN consente la miniaturizzazione dei trasmettitori, riducendo i costi e favorendo l'adozione su larga scala dell'alimentazione wireless. La sua combinazione di prestazioni elevate e dimensioni ridotte rende possibile una ricarica versatile e ubiquitaria, rivoluzionando il modo in cui alimentiamo i nostri dispositivi elettronici [20].

1.5.2. <u>Prospettive di mercato future</u>

Le prospettive future per il nitruro di gallio sono estremamente promettenti e si prevede un fortissimo impatto su numerosi settori. La società di ricerca di mercato Yole Développement stima che il mercato dei dispositivi di potenza al nitruro di gallio crescerà enormemente, fino a superare i 2 miliardi di dollari, con un tasso di crescita

27

annuale composto (CAGR: Compound Annual Growth Rate) del 41%, nell'intervallo di tempo 2023-2029. Questa crescita è guidata dalla continua richiesta di dispositivi sempre più efficienti dal punto di vista energetico, compatti e potenti (primi fra tutti i caricatori veloci), nonché dall'espansione delle tecnologie wireless 5G e dell'infrastruttura per i veicoli elettrici. In quest'ottica, dunque, l'obiettivo è quello di rendere il GaN una soluzione comune per le applicazioni di massa e quindi, accessibile su larga scala [28]. La Figura 1. 19 mostra l'evoluzione di mercato dal 2023 al 2029 dei dispositivi GaN, suddivisa per settori.



Figura 1. 19 – Evoluzione di mercato tra il 2023 e il 2029 suddivisa per settori [28].

A dominare il settore a livello globale è la Cina, che gioca un ruolo fondamentale nella produzione e nello sviluppo di tecnologie basate su GaN e ha investito tantissimo in questa direzione. Ciò è in parte dovuto al tentativo di ridurre la propria dipendenza da fornitori stranieri. In particolare, Innoscience e Sanan IC sono due importanti attori cinesi, che contribuiscono a rafforzare la leadership del Paese. Innoscience è il più grande IDM (Integrated Device Manufacturer) al mondo specializzato in tecnologia GaN su wafer da 8 pollici; mentre Sanan IC è una fonderia di wafer a semiconduttori composti che offre un servizio di fonderia GaN per progetti di potenza ad alta efficienza

[29]. Il governo cinese ha infatti identificato il GaN come una tecnologia strategica all'interno dei suoi piani di sviluppo industriale, incluso il piano "Made in China 2025", che punta a sviluppare la leadership del paese nelle tecnologie avanzate. Il sostegno governativo comprende finanziamenti per la ricerca e lo sviluppo, incentivi fiscali per le aziende che investono in GaN, e politiche per promuovere l'auto-sufficienza nella produzione di semiconduttori. Sull'esempio della Cina anche altri Paesi hanno iniziato ad investire su tale tecnologia, come Stati Uniti, Canada, Giappone, Corea del Sud, Unione Europea e Canada, riconoscendone il potenziale per le applicazioni future [30]. La Figura 1. 20 descrive l'evoluzione della penetrazione dei dispositivi GaN nel mercato dell'elettronica di potenza, evidenziando le loro applicazioni.



GaN POWER Devices: Long-Term Evolution

Figura 1. 20 – Evoluzione a lungo termine dei dispositivi di potenza basati su tecnologia GaN [3].

CAPITOLO 2. STUDIO MACROSCOPICO DELLA SCHEDA POWER PER INVERTER CON TECNOLOGIA GaN A BASSA TENSIONE

2.1. Schema di un azionamento elettrico

Un azionamento elettrico è definito, secondo la norma CEI EN IEC 61800-2, come:

"Un azionamento elettrico a velocità controllata è un sistema che converte energia elettrica in energia meccanica con l'uso di apparecchiature elettroniche di potenza, in accordo con una funzione di comando e secondo un programma definito" [32].

Considerando le parti costitutive di un azionamento elettrico, è possibile identificare tre blocchi principali:

- Sistema di controllo;
- Convertitore elettronico di potenza;
- Macchina elettrica.

Questi blocchi costitutivi sono interconnessi e comunicano tra loro, secondo lo schema riportato in Figura 2. 1.



Figura 2. 1 – Schema a blocchi di un azionamento elettrico [26].

Un azionamento elettrico, pertanto, è un sistema ad elementi integrati, in cui i vari componenti elettronici e meccanici sono combinati in un unico complesso e lavorano insieme in modo sinergico, per controllare il movimento e le prestazioni del sistema. È inoltre necessaria la presenza di una sorgente di energia, come per esempio una batteria, che alimenta il convertitore nel caso di funzionamento da motore della macchina elettrica. Si vuole ora analizzare singolarmente i blocchi che costituiscono l'azionamento elettrico.

Il **sistema di controllo** è costituito da una o più schede elettroniche, all'interno delle quali vengono installati numerosi componenti necessari per l'elaborazione delle informazioni. Queste schede di controllo comunicano con le altre parti dell'azionamento tramite porte di input/output, sia digitali che analogiche. Il sistema di controllo può essere rappresentato come in Figura 2. 2.



Figura 2. 2 – Rappresentazione del sistema di controllo [26].

All'ingresso della porta analogica arrivano i segnali tempo continui che rappresentano i valori di riferimento delle grandezze da controllare, insieme ai segnali delle misure sia elettriche che meccaniche, effettuate sul sistema stesso. Tali segnali in ingresso vengono poi campionati e mantenuti costanti per l'intero intervallo T_c dal Sample & Hold (S&H), risultando ancora dei segnali analogici. Successivamente vengono trasformati in segnali digitali tramite la quantizzazione, per opera del convertitore analogico-digitale (ADC). È poi presente il microprocessore, che rappresenta il cuore del sistema. Costituisce, infatti, l'unità fondamentale di elaborazione del sistema di controllo, al cui interno sono memorizzati e vengono eseguiti gli algoritmi di controllo.

Le porte di input/output digitali vengono impiegate per l'acquisizione di segnali digitali e per il controllo del convertitore. È poi presente un convertitore digitale-analogico (DAC) che trasforma i segnali digitali in analogici, i quali andranno poi alle uscite analogiche (se disponibili). Quest'ultime consentono di visualizzare le variabili interne al sistema di controllo, consentendo di realizzare un'azione di diagnostica, o forniscono segnali di comando per altri sistemi.

Il **convertitore elettronico di potenza** ha il compito di interfacciare sistemi elettrici tra loro elettricamente non compatibili. In particolare, agisce per modificare le caratteristiche della tensione e della corrente della sorgente per adattarle alle esigenze specifiche della macchina elettrica. Sulla base del tipo di conversione che effettua è possibile identificare 4 grandi categorie (si veda la Figura 2. 3):

- Raddrizzatori: trasformano la corrente alternata (AC) in continua (DC);
- Chopper: regolano il livello di tensione continua in uscita, che può essere sia aumentata che ridotta, consentendo di adattare l'energia per diverse applicazioni.
- Inverter: hanno una funzionalità opposta ai raddrizzatori, in quanto convertono la corrente continua in alternata. Poiché nel suddetto progetto verrà impiegata questa tipologia di convertitore, l'inverter verrà trattato più nel dettaglio nel paragrafo (metti riferimento);
- Convertitori AC-AC: modificano l'ampiezza e la frequenza di una corrente alternata.



Figura 2. 3 – Identificazione delle quattro categorie di convertitori, con la rispettiva conversione di energia associata [26].

La **macchina elettrica** è un dispositivo di conversione dell'energia. Poiché in termini generali il flusso di potenza in un azionamento elettrico può essere bidirezionale, la macchina elettrica può assumere sia il comportamento da generatore che da motore. Nel primo caso converte l'energia meccanica in elettrica, mentre nei motori vale il contrario [26,31].

2.2. Scheda Power GaN realizzata

Nel progetto in esame il convertitore impiegato, come precedentemente menzionato, è un inverter. Dal punto di vista pratico, per realizzare un inverter completo, è stata progettata e costruita una scheda power, il cui schematico è riportato in Figura 2. 4, che costituisce l'unità centrale del sistema.



Figura 2. 4 – Schematico della scheda power GaN realizzata.
Questa scheda non include solo l'inverter vero e proprio, inteso come stadio di potenza, ma integra anche altri componenti essenziali per il funzionamento del dispositivo, come circuiti di protezione, filtri, regolatori di tensione e componenti di controllo. Questi elementi aggiuntivi garantiscono la stabilità, l'affidabilità e la sicurezza del sistema, permettendo all'inverter di operare in maniera efficiente nelle diverse condizioni operative. Lo schema a blocchi della scheda power GaN realizzata può essere così rappresentato:



Figura 2. 5 – Schema a blocchi della scheda power GaN realizzata [33].

Dal punto di vista realizzativo, gli elementi della Printed Circuit Board (PCB) non sono disposti su un singolo piano, ma sono collocati su più layers. La PCB è il supporto fisico su cui vengono montati i componenti elettronici e consente la loro interconnessione, svolgendo sia una funzione meccanica che elettrica. Si compone per l'appunto di più layers, in cui si alternano fogli di metallo conduttivo (generalmente rame) e strati isolanti. Il numero complessivo di strati dipende dalle dimensioni e dalla complessità della scheda elettronica e, nel caso in esame, risulta essere 10. Su ciascun strato della PCB vengono incise delle piste che formano il percorso elettrico, mentre i vari strati sono collegati da fori metallizzati, chiamati *vias*, che interconnettono i distinti componenti elettronici montati sulla scheda [34].

Nel seguito verranno analizzati i singoli blocchi, descrivendone prima le funzionalità e successivamente la progettazione.

2.2.1. <u>Power stage: struttura e funzionamento dell'inverter trifase</u>

Gli inverter sono dei convertitori statici di potenza impiegati per generare forme d'onda di tensione o di corrente alternata (idealmente sinusoidali), controllate in ampiezza e frequenza, utilizzando una sorgente di tensione o corrente continua. Gli inverter possono essere suddivisi in due grandi categorie:

- Inverter a corrente impressa (CSI): utilizzano sorgenti di corrente continua;
- Inverter a tensione impressa (VSI): impiegano sorgenti di tensione continua.

L'inverter che verrà impiegato nel suddetto progetto è un inverter trifase che prevede un'alimentazione in tensione, pertanto questa sarà la tecnologia studiata.

L'inverter trifase è costituito da tre rami, ciascuno associato a una fase, connessi in parallelo, come illustrato in Figura 2. 6.



Figura 2. 6 – Rappresentazione schematica dell'inverter trifase a tensione impressa [26].

Nella scheda power realizzata, ogni ramo include a sua volta 4 coppie di interruttori controllati eGaN (4 superiori e 4 inferiori) con i rispettivi diodi di libera circolazione in antiparallelo. Tuttavia, per l'applicazione in esame, la potenza richiesta è

significativamente inferiore (si veda il paragrafo 2.3.2) e dunque, sono stati montati meno dispositivi: 3 interruttori superiori e 3 inferiori per ciascun ramo. Un aspetto importante da evidenziare è la possibilità di connettere in parallelo più eGan. Per questa implementazione è stato utilizzato il modello eGaN EPC2302, scelto per le sue caratteristiche tecniche ottimali per l'applicazione. Lo schematico effettivo della singola fase è realizzato come riportato in Figura 2. 7.



Figura 2. 7 – Schematico effettivo della singola fase dell'inverter.

Ciascun ramo prevede due stati di funzionamento: on e off, identificati dalla funzione di commutazione s. Quest'ultima è una funzione binaria, che assume valore pari ad 1 durante lo stato di on e 0 durante l'off. Pertanto, è possibile riassumere il comportamento del singolo ramo di inverter come riportato in Figura 2. 8, ripetendo poi lo stesso per gli altri due rami.



Figura 2. 8 – Schema del comportamento del singolo ramo di inverter [26].

Ciascun ramo, dunque, modula il potenziale del corrispondente morsetto di uscita. La tensione istantanea di uscita v_{A0} e la corrente istantanea di ingresso i_{dA} possono essere facilmente correlate al valore istantaneo della funzione di commutazione, mediante le seguenti relazioni:

$$v_{A0} = V_d s_A \tag{2.1}$$
$$i_{dA} = i_A s_A$$

Tali espressioni sono di fondamentale importanza perché descrivono il comportamento del ramo di inverter in funzione dello stato del ramo stesso. Il tutto vale in maniera analoga per gli altri due rami. Applicando tali relazioni è evidente che le tre tensioni di polo, v_{A0} , v_{B0} , v_{C0} , possono assumere solo i valori 0 *e* V_d . Sebbene il potenziale di ciascun morsetto sia sempre maggiore o uguale a zero, la tensione concatenata tra due morsetti può assumere sia valori positivi che negativi, essendo questa ottenuta come differenza fra tensioni di polo. Per meglio studiare il comportamento dell'inverter è utile introdurre le componenti omopolari e i vettori di spazio. La componente omopolare è una variabile reale, definita come:

$$y_0 = \frac{2}{3} [x_1 + x_2 + x_3]$$
(2.2)

Il vettore di spazio, invece, è una variabile complessa definita come:

$$\bar{y} = \frac{2}{3} [x_1 + x_2 \bar{\alpha} + x_3 \bar{\alpha}^2]$$
(2.3)

dove $\bar{\alpha} = e^{\frac{j2\pi}{3}}$ è un numero complesso, avente modulo unitario e fase in anticipo di $\frac{2\pi}{3}$ rispetto all'asse reale, mentre $\bar{\alpha}^2 = e^{\frac{j4\pi}{3}}$, così posizionati nel piano complesso:



Figura 2. 9 – Localizzazione nel piano complesso di $\alpha \ e \ \alpha^2$ [26].

Applicando tali definizioni, per l'omopolare delle tensioni di polo si ottiene:

$$v_{p0} = \frac{2}{3} V_d (s_A + s_B + s_C)$$
(2.4)

Per quanto riguarda il vettore di spazio, invece, si ha che questo rappresenta la relazione ingresso-uscita dell'inverter:

$$\overline{\nu_p} = \frac{2}{3} V_d (s_A + s_B \overline{\alpha} + s_C \overline{\alpha}^2)$$
(2.5)

Dalle due espressioni ottenute, è evidente che la componente omopolare e il vettore di spazio delle tensioni di polo assumono valori differenti, al variare della configurazione degli interruttori dell'inverter. In particolare, sulla base dei valori che possono assumere le funzioni di commutazione e delle loro combinazioni, il vettore di spazio definisce 8 possibili configurazioni di tensione, di cui 2 nulle (la zero e la sette) e le restanti sei attive, con modulo $\frac{2}{3}V_d$.

Identificandole nel piano complesso, queste sono così collocate:



Figura 2. 10 – Identificazione nel piano complesso delle 8 possibili configurazioni del vettore di spazio della tensione [26].

La modalità di applicazione delle possibili configurazioni di tensione ottenute determina le diverse tecniche di controllo dell'inverter. Esistono infatti molteplici metodi di regolazione dell'inverter, quali la modulazione ad onda quadra, la SVM (Space Vector Modulation) e la PWM generalizzata (Pulse Width Modulation). Tutte queste tecniche prevedono l'applicazione di una certa configurazione di tensione (tra le 8 disponibili), con lo scopo di ottenere una forma d'onda alternata il più vicina possibile a quella desiderata, a partire da una tensione continua. Il livello di complessità e di efficienza nel raggiungimento di questo scopo varia da una tecnica all'altra [26, 31].

2.2.2. <u>Gate driver</u>

Il gate driver è il blocco responsabile del controllo dei transistor GaN. In particolare, il pilotaggio di questi ultimi avviene tramite l'applicazione di un'opportuna tensione tra gate e source, V_{GS} , che ne comporta l'attivazione e la disattivazione. Quando $V_{GS} \ge V_{GS,th}$ allora il transistor è in conduzione (la tensione applicata è maggiore o uguale a quella di soglia), mentre quando $V_{GS} < V_{GS,th}$ significa che il transistor è in stato di blocco e quindi spento. Inoltre, il gate driver integra una funzione di interlock per evitare che high-side e low-side si accendano contemporaneamente, prevenendo cortocircuiti. Sulla base della tensione V_{GS} applicata, la funzione di commutazione assumerà per ciascun ramo un opportuno valore, determinando una certa configurazione di tensione e controllando, di conseguenza, il funzionamento dell'inverter. Lo schematico è illustrato in Figura 2. 11.



Figura 2. 11 – Schematico del gate driver.

2.2.3. Filtri di ingresso

I filtri di ingresso sono un gruppo di condensatori connessi in parallelo secondo lo schematico di Figura 2. 12.



Figura 2. 12 – Schematico dei filtri di ingresso.

Tali filtri svolgono una duplice funzione, in quanto riducono il ripple di corrente generato dal convertitore e limitano il rumore e le interferenze elettromagnetiche (EMI). In particolare, l'elevata frequenza di commutazione degli eGan determina una diminuzione del ripple di corrente, permettendo così di ridurre la capacità necessaria nei filtri di input. Tuttavia, le elevate frequenze di switching causano anche rapide transizioni di tensione e corrente, che determinano un aumento delle EMI. Di conseguenza, la presenza di un filtro di input diventa indispensabile per bloccare o attenuare queste interferenze, assicurando che non si propaghino verso la rete elettrica o altri circuiti [21].

2.2.4. Phase shunt

Il **phase shunt** è costituito da un gruppo di resistenze a basso valore connesse in parallelo e posizionate in serie con ciascuna fase dell'inverter. Questa configurazione permette di generare una caduta di tensione proporzionale alla corrente che attraversa il circuito. Tale tensione viene poi rilevata dall'amplificatore di corrente per consentire la misurazione della corrente stessa.



Figura 2. 13 – Schematico del phase shunt di una fase dell'inverter.

Risulta vantaggioso utilizzare una rete di resistenze in parallelo, con valori leggermente più elevati rispetto a una singola resistenza, per migliorare la distribuzione della corrente e ridurre la dissipazione di potenza complessiva, minimizzando così il rischio di surriscaldamento e possibili incendi. Considerando la relazione $P = RI^2$, dividendo per esempio la corrente su due rami paralleli si riduce la potenza dissipata su ciascuna resistenza, diminuendola fino a quattro volte rispetto alla configurazione con una sola resistenza di valore equivalente. L'uso di resistenze con valori più elevati ha inoltre il vantaggio di generare un segnale di tensione proporzionalmente maggiore, con conseguente riduzione della suscettibilità ai disturbi. Va tuttavia considerato che l'integrazione di un numero elevato di resistenze incrementa sia l'ingombro fisico del circuito sia i costi complessivi. Pertanto, la scelta della configurazione ottimale del phase shunt è frutto di un compromesso tra la necessità di ridurre la dissipazione di potenza, garantendo così anche un buon livello di segnale, e di contenere efficacemente costi e spazio.

2.2.5. Phase current sense

Il phase current sense consente di ricavare in tempo reale la corrente che circola nelle fasi dell'inverter, a partire dalla caduta di tensione provocata dal phase shunt. Il vero cuore del sistema di misurazione è rappresentato dall'amplificatore a effetto Hall, l'INA240A2, che presenta un guadagno di $G_{INA} = 50 \frac{v}{v}$. Quest'ultimo sta ad indicare che la sua tensione in ingresso viene amplificata di 50 volte, consentendo di rilevare in questo modo anche piccole variazioni di tensione sullo shunt. Questo componente prevede un offset $V_{ref} = 1.65 V$, il che costituisce un aspetto molto importante. Consente infatti di posizionare la tensione di uscita dell'amplificatore in un range operativo positivo. Questo significa che, quando non c'è corrente attraverso lo shunt e quindi la tensione su di esso è zero, l'uscita dell'amplificatore non è zero, ma è a 1.65 V. Ciò permette al dispositivo di gestire situazioni in cui vi sono variazioni di tensione negative e di mantenere l'uscita dell'amplificatore in un intervallo sicuro (e positivo) per la successiva elaborazione del segnale. Il guadagno complessivo dell'intera misura di corrente è ottenuto come:

$$G_{pcs} = R_{shunt, parallelo} G_{INA} \tag{2.6}$$

dove $R_{shunt, parallelo}$ è il valore del parallelo del Phase shunt, mentre G_{INA} è il guadagno dell'INA240A2.



Figura 2. 14 – Schematico del phase current sense di una fase dell'inverter.

2.2.6. Overcurrent protection

L'overcurrent protection (OCP) ha il compito di proteggere il circuito e i suoi componenti da correnti superiori ai limiti stabiliti, che potrebbero danneggiare la scheda e comprometterne la funzionalità. Il blocco di OCP riceve in ingresso la misura indiretta della corrente che circola nelle fasi dell'inverter e produce in uscita un segnale, denominato OCPn, che viene inviato sia al microcontrollore sia al gate driver. In caso di sovracorrente, questo segnale informa il microcontrollore e attiva il driver per disattivare rapidamente la parte di potenza, proteggendo così il circuito. Nel dettaglio, il blocco OCP riceve in ingresso un segnale di tensione, denominato Csns e proporzionale alla corrente nello shunt, la cui formula è ottenuta come:

$$C_{sns} = G_{pcs}I_{ph} + V_{ref} \tag{2.7}$$

dove G_{pcs} è il guadagno del phase current sense, definito già in precedenza, I_{ph} è la corrente di fase, mentre V_{ref} è la tensione di offset dell'INA240A2.

Il circuito di rilevamento della sovracorrente, riportato in Figura 2. 15, è costituito da due comparatori per ogni fase (sei in totale trattandosi di un inverter trifase), configurati in modalità open collector.



Figura 2. 15 – Schematico dell'overcurrent protection di una fase dell'inverter.

Le uscite dei sei comparatori sono collegate a un unico nodo, il quale è tirato verso 3.3 V tramite una resistenza di pull-up. I comparatori, dunque, possono assumere due soli stati di uscita: alta impedenza (quando l'uscita è disabilitata) e massa. Questo comportamento può essere interpretato tramite un partitore resistivo e due sono le situazioni che possono presentarsi:

- Tutti i comparatori in alta impedenza: il nodo d'uscita, trovandosi in condizioni di resistenza elevata (idealmente infinita), viene portato a 3.3 V;
- Uno o più comparatori a massa: la resistenza verso terra è minima, e il nodo va quindi a potenziale zero.

Quando si verifica un evento di sovracorrente, almeno uno dei comparatori cambia stato, tirando il nodo a zero e generando il segnale di allarme.

Le soglie di attivazione dei due comparatori per il rilevamento della sovracorrente sono impostate a 0.45 V e 2.85 V rispettivamente. L'uscita del comparatore passa a massa quando il nodo di ingresso positivo scende al di sotto di 0.45 V rispetto all'ingresso negativo, segnalando così la presenza di una sovracorrente e attivando la disconnessione del circuito. Analogamente, l'uscita va a massa quando il nodo di ingresso negativo sale sopra i 2.85 V rispetto all'ingresso positivo.

Un ulteriore meccanismo implementato nel circuito è l'isteresi. Questa funzione è necessaria per evitare oscillazioni indesiderate del segnale di uscita causate da disturbi attorno alla soglia. Senza isteresi, un segnale che oscilla intorno alla soglia potrebbe far scattare ripetutamente il comparatore, generando un segnale di allarme instabile o seghettato. L'isteresi modifica automaticamente la soglia al verificarsi di un evento: quando la soglia viene superata, viene leggermente abbassata, e quando il segnale scende sotto la soglia, questa viene aumentata. Tale comportamento genera una banda di attivazione, stabilizzando il segnale OCP. Questo meccanismo di isteresi è noto come trigger di Schmitt, mostrato in Figura 2. 16, che viene utilizzato nel progetto per ottenere un segnale di overcurrent pulito e stabile. Grazie al trigger di Schmitt, la soglia di rilevamento della sovracorrente non è fissa, ma varia in base alla banda di isteresi, riducendo così l'effetto dei disturbi e migliorando l'affidabilità del sistema di protezione [35].



Figura 2. 16 – Rappresentazione del funzionamento del trigger di Schmitt [36].

2.2.7. <u>Temperature sense</u>

Il **temperature sense** è un modulo progettato per monitorare e gestire la temperatura del sistema, assicurando il corretto funzionamento della scheda e prevenendo danni da surriscaldamento. Il sensore rileva costantemente la temperatura e trasmette i dati al circuito di controllo o al microcontrollore. Se la temperatura supera una soglia critica predefinita, il microcontrollore attiva automaticamente meccanismi di protezione, come la limitazione dell'uscita di potenza o lo spegnimento degli eGaN. Lo schematico di questo blocco è così realizzato:



Figura 2. 17 – Schematico del temperature sense.

Come è possibile notare in Figura 2. 17, esso è costituito da un condensatore e da un resistore variabile, denominato termistore Negative Temperature Coefficient (NTC). Quest'ultimo modifica il proprio valore in funzione della temperatura, diminuendo all'aumentare di essa.

2.2.8. <u>Buck converter</u>

Il buck converter, o convertitore DC-DC step down, è qui utilizzato per ridurre la tensione di alimentazione, variabile nell'intervallo 40 ÷ 55 V, ad un livello più basso e stabile, pari a 5.25 V. Questo circuito di commutazione consente di ottenere una tensione continua inferiore a partire da una più alta, garantendo un'elevata efficienza energetica che riduce al minimo le perdite di potenza sotto forma di calore dissipato. Il circuito è così rappresentato:



Figura 2. 18 – Schematico del buck converter.

La struttura del circuito comprende un induttore, alcuni condensatori, una rete di feedback, un diodo LED (D90) e un regolatore MP4581. Quest'ultimo rappresenta il cuore del sistema ed è un integrato che include sia il controllo della tensione che quello della corrente. Il suo funzionamento si basa sulla generazione di un segnale PWM, il cui duty cycle viene regolato in base al feedback sulla tensione di uscita.

Il funzionamento del circuito può essere così descritto: durante il ciclo on del MOSFET integrato nel regolatore, l'induttore si carica accumulando energia. Nel ciclo off, il diodo

interno dell'MP4581 consente alla corrente immagazzinata nell'induttore di fluire verso il carico, mantenendo stabile la tensione di uscita. La rete di feedback gioca un ruolo cruciale fornendo al regolatore un segnale proporzionale alla tensione di uscita, che viene confrontato internamente per regolare dinamicamente il duty cycle e garantire che la tensione resti costante a 5.25 V. Infine, il LED D90 funge da indicatore di stato, illuminandosi per segnalare che il circuito sta erogando potenza al carico.

2.2.9. Low Dropout Regulator

Il Low Dropout Regulator (LDO) è un regolatore di tensione lineare che riduce la tensione di ingresso a un livello inferiore, fornendo un'uscita stabile e priva di disturbi. La caratteristica distintiva di un LDO è la sua capacità di operare con una bassa differenza di tensione tra ingresso e uscita, da cui deriva il suo stesso nome, necessaria per mantenere la regolazione. Permette infatti di ottenere la 3V3 a partire dalla 5 V, garantendo un'uscita estremamente stabile, con ridotta ondulazione e rumore. La bassa caduta di tensione è cruciale poiché evita eccessiva dissipazione di calore, che renderebbe altrimenti necessaria la presenza di un dissipatore. Lo schematico identificativo di questo blocco è riportato in Figura 2. 19.



Figura 2. 19 – Schematico del low dropout regulator.

A sua volta il blocco centrale è così realizzato:



Figura 2. 20 – Schematico del blocco centrale del low dropout regulator.

2.2.10. Power Good

Il power good è un segnale di controllo che verifica la presenza e la stabilità della tensione di alimentazione, cioè la 3V3, e segnala al microcontrollore lo stato di quest'ultima. Il segnale Power Good viene generato da un circuito così realizzato:



Figura 2. 21 – Schematico del power good.

In particolare, a seconda delle condizioni operative della tensione possono verificarsi due diversi scenari:

- Tensione stabile e all'interno dell'intervallo accettabile: il circuito genera un segnale Power Good alto, rappresentato da un livello logico pari a 1, che viene inviato al microcontrollore per indicare che la tensione è regolare;
- Fenomeno anomalo in corso: in caso di instabilità o caduta di tensione, il partitore di tensione porta il segnale Power Good verso un livello basso, più vicino a massa (0 V), e invia quindi un segnale logico basso pari a 0 al microcontrollore, indicando una condizione di allarme.

Questo segnale di Power Good permette al microcontrollore di rilevare e rispondere alle anomalie di tensione in modo da adottare misure correttive o protettive sui carichi collegati.

2.3. Dimensionamento componenti

La progettazione di una scheda di potenza richiede un'attenta fase di selezione e configurazione dei componenti elettronici, in cui ciascun elemento deve essere scelto in base ai requisiti operativi del sistema. Questo processo, noto come dimensionamento, è cruciale per assicurare il rispetto delle specifiche di funzionamento, l'efficienza energetica e la sicurezza complessiva del circuito.

Gli obiettivi principali possono essere riassunti nei seguenti punti chiave:

- Definizione dei parametri operativi: ogni componente deve essere in grado di gestire in modo ottimale le condizioni di lavoro previste, anche in situazioni critiche;
- Compatibilità tra i componenti: è fondamentale garantire che i diversi elementi funzionino in sinergia, evitando instabilità, interferenze elettromagnetiche o altre problematiche indesiderate;
- Equilibrio tra efficienza, affidabilità e costi: il sistema deve risultare performante e sostenibile, bilanciando queste esigenze spesso contrastanti.

Per raggiungere tali obiettivi, è necessaria un'analisi tecnica approfondita di ciascun componente, che tenga conto non solo delle prestazioni individuali, ma anche dell'interazione con il resto del circuito. Non si tratta semplicemente di scegliere elementi idonei, ma di integrarli in un sistema coeso e ottimizzato per garantire prestazioni elevate e un'efficienza globale.

Nel seguito, verrà illustrata nel dettaglio la procedura impiegata per il dimensionamento dei vari componenti che costituiscono la scheda di potenza, approfondendo gli aspetti critici e le scelte progettuali adottate.

In particolare, è importante specificare che la scheda Power GaN sviluppata non rappresenta un progetto concepito ex novo, ma è stata realizzata a partire

dall'evaluation board EPC9186, che sfrutta anch'essa i transistor eGaN FET. Quest'ultima è stata oggetto di modifiche per due motivi principali:

- Garantire l'adattabilità meccanica con la scheda di controllo già in uso presso Selcom, che risultava non compatibile con l'evaluation board originale;
- Adattare il progetto ai livelli di corrente e tensione desiderati, quali $50 A_{RMS} e 48 V$ rispettivamente, differenti rispetto a quelli previsti dall'evaluation board di partenza.

2.3.1. Dimensionamento filtri di ingresso

Il dimensionamento dei filtri di ingresso è stato effettuato a partire dall'analisi dell'evaluation board di riferimento. Quest'ultima era progettata per una corrente nominale di 150 A_{RMS} , mentre nel progetto realizzato il valore di corrente considerato, come precedentemente accennato, è di 50 A_{RMS} . In generale, per quanto riguarda la corrente che circola sul bus DC si assume che sia la metà di quella totale, ovvero 75 A_{RMS} per l'evaluation board e 25 A_{RMS} per quella progettata. Di conseguenza, il ripple di corrente stimato risulta essere circa un terzo di quello presente nella scheda di partenza, essendo la corrente stessa 3 volte più piccola. Grazie a questa considerazione, è stato possibile ridurre senza difficoltà la capacità dei condensatori di ingresso alla metà del valore iniziale, passando cioè da 10 µF a 4.7 µF. Inoltre, è importante sottolineare che, così come nell'evaluation board di riferimento, nel progetto sviluppato sono stati impiegati condensatori ceramici, più compatti ed affidabili rispetto ai tradizionali condensatori elettrolitici comunemente utilizzati nelle schede con MOS al silicio.

2.3.2. Dimensionamento stadio di potenza

Per quanto riguarda lo stadio di potenza, il progetto realizzato mantiene l'impiego del modello di eGaN FET EPC2302, già adottato nell'evaluation board di riferimento. Questa scelta è motivata dal fatto che tale dispositivo garantisce prestazioni ottimali nelle condizioni operative previste per entrambe le schede, con range di tensione e frequenza simili. Tuttavia, pur restando invariato il modello del FET, è stato modificato il numero di dispositivi impiegati. Ciò è diretta conseguenza della riduzione della

corrente a un terzo rispetto a quella della scheda di riferimento. Pertanto, invece di 8 eGaN FET per ciascun ramo, come nell'evaluation board, ne sono stati impiegati 6, con una configurazione di 3 dispositivi connessi in parallelo nella parte superiore e 3 in quella inferiore per ciascuna fase.

È stata poi condotta l'analisi delle perdite per verificare il livello di potenza teorico raggiungibile. In particolare, le perdite totali sono date dalla somma di più contributi, quali le perdite di conduzione, di commutazione e di gate.

Le **perdite di conduzione** rappresentano la potenza dissipata quando il dispositivo si trova in stato di on, cioè durante il passaggio della corrente attraverso il canale. Per determinare il valore della corrente che attraversa un singolo dispositivo eGaN, è stato necessario considerare il funzionamento alternato delle coppie di transistor (alto e basso) che costituiscono ciascun ramo. Come noto, tali coppie non conducono mai simultaneamente: per metà del ciclo sarà attivo il transistor alto, mentre per l'altra metà sarà in conduzione quello basso. Di conseguenza, la potenza dissipata da un singolo eGaN risulta pari alla metà della potenza totale dissipata dal ramo:

$$P_{tot} = R \ 50^2 A_{RMS}$$

$$P_{GaN} = R \ i^2 = \frac{P_{tot}}{2}$$

$$(2.8)$$

La corrente efficace relativa è stata calcolata come:

$$i = \frac{50A_{RMS}}{\sqrt{2}} \tag{2.9}$$

Ciascun ramo, poi, è in realtà costituito da tre coppie di eGaN connessi in parallelo (tre transistor alti e tre bassi). Questo implica un'ulteriore suddivisione della corrente complessiva tra i dispositivi. La corrente effettiva, in valore efficace, che circola sul singolo eGaN è stata quindi determinata dalla relazione:

$$I_{GaN,RMS} = \frac{50A_{RMS}}{3\sqrt{2}} = 11.785 A_{RMS}$$
(2.10)

A questo punto le perdite di conduzione, riconducibili essenzialmente alla resistenza intrinseca del dispositivo, ossia la $R_{DS(on)}$, sono state calcolate applicando la formula:

$$P_{cond} = R_{DS(on)} I_{GaN,RMS}^2 = 0.25 W$$
(2.11)

dove $R_{DS(on)} = 1.8 \ m\Omega$ rappresenta il valore massimo della resistenza di conduzione, così come riportato nel datasheet del componente.

Si osserva che le perdite di conduzione risultano indipendenti dalla frequenza di switching, poiché sono determinate esclusivamente dalla corrente e dalla resistenza del dispositivo. Tuttavia, la frequenza incide indirettamente attraverso il duty cycle, influenzando il tempo medio durante il quale il dispositivo si trova in conduzione.

Le **perdite di commutazione** rappresentano la potenza dissipata durante i fenomeni di accensione e spegnimento del dispositivo. Tali perdite derivano principalmente dalla sovrapposizione temporale tra la tensione V_{DS} e la corrente I_D quando il dispositivo passa dallo stato di blocco a quello di conduzione, o viceversa. Per calcolare le perdite di commutazione si è fatto riferimento alla Figura 2. 22.



Figura 2. 22 – Perdite di commutazione [37].

Dal grafico emerge chiaramente come queste perdite siano influenzate da tale sovrapposizione e, similmente a quanto avviene nei MOSFET, sia presente l'effetto Miller, sebbene in forma meno pronunciata. Quest'ultimo è un fenomeno direttamente correlato alla capacità intrinseca C_{GD} , che esercita un'influenza significativa sulla dinamica di commutazione. Quanto accade durante le transizioni di accensione e spegnimento può così essere riassunto:

- Fase iniziale di accensione: quando viene fornita la tensione V_{DS} , la tensione V_{GS} inizia ad aumentare. Una volta raggiunta la tensione di soglia, il dispositivo entra in conduzione, determinando un progressivo aumento della corrente;
- Plateau di Miller: durante questa fase, V_{GS} non aumenta più, ma si stabilizza ad un valore costante (plateau di Miller). Contemporaneamente, V_{DS} inizia a diminuire, e la capacità intrinseca C_{GD} "oppone resistenza" al rapido cambiamento di potenziale. Una variazione rapida di V_{DS} induce infatti una corrente attraverso C_{GD} , necessaria per caricare la capacità stessa, che determina il mantenimento di V_{GS} al valore costante del plateau, fintanto che C_{GD} non è carica. Ciò comporta il prolungamento del tempo di accensione;
- Fase finale di accensione: una volta che *C*_{GD} è completamente carica, *V*_{DS} si azzera e *V*_{GS} riprende a crescere fino a completare la commutazione;
- Spegnimento: un processo analogo si verifica durante lo spegnimento, in cui V_{DS} risale mentre C_{GD} si scarica. Anche in questa fase l'effetto Miller causa un rallentamento del transitorio, contribuendo alle perdite di spegnimento.

Dal grafico si osserva, inoltre, che l'energia dissipata durante la commutazione coincide con l'area sottesa tra la curva della tensione V_{DS} e quella della corrente I_D . Questa può essere approssimata come l'area di un triangolo, il cui calcolo consente di ottenere l'energia per ciclo. Per determinare invece la potenza dissipata complessiva, si moltiplica tale energia per la frequenza di switching, ricordando che la potenza è la derivata dell'energia rispetto al tempo. La relazione è espressa come:

$$P_{ON \div OFF} = \frac{Base \ Altezza}{2} f_{sw} = \frac{Q_{GS2} + Q_{GD}}{I_G} \frac{V_{IN} \ I_{OUT}}{2} \ f_{sw}$$
(2.12)

Sempre osservando il grafico, è possibile notare che la base del triangolo corrisponde alla somma dei tempi di accensione, o spegnimento, $t_1 + t_2$. Poiché $Q = I \Delta t$, si ricava

facilmente che $\Delta t = \frac{Q}{I}$ e quindi $t_1 + t_2 = \frac{Q_{GS2} + Q_{GD}}{I_G}$. È essenziale tenere presente che la corrente di gate I_G varia tra le fasi di accensione e spegnimento, portando a differenze nelle perdite di commutazione. Ciò è dovuto al fatto che nell'espressione per il calcolo della corrente $I_G = \frac{V_G - V_{plateau}}{R_{gate}}$, R_{gate} assume valori differenti tra on e off:

$$\begin{cases} R_{gate,ON} = 10 \,\Omega \\ R_{gate,OFF} = 0.470 \,\Omega \end{cases}$$
(2.13)

Dal datasheet è poi possibile ricavare $V_G = 5 V$ e $V_{plateau} = 2.4 V$. La corrente che si ottiene è:

$$\begin{cases} I_{G,ON} = 0.26 \, A \\ I_{G,OFF} = 5.53 \, A \end{cases}$$
(2.14)

Per garantire un funzionamento corretto, è necessario verificare che il gate driver sia in grado di fornire (durante l'on) e assorbire (durante l'off) le correnti richieste. Dal datasheet:

$$\begin{cases} I_{G,max _ON} = 1 \ A > I_{G,ON} \\ I_{G,max _OFF} = 1.9 \ A < I_{G,OFF} \end{cases}$$
(2.15)

Mentre la corrente di accensione è supportata dal driver, quella di spegnimento risulta superiore al massimo valore assorbibile. Per risolvere tale discrepanza, è stato necessario limitare $I_{G,OFF} = 1.9 A$, comportando però di conseguenza un prolungamento del plateau di Miller e quindi anche un aumento delle perdite di commutazione (in particolare di quelle per lo spegnimento).

Per quanto riguarda Q_{GD} , invece, è stata ottenuta dal datasheet ed è pari a Q_{GD} = 2.3 *nC*. Q_{GS2} invece non viene direttamente fornita, ma può essere ricavata come:

$$Q_{GS2} = Q_{GS} - Q_{G(th)} = 2.6 \, nC \tag{2.16}$$

dove $Q_{GS} = 8.9 nC$ è la carica tra gate e source e $Q_{G(th)} = 2.3 nC$ è invece è la carica di gate alla soglia, entrambe ricavate dal datasheet.

L'altezza del triangolo, invece, è data da $V_{IN} I_{OUT}$, dove $V_{IN} = 48 V$ mentre la I_{OUT} è il valor medio della corrente di picco e quindi cioè $I_{OUT} = \frac{2}{\pi} I_{picco} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} \frac{50_{RMS}}{3}$.

A differenza delle perdite di conduzione, quelle di commutazione dipendono direttamente dalla frequenza e dunque il calcolo è stato svolto per diversi valori della frequenza di switching, in un range compreso tra i $10 \div 100 \ KHz$.

Frequenza di	Perdite on [W]	Perdite off [W]	Perdite commutazione [W]
switching [kHz]			
10	0.067869999	0.009287474	0.077157473
20	0.135739998	0.018574947	0.154314946
30	0.203609998	0.027862421	0.231472418
40	0.271479997	0.037149894	0.308629891
50	0.339349996	0.046437368	0.385787364
60	0.407219995	0.055724841	0.462944837
70	0.475089995	0.065012315	0.54010231
80	0.542959994	0.074299789	0.617259782
90	0.610829993	0.083587262	0.694417255
100	0.678699992	0.092874736	0.771574728

In Tabella 2. 1 sono riportati i valori ottenuti al variare della frequenza.

Tabella 2. 1 – Valori delle perdite analitiche di accensione, spegnimento e commutazione, espressi in Watt, in funzione della frequenza di switching.

Come è possibile osservare, le perdite durante lo spegnimento sono inferiori rispetto a quelle di accensione. La motivazione è legata al fatto che la resistenza di gate assume valori differenti durante le due fasi.

Le **perdite di gate** sono direttamente collegate alla capacità di gate, $Q_{G(tot)}$. Durante la commutazione, infatti, il gate deve essere caricato e scaricato continuamente, il che richiede corrente e genera dissipazione di potenza. La dissipazione è proporzionale alla frequenza di switching e alla tensione di gate applicata, secondo la formula:

$$P_{GATE} = V_G \ Q_{G(tot)} \ f_{sw} \tag{2.17}$$

Anche in questo caso il calcolo è stato ripetuto per diversi valori della frequenza di switching, all'interno del medesimo range di variazione precedentemente identificato.

Come si può osservare dai dati riportati in Tabella 2. 2, l'impatto di tali perdite risulta essere estremamente ridotto e, pertanto, in una prima valutazione delle perdite, può essere considerato trascurabile.

Frequenza di switching [kHz]	Perdite di Gate [W]
10	0.00115
20	0.0023
30	0.00345
40	0.0046
50	0.00575
60	0.0069
70	0.00805
80	0.0092
90	0.01035
100	0.0115

Tabella 2. 2 – Perdite di gate espresse in Watt in funzione della frequenza di switching.

Le perdite totali risultano essere:

$$P_{tot,GaN} = P_{cond} + P_{comm} \tag{2.18}$$

Per calcolare poi le perdite totali di tutti i dispositivi eGaN, è sufficiente moltiplicare il valore ottenuto per 18. Questo perché, in ogni fase del sistema trifase, sono presenti 3 rami e ciascun ramo prevede una coppia di dispositivi (uno alto e uno basso).

Frequenza di	Perdite totali del singolo GaN [W]	Perdite totali di tutti i GaN [W]	
switching [kHz]			
10	0.327157473	5.88883451	
20	0.404314946	7.277669021	
30	0.481472418	8.666503531	
40	0.558629891	10.05533804	
50	0.635787364	11.44417255	
60	0.712944837	12.83300706	
70	0.79010231	14.22184157	
80	0.867259782	15.61067608	
90	0.944417255	16.99951059	
100	1.021574728	18.3883451	

Tabella 2. 3 – Perdite totali del singolo GaN e di tutti e 18 GaN in funzione della frequenza.

L'analisi condotta evidenzia come l'aumento della frequenza di switching comporti un incremento delle perdite totali, rendendo necessaria una gestione termica accurata per mantenere il dispositivo entro i limiti operativi consentiti [37]. Va inoltre sottolineato che il presente calcolo rappresenta una stima iniziale delle perdite, ottenuta tramite alcune approssimazioni semplificative, ma comunque indispensabile per una prima analisi della potenza teorica raggiungibile. Di conseguenza, il valore così stimato tende ad essere inferiore rispetto a quanto previsto dalle simulazioni LTspice (si veda il paragrafo 3.1.1) e dalle misure sperimentali (si veda il paragrafo 6.1), che saranno condotte in seguito. Questa discrepanza è dovuta al fatto che il modello teorico trascura alcuni fattori pratici, come le perdite parassite e le variazioni delle condizioni operative reali.

2.3.3. Dimensionamento phase shunt

Per dimensionare il valore del parallelo di resistenze del phase shunt, è stato inizialmente considerato un valore preliminare che è stato successivamente perfezionato, fino ad ottenere quello più adatto. Si è scelto come primo tentativo un valore di resistenza equivalente di shunt in parallelo pari a $R_{shunt, parallelo} = 175 \,\mu\Omega$. Considerando una corrente nominale $I_{nom} = 50 A_{RMS}$ e una corrente massima in valore efficace $I_{max,RMS} = 100 A_{RMS}$, il picco massimo è dato da $I_{max,picco} = \sqrt{2} I_{max,RMS} = 141 A$. Introducendo un margine di sicurezza, si è fissato il valore massimo di corrente considerato a $I_{max} = 200 A$. La tensione ai capi del parallelo, per questa corrente, risulta $v = R_{shunt,parallelo} I_{max} = 0.035 V$. Tale segnale viene poi amplificato dall'amplificatore INA, avente guadagno $G_{INA} = 50 \frac{V}{V}$, ottenendo $v_{amplificata} = v G_{INA} = 1.75 V$. A questo valore va ora sommato quello dell'offset, pari a $v_{offset} = 1.65 V$, verificando che la tensione ottenuta rientri nel range di riferimento di alimentazione, compreso tra 3.3 V e 0 V. È stato però adottato un margine cautelativo con un intervallo operativo tra 3 V e 0.2 V. La verifica del segnale amplificato risulta:

$$1.75 V + 1.65 V = 3.4 V > 3.3 V$$

$$-1.75 V + 1.65 V = -0.1 V < 0 V$$
(2.19)

Poiché il valore calcolato non rientra nell'intervallo specificato, si è reso necessario ricalcolare il valore dello shunt, non essendo quello ipotizzato di primo tentativo corretto.

Si è proceduto a questo punto a ritroso, calcolando la tensione massima amplificata all'interno dell'intervallo stabilito, pari a $v_{amplificata,2} = 3.0 V - 1.65 V = 1.35 V$. Dividendo poi per il guadagno dell'INA, il valore massimo della tensione non amplificata risulta $v_2 = \frac{1.35 V}{50 \frac{V}{V}} = 0.027 V$. A questo punto, per ottenere il valore ottimale della resistenza parallela, si divide per la corrente massima: $R_{shunt,parallelo} = \frac{0.027 V}{200 A} =$ $135 \mu\Omega$. È ora possibile ricavare i singoli valori delle resistenze, ricordando che queste sono uguali tra loro: $R_1 = R_2 = 270 \mu\Omega$. Dopo aver calcolato il valore ideale, si è verificata la disponibilità di componenti con queste specifiche in magazzino o in pronta consegna da parte del fornitore. Vincolo importante nella ricerca è il package, che deve essere RC2512, affinché rispetti le medesime dimensioni dell'evaluation board, così da non dover apportare modifiche strutturali. Tra le opzioni disponibili, la resistenza da $300 \mu\Omega$ di Bourns è risultata quella più in linea con le richieste. Utilizzando questa resistenza, il valore di shunt finale è $R_{shunt,parallelo 2} = 150 \mu\Omega$ mentre la tensione amplificata risultante è $v_{amplificata,2} = 150 \ \mu\Omega \ 200 \ A \ 50 \frac{v}{v} = 1.5 \ V$. Si verifica a questo punto che tale valore rientri nell'intervallo di sicurezza:

$$1.5 V + 1.65 V = 3.15 V < 3.3 V$$

$$-1.5 V + 1.65 V = 0.15 V > 0 V$$
(2.20)

Entrambe le condizioni sono soddisfatte, confermando la correttezza della soluzione.

Un'alternativa a questa soluzione era rappresentata dalle resistenze di Rohm dal valore di 270 $\mu\Omega$, che corrispondevano perfettamente al valore teorico, ma presentavano un package diverso. Se si fosse optato per questa soluzione sarebbe stato necessario verificare l'ingombro ed eventualmente apportare delle modifiche. Pertanto, lo sforzo richiesto sarebbe stato maggiore e non sarebbe risultato vantaggioso.

In conclusione, la scelta finale è stata frutto di un compromesso tra valore ottimale e package, e prevede due resistenze di Bourns dal valore di 300 $\mu\Omega$ ciascuna, poste in parallelo, ottenendo una $R_{shunt, parallelo\ 2} = 150 \ \mu\Omega$.

2.3.4. Dimensionamento soglie di overcurrent

È stato poi necessario identificare le soglie relative al blocco di overcurrent. Per fare ciò, è stato prima necessario determinare la massima corrente misurabile, che dovrà essere maggiore della corrente massima che può scorrere affinché restituisca una misurazione sensata:

$$I_{max,misurabile} = \frac{1.65 V}{G_{pcs}} = 220 A$$
 (2.21)

dove G_{pcs} è stato definito precedentemente e, supponendo $R_{shunt, parallelo 2} =$ 150 $\mu\Omega$, è pari a $G_{pcs} = R_{shunt, parallelo} G_{INA} = 7.5 \frac{mV}{A}$.

Passando al valore in RMS otteniamo: $I_{max,misurabile RMS} = \frac{220}{\sqrt{2}} \sim 160 A_{RMS}$. A questo punto la soglia è data da:

$$V_{soglia} = G_{pcs} I_{max,misurabile RMS} + 1.65 V = 2.85 V$$
(2.22)

Poiché tale valore coincide con quello della scheda EPC9186 non sarà necessario apportare modifiche nel valore delle resistenze in ingresso al blocco di phase current sense.

2.3.5. <u>Dimensionamento dissipatore</u>

Per dimensionare correttamente il dissipatore, è fondamentale partire dall'analisi della potenza dissipata, descritta nel paragrafo 2.3.2. Queste perdite costituiscono la principale fonte di calore nel dispositivo, rendendo essenziale determinare la resistenza termica necessaria per dissipare la potenza calcolata, mantenendo l'incremento di temperatura entro i limiti prestabiliti.

Il primo passo di questa analisi è determinare la massima temperatura di giunzione degli eGaN FET, ricavabile direttamente dal datasheet del componente. Tale valore è di 150 °C, tuttavia per mantenere una temperatura sicura è stato introdotto un margine cautelativo e si è pertanto assunto $T_{j,max} = 100$ °C, mentre la temperatura ambiente è stata supposta pari a $T_{amb} = 25$ °C.

A questo punto, a partire dalla legge di Ohm termica, la resistenza termica teorica del dissipatore risulta:

$$R_{\theta SA} = \frac{T_{j,max} - T_{amb}}{P_{tot,GaN \sim 100kHz}} - R_{\vartheta JC} - R_{\vartheta CS} = 3.129 \frac{^{\circ}C}{W}$$
(2.23)

dove $R_{\vartheta JC} = 0.2 \frac{\circ C}{W}$ è la resistenza termica tra la giunzione e il case, ottenuta dal datasheet, mentre $R_{\vartheta CS} = 0.75 \frac{\circ C}{W}$ è la resistenza termica tra il case e il dissipatore, determinata in base al materiale TIM usato, che nel caso in esame è il GAP PAD HC5000 di Bergquist; $P_{tot,GaN\sim 100kHz} = 18.388 W$ è invece la potenza totale dissipata da tutti gli eGaN nelle condizioni peggiori, ossia a 100 kHz di frequenza di switching.

Una volta calcolata la resistenza termica necessaria, si procede alla selezione di un dissipatore che soddisfi o superi il requisito $R_{th,diss} \leq \frac{C}{W}$. Questo garantisce che il sistema rimanga operativo senza surriscaldamenti nel caso peggiore.

Nell'evaluation board di riferimento, il dissipatore scelto aveva una resistenza termica in linea con le necessità del suddetto progetto. Pertanto, è stato mantenuto il medesimo modello, Alpha Novatech LPD4980-30BM-E48, così da non dover apportare modifiche strutturali. In particolare, si tratta di un dissipatore alettato, che massimizza il rapporto superficie volume, con dimensioni 80 mm x 40 mm x 30 mm.

CAPITOLO 3. SIMULAZIONI SU LTspice

3.1. Modellazione dei dispositivi e configurazione dei circuiti

LTspice è un software di simulazione circuitale ampiamente utilizzato per analizzare, progettare e verificare circuiti elettronici. La sua capacità di modellare il comportamento dinamico di componenti elettronici lo rende uno strumento ideale per studiare le prestazioni di circuiti complessi.

In questo contesto, LTspice è stato impiegato con una duplice funzionalità:

- Simulare e analizzare le perdite energetiche della scheda realizzata, con l'obiettivo di confrontare i risultati ottenuti tramite simulazione con quelli derivanti dai calcoli analitici;
- Confrontare le prestazioni di due diverse tecnologie di transistor: la scheda disponibile presso Selcom basata su MOSFET al silicio, denominata XLV, e la scheda progettata con dispositivi FET al nitruro di gallio.

Questo approccio consente di verificare la coerenza tra analisi teorica e simulazioni pratiche, oltre a mettere in evidenza i vantaggi e le limitazioni delle due tecnologie in termini di perdite e di efficienza complessiva.

3.1.1. Simulazione scheda GaN

Per procedere con la simulazione, è stato innanzitutto necessario importare il modello LTspice del dispositivo adottato, cioè EPC2302, fornito direttamente dal produttore. Il modello è stato integrato nella libreria del programma e successivamente utilizzato per configurare il circuito, generando lo schematico di Figura 3. 1.



Figura 3. 1 – Schematico realizzato su LTspice raffigurante una sola fase dell'inverter basato su tecnologia GaN.

Utilizzando gli strumenti di analisi disponibili, è stata ottenuta la potenza complessiva dissipata dal singolo GaN per ciascun valore della frequenza, variabile nell'intervallo $10 \div 100 \ kHz$. Per ottenere questo risultato, il parametro d_s (associato al tempo morto del GaN) è stato opportunamente adattato. Inoltre, è stata determinata la corrente RMS sulla singola fase del motore, $i_{RMS} = 53.478 \ A_{RMS}$ e, a partire da questa, sono state calcolate le perdite di conduzione secondo la formula:

$$P_{cond,simulazione} = R_{DS,on} i_{GaN,simulazione}^2 = 0.2859 W$$
(3.1)

dove $i_{GaN,simulazione} = \frac{\frac{i_{RMS}}{\sqrt{2}}}{3} = 12.6048 A_{RMS}$ rappresenta la corrente che circola sul singolo GaN, mentre $R_{DS,on} = 0.0018 \Omega$ è la resistenza di conduzione, ottenuta dal datasheet del dispositivo.

Successivamente, sono state determinate le perdite di commutazione, sfruttando la relazione:

$$P_{comm,simulazione} = P_{tot,simulazione} - P_{cond,simulazione}$$
(3.2)

Sulla base dei risultati ottenuti analiticamente, si veda il paragrafo 2.3.2, è stato ricavato il rapporto che sussiste tra le perdite di accensione e quelle di spegnimento, $r = \frac{P_{ON}}{P_{OFF}} = 7.3076$. Questo rapporto ha permesso di separare le perdite di accensione e spegnimento come segue:

$$P_{OFF,simulzione} = \frac{P_{comm,simulazione}}{r+1}$$
(3.3)

 $P_{ON,simulazione} = P_{comm,simulazione} - P_{OFF,simulazione}$

L'intera procedura è stata ripetuta variando la frequenza nell'intervallo specificato. I valori ottenuti sono riportati in Tabella 3. 1.

Frequenza di	Perdite on [W]	Perdite off [W]	Perdite di	Perdite totali
switching			commutazione	del singolo
[kHz]			[W]	GaN [W]
10	0.349600309	0.047840042	0.397440352	0.36343
20	0.387371606	0.053008746	0.440380352	0.40024
30	0.430051235	0.058849116	0.488900352	0.55501
40	0.495240587	0.067769765	0.563010352	0.68677
50	0.552486883	0.075603468	0.628090352	0.71849
60	0.643810032	0.08810032	0.731910352	0.87298
70	0.681810032	0.09330032	0.775110352	0.96484
80	0.767485957	0.105024394	0.872510352	1.0217
90	0.794314661	0.10869569	0.903010352	1.0635
100	0.813050772	0.111259579	0.924310352	1.2132

Tabella 3. 1 – Valori delle perdite di accensione, spegnimento, commutazione e totali del singolo GaN, espressi in Watt, ottenuti dalle simulazioni su LTspice al variare della frequenza.

Come si può osservare, i valori ottenuti tramite simulazione sono in linea con quelli analitici, ma leggermente superiori, come previsto. Questa discrepanza è attribuibile all'elevata accuratezza del modello utilizzato nella simulazione, che tiene conto anche di fattori trascurati nei calcoli analitici, dove sono state applicate alcune semplificazioni.

3.1.2. Simulazione scheda silicio

Per la simulazione LTspice della scheda al silicio è stata adottata una procedura analoga a quella utilizzata precedentemente. In primo luogo, è stato importato il modello LTspice del MOSFET impiegato, ossia IPTC019N10NM5, fornito dal produttore stesso (Infineon Technologies). Il circuito ottenuto è pertanto:



Figura 3. 2 - Schematico realizzato su LTspice raffigurante una sola fase dell'inverter al silicio.

Sono stati ricavati i valori della potenza totale al variare della frequenza, nel medesimo intervallo di variazione considerato nella simulazione precedente con i dispositivi GaN. Allo stesso modo è stata ottenuta la corrente che attraversa la singola fase del motore $i_{RMS} = 51.971 A_{RMS}$ e, a seguire, la corrente circolante sul singolo MOSFET, $i_{MOS,simulazione} = \frac{i_{RMS}}{\sqrt{2}} = 36.749 A_{RMS}$, da cui è poi stato possibile determinare le perdite di conduzione:

$$P_{cond,simulazione} = R_{DS,on} i_{MOS,simulazione}^2 = 2.5659 W$$
(3.4)

dove $R_{DS,on} = 0.0019 \,\Omega$ è la resistenza di conduzione, ottenuta dal datasheet del dispositivo.

Successivamente, sono state determinate le perdite di commutazione, sfruttando la relazione:

$$P_{comm,simulazione} = P_{tot,simulazione} - P_{cond,simulazione}$$
(3.5)

A questo punto, per ottenere il rapporto tra le perdite di accensione e quelle di spegnimento, indispensabile per poter determinare separatamente i due contributi di perdita della simulazione, è stato prima necessario svolgere il calcolo analitico:

$$P_{ON} = \frac{\frac{1}{2} V_{IN} I_{out} f_{sw} (Q_{GS2} + Q_{GD})}{I_{G,ON}} = 1.41173 W$$

$$P_{OFF} = \frac{\frac{1}{2} V_{IN} I_{out} f_{sw} (Q_{GS2} + Q_{GD})}{I_{G,OFF}} = 0.09981 W$$
(3.6)

dove

- $V_{IN} = 48 V$ è la tensione di alimentazione;
- $I_{out} = \frac{2}{\pi} I_{picco} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} i_{RMS} = 46.7903 A$ è il valor medio della corrente di picco;
- *f_{sw}* è la frequenza di switching e il suo valore è stato qui fissato a 10 kHz, poiché l'interesse è rivolto esclusivamente al rapporto tra le potenze e non al comportamento specifico delle singole grandezze all'interno dell'intervallo di variazione della frequenza;
- $Q_{GS2} = Q_{GS} Q_{G(th)} = 1.4 nC$, con $Q_{GS} = 41 nC$ e $Q_{G(th)} = 27 nC$ ottenute dal datasheet;
- $Q_{GD} = 26 nC$ dal datasheet;
- $I_{G,ON} = \frac{V_G V_{plateau}}{R_{gate,ON}} = 0.3181 \, A < I_{G,\max source} = 3.7 \, A$, avendo verificato che fosse minore della massima corrente erogabile dal gate driver;
- $I_{G,OFF} = I_{G,\max sink} = 4.5 A$, invece, è stata limitata al massimo valore assorbibile dal gate driver, non potendo superare tale limite.

Il rapporto tra i due contributi di perdita risulta pertanto essere $r = \frac{P_{ON}}{P_{OFF}} = 14.1428$.

A questo punto è stato possibile calcolare separatamente i due termini:

$$P_{OFF,simulzione} = \frac{P_{comm,simulazione}}{r+1}$$
(3.7)

$$P_{ON,simulazione} = P_{comm,simulazione} - P_{OFF,simulazione}$$

L'intera procedura è stata ripetuta variando la frequenza nell'intervallo specificato. I valori ottenuti sono riportati in Tabella 3. 2.

Frequenza di	Perdite on [W]	Perdite off [W]	Perdite di	Perdite totali
switching			commutazione	del singolo
[kHz]			[W]	MOS [W]
10	1.720979016	0.121685385	1.842664401	4.4086
20	2.230362035	0.157702366	2.388064401	4.954
30	3.496534676	0.247229725	3.743764401	6.3097
40	4.273030903	0.302133498	4.575164401	7.1411
50	4.832754488	0.341709913	5.174464401	7.7404
60	5.359789393	0.378975008	5.738764401	8.3047
70	6.011508261	0.42505614	6.436564401	9.0025
80	6.690592224	0.473072177	7.163664401	9.7296
90	7.370890337	0.521174064	7.892064401	10.458
100	8.037739393	0.568325008	8.606064401	11.172

Tabella 3. 2 - Valori delle perdite di accensione, spegnimento, commutazione e totali del singolo MOS al silicio, espressi in Watt, ottenuti dalle simulazioni su LTspice al variare della frequenza.

3.2. Analisi e confronto dei risultati delle simulazioni

Per confrontare in modo coerente la potenza dissipata dalle due schede, è necessario moltiplicare le perdite di un singolo dispositivo GaN per 3. Questo perché, nella scheda GaN, ogni ramo utilizza tre dispositivi in parallelo sia nella parte superiore che in quella inferiore, mentre nella scheda al silicio ogni ramo è composto da un solo dispositivo superiore e uno inferiore.
Frequenza [kHz]	Perdite totali di tre GaN	Perdite totali del singolo
	[VV]	MOS [W]
10	1.09029	4.4086
20	1.20072	4.954
30	1.66503	6.3097
40	2.06031	7.1411
50	2.15547	7.7404
60	2.61894	8.3047
70	2.89452	9.0025
80	3.0651	9.7296
90	3.1905	10.458
100	3.6396	11.172

Tabella 3. 3 - Valori delle perdite totali di 3 dispositivi GaN e di un MOS, espressi in Watt, ottenuti dalle simulazioni su LTspice al variare della frequenza.

Confrontando i risultati ottenuti dalle simulazioni, riportati nella Tabella 3. 3, emerge chiaramente che le perdite della scheda basata su tecnologia GaN sono significativamente inferiori rispetto a quelle della scheda XLV in silicio, in linea con le aspettative. Tale differenza si accentua ulteriormente con l'aumento della frequenza operativa. Ciò dimostra i notevoli vantaggi e le grandi potenzialità introdotte dalla tecnologia innovativa del nitruro di gallio. A questo punto, i risultati delle simulazioni dovranno essere convalidati tramite prove sperimentali condotte sulle schede fisiche, al fine di confermare i vantaggi teorici del GaN rispetto al silicio nelle applicazioni reali.

CAPITOLO 4. PROVE SPERIMENTALI SU SCHEDA GAN

Una volta realizzata fisicamente la scheda GaN, sono state condotte le opportune prove sperimentali. Queste hanno l'obiettivo di caratterizzare il comportamento elettrico della scheda, valutando parametri chiave come i tempi morti, l'efficienza e il profilo termico durante il funzionamento. In questa sezione verrà descritto il banco di prova utilizzato per le misurazioni e verranno analizzati i dati raccolti, al fine di comprendere le prestazioni del sistema e il suo potenziale vantaggio rispetto alla controparte al silicio.

4.1. Banco di prova

Il banco di prova impiegato prevede l'utilizzo dei seguenti elementi:

- Alimentatore da 48 V per le schede power;
- Alimentatore da 24 V per le schede control;
- Scheda power basata su GaN;
- Scheda power al silicio;
- Due schede control;
- Due motori a magneti permanenti connessi sullo stesso albero;
- Sonde di corrente e tensione collegate all'oscilloscopio;
- Wattmetro;
- Torsiometro;
- Ventola di raffreddamento;
- Termocoppia e termocamera;
- Computer per il controllo e l'acquisizione dati;



Figura 4. 1 – Schema a blocchi del set up adottato per le prove su scheda GaN.

Il setup prevede due motori calettati sullo stesso albero, con un controllo differenziato: uno è gestito in velocità e l'altro in coppia. Il motore controllato in velocità imposta e mantiene costante il regime di rotazione desiderato, mentre il motore controllato in coppia simula carichi variabili applicati all'albero, comportandosi come un freno dinamico. Ciascun motore è alimentato da una propria scheda power e una scheda control, ma con tecnologie differenti: il motore controllato in velocità è associato alla scheda power basata su GaN, mentre il motore controllato in coppia utilizza la scheda power al silicio. Questo approccio consente di evitare instabilità e oscillazioni indesiderate, migliorando la precisione delle misure. L'alimentazione del sistema è gestita da due alimentatori distinti: uno da 48 V per le schede power e uno da 24 V per le schede control. Le grandezze elettriche vengono misurate con sonde di corrente e tensione collegate a un oscilloscopio, mentre la temperatura dei dispositivi viene monitorata tramite una termocoppia e una termocamera. Inoltre, per garantire il corretto raffreddamento durante i test, è presente una ventola. È disponibile anche un torsiometro per la misura della coppia. Il controllo e il monitoraggio dei parametri avvengono tramite un computer dotato del programma Sensor Tool, per la rilevazione della coppia e della velocità, e del software BSI, che permette di gestire il sistema e acquisire i dati di funzionamento in tempo reale.



Figura 4. 2 - Alimentatori da 24 V e 48 V.



Figura 4. 3 - Scheda GaN e scheda al silicio, sonde di tensione e corrente, termocoppia e ventola.



Figura 4. 4 – Accoppiamento tra i motori e il torsiometro.



Figura 4. 5 - Oscilloscopio, computer e termocamera.

4.2. Analisi di sicurezza e caratterizzazione della scheda

4.2.1. Debug scheda

Tramite il programma SELCAM, un software interno all'azienda, è possibile identificare i componenti e le piste elettriche dal circuito schematico alla scheda fisica, determinandone la posizione effettiva. Questo strumento risulta particolarmente utile per il debug della scheda, permettendo un'analisi più rapida ed efficace.

Prima di avviare i test veri e propri, sono state eseguite alcune operazioni preliminari, quali il montaggio delle colonnette per il supporto meccanico della scheda e il collegamento dell'alimentazione, con una sola GND invece di due, poiché qui la corrente è inferiore rispetto all'evaluation board di riferimento. È stata inoltre condotta la verifica del funzionamento della parte ausiliaria, ovvero i circuiti che generano le tensioni da 5 V e 3.3 V, essenziali per il corretto funzionamento della scheda. Il primo controllo è stato effettuato osservando l'accensione di due LED, indicatori della presenza di tensione. Tuttavia, per confermare il corretto funzionamento, è stato necessario verificare il valore delle tensioni con un multimetro. A questo punto il passaggio successivo è stato il montaggio della scheda control sopra la scheda power. La particolarità di questo setup è che la scheda control deve essere montata verso l'esterno, rendendo necessario l'utilizzo di un supporto dedicato, realizzato tramite stampante 3D. Tutte queste operazioni di controllo preliminare sono state condotte a vuoto.



Figura 4. 6 - Visione dall'alto della scheda GaN.



Figura 4. 7 - Visione frontale della scheda GaN e del suo supporto.

4.2.2. Prove a vuoto per la misura delle caratteristiche dinamiche

Dopo il montaggio e le verifiche preliminari, sono state valutate le grandezze caratteristiche e distintive dei dispositivi GaN, ottenute a vuoto e dunque, con i motori ancora scollegati.

La prima misura condotta è stata la valutazione della **tensione tra gate e source** degli eGaN. Per eseguire tale misurazione è stata collegata una sonda di tensione direttamente tra i rispettivi terminali. L'oscilloscopio ha quindi permesso di registrare le forme d'onda dei segnali, riportate in Figura 4. 8 e Figura 4. 9.



Figura 4. 8 – Andamento della tensione tra gate e source di un GaN in fase di accensione.



Figura 4. 9 – Andamento della tensione tra gate e source di un GaN in fase di spegnimento.

Dai grafici emerge come i tempi di salita e discesa siano estremamente ridotti, nell'ordine delle centinaia di nanosecondi. In particolare, è possibile notare che il tempo di discesa è inferiore rispetto a quello di salita, con valori di 90 ns e 264 ns rispettivamente. Questo comportamento è in linea con quanto ottenuto nel calcolo delle perdite di potenza, svolto nei paragrafi (rif.), che ha mostrato una dissipazione maggiore durante la fase di attivazione rispetto a quella di disattivazione. La motivazione è legata al diverso valore associato alle resistenze di gate nelle due fasi, come spiegato in precedenza.

La prova svolta successivamente ha riguardato la **tensione tra drain e source**, analizzando i fronti di salita e di discesa. Anche in questo caso sono state sfruttate delle sonde di tensione, connesse tra il drain e il source. Gli andamenti ottenuti sull'oscilloscopio sono riportati in Figura 4. 10 e Figura 4. 11.



Figura 4. 10 - Andamento della tensione tra drain e source di un GaN in fase di accensione.



Figura 4. 11 - Andamento della tensione tra drain e source di un GaN in fase di spegnimento.

Come previsto, la tensione in uscita assume esclusivamente due valori: 48 V e 0 V. Anche qui è possibile notare come i fronti di salita e di discesa avvengano in tempi rapidissimi, grazie all'elevatissima velocità di transizione dei GaN, già evidenziata in precedenza. Analizzando ulteriormente il grafico, è stato possibile calcolare il valore di dv/dt, un parametro fondamentale per valutare le prestazioni di un transistor durante le commutazioni. In particolare, è stata analizzata la pendenza della tensione tra gli stati di commutazione, sia per l'accensione che per lo spegnimento rispettivamente. Nel calcolo, è stata considerata una tensione tra il 10% \div 90 % del suo valore, ottenendo:

$$\frac{dv_{ON}}{dt} = \frac{V_{f,90\%} - V_{i,10\%}}{t_f - t_i} = 1.9 \frac{V}{ns}$$

$$\frac{dv_{OFF}}{dt} = \frac{V_{f,10\%} - V_{i,90\%}}{t_f - t_i} = 2.1 \frac{V}{ns}$$
(4.1)

Entrambi i valori risultano piuttosto elevati, specialmente in confronto alla scheda XLV al silicio (rif. Paragrafo confronto ancora da fare), confermando le potenzialità del GaN di operare ad elevate frequenze di switching. Questo si traduce in un miglioramento delle prestazioni del sistema, riducendo notevolmente le perdite.

La prova condotta successivamente riguarda i **tempi morti** dell'inverter. Quest'ultimi vengono introdotti per lasciare agli eGaN del ramo superiore dell'inverter il tempo di spegnersi, prima di accendere quelli del ramo inferiore, e viceversa. Quest'operazione è indispensabile per evitare di trovarsi nella situazione in cui sia gli eGaN del ramo superiore che quelli inferiori siano in conduzione, determinando un cortocircuito netto sulla fase. Dunque, durante i tempi morti tutti gli eGaN del ramo sono spenti e di conseguenza la sinusoide di corrente, in corrispondenza di questo fenomeno, subisce una distorsione, tanto più prolungata quanto maggiore è il tempo morto stesso. I tempi morti vengono visualizzati nell'oscilloscopio come in Figura 4. 12.



Figura 4. 12 – Visualizzazione dei tempi morti.

4.2.3. Procedura di test per l'accoppiamento dei motori

Dopo le prove relative alle caratteristiche dinamiche, sono stati effettivamente collegati i motori ed è stata avviata la procedura di test per gli inverter e i rispettivi motori. Questo passaggio è fondamentale per accertare il corretto funzionamento del sistema, prima di svolgere le successive prove, che includono test a diverse velocità e frequenze. La procedura si sviluppa in più fasi, quali l'attivazione del Pulse Width Modulation (PWM), la generazione di una terna trifase di tensioni e correnti, la calibrazione dei segnali seno e coseno e, infine, l'allineamento tra il motore e il sensore di posizione.

Il **PWM** è la tecnica che viene qui utilizzata per alimentare i motori e consiste nell'applicazione di un vettore di spazio di tensione, il cui valor medio, calcolato nel periodo di commutazione, coincide con quello desiderato. In particolare, nel caso in esame, la sua attivazione consente di pilotare i dispositivi GaN presenti sulla scheda power, permettendo di sintetizzare la tensione desiderata attraverso la modulazione dei tempi di conduzione e di interdizione di tali dispositivi. Per verificare il corretto funzionamento del sistema, è stato necessario controllare che il driver della scheda power operasse senza commettere errori, che il segnale PWM fosse generato con la frequenza e il duty cycle previsti e che la scheda commutasse senza sovratensioni o instabilità. Il test è stato condotto impostando inizialmente una frequenza di 10 kHz e un duty cycle del 50%, ovvero con il segnale attivo per metà del tempo e spento per l'altra metà. Utilizzando un oscilloscopio, è stato possibile osservare il comportamento della tensione ai morsetti Figura 4. 13 e verificare che l'output risultasse una perfetta onda quadra.



Figura 4. 13 – Andamento della tensione ai morsetti.

Questo risultato dimostra che a livello hardware tutto sta funzionando come previsto: il driver sta svolgendo il suo compito e i GaN stanno commutando correttamente. Pertanto, il sistema è stabile e pronto per il test successivo.

Dopo l'attivazione del PWM, è stata generata una **terna di tensioni sinusoidali** sfasate di 120° tra loro, necessarie per pilotare il motore trifase. Una volta effettuato questo passaggio, il motore ha iniziato ad assorbire corrente. Questa fase è servita a verificare che le correnti trifase fossero correttamente generate e controllate.

I sensori di posizione forniscono segnali di uscita sotto forma di due onde sinusoidali sfasate di 90° (seno e coseno). La **calibrazione** di questi segnali è fondamentale per ottenere una lettura precisa della posizione del motore. Lo scopo del test è dunque quello di correggere eventuali errori di offset, guadagno o sfasamento nei segnali di posizione e garantire una lettura accurata dell'angolo di rotazione del motore.

L'allineamento tra il motore e il sensore di posizione consiste nella sincronizzazione del riferimento del sensore di posizione con l'orientamento fisico del

motore. Un allineamento errato potrebbe portare a tensioni applicate in modo errato e a instabilità del sistema.

Tale procedura è stata svolta in maniera analoga anche per l'altra scheda, ossia quella al silicio, che alimenta il secondo motore. Una volta terminate con successo entrambe le procedure di test, è stato possibile svolgere le prove effettive sui motori.

4.3. Prove a carico

Dopo aver verificato il corretto accoppiamento dei motori, sono state condotte le prove a carico, che includono test a velocità e frequenze variabili. In particolare, è stata valutata l'influenza della scheda GaN sul comportamento del motore.

Il primo aspetto considerato è quello relativo ai **tempi morti**. Infatti, grazie alle caratteristiche dei dispositivi GaN è stato possibile modificare e, in particolare, ridurre i tempi morti, determinando un forte impatto sulle forme d'onda di corrente. A dimostrazione di ciò, sono state condotte due prove alla stessa frequenza di 50 kHz, ma con diversi valori di tempi morti pari a 750 ns e 150 ns rispettivamente. Il primo valore è quello che si riscontrerà nei MOS al silicio della scheda XLV, mentre il secondo è quello con cui verranno condotte a seguire le prove relative alla scheda GaN.



Figura 4. 14 - Profilo della corrente di fase con tempo morto di 750 ns per la scheda GaN, con frequenza di 50 kHz.

Risulta in questo primo caso evidente che, al passaggio per lo zero della corrente, si ha un profilo appiattito della stessa.



Figura 4. 15 - Profilo della corrente di fase con tempo morto di 150 ns per la scheda GaN, con frequenza di 50 kHz.

In questo secondo grafico Figura 4. 15, invece, è possibile osservare che, durante il passaggio per lo zero, la corrente segue all'incirca il suo normale andamento sinusoidale, migliorando notevolmente la propria forma d'onda.

È stato successivamente analizzato il comportamento della **corrente al variare della frequenza**. Infatti, come già discusso, i dispositivi GaN consentono di aumentare notevolmente la frequenza di switching, fino a 100 kHz per il modello qui utilizzato. Tuttavia, l'algoritmo di controllo impiegato non è stato ottimizzato per raggiungere tali valori di frequenza e dunque, nelle prove condotte, non è stato possibile spingersi oltre i 50 kHz. Dunque, sono state effettuate 5 prove, variando la frequenza a step di 10 kHz nell'intervallo compreso tra 10 ÷ 50 kHz. Per un confronto migliore, vengono riportate le forme d'onda ottenute sull'oscilloscopio nei due casi estremi:



Figura 4. 16 - Profilo della corrente di fase con frequenza di 10 kHz.



Figura 4. 17 - Profilo della corrente di fase con frequenza di 50 kHz.

Dai grafici risulta evidente come, aumentando la frequenza, la forma d'onda di corrente migliori notevolmente: risulta infatti più pulita e mostra un ripple decisamente inferiore, con conseguente riduzione delle componenti armoniche.

Infine, per confermare la riduzione effettiva del ripple di corrente, è stato valutato l'andamento della **corrente al variare della velocità di rotazione**. In particolare, è stata applicata una variazione della velocità a step di 500 rpm, partendo da 1000 rpm fino ad arrivare a 2000 rpm. In particolare, questa analisi è stata condotta nei due casi estremi in termini di frequenza, quali 10 kHz e 50 kHz.



Partendo dal caso con frequenza di 10 kHz e velocità di 1000 rpm, si ottiene:

Figura 4. 18 - Profilo della corrente di fase con frequenza di 10 kHz e velocità di 1000 rpm.



Figura 4. 19 - Profilo della corrente di fase con frequenza di 10 kHz e velocità di 1500 rpm.



Figura 4. 20 - Profilo della corrente di fase con frequenza di 10 kHz e velocità di 2000 rpm.



Valutando ora il caso con una frequenza di 50 kHz si è ottenuto:

Figura 4. 21 - Profilo della corrente di fase con frequenza di 50 kHz e velocità di 1000 rpm.



Figura 4. 22 - Profilo della corrente di fase con frequenza di 50 kHz e velocità di 1500 rpm.



Figura 4. 23 - Profilo della corrente di fase con frequenza di 50 kHz e velocità di 2000 rpm.

Come si evince dai grafici, la riduzione del ripple di corrente si conferma anche a diverse velocità, dimostrando l'effettivo miglioramento dell'andamento dovuto all'aumento della frequenza.

4.4. Prove di efficienza

Per svolgere le prove di efficienza è stato necessario utilizzare il wattmetro, collegato secondo lo schematico riportato in Figura 4. 24.



Figura 4. 24 - Schematico del collegamento del wattmetro [38].

Le prove sono state condotte a partire da una velocità di 200 rpm e procedendo con incrementi di 400 rpm, fino a raggiungere i 2500 rpm circa. Tale procedura è stata applicata per ciascun valore della frequenza, compreso nell'intervallo tra i 10 ÷ 50 kHz, con step di 10 kHz. Una volta ottenute le informazioni necessarie, queste sono state importate su Matlab, permettendo la rappresentazione grafica degli andamenti delle grandezze di interesse. In particolare, sono state valutate tre tipologie di efficienza: quella relativa all'inverter, quella del motore e quella complessiva. Tali grandezze sono state ottenute direttamente dal wattmetro, che ha eseguito internamente i calcoli dei rendimenti, definiti dalle seguenti espressioni:

$$\eta_{inverter} = \frac{P_{out(inverter),AC}}{P_{in,DC}}$$

$$\eta_{motore} = \frac{P_{meccanica}}{P_{out(inverter),AC}}$$
(4.2)

 $\eta_{complessiva} = \eta_{inverter} \eta_{motore}$

dove:

- P_{out(inverter),AC} = 3 V_{out(inverter),AC} I_{out(inverter),AC} cosφ è la potenza in uscita dall'inverter;
- $P_{in,DC} = V_{in,DC} I_{in,DC}$ è la potenza di ingresso al sistema;
- $P_{meccanica} = C \omega_m$ è la potenza meccanica all'albero.

Per semplicità di rappresentazione e per un confronto più immediato, vengono riportate l'efficienza dell'inverter, del motore e complessiva in un unico grafico, in funzione della velocità, per ciascun valore della frequenza.



I tre rendimenti, partendo dal caso a 10 kHz, risultano:

Figura 4. 25 – Rendimento dell'inverter, del motore e complessivo in funzione della velocità, con frequenza di 10 kHz.



Incrementando progressivamente la frequenza si ottiene:

Figura 4. 26 - Rendimento dell'inverter, del motore e complessivo in funzione della velocità, con frequenza di 20 kHz.



Figura 4. 27 - Rendimento dell'inverter, del motore e complessivo in funzione della velocità, con frequenza di 30 kHz.



Figura 4. 28 - Rendimento dell'inverter, del motore e complessivo in funzione della velocità, con frequenza di 40 kHz.



Figura 4. 29 - Rendimento dell'inverter, del motore e complessivo in funzione della velocità, con frequenza di 50 kHz.

Come è possibile notare dai grafici, il rendimento dell'inverter è il più alto fra i tre, per ciascun valore della frequenza, in linea con le aspettative teoriche. Questo risultato è coerente con il ruolo dell'inverter trifase, che costituisce il primo stadio di conversione dell'energia, convertendola in energia elettrica а frequenza variabile. Successivamente, il motore converte l'energia elettrica in energia meccanica, introducendo perdite dovute a fenomeni come l'effetto Joule negli avvolgimenti di rame, l'isteresi e le correnti parassite nel ferro, oltre agli attriti meccanici. Tutti questi fattori tendono a ridurre l'efficienza del motore stesso, che sarà pertanto inferiore a quella dell'inverter. L'efficienza complessiva del sistema include entrambe le fasi di conversione, accumulando le perdite dei due stadi. Di conseguenza, il rendimento complessivo è sempre inferiore ai due precedenti.

È stata poi analizzata l'influenza della frequenza sulle tre tipologie di rendimento, confrontandole nei due casi estremi in termini di frequenza, così da enfatizzarne al meglio gli effetti.

In merito all'efficienza dell'inverter, si è ottenuto:



Figura 4. 30 – Confronto dei valori di rendimento dell'inverter a 10 kHz e 50 kHz.

Come è possibile notare, a 50 kHz l'efficienza è minore rispetto al caso a 10 kHz. Ciò è dovuto al fatto che all'aumentare della frequenza di switching, aumentano sia le perdite di commutazione (calcolate nel paragrafo 2.3.2) che quelle dei componenti conduttivi. Per quest'ultimi, in particolare, si manifesta un aumento dell'effetto pelle, che determina un incremento della resistenza equivalente. Aumentano inoltre anche le perdite per isteresi e correnti parassite nei materiali magnetici. Per quanta riguarda l'efficienza del motore, sempre valutando il confronto tra i due casi estremi del valore di frequenza, si è ottenuto:



Figura 4. 31 - Confronto dei valori di rendimento del motore a 10 kHz e 50 kHz.

In linea di massima, il rendimento del motore nel caso a 50 kHz è maggiore rispetto a quello a 10 kHz. Questo miglioramento è attribuibile alla migliore qualità della forma d'onda della corrente, che si manifesta all'aumentare della frequenza, già discussa in precedenza (paragrafo 4.3). In particolare, la riduzione delle componenti armoniche contribuisce a diminuire le perdite sia perdite per effetto Joule che per isteresi e correnti parassite. Inoltre, una frequenza di switching più elevata permette una regolazione più precisa della tensione e della corrente, riducendo le oscillazioni indesiderate nel flusso magnetico e migliorando di conseguenza l'efficienza del motore.

In merito all'efficienza complessiva, si è ottenuto:



Figura 4. 32 - Confronto dei valori di rendimento complessivo a 10 kHz e 50 kHz.

Nel complesso, l'efficienza totale del sistema risulta simile nelle due situazioni estreme, con valori leggermente inferiori nel caso a 50 kHz. Questo è dovuto al fatto che l'aumento riscontrato nelle prestazioni del motore non è stato sufficiente a compensare la riduzione di efficienza dell'inverter. Di conseguenza, il rendimento complessivo risulta minore nel caso a 50 kHz rispetto a quello a 10 kHz. A prima vista, questo risultato potrebbe sembrare in contrasto con tutta l'analisi svolta in precedenza. Tuttavia, ciò si spiega per due ragioni principali: innanzitutto, il motore impiegato non è progettato per il funzionamento ad alta frequenza; in secondo luogo, come già accennato precedentemente, l'algoritmo di controllo adottato non è stato ottimizzato per operare oltre i 10 kHz. Nonostante questi limiti, sono comunque presenti alcuni benefici, in particolare nel rendimento del motore, dimostrando le grandi potenzialità offerte dalla tecnologia basata su GaN. Pertanto, si può ragionevolmente supporre che, con un motore specificatamente progettato per alte frequenze e un algoritmo di controllo adeguatamente ottimizzato, il miglioramento del rendimento del motore sarebbe stato più marcato, compensando in misura maggiore la riduzione di efficienza dell'inverter. Questo suggerisce che l'uso di dispositivi GaN, se integrato in un sistema opportunamente progettato, potrebbe portare a significativi vantaggi in termini di efficienza complessiva.

97

4.5. Prove termiche

Per svolgere le prove termiche in sicurezza è stato montato il dissipatore sulla scheda, come riportato in Figura 4. 33.



Figura 4. 33 – Visione dall'alto e frontale della scheda GaN con il dissipatore montato.

Come già descritto nel paragrafo 2.3.5, si tratta di un dissipatore alettato che massimizza il rapporto superficie volume, così da favorire lo scambio termico.

Le prove termiche sono state condotte valutando il comportamento della scheda in diverse condizioni operative. Inizialmente, sono stati effettuati test alla frequenza di 10

kHz, variando la velocità di rotazione tra 1000 e 2500 rpm, con incrementi di 500 rpm. Per ciascun incremento di velocità, è stato mantenuto un tempo di stabilizzazione di 10 minuti, dopodiché la temperatura è stata rilevata mediante una termocamera. Le immagini termografiche risultanti (Figura 4. 34 e Figura 4. 35) sono riportate di seguito e fanno riferimento ai due casi estremi.



Figura 4. 34 - Temperatura rilevata dalla termocamera con frequenza di 10 kHz e velocità di 1000 rpm.



Figura 4. 35 - Temperatura rilevata dalla termocamera con frequenza di 10 kHz e velocità di 2500 rpm.

Nelle immagini acquisite con la termocamera sono indicate tre temperature: in alto a sinistra è riportata la temperatura media rilevata nell'area centrale messa a fuoco, ossia quella del dissipatore in questo caso, mentre a destra sono visualizzati i valori

minimo e massimo registrati sull'intera area inquadrata. Dai grafici risulta evidente che, ad ogni incremento della velocità, aumenta anche la temperatura. Questo risultato è dovuto al fatto che all'aumentare della velocità cresce anche la corrente circolante, che determina un incremento delle perdite resistive. Inoltre, una maggiore velocità determina anche più attrito nei componenti nei componenti rotanti, determinando una maggiore produzione di calore.

La stessa procedura è stata poi replicata aumentando la frequenza a 50 kHz, ottenendo analogamente immagini termiche (Figura 4. 36 e Figura 4. 37) per i due casi.



Figura 4. 36 - Temperatura rilevata dalla termocamera con frequenza di 50 kHz e velocità di 1000 rpm.



Figura 4. 37 - Temperatura rilevata dalla termocamera con frequenza di 50 kHz e velocità di 2500 rpm.

Anche qui all'aumentare della velocità si registra un incremento della temperatura. Inoltre, qui, la temperatura è ulteriormente maggiorata per via dell'incremento della frequenza. Infatti, come già ampiamente discusso al crescere della frequenza si registra un aumento delle perdite di commutazione, così come maggiori perdite per correnti parassite ed effetto pelle.

Per le frequenze intermedie, le temperature sono state comunque registrate e i dati ottenuti sono stati utilizzati per costruire un grafico che simula l'andamento della temperatura in funzione della frequenza e della velocità di rotazione. In particolare, sono stati graficati gli andamenti sempre per i due valori di velocità estremi, quali 1000 rpm e 2500 rpm, di seguito riportati:



Figura 4. 38 - Temperatura in funzione della frequenza con velocità di 1000 rpm.



Figura 4. 39 - Temperatura in funzione della frequenza con velocità di 2500 rpm.

Per validare ulteriormente le prestazioni della scheda, è stata condotta un'analisi in una delle condizioni più gravose, ossia operando alla frequenza di 50 kHz per un'ora continuativa, con velocità di 2000 rpm. Anche in questo scenario estremo, la scheda ha mostrato un buon comportamento termico, come evidenziato dalle immagini acquisite con la termocamera (Figura 4. 40).



Figura 4. 40 - Temperatura rilevata dalla termocamera con frequenza di 50 kHz e velocità di 2000 rpm dopo un'ora di funzionamento.

A seguito dei risultati positivi, sono stati eseguiti ulteriori test rimuovendo il dissipatore, per analizzare il comportamento della scheda senza il supporto del sistema di raffreddamento. Data la criticità della prova, la temperatura è stata monitorata non solo con la termocamera, ma anche mediante una termocoppia, strumento più preciso e affidabile per la misura della temperatura di giunzione dei dispositivi GaN. A differenza della termocamera, la termocoppia rileva direttamente la temperatura del componente senza essere influenzata da superfici riflettenti o dalle proprietà emissive dei materiali. Per un confronto diretto, vengono comunque riportate le immagini ottenute con la termocamera. Le prove condotte sono essenzialmente la stesse di prima, con l'unica differenza che ora non è presente il dissipatore. Dato l'incerto andamento della temperatura, le foto sono state scattate nell'immediato, con un'attesa massima di due minuti.



Partendo dal caso a 10 kHz e velocità di 1000 rpm si ottiene:

Figura 4. 41 - Temperatura rilevata dalla termocamera con frequenza di 10 kHz e velocità di 1000 rpm senza dissipatore.



Figura 4. 42 - Temperatura rilevata dalla termocamera con frequenza di 10 kHz e velocità di 2500 rpm senza dissipatore.

Come atteso, la temperatura è notevolmente aumentata, raggiungendo in soli due minuti picchi di 67.4 °C e 74.8 °C.

Analogamente per i 50 kHz è stato ottenuto:



Figura 4. 43 - Temperatura rilevata dalla termocamera con frequenza di 50 kHz e velocità di 1000 rpm senza dissipatore.



Figura 4. 44 - Temperatura rilevata dalla termocamera con frequenza di 10 kHz e velocità di 1000 rpm senza dissipatore.

Anche qui è possibile notare il rapido surriscaldamento della scheda, raggiungendo picchi di 76.1 °C e 90.1 °C.

Sulla base delle prove condotte, si può dedurre che, sia a 10 kHz che a 50 kHz, l'andamento della temperatura segue un comportamento analogo a quello riscontrato nelle prove con il dissipatore: la temperatura tende ad aumentare con l'incremento della velocità e della frequenza.
CAPITOLO 5: PROVE SPERIMENTALI SU SCHEDA AL SILICIO

La scheda al silicio, anche denominata XLV, non ha richiesto operazioni di debug, a differenza della scheda GaN analizzata in precedenza. Questo è stato possibile come conseguenza del fatto che la scheda al silicio era già stata convalidata e utilizzata presso Selcom. Nel presente capitolo verranno riprodotte le stesse prove eseguite sulla scheda GaN, con l'obiettivo di verificare e, successivamente, confrontare i parametri fondamentali di funzionamento delle due schede.

5.1. Banco di prova

Il banco di prova impiegato prevede l'utilizzo degli stessi elementi delle prove su scheda GaN, ma con un'unica differenza: qui vengono impiegate due schede power al silicio. Il banco di prova include pertanto, i seguenti elementi:

- Alimentatore da 48 V per le schede power;
- Alimentatore da 24 V per le schede control;
- Due schede power al silicio;
- Due schede control;
- Due motori a magneti permanenti connessi sullo stesso albero;
- Sonde di corrente e tensione collegate all'oscilloscopio;
- Wattmetro;
- Torsiometro;
- Ventola di raffreddamento;
- Termocoppia e termocamera;
- Computer per il controllo e l'acquisizione dati;



Figura 5. 1 - Schema a blocchi del set up adottato per le prove sulla scheda XLV.

Il setup allo stesso modo prevede due motori calettati sullo stesso albero, di cui uno controllato in velocità e l'altro in coppia. Ciascun motore è alimentato da una scheda power al silicio e una scheda control dedicate. L'alimentazione del sistema è fornita da due alimentatori separati: uno da 48 V per le schede power e uno da 24 V per le schede control. Le grandezze elettriche vengono anche qui misurate con sonde di corrente e tensione collegate a un oscilloscopio, mentre la temperatura dei dispositivi viene monitorata tramite una termocoppia e una termocamera. Per garantire un raffreddamento adeguato durante i test, è presente una ventola. È disponibile anche un torsiometro per la misura della coppia. Il controllo e il monitoraggio dei parametri vengono effettuati tramite un computer che sfrutta gli stessi programmi adottati in precedenza, quali BSI e Sensor Tool. Per semplicità, viene mostrata solo l'immagine della sezione del banco di prova relativa alla scheda al silicio, poiché le altre parti rimangono invariate rispetto alle prove con la scheda GaN.



Figura 5. 2 – Due schede al silicio, sonde di tensione e corrente, termocoppia e ventola.

5.2. Caratterizzazione della scheda

Tutte le operazioni di montaggio della scheda sono state omesse, in quanto già eseguite in precedenza dall'azienda. È importante sottolineare che qui, a differenza di quanto avvenuto per la scheda GaN, la scheda control è stata montata direttamente sopra la scheda power, come accade solitamente. Inoltre, tutte le prove sono state eseguite con il dissipatore montato, che risulta qui essere la piastra metallica che funge anche da base. In Figura 5. 3 è riportata un'immagine della scheda.



Figura 5. 3 – Visione frontale della scheda XLV.

5.2.1. Prove a vuoto per la misura delle caratteristiche dinamiche

Sono state eseguite esattamente le stesse prove effettuate sulla scheda GaN, partendo quindi dalle misure a vuoto, cioè con i motori ancora scollegati.

La prima misura condotta è stata la valutazione della **tensione tra gate e source** dei MOS al silicio. Per eseguire tale misurazione è stata collegata, allo stesso modo, una sonda di tensione direttamente tra i rispettivi terminali. L'oscilloscopio ha permesso di registrare le forme d'onda dei segnali, riportate in Figura 5. 4 e Figura 5. 5.



Figura 5. 4 - Andamento della tensione tra gate e source di un MOS in fase di accensione.



Figura 5. 5 - Andamento della tensione tra gate e source di un MOS in fase di spegnimento.

Dai grafici emerge come i tempi di salita e discesa siano notevolmente dilatati rispetto alla controparte al nitruro di gallio, nell'ordine dei microsecondi. Anche qui, è possibile notare che il tempo di discesa è inferiore rispetto a quello di salita, con valori di 0.1176 μs e 1.5063 μs rispettivamente. Questo comportamento, allo stesso modo, è in linea con quanto ottenuto nel calcolo delle perdite di potenza, svolto nel paragrafo 2.3.2, che ha mostrato una dissipazione maggiore durante la fase di attivazione rispetto a quella di disattivazione.

La prova svolta successivamente ha riguardato la **tensione tra drain e source**, analizzando i fronti di salita e di discesa. Anche in questo caso sono state sfruttate delle sonde di tensione, connesse tra il drain e il source. Gli andamenti ottenuti sull'oscilloscopio sono riportati in Figura 5. 6 e Figura 5. 7.



Figura 5. 6 - Andamento della tensione tra drain e source di un MOS in fase di accensione.



Figura 5. 7 - Andamento della tensione tra drain e source di un MOS in fase di spegnimento.

Come nella controparte al GaN, la tensione di uscita assume esclusivamente due valori: 48 V e 0 V. Tuttavia, i tempi di salita e di discesa risultano decisamente maggiori, fino a quattro volte superiori, il che era prevedibile data la velocità di transizione decisamente inferiore.

Analizzando ulteriormente il grafico, è stato possibile calcolare il valore di dv/dt, fondamentale per valutare le prestazioni dei transistor durante le commutazioni. In particolare, è stata analizzata la pendenza della tensione tra gli stati di commutazione, sia per l'accensione che per lo spegnimento rispettivamente. Nel calcolo, è stata considerata una tensione tra il 10% ÷ 90 % del suo valore, ottenendo:

$$\frac{dv_{ON}}{dt} = \frac{V_{f,90\%} - V_{i,10\%}}{t_f - t_i} = 0.63 \frac{V}{ns}$$

$$\frac{dv_{OFF}}{dt} = \frac{V_{f,10\%} - V_{i,90\%}}{t_f - t_i} = 0.76 \frac{V}{ns}$$
(5.1)

Entrambi i valori risultano decisamente inferiori a quelli ottenuti con la scheda GaN, confermando le difficoltà del silicio di operare ad elevate frequenze di switching.

La prova condotta successivamente riguarda i **tempi morti** dell'inverter. Quest'ultimi vengono introdotti per gli stessi motivi riscontrati nella scheda GaN. Tuttavia, come mostrato nella Figura 5. 8, visualizzata nell'oscilloscopio, qui risultano decisamente maggiorati, pari a 750 ns, determinando una notevole distorsione della forma d'onda di corrente al passaggio per lo zero, come verrà approfondito in seguito.



Figura 5. 8 – Visualizzazione dei tempi morti.

5.2.2. Procedura di test per l'accoppiamento dei motori

Dopo le prove relative alle caratteristiche dinamiche, sono stati effettivamente collegati i motori ed è stata avviata la medesima procedura di test per gli inverter e i rispettivi motori, già applicata in precedenza.

Dal momento che la scheda era già funzionante e operativa non è stato necessario attivare il **PWM**. Il corretto funzionamento dei driver e la forma dell'onda quadra in uscita erano infatti già stati collaudati in precedenza.

Dunque, il primo test effettivamente svolto è stato la **generazione di una terna di tensioni e correnti sinusoidali**, necessarie per pilotare correttamente il motore.

Si è poi proceduto con la **calibrazione** dei segnali seno e coseno, essenziale per correggere eventuali errori nella rilevazione della posizione.

Infine, è stato effettuato l'**allineamento tra il motore e il sensore di posizione**, per sincronizzare il riferimento del sensore di posizione con l'orientamento fisico del motore. Un allineamento errato potrebbe causare tensioni improprie e instabilità del sistema, rendendo indispensabile una corretta esecuzione.

La stessa procedura è stata ripetuta anche per l'altra scheda al silicio, che alimenta il secondo motore. Una volta terminate con successo entrambe le procedure di test, è stato possibile svolgere le prove effettive sui motori.

5.3. Prove a carico

Dopo aver verificato il corretto accoppiamento dei motori, sono state condotte le prove a carico, che includono test a velocità variabili. La grande differenza rispetto alle prove condotte sulla scheda GaN, è che qui non è possibile variare la frequenza di switching, che resterà dunque fissa a 10 kHz.

Il primo aspetto considerato è quello relativo ai **tempi morti**. Nella scheda al silicio non è possibile ridurne il valore e di conseguenza, in tutte le prove a seguire, questo sarà pari a 750 ns, contro i 150 ns della scheda GaN. L'impatto di questo aspetto è immediatamente riscontrabile nella forma d'onda della corrente. Quest'ultima risulterà infatti notevolmente appiattita durante il passaggio per lo zero, discostandosi dall'ideale andamento sinusoidale, come evidenziato dall'immagine riportata sull'oscilloscopio:



Figura 5. 9 - Profilo della corrente di fase con tempo morto di 750 ns per la scheda XLV.

Essendo la **frequenza di switching** della scheda al silicio **fissa**, non è stato possibile analizzare il comportamento della corrente al variare della frequenza, come fatto invece per la scheda GaN. Di conseguenza non è possibile riscontrare alcuna attenuazione del ripple di corrente. A conferma di ciò è stato valutato l'andamento della **corrente al variare della velocità di rotazione**. In particolare, l'analisi è stata condotta a 1000 rpm e 2000 rpm.

Partendo dal caso con velocità di 1000 rpm, si ottiene:



Figura 5. 10 - Profilo della corrente di fase con frequenza di 10 kHz e velocità di 1000 rpm.

Mentre a 2000 rpm si ha:



Figura 5. 11 - Profilo della corrente di fase con frequenza di 10 kHz e velocità di 2000 rpm.

Come si evince dai grafici, il ripple di corrente risulta inalterato, senza subire alcuna modifica.

5.4. Prove di efficienza

Per svolgere le prove di efficienza è stato utilizzato lo stesso wattmetro, già impiegato nelle misurazioni dell'altra scheda, collegato sempre rispettando lo schematico riportato nel paragrafo 4.4.

Le prove sono state condotte seguendo la stessa procedura: partendo da una velocità di 200 rpm e procedendo con incrementi di 400 rpm, fino a raggiungere i 2500 rpm circa. Una volta raccolti i dati necessari, questi sono stati importati su Matlab, per rappresentare graficamente l'andamento delle grandezze di interesse. In particolare, sono state analizzate le medesime tre tipologie di efficienza, valutate per l'altra scheda: quella relativa all'inverter, quella del motore e quella complessiva.

Per semplificare la rappresentazione e facilitare il confronto, vengono riportate l'efficienza dell'inverter, del motore e complessiva in un unico grafico, in funzione della velocità. Chiaramente, non essendo possibile variare la frequenza di switching, le prove sono state svolte mantenendo il valore fisso a 10 kHz.

I tre rendimenti risultano:



Figura 5. 12 – Rendimento dell'inverter, del motore e complessivo in funzione della velocità con frequenza di 10 kHz.

Come è possibile notare dal grafico, il rendimento dell'inverter è il più elevato fra i tre, in linea con le aspettative teoriche e con quanto già ottenuto per l'altra scheda. Questo è dovuto al fatto che l'inverter trifase costituisce il primo stadio di conversione dell'energia, il che lo rende naturalmente più efficiente. Successivamente, l'energia elettrica viene trasformata in energia meccanica da parte del motore. Quest'ultimo introduce inevitabili perdite dovute a vari fenomeni, tra cui l'effetto Joule negli avvolgimenti di rame, l'isteresi e le correnti parassite nel ferro, oltre agli attriti meccanici. Tutti questi fattori tendono a ridurre l'efficienza del motore stesso, che sarà pertanto inferiore a quella dell'inverter. L'efficienza complessiva del sistema, calcolata come prodotto delle due precedenti, include entrambe le fasi di conversione, accumulando le perdite dei due stadi. Di conseguenza, il rendimento complessivo è sempre inferiore ai due precedenti.

Come verrà approfondito nel paragrafo 6.2 tutti e tre i rendimenti assumono valori inferiori rispetto a quelli ottenuti con l'altra scheda, evidenziando degli effettivi miglioramenti introdotti dalla tecnologia al nitruro di gallio.

5.5. Prove termiche

Le prove termiche sono state condotte valutando il comportamento della scheda in diverse condizioni operative. In particolare, sono stati effettuati test con variazioni della velocità di rotazione comprese tra 1000 e 2500 rpm, con incrementi di 500 rpm. Per ciascun incremento di velocità, è stato mantenuto un tempo di stabilizzazione di 10 minuti, dopodiché la temperatura è stata rilevata mediante una termocamera. Le immagini termografiche risultanti sono riportate di seguito (Figura 5. 13 e Figura 5. 14) e fanno riferimento ai due casi estremi.



Figura 5. 13 - Temperatura rilevata dalla termocamera con frequenza di 10 kHz e velocità di 1000 rpm.



Figura 5. 14 - Temperatura rilevata dalla termocamera con frequenza di 10 kHz e velocità di 2500 rpm.

È importante sottolineare che, a differenza delle prove condotte sulla scheda GaN, in cui veniva inquadrato direttamente il dissipatore, in questo caso ciò non è possibile poiché il dissipatore è collocato sulla base. Di conseguenza la temperatura rilevata non corrisponde a quella effettiva del dissipatore, ma a quella della scheda control, montata sopra la scheda power. Questo comporta una registrazione di temperatura decisamente inferiore rispetto al valore reale.

Fatta questa premessa, dai grafici risulta evidente che, incrementando la velocità, aumenta anche la temperatura. Questo risultato è analogo a quanto ottenuto con la precedente scheda e l'origine è la stessa: all'aumentare della velocità cresce anche la corrente circolante, che determina un incremento delle perdite resistive. Inoltre, una maggiore velocità determina anche più attrito nei componenti rotanti, determinando una maggiore produzione di calore.

Per validare ulteriormente le prestazioni della scheda, è stata condotta un'analisi in una delle condizioni più gravose, ossia operando per un'ora continuativa, con velocità di 2000 rpm. In questo caso estremo la scheda ha iniziato a surriscaldarsi, come evidenziato dall'immagine acquisita con la termocamera (Figura 5. 15), e, considerando la premessa iniziale, si può supporre che la temperatura effettiva fosse ancora più alta.



Figura 5. 15 - Temperatura rilevata dalla termocamera con frequenza di 10 kHz e velocità di 2000 rpm dopo un'ora di funzionamento.

Come è possibile vedere, nella zona limitrofa al dissipatore sono stati raggiunti picchi di 84.4 °C.

Per completare le prove, sono stati eseguiti ulteriori test rimuovendo il dissipatore, per analizzare il comportamento della scheda senza il supporto del sistema di raffreddamento. Data la criticità della prova, e viste le difficoltà già mostrate dalla scheda, la temperatura è stata monitorata non solo con la termocamera, ma anche mediante una termocoppia, così come era avvenuto per la scheda GaN. Anche qui, per un confronto diretto, vengono comunque riportate le immagini ottenute con la termocamera. Le prove condotte sono essenzialmente le stesse di prima, con l'unica differenza che ora non è presente il dissipatore. Grazie alla sua rimozione, è stato possibile monitorare direttamente la temperatura sui MOS, rendendo non più valida la premessa iniziale relativa ad una misurazione meno accurata della temperatura. Dato l'incerto andamento della temperatura, le foto sono state scattate nell'immediato.



Partendo dal caso con velocità di 1000 rpm si ottiene:

Figura 5. 16 - Temperatura rilevata dalla termocamera con frequenza di 10 kHz e velocità di 1000 rpm senza dissipatore.



Figura 5. 17 - Temperatura rilevata dalla termocamera con frequenza di 10 kHz e velocità di 2500 rpm senza dissipatore.

La scheda è stata posta su un fianco, dal momento che i MOS si trovano nella parte inferiore della scheda stessa. Come atteso, la temperatura è notevolmente aumentata, raggiungendo in soli due minuti picchi di 105 °C e 113 °C.

Sulla base delle prove condotte, si può dedurre che l'andamento della temperatura segue un comportamento analogo a quello riscontrato nelle prove con il dissipatore: la temperatura tende ad aumentare con l'incremento della velocità.

CAPITOLO 6: CONFRONTO DEI RISULTATI

6.1. Validazione e confronto tra simulazioni LTspice e dati reali

Si vuole ora condurre un'analisi dettagliata per verificare la coerenza tra le simulazioni eseguite su LTspice, condotte nel paragrafo 3.1, e i dati ottenuti dalle prove sperimentali, valutando in particolare le perdite di potenza. Questo confronto è essenziale per comprendere l'affidabilità del modello simulativo e identificare eventuali discrepanze rispetto alla realtà.

Per stimare le perdite nel sistema reale, si è utilizzato ancora una volta il wattmetro, strumento indispensabile per misurare la potenza elettrica in ingresso e in uscita. Attraverso questa misurazione è stato possibile determinare la potenza totale dissipata dall'inverter, calcolata come differenza tra la potenza fornita al sistema e quella effettivamente resa disponibile all'uscita:

$$P_{diss} = P_{in} - P_{out} \tag{6.1}$$

È fondamentale sottolineare che tutti i valori misurati si riferiscono a una velocità di rotazione del motore pari a 1500 rpm, garantendo così la coerenza con le simulazioni eseguite precedentemente. In queste ultime, infatti, i tre generatori sinusoidali utilizzati presentavano una frequenza fondamentale di 50 Hz. Considerando che il motore analizzato è un motore a quattro poli, quindi con due coppie di poli P = 2, la velocità di sincronismo può essere calcolata tramite la formula: $\frac{60 f}{p} = 1500 rpm$.

L'analisi è stata condotta considerando l'intero intervallo di variazione della frequenza di switching, compreso tra 10 kHz e 50 kHz, con incrementi di 10 kHz. Per ciascuna di queste frequenze, sono stati registrati i valori delle perdite totali dell'inverter calcolati a partire dalle prove sperimentali. I risultati ottenuti sono riportati nella Tabella 6. 1, dove per completezza vengono riportate anche le perdite ottenute dalla simulazione.

Frequenza di	Perdite totali	Perdite totali
switching	dei GaN	inverter prove
[kHz]	simulazioni	sperimentali
	[W]	[W]
10	6.54174	50.69688
20	7.20342	51.79266
30	9.99018	55.09349
40	12.36	61.066152
50	12.93282	74.400246

Tabella 6. 1 - Valori delle perdite totali dei GaN ottenute nelle simulazioni e nelle prove sperimentali.

In particolare, per ottenere le perdite totali dei dispositivi GaN nelle simulazioni, si è dovuto moltiplicare il valore ottenuto per il singolo dispositivo, calcolato nel paragrafo 3.1.1 per 18, essendo questo il numero complessivo di GaN impiegati nell'inverter.

Dall'analisi dei dati si osserva chiaramente che le perdite sperimentali seguono lo stesso andamento di quelle previste dalle simulazioni: aumentano al crescere della frequenza di switching. Tuttavia, le perdite reali assumono valori significativamente superiori, per ciascun valore della frequenza di switching. Questa discrepanza può essere attribuita a tre fattori principali. Innanzitutto, come evidenziato anche nell'intestazione della tabella, i valori sperimentali rappresentano le perdite totali dell'intero inverter, non limitandosi quindi ai soli dispositivi GaN. Inoltre, nel contesto delle prove pratiche intervengono ulteriori fenomeni dissipativi che non sono stati presi in considerazione nelle simulazioni. L'inclusione di tali fattori avrebbe reso il modello LTspice eccessivamente complesso e oneroso dal punto di vista computazionale, prolungando notevolmente i tempi di esecuzione di ogni singola simulazione. Pertanto, nelle simulazioni sono state adottate alcune semplificazioni necessarie per mantenere un equilibrio tra accuratezza e praticità. Infine, è plausibile ipotizzare che le perdite totali registrate sperimentalmente siano state influenzate anche dalle condizioni operative non ottimali. Se il sistema fosse stato gestito tramite un algoritmo di controllo ottimizzato e il motore fosse stato specificamente progettato per operare ad alta frequenza, è ragionevole supporre che le perdite totali sarebbero risultate inferiori rispetto a quelle effettivamente misurate.

La stessa procedura è stata applicata anche alla scheda XLV, al fine di confrontare la tecnologia GaN con quella basata sul silicio in termini di potenza dissipata dall'inverter. Tuttavia, come già discusso, a differenza della tecnologia GaN, la scheda XLV al silicio presentava un vincolo sulla frequenza di switching, che nelle prove sperimentali è stata fissata a 10 kHz, senza possibilità di variazione.

Le perdite totali dell'inverter, per la scheda XLV, alla medesima velocità di rotazione di 1500 rpm risultano:

$$P_{diss} = P_{in} - P_{out} = 69.0091 \, W \tag{6.2}$$

Analizzando i risultati, si osserva che tale valore è superiore rispetto a quello ottenuto con la tecnologia GaN alla frequenza di 10 kHz. Questa tendenza si mantiene fino a 40 kHz, mentre a 50 kHz le perdite dell'inverter con tecnologia GaN superano quelle della soluzione al silicio. Tale comportamento è attribuibile all'incremento delle perdite di commutazione e di conduzione all'aumentare della frequenza di switching. Questo risultato è coerente con quanto osservato nell'analisi del rendimento dell'inverter, riportata nel paragrafo 4.4.

6.2. Scheda GaN vs scheda al silicio

Il confronto tra le due schede viene ora approfondito con un'analisi dettagliata delle differenze principali, alcune delle quali sono state già discusse, mentre altre verranno evidenziate in questa sezione. L'obiettivo è comprendere appieno le implicazioni dell'adozione della tecnologia GaN rispetto a quella basata su MOSFET al silicio, con particolare attenzione alle prestazioni, all'efficienza e al comportamento termico del sistema.

Il primo aspetto considerato riguarda i **tempi di commutazione**. La tensione tra gate e source della scheda GaN presenta tempi di salita e discesa nettamente inferiori rispetto alla controparte in silicio, nell'ordine delle centinaia di nanosecondi nel primo caso e microsecondi nel secondo. Di conseguenza, anche la tensione tra source e drain subisce una transizione molto più rapida, determinando una commutazione estremamente veloce. Questo aspetto testimonia la capacità del GaN di operare a frequenze di switching elevate, un vantaggio che i dispositivi in silicio non possono garantire a causa dei tempi di salita e discesa più lunghi. Infatti, se la frequenza di switching venisse aumentata, i MOS non disporrebbero del tempo necessario per completare la commutazione correttamente, causando un funzionamento anomalo che potrebbe portare a guasti o instabilità nel sistema. Per confermare questa differenza in termini di velocità di commutazione, è stato calcolato il dv/dt per entrambe le schede. Tale parametro analizza di fatto la pendenza della tensione durante le commutazioni e assume valori sensibilmente superiori nel caso del GaN.

Un altro vantaggio significativo della scheda GaN è la possibilità di ridurre i **tempi morti** fino a 150 ns, rispetto ai 750 ns richiesti dalla scheda al silicio. Questa riduzione si traduce in un notevole miglioramento della sinusoide di corrente, specialmente durante il passaggio per lo zero, diminuendo così le perdite e migliorando la qualità della potenza fornita al motore.

Grazie alla tecnologia GaN, è stato inoltre possibile aumentare la **frequenza di switching** fino a 50 kHz, con un impatto positivo sulla forma d'onda della corrente. In particolare, l'aumento della frequenza di commutazione riduce il ripple, attenuando le armoniche indesiderate e diminuendo di conseguenza le perdite per effetto Joule. Al contrario, per la scheda al silicio non è stato possibile modificare il valore della frequenza, registrando una corrente più "sporca" e caratterizzata da un ripple più pronunciato.

Un altro aspetto rilevante riguarda il confronto diretto delle tre tipologie di efficienza valutate per i tre casi di studio, quali GaN a 10 e 50 kHz e silicio a 10 kHz.

Partendo dall'efficienza dell'inverter si ottiene:



Figura 6. 1 – Confronto degli andamenti del rendimento dell'inverter della scheda GaN a 10 kHz e 50 kHz e della scheda al silicio a 10 kHz.

L'analisi comparativa dell'efficienza dell'inverter mostra che il GaN a 10 kHz supera la controparte al silicio in termini di rendimento per qualsiasi valore di velocità. Questo risultato dimostra come, a parità di condizioni operative, il GaN offra un significativo vantaggio in termini di efficienza energetica rispetto alla tecnologia al silicio. Tuttavia, quando la frequenza di switching viene aumentata a 50 kHz, il comportamento del GaN peggiora rispetto alla configurazione a 10 kHz e quella del silicio. Questo fenomeno è in parte previsto dalle analisi teoriche, ma potrebbe essere accentuato dall'uso di un algoritmo di controllo non ancora ottimizzato per questa specifica applicazione. Ottimizzando il controllo, si prevede un incremento dell'efficienza, che potrebbe superare nuovamente quella del silicio, pur rimanendo inferiore rispetto al GaN a 10 kHz. L'aumento della frequenza di switching, infatti, introduce inevitabilmente un incremento delle perdite di commutazione e delle perdite nei componenti conduttivi. Tra queste ultime, è particolarmente rilevante l'aumento dell'effetto pelle, che determina un incremento della resistenza equivalente dei conduttori. Inoltre, le perdite per isteresi e correnti parassite nei materiali magnetici risultano maggiori, contribuendo a una riduzione dell'efficienza dell'inverter.





Figura 6. 2 – Confronto degli andamenti del rendimento del motore della scheda GaN a 10 kHz e 50 kHz e della scheda al silicio a 10 kHz.

Il comportamento migliore si registra con il GaN a 50 kHz, seguito dal GaN a 10 kHz e infine dal silicio. Questo risultato è attribuibile alla migliore qualità della forma d'onda della corrente, che si ottiene con frequenze più elevate. La riduzione delle componenti armoniche gioca un ruolo chiave, abbassando sia le perdite per effetto Joule che quelle per isteresi e correnti parassite. Inoltre, una frequenza di switching più alta consente un controllo più preciso della tensione e della corrente, riducendo le oscillazioni indesiderate nel flusso magnetico e migliorando così l'efficienza del motore.



Per quanto riguarda l'efficienza complessiva si ottiene:

Figura 6. 3 – Confronto degli andamenti del rendimento complessivo della scheda GaN a 10 kHz e 50 kHz e della scheda al silicio a 10 kHz.

Dal grafico emerge chiaramente che, in termini di efficienza complessiva, il GaN a 10 kHz mostra il comportamento migliore tra i tre. Bisogna però tenere conto che, come già discusso le condizioni operative non sono ottimizzate per il caso a 50 kHz. Infatti, se si adottassero un motore progettato per operare a frequenze più elevate e un algoritmo di controllo adeguato, il GaN a 50 kHz potrebbe offrire prestazioni superiori, raggiungendo livelli di efficienza ancora più elevati. In ogni caso, la tecnologia GaN mostra sempre un'efficienza complessiva superiore rispetto alla controparte al silicio, evidenziando i benefici introdotti dall'impiego di questo materiale innovativo.

Infine, l'ultimo aspetto considerato riguarda il **comportamento termico** delle due schede. In questa analisi è importante ricordare che la scheda control dell'XLV è stata montata direttamente sopra la scheda power, mentre nel caso del GaN è stato necessario realizzare un supporto esterno tramite stampante 3D. Questa differenza ha influenzato le misurazioni termiche, in quanto per la scheda al silicio, la temperatura rilevata dalla termocamera risultava inferiore a quella reale. Nonostante questa discrepanza, le temperature misurate nella scheda al silicio erano quasi sempre superiori a quelle della controparte GaN, dimostrando che l'adozione della tecnologia GaN contribuisce a un surriscaldamento significativamente inferiore. Questo aspetto è

di fondamentale importanza per applicazioni in cui la gestione del calore rappresenta un vincolo critico per l'affidabilità e la durata dei componenti.

In conclusione, questa analisi suggerisce una riflessione più ampia sull'importanza di sviluppare strategie di controllo e progettazione ottimizzate per sfruttare appieno le potenzialità offerte dai nuovi semiconduttori. L'adozione del GaN non solo migliora l'efficienza energetica, ma riduce anche il surriscaldamento e permette di operare a frequenze di switching più elevate, aprendo nuove prospettive per il miglioramento delle prestazioni nei sistemi di conversione di potenza. Con ulteriori sviluppi, si potrebbero ottenere sistemi ancora più efficienti, con un impatto positivo sulla sostenibilità energetica e sulla riduzione delle perdite nei dispositivi elettronici di potenza.

CONCLUSIONI

L'elettronica di potenza è in continua evoluzione e la tecnologia GaN si sta affermando come una delle soluzioni più promettenti per migliorare l'efficienza e la compattezza dei sistemi di conversione. Questa tesi ha avuto come obiettivo lo studio, la progettazione e la validazione sperimentale di un inverter trifase basato su GaN, confrontato con una soluzione tradizionale in silicio, al fine di analizzarne le reali potenzialità e le eventuali criticità in un contesto applicativo concreto.

I risultati ottenuti hanno confermato che l'impiego del GaN consente di ridurre significativamente le perdite di commutazione e di operare a frequenze più elevate rispetto al silicio. Questo si traduce in una riduzione dei componenti passivi e una maggiore compattezza del sistema. Inoltre, l'aumento della frequenza di switching ha portato benefici diretti sulla qualità della corrente di fase, riducendo il ripple e migliorando la forma d'onda complessiva. Un altro aspetto rilevante è la possibilità di ridurre i tempi morti tra le commutazioni dei dispositivi, consentendo un controllo più preciso della corrente e minimizzando le distorsioni.

Le prove sperimentali hanno evidenziato prestazioni superiori nella maggior parte delle condizioni operative, confermando la rapidità e l'efficienza della commutazione nei dispositivi GaN. Anche le misurazioni termiche hanno mostrato un comportamento positivo, con temperature di esercizio che si sono mantenute entro limiti gestibili, grazie alla riduzione delle perdite di potenza. Tuttavia, alcune limitazioni hanno influito sulle prestazioni dell'inverter in specifiche condizioni operative. In particolare, la mancanza di un algoritmo di controllo ottimizzato per la tecnologia GaN ha impedito di sfruttarne appieno il potenziale alle frequenze più elevate, facendo emergere in alcuni casi risultati migliori a frequenze più basse. A questo si aggiunge il fatto che il motore utilizzato nei test non era progettato per lavorare in condizioni di alta frequenza, influenzando ulteriormente, in maniera negativa, le prestazioni globali. Nonostante questi limiti, il confronto con la tecnologia al silicio ha dimostrato che il GaN offre vantaggi concreti in termini di efficienza, rapidità di risposta e qualità della forma d'onda della corrente.

Tuttavia, rimangono alcune criticità da affrontare per favorirne una più ampia diffusione. Tra queste, il costo dei dispositivi GaN rappresenta ancora un ostacolo

131

rispetto alle soluzioni basate su silicio, e l'adozione su larga scala richiederà una progressiva riduzione dei prezzi e un miglioramento della maturità tecnologica.

Alla luce di questi risultati, appare evidente che, se impiegato nelle condizioni ottimali, il GaN potrebbe costituire una tecnologia chiave per i nuovi sistemi di conversione di potenza. Con ulteriori sviluppi nella progettazione e nell'ottimizzazione del controllo, il GaN potrà affermarsi definitivamente come alternativa vincente al silicio, portando a sistemi sempre più efficienti, compatti e performanti.

RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI

[1] A. Sunny and S. S. Chauhan, "An enhancement mode GaN MOSFET with AlGaN/GaN heterostructure," 2016 International Conference on Microelectronics, Computing and Communications (MicroCom), Durgapur, India, 2016, pp. 1-3.

[2] ON Semiconductor, "The Difference Between GaN and SiC Transistors," *TND6299/D*, vol. 2, March 2020.

[3] S. Musumeci, V. Barba, "Gallium Nitride Power Devices in Power Electronics Applications: State of Art and Perspectives," *Energies*, vol. 16, no. 3894, May 2023.

[4] Mojtaba Hosseinzadeh Sani e Saeed Khosroabadi, "Improving Thermal Effects and Reduction of Self-heating Phenomenon in AlGaN/GaN/Si Based HEMT," *Journal of Electronic Materials*, vol. 50, pp. 2295–2304, Feb. 2021.

[5] Institut Seltene Erden, "Gallio – Terre Rare e Metalli Strategici," *Institut für Seltene Erden und Metalle*, disponibile online: <u>https://it.institut-seltene-erden.de/terre-rare-e-</u> <u>metalli/metalli-strategici-2/gallio/</u>, (ultimo accesso 15/12/2024).

[6] F. Roccaforte, P. Fiorenza, R. Lo Nigro, F. Giannazzo e G. Greco, "Physics and technology of gallium nitride materials for power electronics," *Physica Status Solidi (A)*, vol. 215, no. 10, pp. 625-681, 2018.

[7] M. Haziq, S. Falina, A. A. Manaf, H. Kawarada, e M. Syamsul, "Challenges and Opportunities for High-Power and High-Frequency AlGaN/GaN High-Electron-Mobility Transistor (HEMT) Applications: A Review," *Micromachines*, vol. 13, no. 12, p. 2133, 2022.

[8] H. Xiao-Guang, Z. De-Gang, D. Jiang, "Formation of two-dimensional electron gas at AlGaN/GaN heterostructure and the derivation of its sheet density expression," *Chin. Phys. B*, vol. 24, no. 6, pp. 067301, June 2015.

[9] M.H. Rashid, "Power Electronics Handbook: Devices, Circuits, and Applications,"3rd ed., Electrical and Computer Engineering, University of West Florida, Pensacola,FL, U.S.A, pp 43-71, 2001.

[10] D. Cittanti, E. Vico and I. R. Bojoi, "New FOM-Based Performance Evaluation of 600/650 V SiC and GaN Semiconductors for Next-Generation EV Drives," in IEEE Access, vol. 10, pp. 51693-51707, 2022.

[11] P. Palmer, X. Zhang, E. Shelton, T. Zhang and J. Zhang, "An experimental comparison of GaN, SiC and Si switching power devices," IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Beijing, China, 2017, pp. 780-785.

[12] A. Pal and G. Narayanan, "Comparative study of enhancement-mode gallium nitride FETs and silicon MOSFETs for power electronic applications," 2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE), Kurukshetra, India, 2014, pp. 1-6.

[13] S. Saran, "Gallium Nitride: The Ideal Semiconductor for Power-Hungry Electronics," *IEEE Spectrum*, disponibile online: <u>https://spectrum.ieee.org/gallium-nitride-the-ideal-semiconductor-for-powerhungry-electronics</u>, (ultimo accesso 10/03/2025).

[14] Rohm, "Basics of SiC Power Devices," disponibile online: https://www.rohm.com/electronics-basics/sic/sic_what1,(ultimo accesso: 10/03/2025).

[15] S. Saran, "Silicon Carbide: The Semiconductor of the Future," *IEEE Spectrum*, disponibile online: <u>https://spectrum.ieee.org/silicon-carbide</u> , (ultimo accesso: 10/03/2025).

[16] EPC, "What is GaN?" disponibile online: <u>https://epc-co.com/epc/gallium-nitride/what-is-gan</u>, (ultimo accesso: 10/03/2025).

[17] AB016, "eGaN FETs and ICs for Automotive DC-DC Applications," EPC, 2023, pp. 1-4.

[18] AB022, "GaN FETs and ICs for Solar Power Applications," EPC, 2024, pp. 1-4.

[19] How2AppNote 016, "eGaN TECHNOLOGY: How to Design a Highly Efficient, 2.5 kW, Universal Input Voltage Range, Power Factor Correction (PFC) 400 V Rectifier Using 200 V eGaN FETs," Efficient Power Conversion, vol. 1, no. 1, pp. 1-3, 2023.

[20] AB001, "eGaN FETs and ICs for Wireless Power Applications", Efficient Power Conversion, vol. 1, no. 1, pp. 1-2, 2023.

[21] S. Musumeci, F. Mandrile, V. Barba, and M. Palma, "Low-Voltage GaN FETs in Motor Control Application; Issues and Advantages: A Review," *Energies*, vol. 14, no. 4, pp. 1-30, Apr. 2021.

[22] X. -H. Luan, C. Feng, H. -B. Qin, F. -F. Niu and D. -G. Yang, "The electronic properties of zinc-blende GaN, wurtzite GaN and pnma-GaN crystals under pressure,"

2017 18th International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT), Harbin, China, 2017, pp. 1483-1487.

[23] A. Lidow, Ph.D., and M. de Rooij, Ph.D., "eGaN FET Electrical Characteristics," *Efficient Power Conversion*, vol. 1, no. 1, pp. 1-9, 2012.

[24] S.L. Colino and R.A. Beach, Ph.D., "Fundamentals of Gallium Nitride Power Transistors," *Efficient Power Conversion*, 2011.

[25] M.A. Briere, "Understanding the Breakdown Characteristics of Lateral GaN-Based HEMTs," *International Rectifier*, 2013.

[26] A. Tani. Appunti delle lezioni del corso "Conversione statica dell'energia elettrica M", Corso di Laurea Magistrale di Ingegneria dell'Energia Elettrica, 2024, Università di Bologna.

[27] EPC, "eGaN FETs and ICs for Hi-Rel Power Solutions: Efficient Power Conversion," *Application Brief AB015*, Efficient Power Conversion Corporation, 2023.
[28] Yole Group, "Power GaN 2024," *Yole Group*, 2024, disponibile online: <u>https://www.yolegroup.com/product/report/power-gan-2024/</u>, (ultimo accesso: 10/02/2025).

[29] China's Lead in Power GaN Consumer Devices Drives the Future Use in Telecom/Datacom and Automotive. Yole Group. 2 March 2023. Disponibile online: https://www.yolegroup.com/strategy-insights/chinas-lead-in-power-gan-consumer-

devices drives-the-future-use-in-telecom-datacom-and-automotive/, (ultimo accesso: 16/12/2024).

[30] AB016, "eGaN FETs and ICs for Automotive DC-DC Applications," EPC, 2023, pp. 1-4.

Institute for Security & Development Policy, "Made in China 2025 Backgrounder," *Institute for Security & Development Policy*, 2018.

[31] M. Mengoni e L. Zarri. Appunti delle lezioni del corso "Azionamenti elettrici per applicazioni industriali ed eoliche M", Corso di Laurea Magistrale di Ingegneria dell'Energia Elettrica, 2024, Università di Bologna.

[32] CEI, "CEI EN IEC 61800-2: *Regolamenti di sicurezza per i convertitori di frequenza per azionamenti elettrici*", 1ª edizione, 2017.

[33] D. Antonelli. Materiale tecnico fornito durante il tirocinio presso Selcom Group, 2025.

[34] D. Slee, J. Stepan, W. Wei and J. Swart, "Introduction to printed circuit board failures," 2009 IEEE Symposium on Product Compliance Engineering, Toronto, ON, Canada, 2009, pp. 1-8.

[35] B. Khanna and R. Gupta, "Design, Implementation and Analysis of Different Models of CMOS Schmitt Trigger," 2018 International Conference on Intelligent Circuits and Systems (ICICS), Phagwara, India, 2018, pp. 63-68.

[36] Stratify Labs, "Understanding Microcontroller Pin Input/Output Modes," *Stratify Labs Blog*, 21 ottobre 2013, disponibile online (ultimo accesso: 24/01/2025): https://blog.stratifylabs.dev/device/2013-10-21-Understanding-Microcontroller-Pin-Input-Output-Modes/.

[37] G. Lakkas, "MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency," *Analog Applications Journal*, Enterprise Systems, Texas Instruments, pp. 18-23, 2016.
[38] Yokogawa, "WT110/WT130- Digital Power Meter", Yokogawa Electric Corporation, 3rd Edition, March 1998.