



**Politecnico
di Torino**

Politecnico di Torino
Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica
A.a. 2023/2024
Sessione di laurea Novembre 2024

Double Pulse Test di Dispositivi per l'Elettronica di Potenza

Relatori:

Dott. Fausto Stella
Prof. Eric Giacomo Armando

Candidato:

Riccardo Rossini
Matricola 315193

Fare o non fare, non c'è provare.
-Yoda

Ringraziamenti

Prima di partire con l'elaborato, voglio spendere qualche parola per ringraziare tutte le persone che mi sono state vicino in questi anni.

In primis, voglio esprimere la mia gratitudine per i miei relatori, il Prof. Eric Armandò ed in particolare il Dott. Fausto Stella per il costante supporto ricevuto durante tutto il periodo dei lavori della tesi. Un grazie va anche a Dimitrios Deldeimos, per l'aiuto durante i pomeriggi di test dei componenti.

Voglio poi ringraziare la mia famiglia, in particolare i miei genitori, che non mi hanno mai fatto mancare il loro sostegno, anche nei momenti di difficoltà incontrati nel mio percorso. Un ringraziamento anche a mio fratello Simone, che non manca mai di cercare di strapparmi una risata. Un abbraccio ai miei nonni, i miei più grandi tifosi; un abbraccio anche ai nonni che non ci sono più, ma sono sicuro mi tengano d'occhio, ovunque siano.

Grazie ai miei colleghi del corso di Ingegneria Elettrica, con cui ho condiviso buona parte delle mie giornate al Politecnico. In particolare, una menzione speciale va ad Arianna, Amedeo e Danilo, perchè *le carte non si giocano mica da sole*.

Ultimi, ma non per importanza, grazie ad Eleonora e Federico, che non mi hanno mai fatto sentire solo al di fuori dell'Università.

Grazie a tutti quelli che mi hanno supportato fino a qui.

Indice

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | Introduzione | 3 |
| 1.1 | Motivazione e Scopo della Tesi | 3 |
| 1.2 | Il Double Pulse Test | 4 |
| 1.3 | Dispositivi per Elettronica di Potenza | 7 |
| 1.3.1 | Diodi | 7 |
| 1.3.2 | Diodi Schottky | 10 |
| 1.3.3 | Power MOSFET | 11 |
| 1.3.4 | IGBT | 17 |
| 2 | Descrizione del Setup Sperimentale | 21 |
| 2.1 | Funzionamento della Macchina DPT Keysight PD1500A | 23 |
| 2.1.1 | PCB della Macchina DPT Keysight PD1500A | 25 |
| 2.1.2 | Software di Controllo della Macchina Keysight PD1500A | 26 |
| 3 | Simulazioni SPICE | 29 |
| 3.1 | Descrizione del Modello Utilizzato | 29 |
| 3.1.1 | Implementazione e Miglioramento del Circuito | 31 |
| 3.2 | Problemi Incontrati e Soluzioni Adottate | 35 |
| 4 | Risultati Sperimentali | 39 |
| 4.1 | Approccio Utilizzato | 39 |
| 4.2 | DUT 1: IRFP250M | 40 |
| 4.2.1 | Riproduzione Condizioni del Datasheet | 40 |
| 4.2.2 | Test con Altri Componenti | 46 |
| 4.2.3 | Riassunto dei Risultati Ottenuti per il DUT IRFP250M | 57 |
| 4.3 | DUT 2: MOSFET SPW11N80C3 | 59 |
| 4.3.1 | Riproduzione Condizioni del Datasheet | 59 |
| 4.4 | DUT 3: MOSFET SiC C3M0120065K | 68 |
| 4.4.1 | Riproduzione delle Condizioni del Datasheet | 68 |
| 4.5 | DUT 4: IGBT IRG4PC50FPbF | 73 |
| 4.6 | DUT 5: IGBT STGW30H65FB | 76 |
| 4.7 | Test Errati e Breakdown | 80 |
| 4.7.1 | Esito del Test dell'IGBT IRG4PC50F | 80 |
| 4.7.2 | Esito del Test dell'IGBT STGW30H65FB | 81 |
| 4.8 | Dispersione Parametrica | 84 |
| 4.8.1 | Analisi delle Correlazioni | 89 |
| | Conclusioni e Lavori Futuri | 91 |

| | |
|---------------------|-----------|
| Appendice | 93 |
| Bibliografia | 96 |

Elenco delle figure

| | | |
|------|--|----|
| 1.1 | Circuito di prova del double pulse test semplificato. | 5 |
| 1.2 | Percorso della corrente nei vari momenti del DPT. | 5 |
| 1.3 | Forme d'onda semplificate del double pulse test. | 6 |
| 1.4 | Schema e simbolo del diodo in silicio. | 7 |
| 1.5 | Caratteristica V-I di un diodo reale. | 8 |
| 1.6 | Commutazione OFF-ON del diodo. | 9 |
| 1.7 | Commutazione ON-OFF del diodo. | 10 |
| 1.8 | Schema e simbolo del diodo Schottky. | 10 |
| 1.9 | Schema costruttivo e simbolo di un MOSFET a canale n | 11 |
| 1.10 | Caratteristica di conduzione di un MOSFET. | 12 |
| 1.11 | Simbolo del MOSFET con le sue capacità parassite. | 13 |
| 1.12 | Andamenti temporali nella commutazione off-on. | 14 |
| 1.13 | Commutazione on-off del MOSFET. | 15 |
| 1.14 | Schema costruttivo e simbolo dell'IGBT. | 17 |
| 1.15 | Schema dell'IGBT con i suoi parassitismi. | 18 |
| 1.16 | Caratteristiche di conduzione dell'IGBT. | 18 |
| 1.17 | Commutazione off-on dell'IGBT. | 19 |
| 1.18 | Commutazione on-off dell'IGBT. | 20 |
| 2.1 | Macchina da DPT Keysight PD1500A | 22 |
| 2.2 | Alimentatore Heinzinger EVO e misuratore B2902B | 22 |
| 2.3 | Schema della macchina da DPT. | 24 |
| 2.4 | Limiti di funzionamento della macchina DPT. | 24 |
| 2.6 | Scheda con gate driver per il componente low side. | 25 |
| 2.7 | Macchina DPT assemblata per il test. | 26 |
| 2.8 | Schermata del software di controllo PD1000A. | 27 |
| 3.1 | Circuito DPT di base realizzato con LTSpice. | 30 |
| 3.2 | Generatore di tensione di pilotaggio. | 31 |
| 3.3 | Esempio di forma d'onda della tensione di pilotaggio. | 32 |
| 3.4 | Circuito di LTSpice con le modifiche apportate. | 33 |
| 3.5 | Modifica per inserire il DUT anche come dispositivo high side. | 33 |
| 3.6 | Generatori utilizzati per il calcolo delle perdite e della carica di gate. | 34 |
| 3.7 | Esempio dell'utilizzo dei cursori per calcolare le perdite durante il turn off. Il numero evidenziato corrisponde al valore cercato. | 34 |
| 3.8 | Esempio delle oscillazioni durante il turn on del modello SPW11N80C3. | 36 |
| 3.9 | Circuito necessario per la convergenza del modello SPW11N80C3. | 38 |
| 3.10 | Corrente nel condensatore verso il riferimento. | 38 |

| | | |
|------|---|----|
| 4.1 | Esempio di schermata dell'interfaccia grafica sviluppata. | 40 |
| 4.2 | Confronto tra test e simulazione della corrente di drain. | 41 |
| 4.3 | Rappresentazione dei tempi di commutazione. | 42 |
| 4.4 | Tensione drain-source reale e simulata. | 43 |
| 4.5 | Valore della derivata di tensione che varia al variare delle capacità parassite del componente. | 43 |
| 4.6 | Tensione gate source reale e simulata. | 45 |
| 4.7 | Corrente di drain ottenuta nella simulazione con il diodo STTH2002DI. | 47 |
| 4.8 | Corrente di drain ottenuta nel test con il diodo STTH2002DI. | 47 |
| 4.9 | Confronto tra test e simulazione della combinazione IRFP250M-STTH2002DI. | 49 |
| 4.10 | Confronto tra i test con due IRFP250M ed il testo con il diodo STTH2002DI. | 50 |
| 4.11 | Corrente di drain ottenuta nel test e nella simulazione con il diodo MBR20200. | 51 |
| 4.12 | Confronto tra il test con STTH2002DI e MBR20200. | 53 |
| 4.13 | Corrente di drain ottenuta nel test con il diodo Schottky SiC IDH08G65C6. | 55 |
| 4.14 | Confronto tra corrente di drain nel test e nella simulazione con il diodo IDH08G65C6. | 55 |
| 4.15 | Confronto tra test e simulazione con il diodo IDH08G65C6. | 56 |
| 4.16 | Confronto del turn on del MOSFET IRFP250M con i diodi analizzati. | 58 |
| 4.17 | Corrente di drain nel test e nella simulazione del MOSFET SPW11N80C3. | 60 |
| 4.18 | Confronto tra test e simulazione. | 62 |
| 4.19 | Confronto tra test e simulazione con il diodo IDH08G65C6. | 66 |
| 4.20 | Confronto del turn on dei test con il body diode del MOSFET SPW11N80C3 e del diodo Schottky SiC IDH08G65C6. | 67 |
| 4.21 | Confronto tra test e simulazione del MOSFET C3M0120065K. | 69 |
| 4.22 | Corrente di drain ottenuta dalla simulazione del MOSFET SiC C3M0120065K al variare della temperatura. | 71 |
| 4.23 | Confronto tra test a diverse temperature del MOSFET C3M0120065K. | 72 |
| 4.24 | Definizioni dei tempi calcolati per gli IGBT. | 74 |
| 4.25 | Confronto tra test e simulazione dell'IGBT IRG4PC50F. | 75 |
| 4.26 | Confronto tra test e simulazione dell'IGBT STGW30H65FB con il diodo IDH08G65C6. | 77 |
| 4.27 | Confronto tra i test degli IGBT IRG4PC50F e STGW30H65FB | 78 |
| 4.28 | Confronto tra tensione gate-emettitore dei test a 400 V e 9 V dell'IGBT STGW30H65FB. | 79 |
| 4.29 | Tensione drain-source del test dell'IGBT STGW30H65FB a 9 V e 1 A. | 79 |
| 4.30 | Confronto tra il test corretto ed errato dell'IGBT IRG4PC50F. | 81 |
| 4.31 | Confronto tra test corretto ed errato dell'IGBT STGW30H65FB. | 82 |
| 4.32 | Test a 50A con conseguente breakdown del componente. | 83 |
| 4.33 | Distribuzione delle energie di commutazione nei vari componenti. | 84 |
| 4.34 | Energia totale dissipata nella commutazione. | 85 |
| 4.35 | Distribuzione dei tempi di commutazione nei vari componenti. | 85 |
| 4.36 | Distribuzione dei tempi di delay nei vari componenti (con la convenzione degli IGBT). | 86 |
| 4.37 | Confronto tra test del componente 3 con il componente 13. | 88 |

Elenco delle tabelle

| | | |
|------|---|----|
| 4.1 | Perdite al turn on calcolate nel test e nella simulazione del MOSFET IRFP250M. | 41 |
| 4.2 | Tempi di commutazione ed energia dissipata nel test con il diodo STTH2002DI. | 48 |
| 4.3 | Tempi di commutazione ed energia dissipata con il diodo MBR20200. | 52 |
| 4.4 | Tempi di commutazione ed energia dissipata con il diodo IDH08G65C6. | 54 |
| 4.5 | Tabella riassuntiva dei risultati ottenuti nei test del MOSFET IRF250M. | 57 |
| 4.6 | Tempi di commutazione ed energia dissipata del test con il body diode del componente. | 60 |
| 4.7 | Tempi di commutazione ed energia dissipata del test a 640 V. | 63 |
| 4.8 | Carica di gate calcolata nel test e nella simulazione del MOSFET SPW11N80C3. | 63 |
| 4.9 | Tabella riassuntiva dei risultati ottenuti nei test del MOSFET SPW11N80C3. | 65 |
| 4.10 | Tempi di commutazione ed energia dissipata. | 68 |
| 4.11 | Valori di derivata di tensione al turn on raggiunti dai vari componenti. | 70 |
| 4.12 | Tabella riassuntiva dei risultati ottenuti nei test sperimentali al variare della temperatura del MOSFET SiC C3M0120065K. | 71 |
| 4.13 | Tempi di commutazione ed energia dissipata nel test con IRG4PC50F e IDH08G65C6. | 73 |
| 4.14 | Tempi di commutazione ed energia dissipata nel test con STGW30H65FB e IDH08G65C6. | 76 |
| 4.15 | Dati ottenuti per l'analisi della dispersione parametrica. | 94 |
| 4.16 | Valori dei coefficienti di correlazione calcolati per i vari parametri considerati. | 95 |

Capitolo 1

Introduzione

1.1 Motivazione e Scopo della Tesi

L'elettronica di potenza è una disciplina relativa all'ingegneria elettrica che si sta diffondendo sempre di più in tempi recenti. La caratterizzazione dei dispositivi è una attività fondamentale sia per la comprensione del comportamento delle nuove tecnologie e materiali disponibili (si vedano ad esempio il carburo di silicio o il nitruro di gallio), sia per l'utilizzo di dispositivi già presenti e assestati sul mercato. In questo ambito si trova il Double Pulse Test (DPT), necessario a determinare le prestazioni dei dispositivi durante la commutazione. Il test in questione non solo è utile a scopo didattico per osservare nella realtà il comportamento dei dispositivi, ma può aiutare il progettista di convertitori elettronici di potenza nella scelta del dispositivo da utilizzare, nella modellazione del convertitore e nella simulazione del suo comportamento, risparmiando tempo in particolare nelle fasi di prototipazione. La motivazione della tesi nasce con la volontà di approfondire i meccanismi coinvolti nella commutazione di diversi dispositivi utilizzati nell'elettronica di potenza, sia a livello pratico, sia in simulazione, al fine di comprendere le differenze tra i due casi. La tesi sarà incentrata sul DPT reale e sull'analisi dei dati derivanti da diverse combinazioni di dispositivi, dalla riproduzione su LTSpice del circuito di DPT e dal confronto dei risultati ottenuti, con l'obiettivo di creare una raccolta delle principali dinamiche coinvolte e delle loro cause. Verranno analizzate le prestazioni dei vari componenti, l'affidabilità e accuratezza dei loro modelli SPICE, evidenziando le principali caratteristiche e differenze. Inoltre, verrà effettuata una analisi della dispersione parametrica dei componenti, derivante dalle tolleranze produttive.

1.2 Il Double Pulse Test

Il double pulse test è un test affermato ormai da diversi anni, il cui principale utilizzo è quello di determinare e caratterizzare il comportamento dinamico dei dispositivi elettronici. Il circuito utilizzato nel test è quello di figura 1.1, rappresentato in maniera semplificata senza parassitismi. Il circuito non risulta essere particolarmente complesso, ma le problematiche relative alla misura delle grandezze verranno discusse in seguito. I componenti del sistema sono:

- Il dispositivo da testare (DUT, Device Under Test), a cui spesso ci si riferisce come *low side device*, in quanto si trova in basso nella gamba di commutazione;
- La sorgente di tensione, regolabile per effettuare la prova a diversi valori di tensione;
- L'induttanza di carico, necessaria per mantenere la corrente costante durante il test;
- Il dispositivo accoppiato al DUT, che può essere un gemello di quest'ultimo oppure un diverso modello. In ogni caso, svolge la funzione di diodo di ricircolo.

Il principio di funzionamento del test si può riassumere nei seguenti punti:

1. Il DUT viene chiuso, in questo modo si carica l'induttanza fino al valore di corrente desiderato per effettuare la prova;
2. Una volta raggiunta la corrente voluta, viene aperto il DUT e si ottiene la caratteristica di turn-off;
3. Dopo un certo tempo, sufficiente a far terminare lo spegnimento del DUT, ma non abbastanza per far scaricare l'induttanza, viene comandato l'accensione del DUT e si ricava la caratteristica del turn-on; nel periodo in cui il DUT non sta conducendo, la corrente di prova circola nel dispositivo *high side*;
4. Si attende ancora un breve lasso di tempo e poi si spegne il DUT, concludendo il test.

Il test ha una durata estremamente ridotta, date le tipiche velocità delle commutazioni dei dispositivi; solitamente si tratta di pochi microsecondi.

Il DPT risulta necessario, rispetto al solo datasheet, per testare i dispositivi in condizioni diverse da quelle riportate su quest'ultimo: solitamente infatti i dati sono forniti a seguito di un test eseguito in una (o due) condizioni specifiche, che però non forniscono quasi mai un quadro completo delle vere prestazioni del dispositivo. Inoltre, nei datasheet il test è quasi sempre effettuato accoppiando due dispositivi dello stesso tipo, senza quindi dare indicazioni sulle prestazioni utilizzando dispositivi di tipo diverso. Infine il DPT consente di validare i dispositivi scelti per una gamba di inverter, per essere certi che durante le commutazioni la coppia di dispositivi selezionata rimanga all'interno dei limiti previsti dai dispositivi (un esempio è il reverse recovery, che può oltrepassare il limite di corrente pulsata del dispositivo).

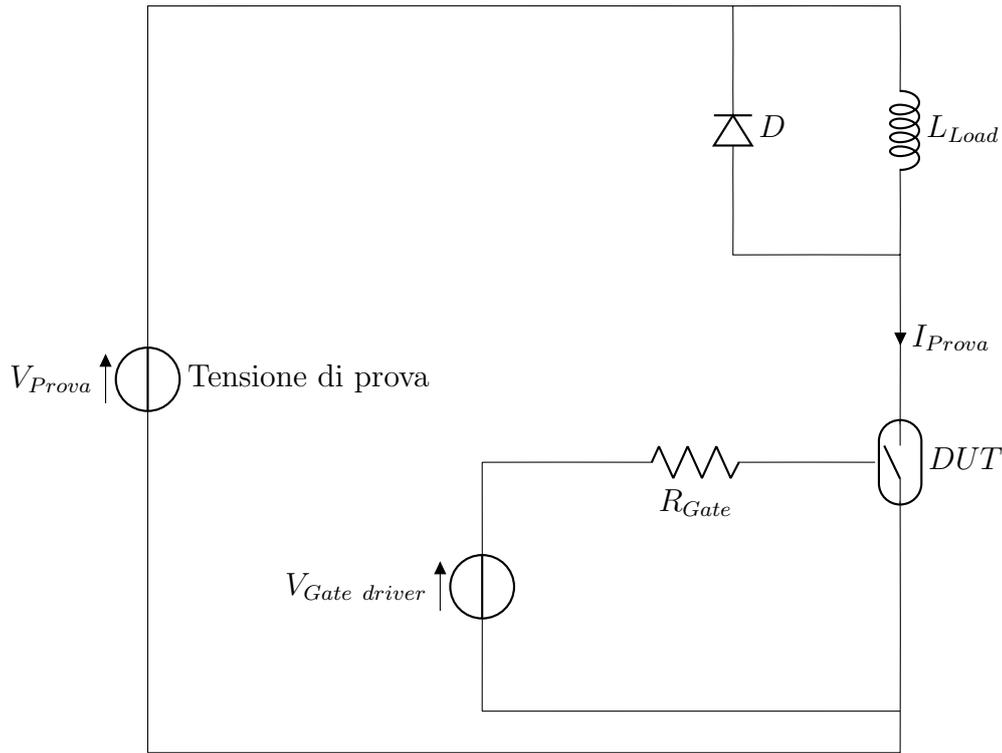
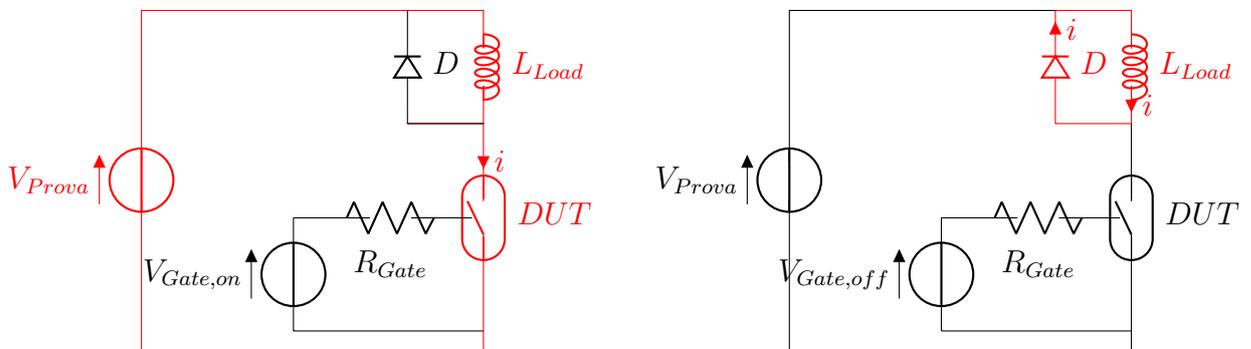


Figura 1.1: Circuito di prova del double pulse test semplificato.



(a) Percorso della corrente quando il DUT è acceso.

(b) Percorso della corrente quando il DUT è spento.

Figura 1.2: Percorso della corrente nei vari momenti del DPT.

Le tipiche forme d'onda della tensione sul DUT e della corrente nel dispositivo sono riportate in figura 1.3.

Sempre con riferimento alla figura 1.3, si possono trovare evidenziati i momenti fondamentali del test vero e proprio, costituiti dal turn off e dal turn on del dispositivo in prova. Nel grafico della tensione di gate si possono invece osservare i 2 impulsi che danno il nome al DPT. Si ritiene necessario far notare che le forme d'onda rappresentate sono puramente indicative, in quanto non sono relative ad un vero test effettuato, ma necessarie per comprendere meglio quanto riportato nel principio di funzionamento. Il test fittizio è stato creato con una tensione di prova di 50 V ed una corrente di prova di 10 A.

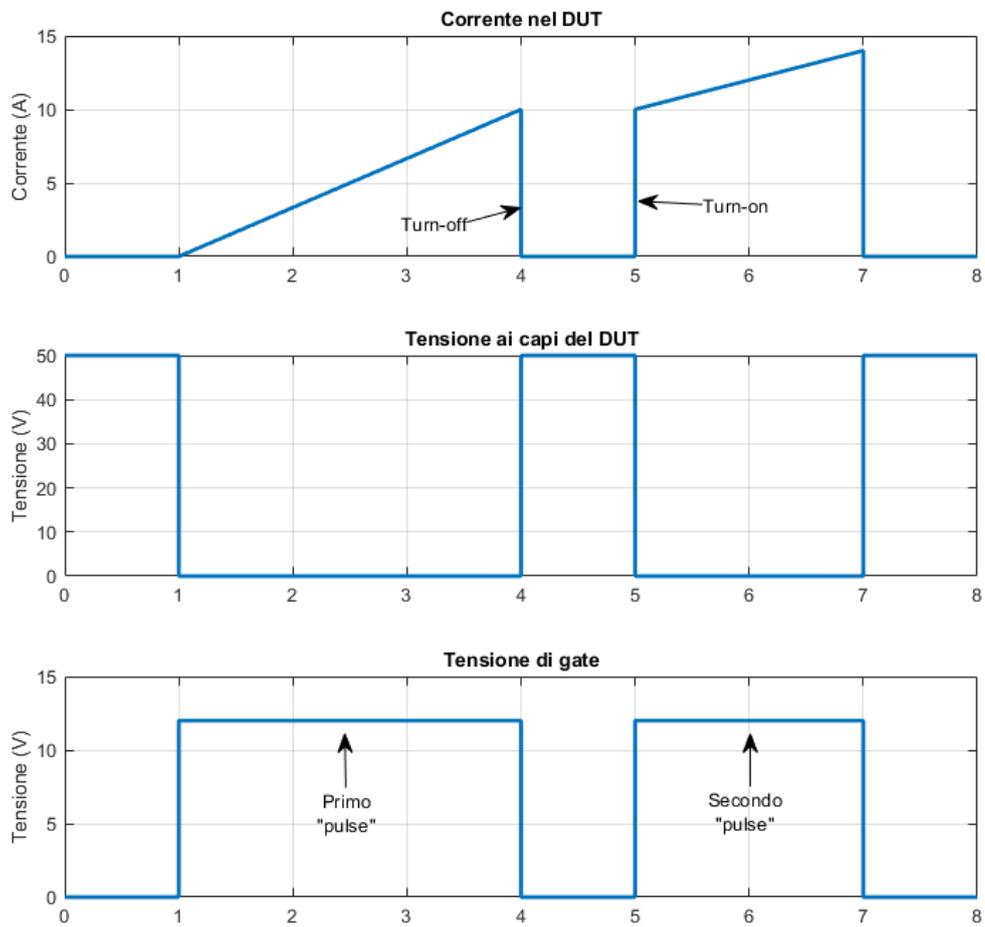


Figura 1.3: Forme d'onda semplificate del double pulse test.

Sempre per meglio comprendere il funzionamento del test, in figura 1.2 si riportano i percorsi della corrente del circuito durante il test, a seconda che il DUT sia chiuso oppure aperto (e quindi la corrente passa nel diodo di ricircolo).

1.3 Dispositivi per Elettronica di Potenza

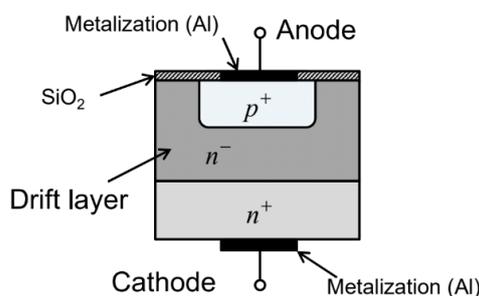
Prima di osservare i test effettuati, è bene fare un richiamo sulle principali tipologie di dispositivi utilizzati nell'elettronica di potenza e delle loro caratteristiche, sia costruttive che di funzionamento. Premettendo che la varietà di dispositivi disponibili presenti sul mercato è decisamente vasta, si sceglie di elencare solo quelli più significativi nonché quelli testati nel seguito dell'elaborato.

1.3.1 Diodi

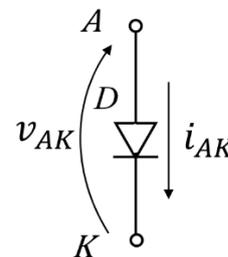
Il diodo è il componente più semplice tra quelli che si andranno analizzare, ma è altresì uno dei dispositivi più utilizzati e necessari: qualsiasi convertitore per funzionare richiede almeno un diodo. In questa sezione verranno brevemente descritti i diodi in silicio.

Il diodo in silicio ha soli due terminali: anodo e catodo; sono sostanzialmente una giunzione tra una zona di silicio con drogaggio di tipo p ed una zona con drogaggio di tipo n . Nel caso dell'elettronica di potenza, i diodi sono solitamente di tipo "pin", cioè presentano al loro interno una regione di semiconduttore con drogaggio (tipo n) a concentrazioni minori rispetto a quelle delle zone p ed n verso i terminali[6]. Tale strato prende il nome di *strato di drift* ed il suo spessore varia al variare della tensione che il diodo è in grado di sostenere. Essendo un dispositivo in cui coesistono i due tipi di drogaggio, la conduzione avviene per opera di entrambi i portatori di carica (elettroni e lacune). A livello generale, i diodi si possono distinguere a seconda del loro campo di applicazione in:

- diodi da raddrizzatore, tipicamente usati in convertitori connessi a rete e che quindi operano alla frequenza di rete
- diodi *fast recovery*, progettati per lavorare alle frequenze di commutazione tipiche ad esempio della modulazione PWM (l'intervallo è piuttosto ampio, con ordine di grandezza di kHz-decine di kHz).



(a) Schema costruttivo del diodo.



(b) Simbolo circuitale del diodo e convenzioni di segno.

Figura 1.4: Schema e simbolo del diodo in silicio.

Nel nostro caso, siamo maggiormente interessati al secondo tipo di applicazione, in quanto i tempi del DPT sono relativi ad alte frequenze di commutazione. Lo stato del diodo non è controllabile, ma è imposto dal circuito in cui si trova; un esempio di caratteristica reale di conduzione è riportata in figura 1.5. Sempre nella

stessa immagine, si possono vedere i principali parametri solitamente indicati nei data-sheet dei diodi per elettronica di potenza. La caratteristica di conduzione è suddivisa su due quadranti, a seconda che il diodo sia in conduzione oppure in interdizione.

- Per quanto riguarda lo stato di conduzione (I quadrante):
 - V_F è la caduta di tensione ad una data corrente I_F . Spesso viene riportata anche la tensione $V_{F,max}$, che corrisponde al massimo valore ammesso dal produttore a causa delle tolleranze di produzione
 - Il valore di corrente I_F è il valore medio di corrente che può passare nel diodo durante il suo funzionamento in condizioni specificate (solitamente nel funzionamento da raddrizzatore connesso a rete). Corrisponde al limite termico del dispositivo.
 - In questo caso non è riportata, ma è opportuno citare la tensione di soglia del diodo, cioè il minimo valore di tensione necessario a far passare il diodo da polarizzazione inversa a polarizzazione diretta.
- Nello stato di polarizzazione inversa troviamo invece:
 - V_{RRM} : massima tensione inversa applicabile al diodo nel normale funzionamento senza causare breakdown
 - V_{BD} : valore di tensione inversa che causa il cedimento del dispositivo (e quindi, come si osserva nella caratteristica, la conduzione di corrente anche in polarizzazione inversa).
 - I_R : corrente di leakage, ossia quella corrente che attraversa comunque il diodo nel normale funzionamento in polarizzazione inversa. L'ordine di grandezza di questa corrente è solitamente di pochi μA .

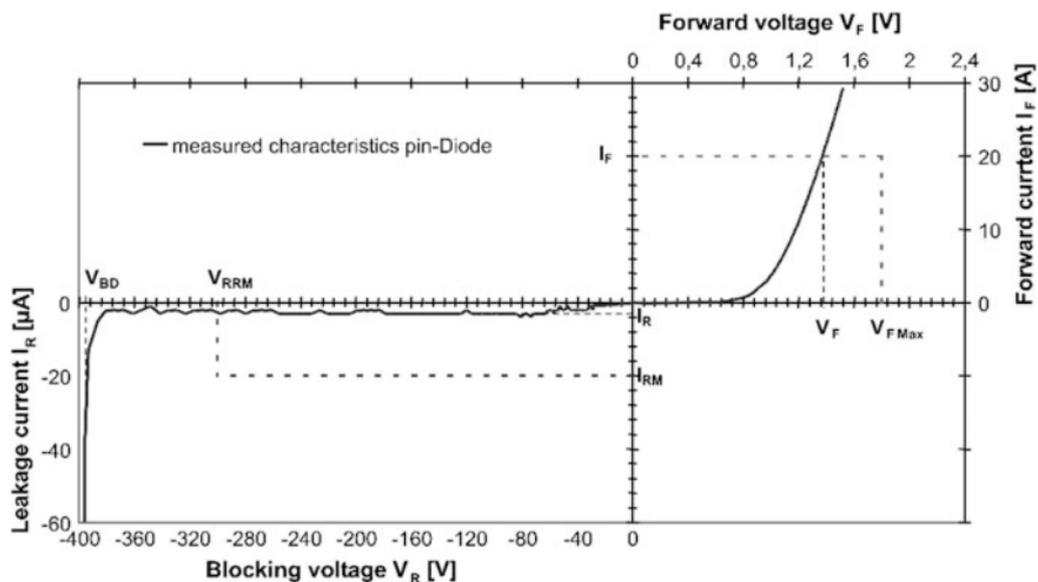


Figura 1.5: Caratteristica V-I di un diodo reale.

Le caratteristiche del diodo sono decisamente dipendenti dalla temperatura: in particolare la tensione di soglia e la resistenza in conduzione diminuiscono all'aumentare

della temperatura, rendendo questo fattore fondamentale in applicazioni con diodi in parallelo, a causa di possibili fughe termiche. Nei datasheet dei produttori sono solitamente fornite caratteristiche di conduzione e curve di alcuni parametri al variare della temperatura.

Per concludere l'introduzione del diodo, è bene spendere qualche parola riguardo alla commutazione del dispositivo. Gli andamenti temporali sono riportati in figura 1.6 ed in figura 1.7 [1].

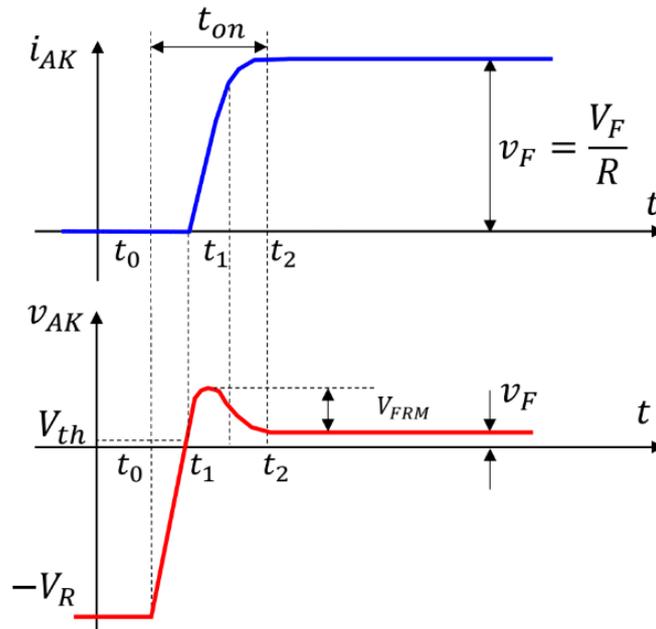


Figura 1.6: Commutazione OFF-ON del diodo.

Nella fase di accensione del diodo notiamo il valore V_{FRM} , il quale è un picco di tensione dovuto alla variazione della conduttività dello strato di drift, quando il diodo inizia a condurre sufficiente corrente. La fase di spegnimento del diodo va invece analizzata più nel dettaglio, in particolare il fenomeno del *reverse recovery*. Il reverse recovery è un picco di corrente negativa per il diodo che si ottiene durante il suo spegnimento, corrente necessaria a rimuovere i portatori di carica minoritari nel semiconduttore. Il periodo di tempo in cui questo avviene è detto *tempo di storage*. Una volta rimossi i portatori di carica minoritari dalle regioni della giunzione, è necessario caricare con polarizzazione negativa la capacità della giunzione, durante il tempo t_b . Il fenomeno del reverse recovery è una delle fonti principali delle perdite per commutazione nel diodo. La velocità con cui il diodo si spegne è uno dei fattori fondamentali nella scelta dei componenti: si possono distinguere principalmente due comportamenti:

- *Soft recovery*: reverse recovery più lento e minori sovratensioni sul sistema (il comportamento è quindi da preferire)
- *Abrupt recovery*: spesso i diodi che presentano questo comportamento sono detti *snappy*, in quanto il reverse recovery è molto veloce. Tuttavia ciò produce grandi sovratensioni sul sistema, a causa delle induttanze parassite.

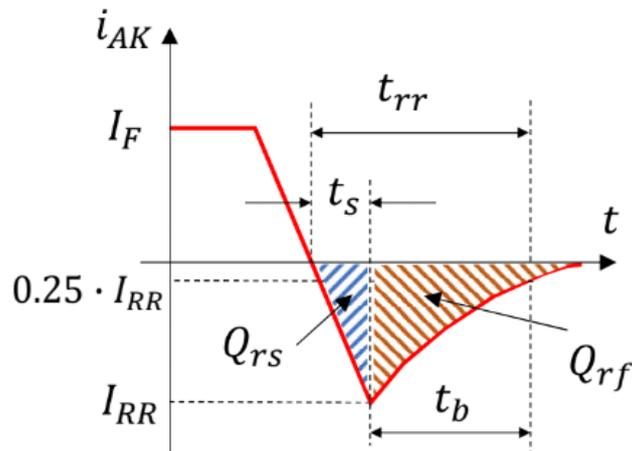
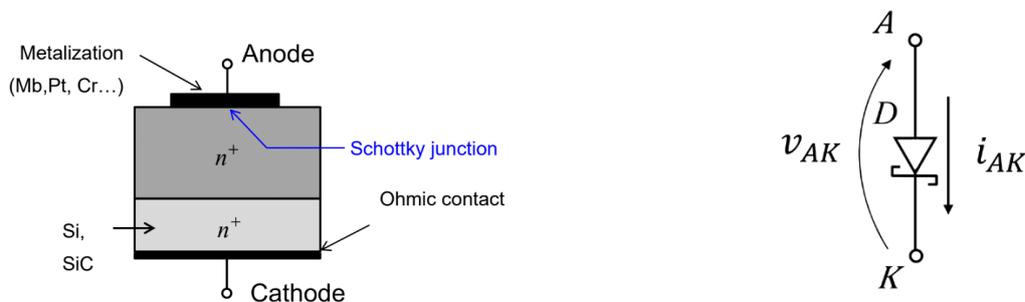


Figura 1.7: Commutazione ON-OFF del diodo.

1.3.2 Diodi Schottky

I diodi Schottky sono una particolare sottocategoria di diodi basata non su una giunzione pn tra due zone a diverso drogaggio di semiconduttore ma su una giunzione Schottky tra semiconduttore con drogaggio n e la metallizzazione all'anodo. Tipicamente i metalli impiegati per la metallizzazione sono molibdeno, platino e cromo.



(a) Schema costruttivo del diodo Schottky.

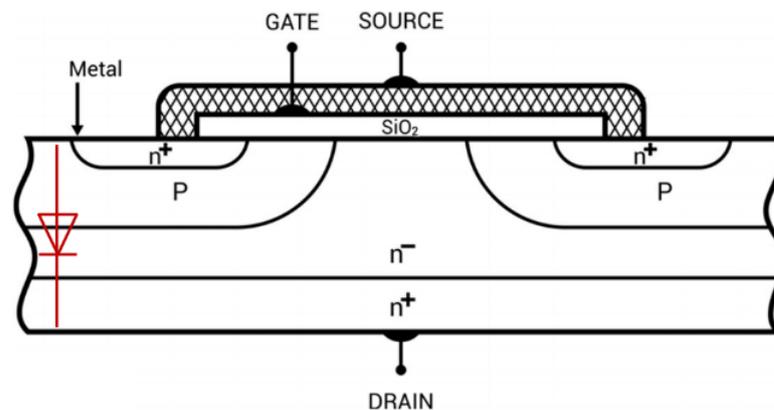
(b) Simbolo e convenzioni del diodo Schottky.

Figura 1.8: Schema e simbolo del diodo Schottky.

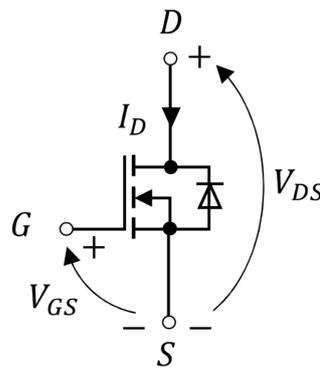
Data l'assenza del semiconduttore con drogaggio di tipo p , la conduzione di corrente è a carico unicamente degli elettroni, per cui il diodo di tipo Schottky non presenta reverse recovery, ma solo una debole corrente necessaria a caricare la capacità parassita del diodo. In questo modo anche le perdite per commutazione saranno ridotte notevolmente, rendendo il diodo Schottky particolarmente adatto ad applicazioni ad elevata frequenza di commutazione. I diodi Schottky in SiC sono molto diffusi, in quanto hanno perdite ancora più basse della loro variante in Si, sebbene rispetto a quest'ultima presentino cadute di tensione maggiori. In generale, i diodi Schottky Si sono disponibili solo per basse tensioni di breakdown, lasciando il campo delle tensioni più alte ai diodi Si classici oppure ai diodi Schottky in SiC (i quali hanno però un costo superiore).

1.3.3 Power MOSFET

Il MOSFET di potenza è uno dei due dispositivi che si andranno ad analizzare di tipo controllato: il suo stato (acceso o spento) può essere imposto dall'esterno, indipendentemente dal circuito di potenza in cui si trova. Inoltre, a differenza dell'oramai obsoleto BJT (Bipolar Junction Transistor), è un dispositivo controllato in tensione, fattore importante nelle applicazioni del mondo reale. Solitamente i MOSFET per elettronica di potenza sono di tipo *Enhancement*, cioè il canale di conduzione si viene a formare quando la tensione sul gate supera una certa soglia (il dispositivo è normalmente spento, caratteristica notevole per quanto riguarda la sicurezza in caso di mancanza di alimentazione del circuito di gate).



(a) Schema costruttivo del MOSFET.



(b) Simbolo del MOSFET con il body diode.

Figura 1.9: Schema costruttivo e simbolo di un MOSFET a canale n .

Nello schema di figura 1.9a possiamo osservare i 3 terminali del dispositivo: Gate, Drain e Source, anche in riferimento al suo simbolo. In rosso è evidenziato il *body diode* del MOSFET: tale diodo è un diodo parassita, che si viene a formare inevitabilmente nella realizzazione del MOSFET, rendendo quest'ultimo un dispositivo unipolare (in grado cioè di sostenere tensioni solo in un verso tra Drain e Source, a seconda del tipo di MOSFET).

Esistono due tipi di MOSFET:

- canale p : il canale di conduzione è di tipo p e si forma in una zona di semiconduttore con drogaggio n
- canale n : il canale di conduzione è di tipo n e si forma in una zona di semiconduttore con drogaggio p

Poichè, a parità di tensione di breakdown, la resistenza del MOSFET di tipo p è circa 3 volte superiore a quella del canale n , nelle applicazioni si preferisce quest'ultimo. Nel MOSFET di potenza la tensione di breakdown è sostenuta principalmente dallo strato epitassiale, tanto più spesso quanto più è alta la tensione da sostenere, con il trade-off di resistenze di conduzione maggiori per dispositivi da alte tensioni. Un esempio di caratteristica di conduzione è riportato in figura 1.10.

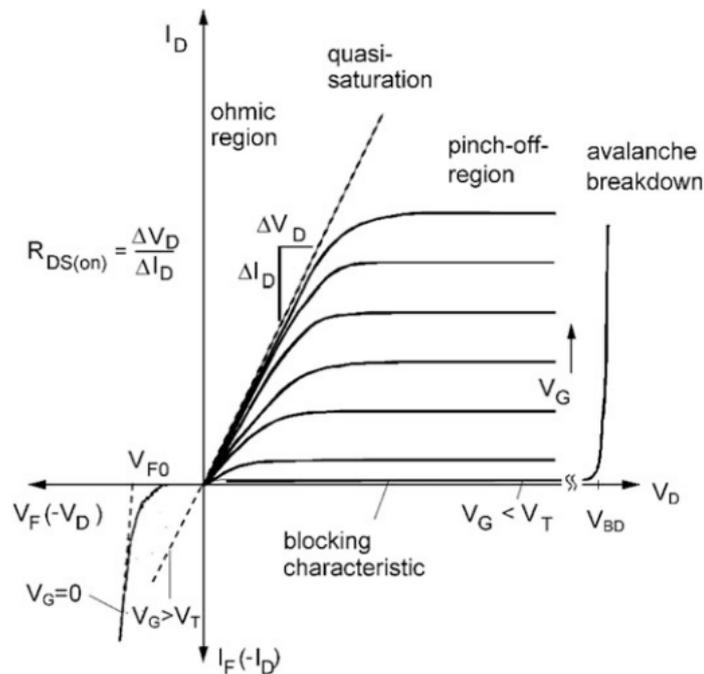


Figura 1.10: Caratteristica di conduzione di un MOSFET.

Nella caratteristica si possono osservare i principali parametri e limiti del MOSFET: ad esempio è riportata la conduzione del body diode nel III quadrante oppure il limite di *forward breakdown*, limite da non superare nelle commutazioni (in cui, come spiegato dopo, si possono avere sovratensioni). Nella regione di linearità, la corrente nel drain può essere semplificata come

$$i_d = g_m(v_{GS} - V_{GS,th}) \quad (1.1)$$

dove g_m è la transconduttanza del componente.

Vediamo ora come avviene la commutazione nei MOSFET di potenza. Nel MOSFET la commutazione è governata dalle capacità parassite, mostrate in figura 1.11

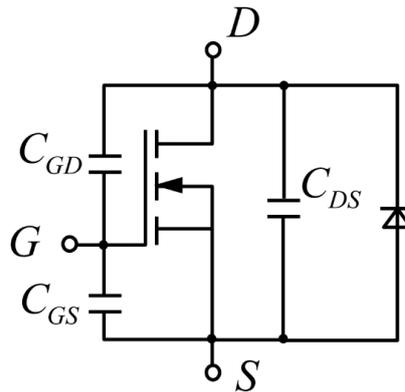


Figura 1.11: Simbolo del MOSFET con le sue capacità parassite.

In particolare, la capacità C_{GD} è detta anche *capacità di feedback*, in quanto regola la velocità della transizione di corrente, che verrà illustrata a breve. Nei datasheet dei componenti i produttori forniscono spesso altre capacità:

- Capacità di input: C_{iss} , ossia la capacità che si ottiene tra gate e source, cortocircuitando drain e source
- Capacità di output: C_{oss} misurata tra drain e source, con gate e source cortocircuitati
- Capacità di feedback C_{rss}

Da queste tre capacità si possono facilmente ottenere quelle riportate in figura 1.11. Il circuito che si usa per studiare la commutazione è analogo a quello del double pulse test di figura 1.1, con la semplificazione di considerare l'induttanza come generatore ideale di corrente. Gli andamenti temporali di corrente e tensione durante la commutazione sono riportati in figura 1.12

Le commutazioni che verranno analizzate sono le cosiddette *hard switching* (non verrà analizzata la commutazione Zero Voltage Switching, basata sul variare velocemente la tensione sul gate per rimuovere la corrente dal canale).

La commutazione si può così riassumere:

1. fase iniziale: il MOSFET è spento ed il diodo conduce tutta la corrente.
2. fase di delay: la tensione sul gate inizia a salire, fino ad arrivare al valore di soglia necessario affinché il MOSFET inizi a condurre corrente
3. transizione in corrente: il MOSFET inizia a condurre la corrente del generatore di corrente; la corrente nel MOSFET aumenta fino a raggiungere la somma della corrente del generatore e quella di reverse recovery del diodo. La durata della transizione in corrente viene spesso chiamata *current rise time*, t_{ri} . Il t_{ri} si può determinare analiticamente come

$$t_{ri} = R_G C_{iss} \ln \left(\frac{g_m(V_{GG} - V_{GS,th})}{g_m(V_{GG} - V_{GS,th}) - (I_0 + I_{RR})} \right) \quad (1.2)$$

dove V_{GG} è la tensione imposta dal gate driver, $V_{GS,th}$ è la tensione di soglia di conduzione del MOSFET, g_m è la transconduttanza del MOSFET.

4. transizione in tensione: in questa fase la tensione sul MOSFET scende, mentre sale quella sul diodo che va verso lo spegnimento. Durante questa fase la tensione sul gate rimane fissa alla tensione di Miller (*plateau di Miller*). Sia la tensione di Miller che il tempo della transizione in tensione si possono calcolare analiticamente:

$$V_{Miller} = V_{GS,th} + \frac{I_0}{g_m} + \frac{C_{oss}}{g_m R_G C_{GD} + C_{oss}} \quad (1.3)$$

$$t_{fv} = R_G C_{GD} \frac{V_{DD}}{V_{GG} - V_{Miller}} \quad (1.4)$$

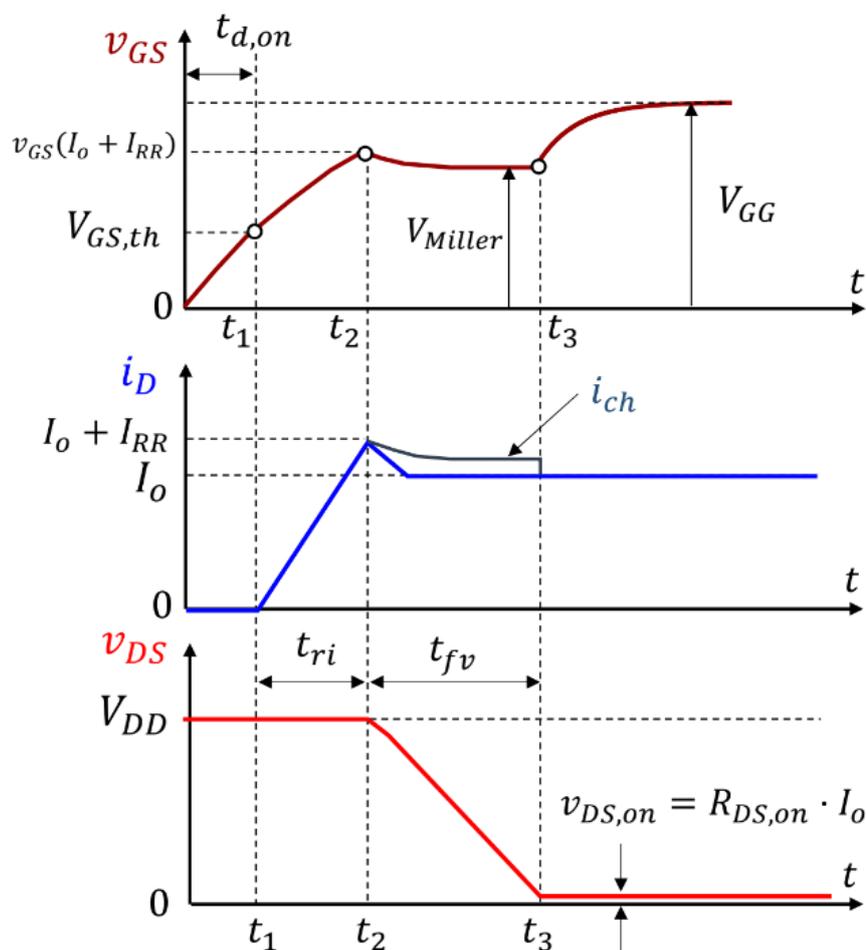


Figura 1.12: Andamenti temporali nella commutazione off-on.

Allo stesso modo, si riassume la commutazione on-off:

1. tempo di delay: la tensione del gate driver passa da V_{GG} a 0 e la C_{iss} inizia a scaricarsi attraverso la resistenza di gate
2. Raggiunto il plateau di Miller, inizia la transizione in tensione: la tensione sul MOSFET inizia ad aumentare in quanto la corrente di carico va a scaricare la C_{GD} e la C_{DS} , mentre scarica la capacità parassita del diodo. La transizione in tensione finisce quando il diodo riesce a polarizzarsi direttamente e quindi può

iniziare a condurre la corrente di carico. La tensione di Miller può essere calcolata con un procedimento analogo alla 1.3:

$$V_{Miller} = V_{GS,th} + \frac{cI_0}{g_m} - \frac{C_{oss}}{g_m R_G C_{GD} + C_{oss}} \left(V_{GS,th} - V_G + \frac{cI_0}{g_m} \right) \quad (1.5)$$

dove $c = \frac{C_{oss}}{C_{oss} + C_{diodo}}$.

Linearizzando il comportamento, il tempo della transizione in tensione si può calcolare come:

$$t_{rv} \approx V_{DD} \frac{R_G C_{GD}}{V_{Miller}} \quad (1.6)$$

3. Una volta che il diodo si polarizza direttamente, inizia la transizione in corrente: la corrente nel canale si azzerava quando la tensione sul gate scende al di sotto della soglia di conduzione. A causa delle induttanze parassite dei terminali, si avrà una sovratensione tra drain e source (motivo per cui è sempre opportuno cercare di avere meno induttanza parassita nella maglia di commutazione, nel caso di elevate derivate di corrente). La durata della transizione in corrente si può calcolare come:

$$t_{fi} = \tau_i \ln \left(\frac{V_{Miller}}{V_{GS,th}} \right) \quad (1.7)$$

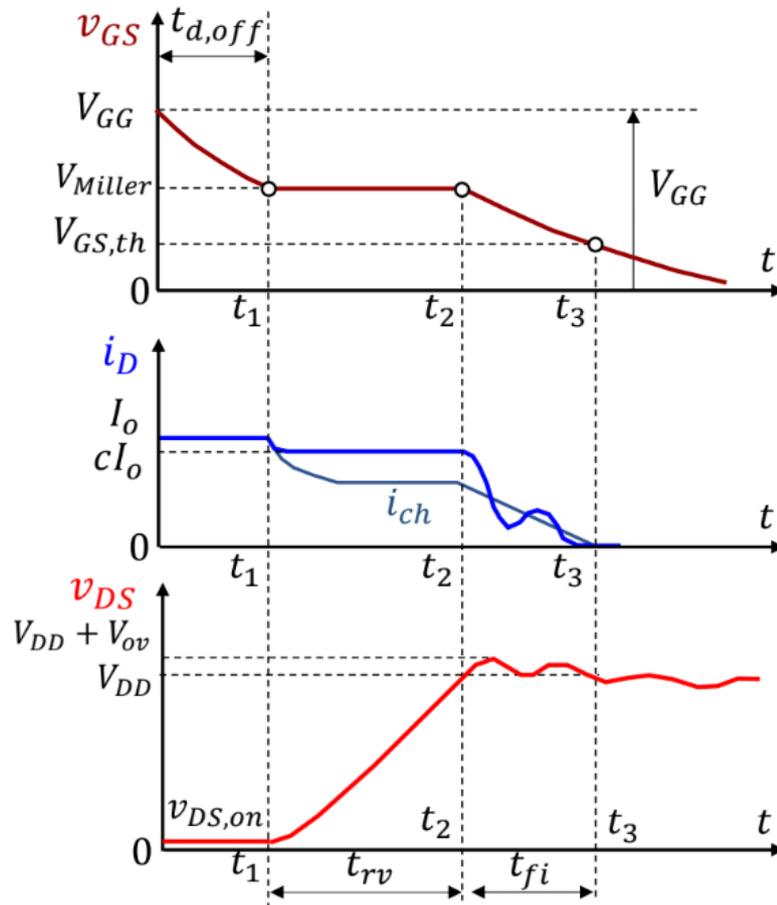


Figura 1.13: Commutazione on-off del MOSFET.

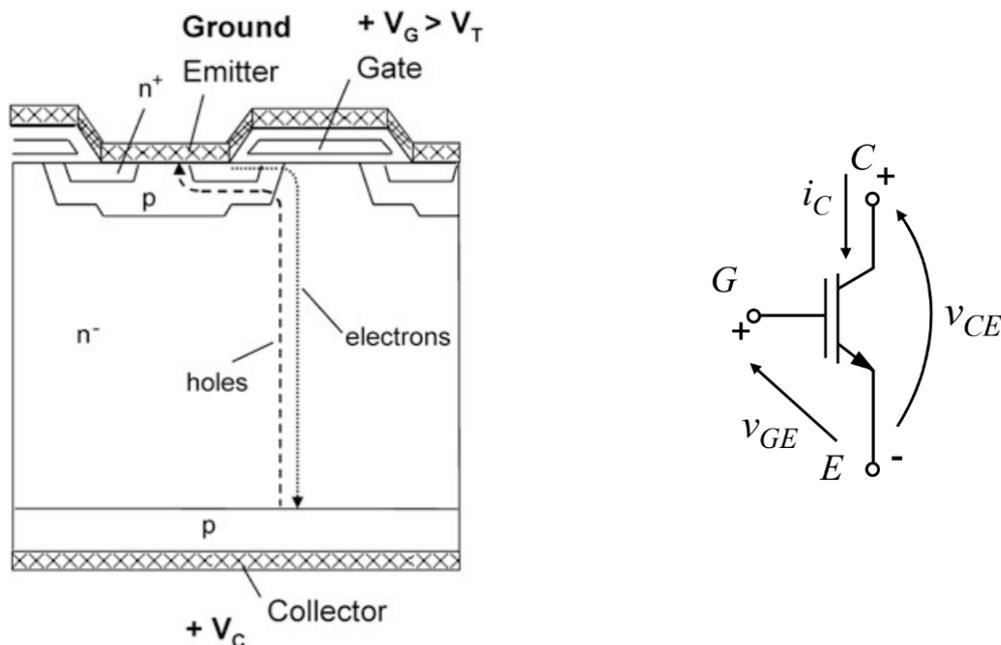
Oltre alla sovratensione, si avrà in realtà un comportamento oscillatorio, dovuto alla risonanza tra induttanze e capacità del MOSFET. Il fenomeno si potrà osservare nitidamente sia con i test sperimentali che con le simulazioni.

Per evitare oscillazioni sulla tensione di gate, che possono causare commutazioni non volute, si possono utilizzare MOSFET a 4 terminali, in cui il quarto terminale è il *Kelvin source*, ossia un source utilizzabile dal circuito di comando, con meno induttanza. Si ricorda sempre la necessità di mantenere quanto più separati possibile il circuito di comando dal circuito di potenza, che lavorano a livelli di tensione e corrente ben differenti.

Sebbene i MOSFET in Si siano la soluzione migliore per basse tensioni commutate e alte frequenze (lasciando spazio agli IGBT per tensioni più alte), grazie ai materiali WBG (in particolare il SiC) sono oramai disponibili sul mercato MOSFET per tensioni fino a 1200V. Il body diode dei MOSFET SiC è talvolta peggiore di quello dei MOSFET Si: se necessario, per ovviare a questo problema può essere inserito nello stesso package un diodo Schottky SiC, in modo da utilizzare quest'ultimo invece del body diode del MOSFET che ha scarse prestazioni in commutazione. Si vuole però denotare come questo non sia il caso dei MOSFET SiC provati in seguito.

1.3.4 IGBT

L'Insulated Gate Bipolar Transistor è un dispositivo affermato sul mercato ormai da diverso tempo: i primi dispositivi di questo tipo sono stati introdotti nel 1982, raggiungendo la maturità della tecnologia negli anni '90. In breve tempo hanno rimpiazzato BJT e GTO (entrambi controllati in corrente) e sono tutt'ora molto utilizzati in particolare nel campo di alte potenze, dove tuttavia iniziano a competere con MOSFET SiC. In figura 1.14 si riporta lo schema costruttivo ed il simbolo circuitale con le convenzioni. L'IGBT, come il MOSFET è un dispositivo a 3 terminali, che in questo caso prendono il nome di Gate, Collettore ed Elettore.



(a) Schema costruttivo di un IGBT. (b) Simbolo e convenzioni di segno di un IGBT.

Figura 1.14: Schema costruttivo e simbolo dell'IGBT.

Oltre al simbolo, è opportuno vedere uno schema più dettagliato con elementi parassiti, che possono essere utili a capire il funzionamento dell'IGBT:

Nello schema di figura 1.15 si possono osservare sia le 3 capacità parassite, analoghe a quanto visto nel MOSFET, sia un modello interno del componente (adatto a imitarne il comportamento, non è uno schema realizzativo). L'IGBT combina un BJT per la parte di potenza, con un MOSFET che invece si "occupa" della parte di comando, sostanzialmente rendendo il BJT controllato in tensione. Si può vedere anche un BJT npn parassita, che talvolta può generare il fenomeno del *latch up*, ossia una perdita di controllo del dispositivo che permane chiuso anche se il MOSFET viene comandato in apertura. Si riporta un esempio di caratteristica di conduzione sia ideale che reale (figura 1.16), per confrontarla con quella del MOSFET.

La principale differenza che si nota è la presenza di una tensione di soglia tra collettore ed elettore (non presente nel MOSFET) causata dalla giunzione pn del collettore. Inoltre, l'IGBT non presenta caratteristica di conduzione inversa, in quanto non è presente il body diode; tuttavia viene spesso accoppiato ad un diodo in antiparallelo per ottenere tale funzionalità.

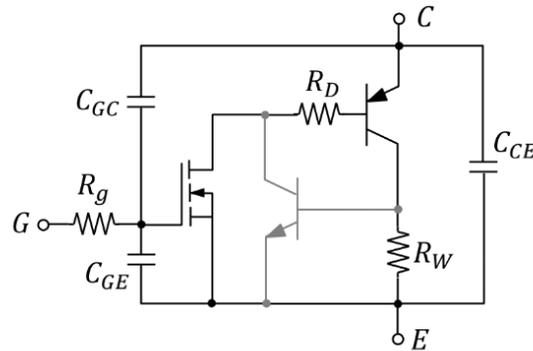
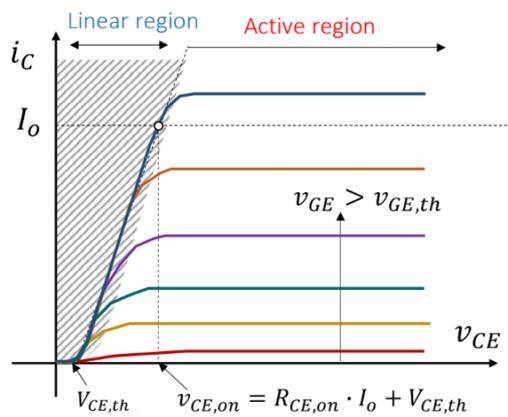
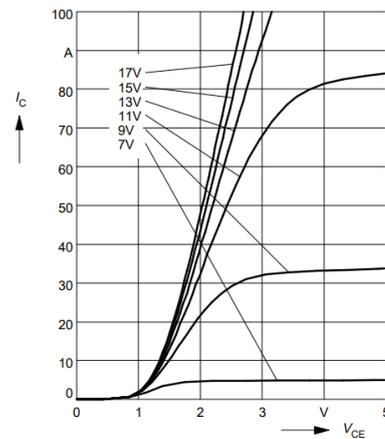


Figura 1.15: Schema dell'IGBT con i suoi parassitismi.



(a) Caratteristica di conduzione ideale di un IGBT.



(b) Caratteristica di conduzione reale di un IGBT (BUP604 di Siemens).

Figura 1.16: Caratteristiche di conduzione dell'IGBT.

La commutazione dell'IGBT si può studiare in modo analogo a quella del MOSFET. Partendo dalla commutazione off-on (in figura 1.17 e con l'ipotesi di trascurare le induttanze parassite):

1. Partendo dallo stato di off, con corrente nel collettore nulla, al tempo t_0 la tensione del gate driver passa dalla tensione applicata in off (solitamente minore di zero per evitare accensioni involontarie) a quella dello stato di on
2. fase di delay: è il tempo necessario a caricare la capacità di input fino al valore di soglia per iniziare la conduzione (si noti che questa soglia tra gate ed emettitore è analoga a quella del MOSFET, non è quella a cui ci si riferiva in precedenza tra collettore ed emettitore)
3. una volta che l'IGBT può iniziare a condurre corrente inizia la fase di transizione di corrente, che termina una volta che l'IGBT conduce tutta la corrente di carico (il diodo in questa fase è ancora acceso)
4. il diodo inizia a spegnersi con reverse recovery, per cui la corrente nell'IGBT aumenta oltre la corrente di carico

5. spento il diodo, inizia la fase di transizione di tensione: la tensione ai capi dell'igbt inizia a diminuire. Nella figura si distinguono due pendenze diverse (e quindi due derivate di tensione diverse): il fenomeno è dovuto al fatto che le capacità parassite dell'IGBT, come quelle del MOSFET, variano al variare della tensione applicata al componente (sono più piccole a tensioni maggiori). In questa fase la tensione di gate è fissata al plateau di Miller
6. la commutazione termina: la corrente di gate si annulla e la tensione di gate raggiunge il suo valore di on.

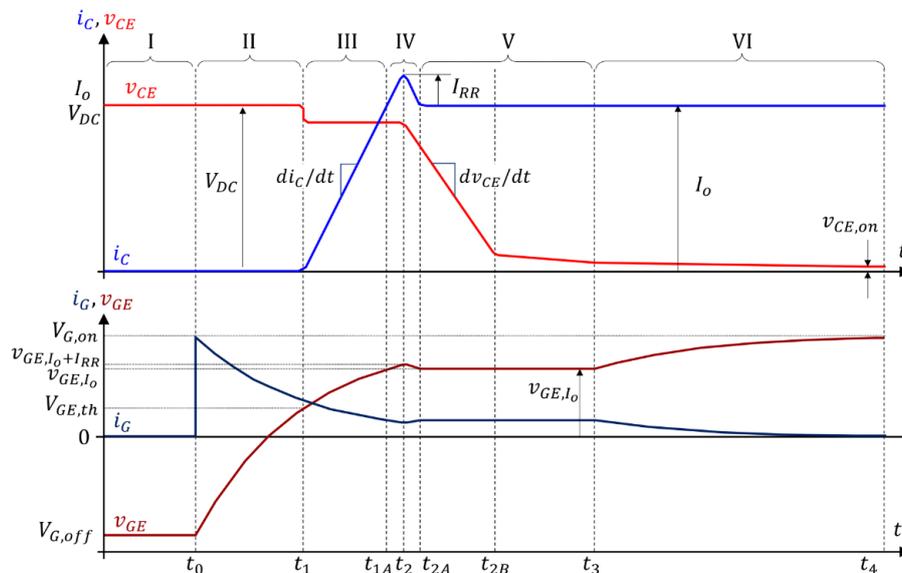


Figura 1.17: Commutazione off-on dell'IGBT.

Allo stesso modo si può riassumere la commutazione opposta (figura 1.18) nei seguenti punti:

1. Si parte dallo stato di on: la corrente al collettore è pari alla corrente di carico ed il gate è alla tensione di on (con corrente nulla). Ad un certo istante, la tensione di gate passa dal valore di on al valore di off, tipicamente negativo.
2. tempo di delay: le capacità C_{GE} e C_{GC} si scaricano attraverso la resistenza di gate.
3. quando il gate raggiunge il plateau di Miller, inizia la transizione in tensione: la tensione tra collettore ed emettitore aumenta; la dinamica, analogamente alla transizione di tensione del caso precedente, ha due diverse dinamiche che dipendono dal valore delle capacità parassite (in particolare la C_{GC}).
4. Quando la tensione sull'IGBT raggiunge il valore della tensione da commutare, il diodo può entrare in conduzione: inizia la transizione di corrente. A causa delle induttanze parassite, si avrà una sovratensione sull'IGBT.
5. al termine della transizione in corrente, la dinamica della commutazione non è più governata dal MOSFET del gate, ma si ha ancora il fenomeno della *tail current*: tale corrente, il cui valore dipende dalla tecnologia e dalla realizzazione dell'IGBT,

è dovuta alla carica che occorre estrarre dal transistor bipolare. Tale corrente può dare un contributo significativo sia al tempo richiesto dalla commutazione, sia alle perdite.

6. Terminata la corrente di coda, il gate si scarica completamente portandosi al potenziale di off, concludendo lo spegnimento del dispositivo.

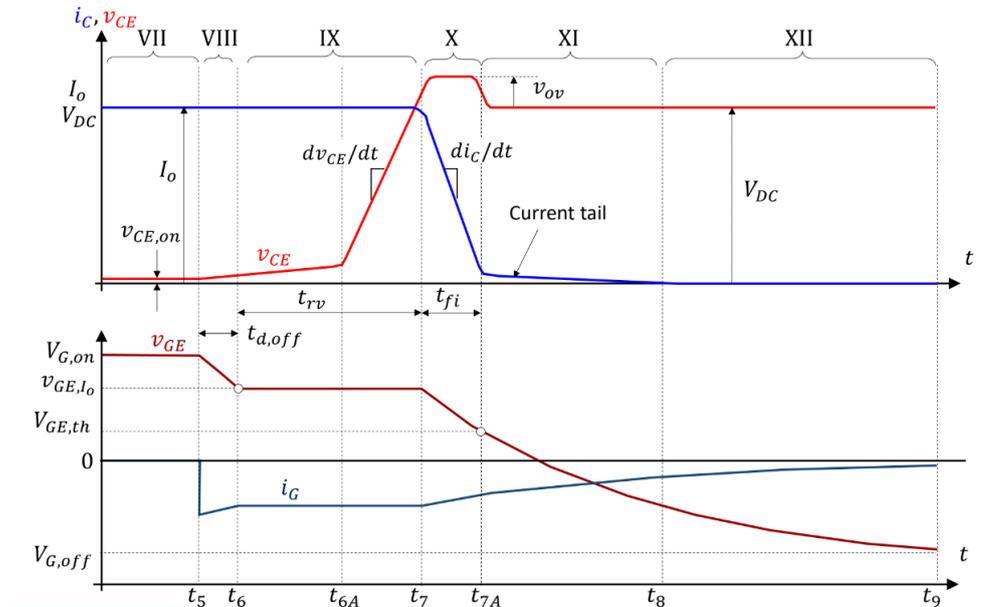


Figura 1.18: Commutazione on-off dell'IGBT.

Nel capitolo relativo ai risultati sperimentali verranno mostrati esempi di effetto coda tra dispositivi di generazioni diverse, anche per mostrare da un lato il progresso ed affinamento della tecnologia e dall'altro lato l'impatto sulle perdite dei componenti (e quindi l'efficienza del convertitore in cui sono impiegati).

Capitolo 2

Descrizione del Setup Sperimentale

In questo secondo capitolo si andranno a descrivere gli strumenti che compongono il setup sperimentale utilizzato per le misure. La macchina da DPT utilizzata per i test è la PD1500A prodotta da Keysight Technologies[5]. Di seguito si riportano i principali strumenti e accessori che compongono la macchina.

- Oscilloscopio MXR108A, 8 canali, 16 GS/s, 10 bit, banda di 1 GHz
- Sonde dell'oscilloscopio:
 - Keysight N2873A, sonda 10:1
 - Keysight 10076C, sonda da alta tensione 100:1
 - Keysight N2819A, sonda differenziale 10:1, 800 MHz
 - Keysight PD1000-60002, sonda di protezione per l'oscilloscopio, collegata allo shunt coassiale, utilizzato per la misura della corrente nel DUT
- Misuratore di precisione di alimentazione Keysight B2902B
- Alimentatore Heinzinger EVO
- Generatore di forme d'onda arbitrarie Keysight 33512B
- Software di controllo Keysight PD1000A

La macchina è in grado di eseguire autonomamente molti test ed estrazioni di parametri, sia statici che dinamici (sebbene per alcuni si è optato per la realizzazione di script MATLAB ad hoc). Tra questi ad esempio troviamo:

- Resistenza di on
- Tensione di soglia
- Caratteristiche di tun on e turn off
- Calcolo di energia nella commutazione



Figura 2.1: Macchina da DPT Keysight PD1500A



Figura 2.2: Alimentatore Heinzinger EVO e misuratore B2902B

2.1 Funzionamento della Macchina DPT Keysight PD1500A

In questa sezione si riporta brevemente lo schema della macchina per meglio comprenderne il funzionamento. Di seguito, in figura 2.3, si riporta lo schema presente nel manuale[4] della macchina. Nella figura sono riportati i principali componenti ed i punti di misura utilizzati, con le rispettive sonde. In alcuni casi la macchina utilizza cavi di tipo SMA (SubMiniature version A), ossia un particolare tipo di connettore per cavo coassiale, adatto per applicazioni di precisione ed elevate frequenze. Da specifica, la macchina è in grado di eseguire test fino a 1200 V e 200 A. I limiti di funzionamento sono riportati in figura 2.4.

La macchina è in grado di selezionare automaticamente il valore di induttanza di prova: i valori disponibili sono:

- 16.7 μH se la corrente di prova è maggiore di $0.06125 \cdot V_{Prova}$
- 120 μH se la corrente di prova è minore di $0.06125 \cdot V_{Prova}$

La condizione indicata corrisponde alla retta in rosso di figura 2.4. Nella macchina sono presenti due induttori, uno da 16.7 μH ed uno da 103.3 μH , cortocircuitato se non utilizzato. In ogni caso, se necessario, è possibile utilizzare altri valori induttanza installando induttori diversi dai due appena menzionati, eventualmente anche realizzati custom. In tal caso occorre configurare correttamente i collegamenti della macchina, al fine di evitare che vengano utilizzati gli induttori interni. Allo stesso modo, la macchina seleziona anche il valore di capacità del banco di condensatori di DC link più adatto in base alla tensione di prova (occorre cercare di mantenere la tensione il più costante possibile durante la prova). La macchina dispone di 4 banchi di condensatori, di valore:

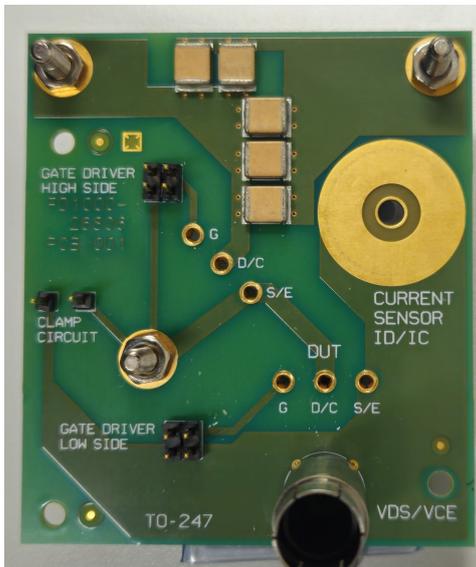
- 800 μF per test tra 50 e 200 V
- 144 μF per test tra 200 e 400 V
- 36 μF per test tra 400 e 880 V
- 12 μF per test tra 880 e 1200 V

Tali valori dovrebbero consentire una diminuzione della tensione al massimo del 5% fino a 100 A di corrente di prova e massimo 10% per correnti fino a 200 A le capacità talvolta possono sembrare ridotte per l'utilizzo, ma è anche vero che la macchina accetta cadute di tensione piuttosto ampie.

2.1.1 PCB della Macchina DPT Keysight PD1500A

La macchina DPT utilizza PCB realizzati ad hoc per minimizzare i parassitismi e ottenere le forme d'onda necessarie senza introdurre ulteriori incertezze, ad esempio nel collegamento delle sonde. I principali PCB utilizzati sono:

- Il PCB per il DUT, dove cioè si posizionano i 2 dispositivi utilizzati nel test. Nel nostro caso utilizzeremo la board per i componenti in package TO-247
- La scheda driver low-side, disponibile con diverse resistenze di gate (saldate e tarate), con i test point per inserire le sonde dell'oscilloscopio per tensione e corrente di gate (la scheda fornisce in output un segnale in tensione ottenuto con uno shunt)
- La scheda driver high side, del tutto analoga a quella low side ma senza test point.



(a) Scheda PCB per il test di componenti in package TO-247 3 pin.



(b) Shunt per la misura di corrente montato sulla scheda per DUT.

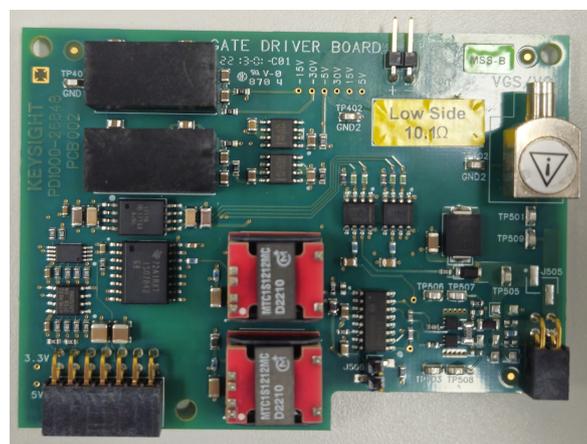


Figura 2.6: Scheda con gate driver per il componente low side.

Sulla scheda del DUT si posiziona anche lo shunt coassiale per la misura della corrente nel DUT. Essendo lo shunt tarato, il suo valore è di 100,8 mΩ (con un ridotto scostamento dal valore nominale di 100 mΩ); conoscere questo valore è importante in sede di configurazione delle impostazioni della macchina, per ottenere misure di corrente precise.

Una volta preparato il necessario per il test, la macchina ha l'aspetto di figura 2.7. Si può osservare come tutti i cavi di connessione delle sonde presentino delle induttanze di modo comune per filtrare il segnale.

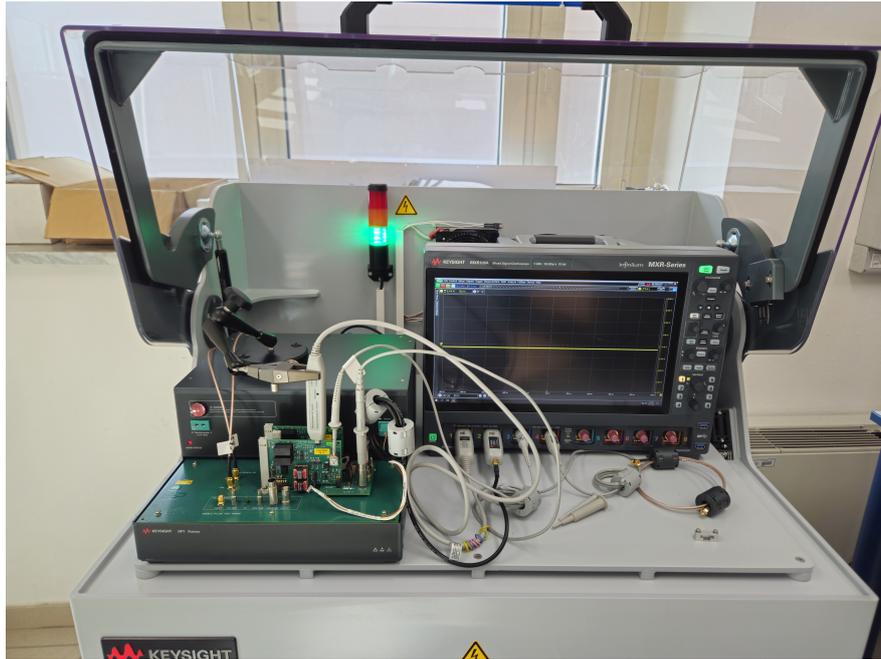


Figura 2.7: Macchina DPT assemblata per il test.

2.1.2 Software di Controllo della Macchina Keysight PD1500A

Il software di controllo PD1000 consente di interfacciarsi alla macchina attraverso un PC e di configurare tutti i parametri necessari per il test e le protezioni per sovracorrente e sovratensione, oltre a mostrare l'esito ed eventuali errori. Consente tra le altre cose, di riconoscere in automatico le schede driver per i dispositivi, in modo da conoscere automaticamente le resistenze di gate utilizzate (sulle schede è posta un'etichetta, ma attraverso il software è possibile conoscere il valore esatto della resistenza, essendo anche quest'ultima tarata). Attraverso il software di controllo è anche possibile impostare l'esecuzione di test multipli, variando le condizioni di test. In figura 2.8 è mostrata la schermata del software dopo un test. Il file di output è un file *csv*, che attraverso uno script MATLAB viene convertito in un file *.mat* per la successiva analisi dei dati in ambiente MATLAB.

Per quanto riguarda la durata dell'impulso di on per caricare l'induttore, la macchina non si basa sulla misura della corrente attraverso lo shunt ma si basa sull'evoluzione di un circuito RL:

$$i(t) = \frac{V_{Prova}}{R_{Circuito}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (2.1)$$

Utilizzare questa equazione direttamente per calcolare la durata dell'impulso è sconsigliato, in quanto la resistenza del circuito è ignota; tuttavia, adottando un approccio conservativo e considerando come resistenza totale $200 \text{ m}\Omega$ come somma della resistenza del componente e dell'induttore e come induttanza $16 \text{ }\mu\text{H}$, si ottiene una costante di tempo di $80 \text{ }\mu\text{s}$. La durata dell'impulso sarà di gran lunga inferiore alla costante di tempo (tipicamente si osservano tempi di carica di $3\text{-}4 \text{ }\mu\text{s}$), per cui è possibile linearizzare l'evoluzione della corrente nel tempo. La retta avrà pendenza pari alla derivata iniziale della corrente:

$$\left. \frac{di}{dt} \right|_{t=0} = \frac{V_{Prova}}{L} \quad (2.2)$$

L'evoluzione della corrente diventa quindi:

$$i(t) = \frac{V_{Prova}}{L} t \quad (2.3)$$

ed il tempo necessario per caricare l'induttore fino al valore di corrente voluto I_{Prova} risulta essere:

$$t_{carica,L} = \frac{I_{Prova} \cdot L}{V_{Prova}} \quad (2.4)$$



Figura 2.8: Schermata del software di controllo PD1000A.

Capitolo 3

Simulazioni SPICE

Proseguiamo ora con la descrizione dei modelli utilizzati per le simulazioni. L'analisi in simulazione di test DPT, per confrontare i risultati con quelli ottenuti da test reali, è utile per valutare l'efficacia dei modelli forniti dai produttori, oltre alla possibilità di effettuare numerosi test senza avere a disposizione una macchina da DPT.

Il software utilizzato sarà LTSpice, vista la volontà di utilizzare i file realizzati a scopo didattico: essendo LTSpice disponibile gratuitamente, non si creano problemi di gestione di licenze. Si ritiene inoltre che LTSpice, a differenza di software più complessi, consenta di avere più controllo sulle variabili nelle simulazioni (seppure sia poco intuitivo visivamente), fornendo all'utente maggiori occasioni di capire effettivamente cosa accade nel sistema e come risolvere i problemi più comuni che affliggono le simulazioni. Il fatto che sia disponibile gratuitamente non deve trarre in inganno sulla sua affidabilità: i software commerciali utilizzano comunque simulatori di tipo Spice, la cui prima versione risale agli anni '70. I modelli SPICE forniti dai produttori solitamente sono suddivisi in *livelli*, partendo da un funzionamento base del dispositivo, fino ad arrivare a includere fenomeni dipendenti dalla temperatura. Nel nostro caso, dato che i test verranno effettuati a temperatura costante, utilizzeremo, se disponibili, modelli di livello 1 (cioè che includono delle modellizzazioni della commutazione del dispositivo a temperatura costante, ma con possibilità di impostare la temperatura a cui si trova il componente).

3.1 Descrizione del Modello Utilizzato

Per confrontare opportunamente i risultati reali con quelli ottenuti dalle simulazioni, occorre replicare quanto più possibile il funzionamento della macchina. Ovviamente non tutti i parassitismi saranno facilmente rappresentabili: ad esempio i parametri parassiti delle sonde dell'oscilloscopio sono complessi da ottenere ed inserire opportunamente nel circuito. Il punto di partenza è il circuito semplificato del DPT, riprodotto su LTSpice, come mostrato in figura 3.1. Il circuito comprende tutti gli elementi fondamentali del DPT: il DUT, la sorgente di corrente e di tensione della prova, il diodo di ricircolo e, in aggiunta, lo shunt resistivo presente nella macchina DPT per la misura della corrente nel DUT; quest'ultimo non è strettamente necessario per ottenere la forma d'onda di corrente dal circuito, in quanto in simulazione non occorrono sistemi particolari per la misura di corrente, ma essendo il valore dello shunt confrontabile con la resistenza dei componenti testati, si è scelto di inserirlo da subito.

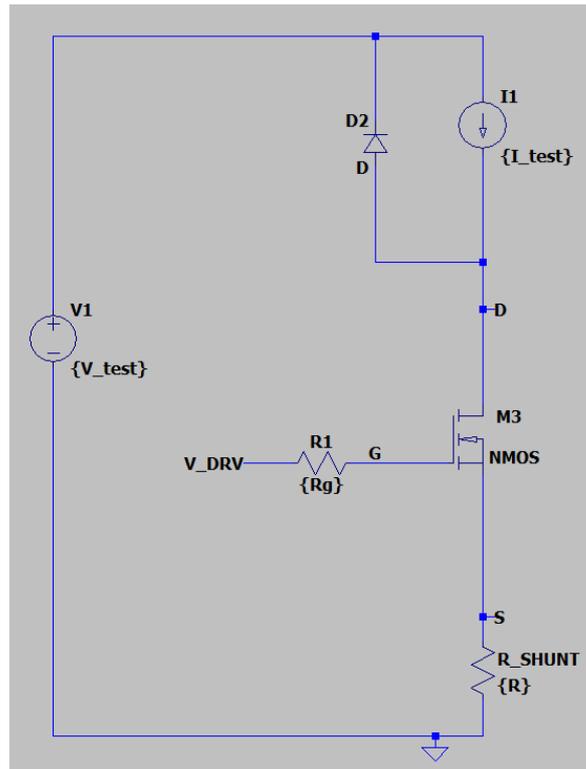


Figura 3.1: Circuito DPT di base realizzato con LTSpice.

Tuttavia, il circuito rappresentato non è sufficiente per i nostri scopi: ad esempio, come spiegato nella sezione 2, conosciamo sia il valore dell'induttanza di prova che il modo in cui la macchina la seleziona; inoltre viene spesso sconsigliato l'utilizzo di generatori di corrente ideali nelle simulazioni, in quanto possono causare problemi numerici.

Per ottenere un funzionamento simile a quello della macchina DPT occorre quindi:

- Implementare la logica di selezione dell'induttanza, sostituendola al generatore di corrente ideale
- Creare il generatore della tensione di pilotaggio, configurandolo opportunamente per la forma d'onda della prova
- Introdurre i parassitismi della macchina

Il fatto di utilizzare un generatore di tensione ideale per la tensione di prova oppure di introdurre la logica di selezione dei condensatori di DC link verrà discusso in seguito. Per il momento è sufficiente utilizzare un generatore di tensione, a differenza di quanto avviene nella macchina, dove non è previsto il collegamento diretto dell'alimentazione ai componenti in prova.

I termini inclusi in parentesi graffe sono parametri della simulazione, definiti attraverso *direttive SPICE*, in modo da poter essere variati a piacimento in maniera semplice. Di seguito si riportano le direttive SPICE utilizzate per i parametri del sistema, a titolo di esempio:

```
.param Rg=10.1
.param I_test=10
```

```
.param V_test=100
.param R=0.1
```

3.1.1 Implementazione e Miglioramento del Circuito

Il primo passo da fare è sostituire il generatore di corrente con l'induttanza. Ricordando che la macchina varia l'induttanza secondo la condizione $I_{prova} > 0.06125 \cdot V_{Prova}$ (con riferimento alla figura 2.4), si può tradurre in linguaggio SPICE come

```
.param L=if(I_test > V_test * 0.06125, 16.7u, 120u)
```

dove la sintassi è del tipo `if(Condizione, se vero, se falso)`.

Una volta implementata l'induttanza, è possibile introdurre il generatore di tensione di pilotaggio. La forma d'onda richiesta dall'applicazione è quella di un'onda quadra, come quella di figura 1.3, per cui si sceglie di configurare il funzionamento del generatore di tensione in modalità PULSE. L'induttanza è necessaria per determinare la durata degli impulsi da utilizzare: come già citato (equazione 2.1), la macchina non si basa sulla misura di corrente per calcolare la durata degli impulsi di on del DUT, ma si basa su un tempo calcolato a priori seguendo il transitorio del circuito di prova.



Figura 3.2: Generatore di tensione di pilotaggio.

La configurazione del generatore viene fatta attraverso un'altra serie di direttive SPICE:

```
.param Von=12
.param Voff=0
.param Tdelay=1u
.param Trise=10n
.param Tfall=10n
.param Ton=I_test * L / V_test
.param Tperiod=Ton+1u
.param Ncycles=2
.param StopTime=Tperiod * Ncycles+1u
```

Listing 3.1: Esempio dei parametri di configurazione della tensione di pilotaggio

I parametri sopra elencati forniscono la forma d'onda di figura 3.3. La forma d'onda non è perfettamente quadra, ma presenta rampe di salita e discesa della durata di 10 ns, per evitare derivate troppo ripide che possono causare problemi nell'integrazione numerica. Nell'esempio viene utilizzata una tensione di off di 0V, adatta alla maggior parte dei dispositivi; qualora il datasheet suggerisca tensioni di pilotaggio negative per mantenere il componente spento, la forma d'onda avrà semplicemente un salto maggiore, ma le stesse caratteristiche.

Nei parametri di configurazione del generatore vengono inseriti anche il numero di cicli: nel nostro caso sono sufficienti due periodi dell'onda quadra per effettuare tutto il test.

Il parametro *StopTime* serve a terminare la simulazione dopo un tempo sufficiente a completare il test, indipendentemente da quanto sia la sua durata (che sarà variabile in base al tempo richiesto dall'induttanza a caricarsi: tanto maggiore sarà la corrente di prova e tanto maggiore sarà la durata del test).

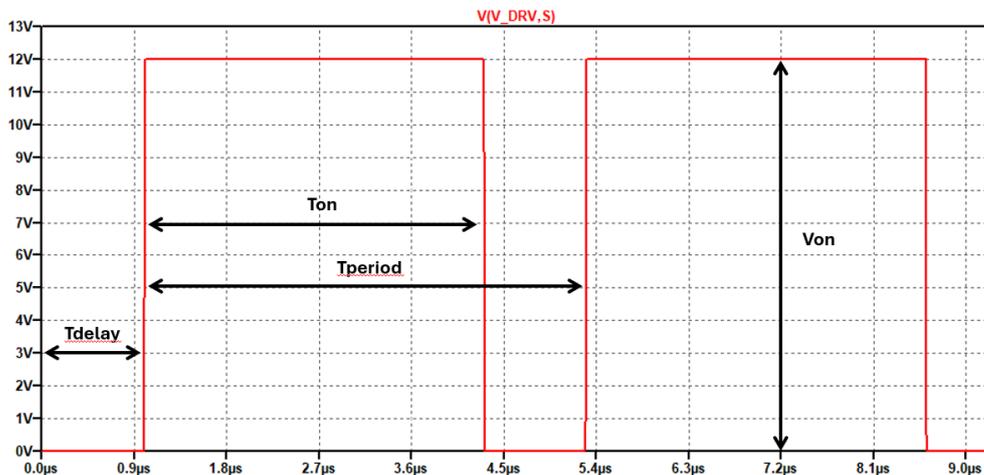


Figura 3.3: Esempio di forma d'onda della tensione di pilotaggio.

L'ultima modifica da eseguire è inserire alcuni parassitismi della macchina. Come accade per la maggior parte dei parametri parassiti dei sistemi, questi sono difficilmente stimabili, per cui le vie percorribili per inserire valori numerici attendibili sono riferirsi alla letteratura (in questo caso rimane comunque la difficoltà, in quanto ogni macchina DPT è diversa e anche qualora si trovassero articoli che fanno uso dello stesso modello, nulla garantisce che la macchina abbia esattamente le stesse schede e componenti del modello da noi utilizzato) oppure procedere con metodi empirici. Si sceglie di inserire un'induttanza di 10 nH come induttanza dei collegamenti, valore indicativo, ma comunque adeguato per la maggior parte delle applicazioni.

Il circuito risulta quindi essere ora quello di figura 3.4.

Nel caso di test con lo stesso dispositivo e non con un diodo, è possibile modificare il device high side inserendo lo stesso dispositivo low side con il gate cortocircuitato, come mostrato in figura 3.5. Si sceglie di inserire una resistenza pari alla resistenza di gate del dispositivo low side per migliorare la stabilità della simulazione.

Al fine di meglio analizzare i dati ottenuti e per estrarre parametri in maniera più immediata dalla simulazione, si è proceduto a creare altri due generatori di tensione arbitrari (figura 3.6), ossia componenti in cui è possibile specificare analiticamente l'output della tensione. I due generatori sono utilizzati per:

1. Calcolare la carica di gate attraverso l'integrale della corrente del terminale di gate (allo stesso modo del caso precedente, si sfrutta la corrente nel resistore di gate)
2. Calcolare le perdite di commutazione in termini di energia attraverso l'integrale del prodotto della tensione ai capi del DUT e la corrente che vi scorre all'interno (o meglio, come riportato nella figura, della corrente nello shunt resistivo, in modo da poter sostituire eventualmente il componente nel circuito senza dover cambiare la definizione del generatore)[8]

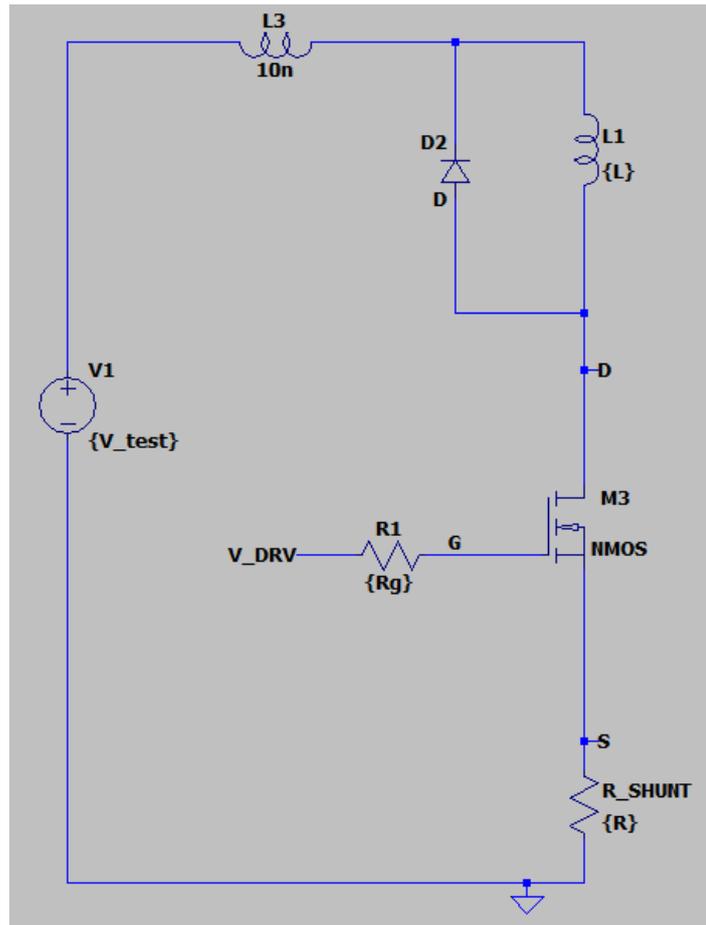


Figura 3.4: Circuito di LTSpice con le modifiche apportate.

In entrambi i casi, il valore cercato deve essere ottenuto attraverso l'utilizzo dei cursori, come differenza tra i valori della forma d'onda prima e dopo la commutazione. Un esempio dell'utilizzo dei cursori è rappresentato in figura 3.7. In alternativa, esportando le forme d'onda della simulazione opportunamente, è possibile utilizzare lo stesso metodo di calcolo utilizzato per i test reali.

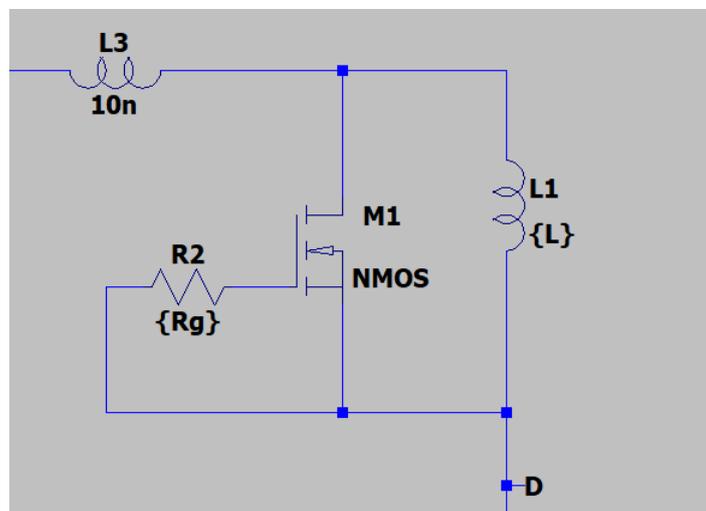


Figura 3.5: Modifica per inserire il DUT anche come dispositivo high side.

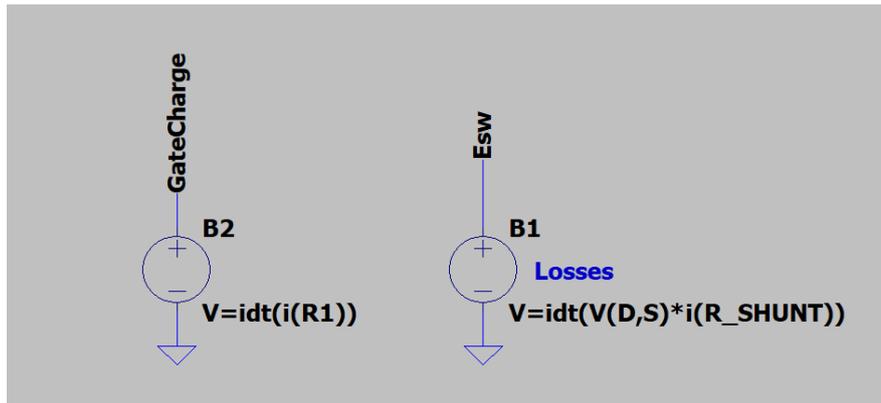


Figura 3.6: Generatori utilizzati per il calcolo delle perdite e della carica di gate.

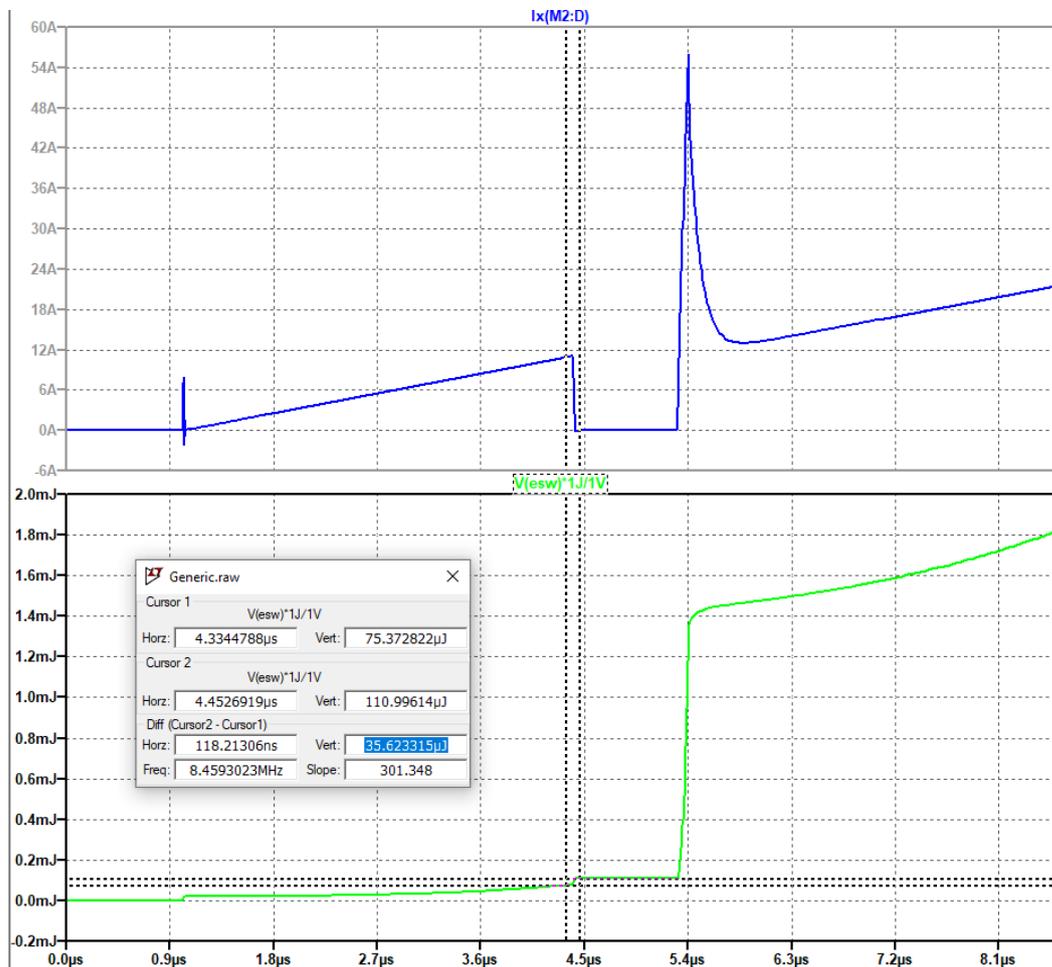


Figura 3.7: Esempio dell'uso dei cursori per calcolare le perdite durante il turn off. Il numero evidenziato corrisponde al valore cercato.

3.2 Problemi Incontrati e Soluzioni Adottate

Prima di poter procedere con i test in simulazione, occorre effettuare ancora qualche operazione preliminare, per essere certi che i modelli forniti dai produttori siano funzionanti nel circuito creato.

Nel caso di simulazioni con LTSpice che riguardano applicazioni di elettronica, di potenza, sono consigliate alcune modifiche dei parametri del solutore:

```
.options gmin=1e-10
.options abstol=1e-10
.options reltol=0.003
.options cshunt=100e-15
```

Di seguito si elencano brevemente le funzioni delle opzioni indicate:

- **gmin** impone una conduttanza in ogni giunzione *pn* del sistema, in modo da non avere brusche variazioni quando ne varia la polarizzazione
- **abstol** modifica il valore dell'errore assoluto di corrente accettato
- **reltol** modifica il valore dell'errore relativo accettato
- **cshunt** impone in ogni nodo del sistema una capacità verso il riferimento del circuito, di valore pari a quanto specificato

Le modifiche ai parametri introdurranno inevitabilmente degli errori nella soluzione (le tolleranze sono state tutte aumentate rispetto ai valori di default), ma visto l'aiuto che danno alla convergenza della simulazione, il compromesso si ritiene accettabile.

Un'altra importante valutazione da fare riguarda il metodo di integrazione: LTSpice offre tre diversi metodi: quello dei trapezi, una sua variante ed il metodo Gear. Il metodo dei trapezi tradizionale può presentare il fenomeno del *trap ringing*, ossia un'oscillazione numerica, di solito di forma triangolare, intorno al vero valore della soluzione; il metodo è pertanto da scartare, in quanto si vogliono visualizzare anche eventuali risonanze nel test; tuttavia, è il metodo di integrazione che risulta più veloce. La sua variante si basa sullo stesso metodo di integrazione ma è in grado di eliminare il trap ringing, utilizzando un valore intermedio, tra quelli intorno a cui la soluzione risona; questo metodo è però più lento e può dare problemi di convergenza in sistemi con derivate elevate come nel nostro caso. Il metodo di integrazione Gear è allo stesso tempo quello più lento dei tre (a pari precisione richiede più step di calcolo) ed anche quello meno preciso, pur convergendo più facilmente. Il problema del metodo Gear è che introduce uno smorzamento numerico artificiale al sistema, per cui otteniamo il problema opposto a quello del metodo dei trapezi tradizionale, potenzialmente perdendo risonanze nel sistema. La scelta, dopo qualche analisi qualitativa, è ricaduta sul metodo dei trapezi modificato, in quanto è un compromesso tra correttezza della soluzione (senza perdere caratteristiche nelle forme d'onda) e velocità dei calcoli. Il passo di integrazione massimo è stato scelto tra 10 ns per i modelli meno dettagliati e con derivate più lente fino ad arrivare a 100 ps per i modelli che presentavano più difficoltà a convergere, in particolare in punti di funzionamento vicini ai limiti del modello.

Un'ulteriore miglioria da apportare al circuito è introdurre una resistenza sia per l'induttanza di collegamento che per l'induttore di prova: ciò si rende necessario per introdurre smorzamento nel sistema, dato che le simulazioni risultano sempre meno

smorzate della realtà (in cui sono sempre presenti parametri parassiti distribuiti, difficilmente replicabili in un approccio a parametri concentrati). I valori scelti, sempre dopo analisi qualitative, sono di 10 mΩ per il collegamento e 100 mΩ per l'induttore. Tali resistenze non sono mostrate nel circuito di figura 3.4, in quanto configurati all'interno dei parametri delle induttanze.

Valutando la funzionalità di tutti i modelli dei componenti a disposizione, uno in particolare si è rivelato particolarmente problematico in termini di convergenza: il modello del MOSFET SiC SPW11N80C3. Tale modello è disponibile sia come livello 0, che come livello 1 e 3: ossia è disponibile un funzionamento di base, insufficiente per i nostri scopi, un funzionamento a temperatura costante ed un funzionamento a temperatura variabile. Il modello di livello 0, inoltre, presenta oscillazioni elevate (un esempio delle simulazioni di prova effettuate è riportato in figura 3.8); dopo numerose prove, non è stato possibile nè eliminare nè ridurre tali oscillazioni, che sembrano avvenire all'interno del modello stesso, per come è costruito (ad esempio un'ipotesi può essere la risonanza tra l'induttanza dei terminali e le capacità parassite del dispositivo), rendendo il modello di livello 0 impossibile da utilizzare. L'ipotesi del problema interno al modello è sostenuta anche dal fatto che le oscillazioni non sono presenti nel modello di livello 1, che però tende a divergere vicino ai limiti nominali di corrente del dispositivo. La divergenza del modello, tuttavia, dopo una analisi più attenta, avviene sempre al turn on del dispositivo e mai al turn off, suggerendo che sia possibile, in questo caso, trovare una soluzione per utilizzare il modello.

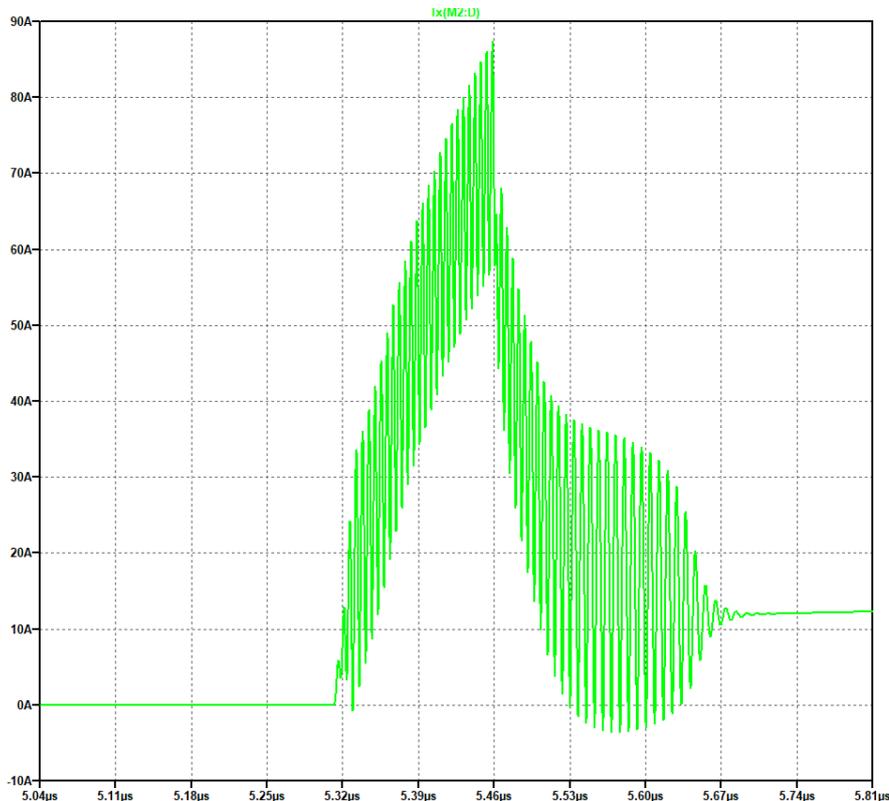


Figura 3.8: Esempio delle oscillazioni durante il turn on del modello SPW11N80C3.

La prima soluzione adottata è quella di sostituire il generatore ideale di tensione con un condensatore, con l'idea di avvicinare la simulazione alla macchina vera. Per fare ciò occorre implementare la logica di selezione della capacità con una serie di `if` annidati:

```
.param C_DC=if ( V_test <200,800u , ...  
            ... if ( V_test <400,144u , if ( V_test <880,36u,12u ) ) )
```

In questo modo la capacità varierà allo stesso modo di quella dei test reali. Per avere la tensione, si sceglie di imporre la condizione iniziale della tensione di prova sul condensatore, per evitare di introdurre switch controllati per caricare il condensatore che possono appesantire la simulazione. A differenza del generatore ideale di tensione, tuttavia, il condensatore si scarica durante la prova, per cui occorre verificare che la diminuzione della tensione ai suoi capi rientri nei limiti previsti. Con una prova effettuata a 400 V e 10 A, il test viene effettuato a circa 399,5 V, per cui si ritiene la modifica accettabile. Inoltre, dato che non viene introdotto troppo errore sul risultato e, al fine di rendere quanto più uniformi possibili le simulazioni con i differenti dispositivi, si sceglie di utilizzare questa modifica con tutti i modelli disponibili.

Il modello del MOSFET SPW11N80C3 tuttavia, effettuando test a 11 A, presenta ancora occasionalmente problemi di convergenza, la cui fonte è di difficile interpretazione. Sempre per apportare modifiche che abbiano un riscontro fisico, si sceglie di introdurre una piccola capacità (di valore 1 nF dal polo positivo del bus DC verso il riferimento, che dovrebbe rappresentare la capacità parassita della scheda DUT (la capacità è anche illustrata in alcuni schemi del manuale, pur senza definirne il valore). Tale capacità risolve i problemi di convergenza, ma poichè costituisce un ulteriore percorso della corrente, in particolare durante la commutazione del dispositivo, occorre limitare la corrente che vi scorre il più possibile. L'azione è necessaria per evitare di avere errori significativi ad esempio sul picco di corrente dovuto al reverse recovery del device high side. Per limitare quindi la corrente, si effettuano diverse prove inserendo una resistenza in serie al condensatore (questa volta senza significato fisico, puramente per migliorare il risultato della simulazione). Il punto di compromesso viene individuato con una capacità di 1 nF in serie ad una resistenza di 75 Ω , che portano la corrente "dispersa" nel condensatore a soli 540 mA (come picco durante il turn on, come si può vedere in figura 3.10) per una prova effettuata a 400 V e 11 A.

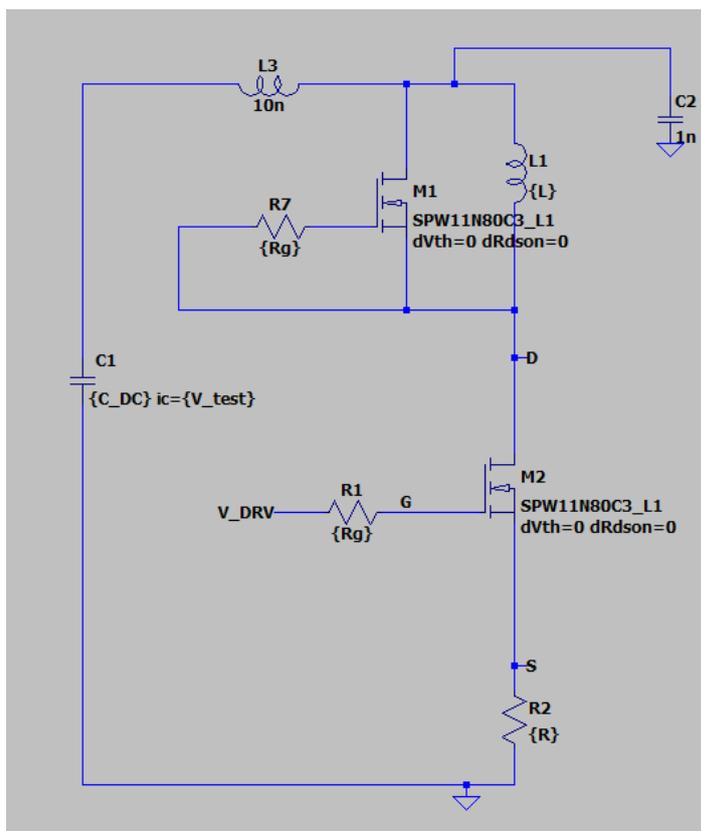


Figura 3.9: Circuito necessario per la convergenza del modello SPW11N80C3.

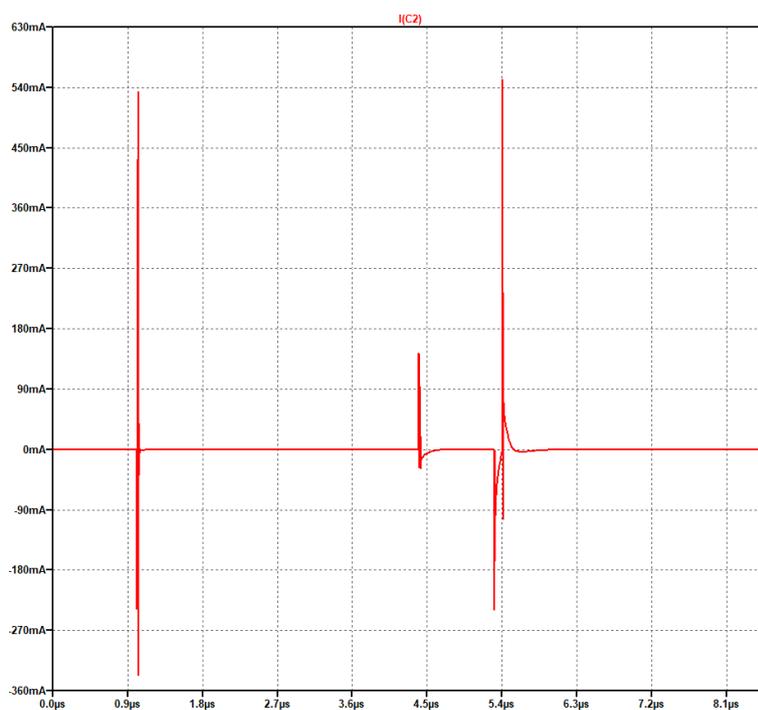


Figura 3.10: Corrente nel condensatore verso il riferimento.

Capitolo 4

Risultati Sperimentali

4.1 Approccio Utilizzato

Dopo aver presentato gli strumenti utilizzati, è opportuno descrivere l'approccio scelto per effettuare i test e riportare i risultati. La filosofia seguita è quella di cercare di effettuare un test reale, la sua simulazione e, se possibile, confrontare il risultato con quello del datasheet del componente. Si selezioneranno coppie di dispositivi che possono portare risultati significativi, ad esempio evidenziare condizioni limite di funzionamento, evidenziare peculiarità delle diverse tecnologie, oppure mostrare la maturazione della tecnologia testando lo stesso tipo di dispositivo, ma in versioni più o meno recenti. Se possibile, si cercherà di riprodurre anche le condizioni di test riportate nel datasheet, al fine di confrontare lo scostamento dei parametri di un dispositivo ottenuto in maniera casuale rispetto a quanto dichiarato dal produttore, ma anche quanto il modello SPICE fornito si avvicina alla realtà.

L'obiettivo finale di questo capitolo sarà avere una panoramica delle caratteristiche principali dei vari componenti a disposizione per i test e per le simulazioni, di come possono essere sfruttati al meglio e di quali sono le loro debolezze in campo applicativo.

Per l'estrapolazione dei dati dai test è stata realizzata un'interfaccia grafica (figura 4.1) con L'AppDesigner di MATLAB, in grado di:

- Calcolare la potenza dissipata ed estrapolare le energie della commutazione
- Calcolare la carica di gate attraverso l'integrale della corrente di gate
- Calcolare rise e fall times a seconda che il componente sia un IGBT oppure un MOSFET (nel primo caso la forma d'onda utilizzata è quella della corrente di collettore, nel secondo caso si utilizza la tensione Drain-Source)
- Calcolare i tempi di delay, sia per MOSFET che per IGBT
- Effettuare l'analisi di Fourier con FFT su porzioni delle forme d'onda, per valutare le risonanze

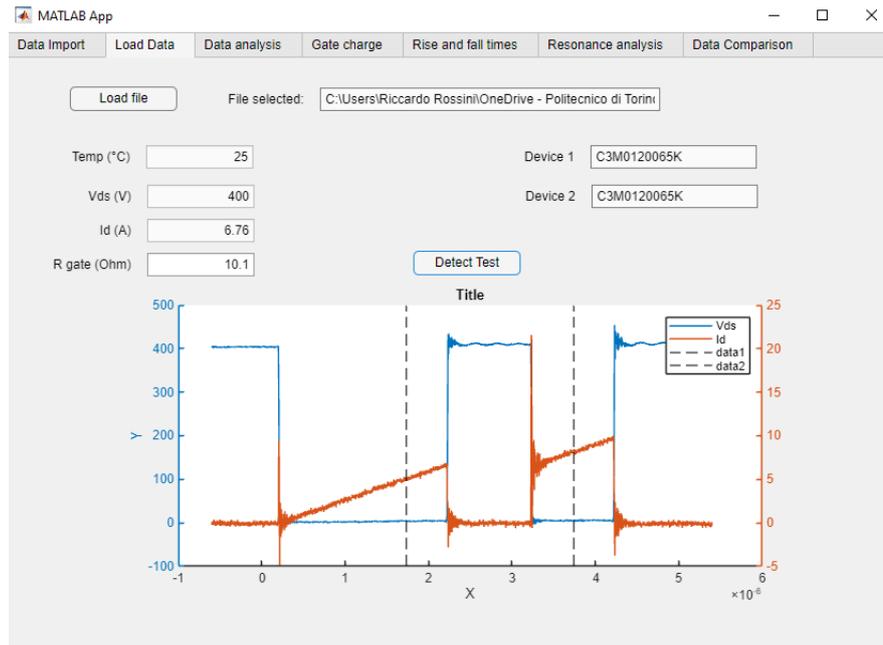


Figura 4.1: Esempio di schermata dell'interfaccia grafica sviluppata.

4.2 DUT 1: IRFP250M

Il primo dispositivo scelto per i test è il MOSFET Si IRFP250M, prodotto da International Rectifier (ora parte di Infineon). Il componente è stato scelto come primo nei test in quanto è meno recente di altri componenti disponibili e può essere un ottimo modo per stabilire una base per il confronto con i test degli altri componenti disponibili. Il componente ha una tensione nominale di 200 V e 30 A.

4.2.1 Riproduzione Condizioni del Datasheet

Il primo test effettuato è quello che riproduce le condizioni del test dei parametri forniti dal datasheet. Il componente viene testato con una tensione di 100 V ed una corrente di 18 A. Il circuito utilizzato nel datasheet[3] è differente da quello del DPT, per cui il confronto con i dati forniti risulta complicato: in particolare viene utilizzato un solo dispositivo, eliminando di fatto il reverse recovery del body diode ed il suo effetto. La resistenza di gate utilizzata è di 4.9 Ω , per avvicinarsi il più possibile a quella utilizzata nel test del datasheet effettuato dal produttore. La prima forma d'onda interessante da analizzare è quella della corrente di drain; subito si nota il picco dovuto al reverse recovery del body diode del componente: considerando la corrente di prova, si ottiene un picco di circa 72 A, 4 volte la corrente di prova. Ciò indica scarse prestazioni in commutazione del body diode, che quindi presenta elevata carica di reverse recovery.

Possiamo confrontare il risultato con la simulazione su LTSpice: si può osservare chiaramente come il comportamento sia simile, ma nella simulazione il picco di corrente supera abbondantemente 80 A: una possibile spiegazione è il comportamento tipicamente sottosmorzato delle simulazioni rispetto alla realtà; l'ipotesi è supportata anche dalle oscillazioni ad alta frequenza che persistono per più tempo al termine delle commutazioni. In termini di perdite, non è importante solo il valore massimo raggiunto dal picco, ma anche la durata della sovracorrente: talvolta picchi elevati ma molto

brevi possono dare perdite minori rispetto a picchi più modesti ma persistenti. D'altro canto, un picco elevato e veloce produrrà inevitabilmente stress maggiori sul sistema in cui il componente opera. In questo caso infatti, le perdite calcolate nella fase di turn on ammontano a quanto riportato in tabella 4.1, confermando quanto scritto sopra.

| | |
|-------------|---------------|
| Test | $97.36 \mu J$ |
| Simulazione | $75.29 \mu J$ |

Tabella 4.1: Perdite al turn on calcolate nel test e nella simulazione del MOSFET IRFP250M.

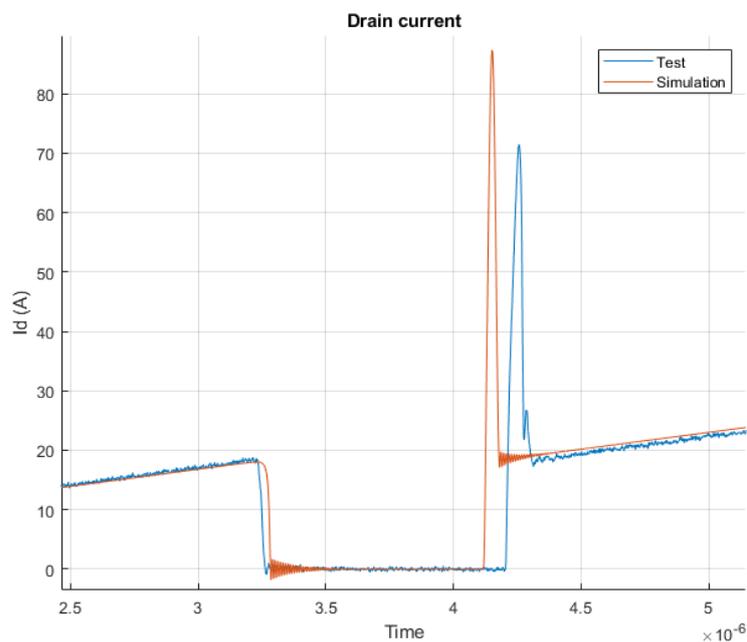


Figura 4.2: Confronto tra test e simulazione della corrente di drain.

Per quanto riguarda i tempi della commutazione (schematizzati in figura 4.3), trattandosi di un MOSFET, si possono calcolare come:

- t_{fall} = tempo necessario alla tensione drain-source per passare dal 10% al 90% della tensione di prova
- t_{rise} = tempo necessario alla tensione drain-source per passare dal 90% al 10% della tensione di prova
- $t_{d,on}$: è il tempo di delay al turn on, ossia il tempo che intercorre tra il momento in cui la tensione di gate raggiunge il 10% del suo valore finale al momento in cui la tensione drain-source scende sotto il 90% del valore finale
- $t_{d,off}$ è il tempo di delay al turn off, ossia il tempo che intercorre tra il momento in cui la tensione di gate scende sotto il 90% del valore finale al momento in cui la tensione drain-source raggiunge il 10% del valore finale

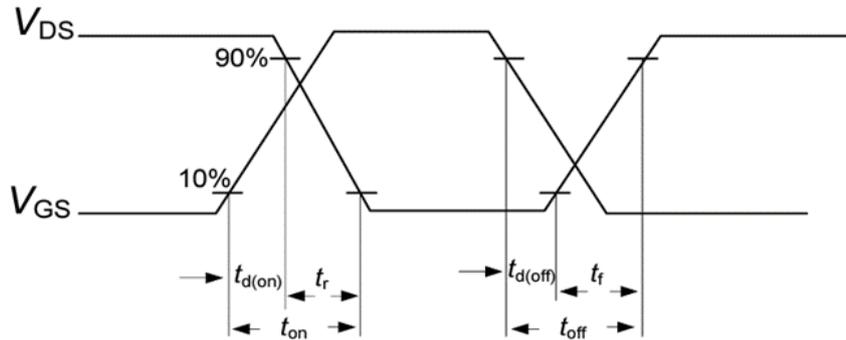


Figura 4.3: Rappresentazione dei tempi di commutazione.

In questo caso, risulta:

| | Test | Simulazione | Datasheet |
|-----------------|-------|-------------|-----------|
| t_{fall} (ns) | 15.84 | 38 | 33 |
| t_{rise} (ns) | 58.12 | 44.72 | 43 |

Il valore riportato sul datasheet è riportato per completezza, ma essendo il circuito di test differente, risulta poco significativo il confronto. La differenza più grande si rileva invece tra realtà e simulazione: in quest'ultima i valori ottenuti sono relativamente simili, mentre nel test effettuato, il tempo di transizione in tensione in turn off è circa un quarto di quello di turn on. Si possono fare alcune ipotesi riguardo queste differenze: il primo fatto da considerare è che nel modello del MOSFET IRFP250M non viene modellizzata la variazione delle capacità parassite in funzione della tensione drain-source, per cui i tempi risulteranno più simili, in quanto la derivata di tensione non varia nella commutazione. Inoltre, nel test reale, si osserva una risalita della tensione, che aumenta ulteriormente il t_{rise} . Risulta quindi di interesse anche il confronto della tensione drain-source, riportata in figura 4.4.

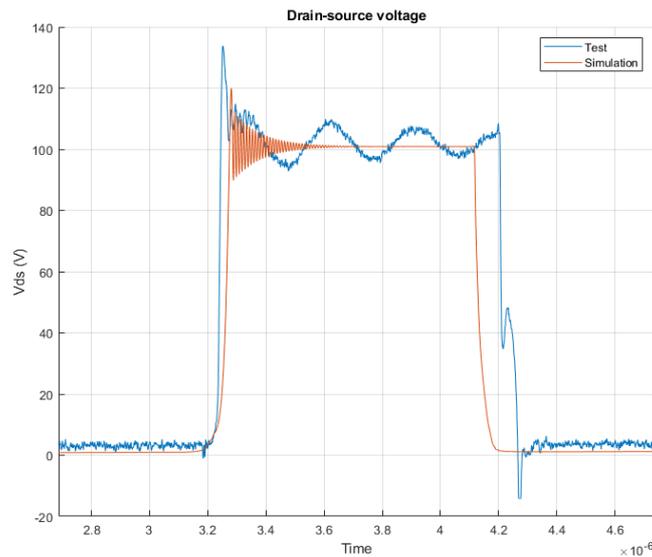


Figura 4.4: Tensione drain-source reale e simulata.

Il comportamento della tensione mentre il componente è spento è visibilmente diverso: nella simulazione otteniamo un andamento pressochè piatto (fatta eccezione per l'oscillazione al termine del fronte di salita), mentre nel test reale si ottiene un'oscillazione a frequenza relativamente bassa, dovuta a presumibilmente alla risonanza tra l'induttanza di collegamento (o quella parassita del MOSFET) e la capacità di disaccoppiamento locale della scheda DUT (si possono osservare i 5 condensatori ceramici sulla scheda in figura 2.5a). Nella simulazione, non essendo modellizzata tale capacità, non si ottiene la risonanza, che si potrà osservare anche in tutti gli altri test che verranno riportati. Dimensionando opportunamente il grafico, è possibile visualizzare il valore delle capacità che cambia al variare della tensione. Per meglio rendere il fenomeno, nella figura 4.5 sono state inserite due linee tratteggiate che evidenziano la derivata di tensione differente; è opportuno ricordare che il valore di capacità non varia tra due soli valori, ma con continuità. Le due linee sono state inserite solo per far notare il fenomeno, non visibile nella simulazione in quanto il valore delle capacità parassite del modello fornito è costante.

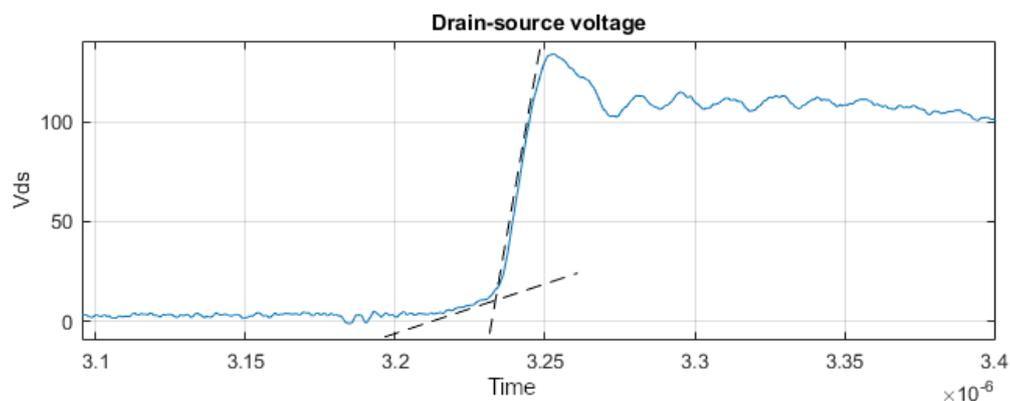
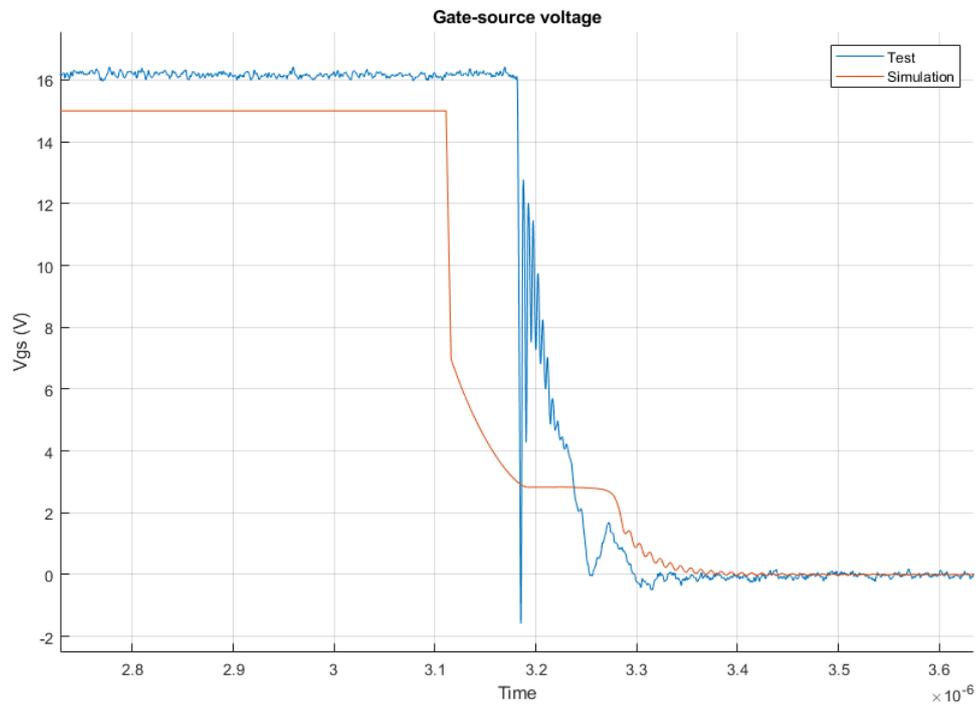
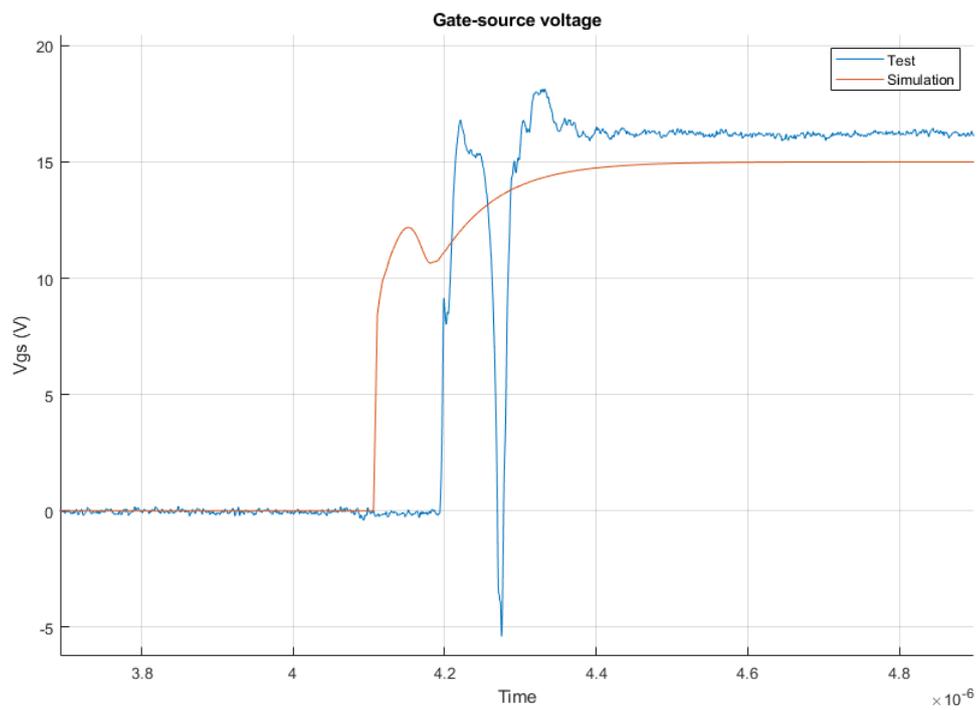


Figura 4.5: Valore della derivata di tensione che varia al variare delle capacità parassite del componente.

La tensione gate-source appare invece più difficile da analizzare: la simulazione risulta ovviamente non affetta da rumore, per cui si ottiene una forma d'onda più pulita; al di là di ciò, tuttavia, nel test reale compaiono delle risonanze ad alta frequenza che non trovano riscontro nella simulazione, suggerendo che si possa trattare della risonanza dovuta ai parametri parassiti delle sonde dell'oscilloscopio oppure di altri parassitismi presenti nel circuito di test. Osservando la fase di turn off (figura 4.6a), nella simulazione si può notare chiaramente il plateau di Miller che risulta essere ad un valore di circa 3 V. Nel test reale invece non si riesce a determinare inequivocabilmente tale fenomeno. Nella fase di turn on invece si può osservare l'innalzamento della tensione dovuto al reverse recovery del body diode: la tensione sul gate infatti raggiunge un valore più alto del successivo plateau di Miller, in quanto il canale di conduzione del componente deve far scorrere una corrente superiore a quella di carico. Nel test reale non si riesce nuovamente ad osservare il plateau di Miller, anzi, si riscontra un picco negativo della tensione di gate di circa -5 V. La causa di tale picco è complessa da identificare: una possibile ipotesi è il raggiungimento della banda della sonda dell'oscilloscopio, che quindi risona con il sistema, oppure una anomalia del gate driver. Se si trascura tale picco, si osserva lo stesso andamento della simulazione, con un massimo locale ed un successivo avvallamento. Gli effetti della discesa improvvisa della tensione di gate si ripercuotono su tutta la commutazione: ad esempio si può osservare la risalita della tensione durante il turn on, che porta quindi ad un allungamento del tempo di commutazione, come evidenziato in precedenza. Osservando la figura 4.6b si può osservare un altro fenomeno interessante, sia nella forma d'onda del test che in quella della simulazione: all'inizio del transitorio si può notare un gradino della tensione, che deriva dall'effetto partitore tra la resistenza di gate esterna e la resistenza di gate interna del componente; quando il gate driver applica tensione, l'andamento non segue da subito l'andamento della carica di un circuito RC, ma nasce un "salto" di tensione sulla resistenza interna. L'effetto si ottiene in tutti i componenti, ma se sia visibile nitidamente come in questo caso o meno, dipende dal rapporto tra le resistenze di gate interna ed esterna.



(a) Tensione gate-source al turn off.



(b) Tensione gate-source al turn on.

Figura 4.6: Tensione gate source reale e simulata.

4.2.2 Test con Altri Componenti

Dopo aver osservato il comportamento nel DPT del MOSFET IRFP250M utilizzando due componenti dello stesso modello, si vuole determinare se vi possono essere miglioramenti scegliendo di accoppiare al MOSFET altri componenti, in particolare diodi di diversa tecnologia, per valutare le prestazioni in una ipotetica gamba di inverter. I dispositivi selezionati sono:

- diodo STTH2002DI di tipo ultrafast, prodotto da ST Microelectronics. Tensione nominale di 200 V e corrente nominale di 20 A, simili ai valori del MOSFET IRFP250M;
- Diodo Schottky Si MBR20200 con rating 200 V e 20 A, quindi nuovamente analoghi al MOSFET testato;
- diodo Schottky SiC IDH08G65C6XKSA1 prodotto da Infineon, tensione nominale di 650 V e corrente diretta continuativa nominale di 20 A ad una temperatura di 25 °C;

Il diodo Schottky SiC in questo caso sarà sottosfruttato rispetto al suo rating in tensione, ma il confronto comunque si può ritenere valido.

Test con Diodo Ultrafast STTH2002DI

Andando in ordine (teoricamente) crescente in termini di prestazioni, partiamo con l'analisi del test con il diodo STTH2002DI. La corrente di drain ottenuta con la simulazione (figura 4.7) appare fortemente sottosmorzata, con oscillazioni molto ampie ad una frequenza di circa 116 MHz. Tali oscillazioni sono causate dallo spegnimento veloce del diodo: una derivata di corrente elevata causa infatti stress sul sistema ed i parametri parassiti iniziano a risuonare. Il comportamento è tipico dei diodi snap-off, dove si ottiene un reverse recovery relativamente ampio ma di breve durata. Considerando le oscillazioni, si ottiene un picco positivo di 62 A, comunque notevolmente inferiore al caso precedente.

L'oscillazione si ripropone anche nel test reale in figura 4.8, sebbene con più smorzamento. La frequenza in questo caso è indicativamente 110 MHz, suggerendo che si tratti dello stesso fenomeno ottenuto nella simulazione; una ipotesi sulla causa delle oscillazioni può essere una risonanza tra gli elementi parassiti dei componenti in fase di test (in particolare induttanze dei terminali e capacità parassite). Il picco nel test reale raggiunge 40.5 A, con un significativo miglioramento rispetto alla condizione del datasheet.

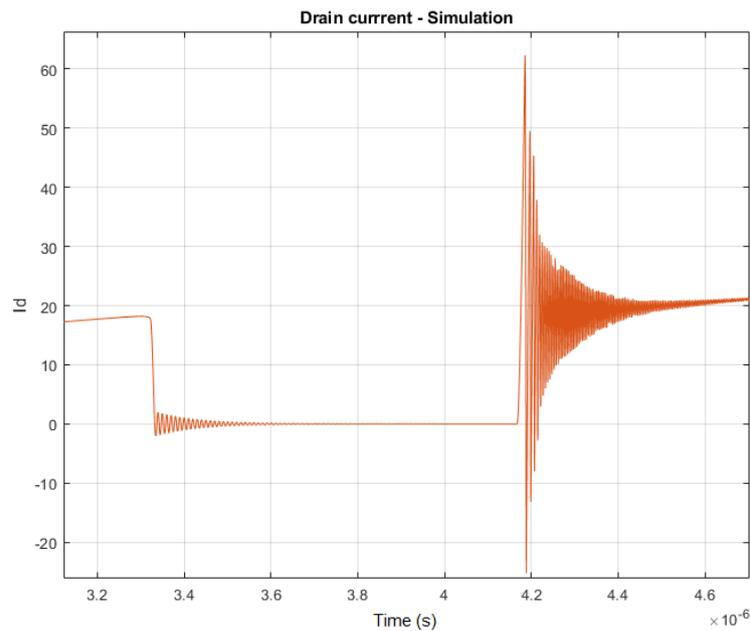


Figura 4.7: Corrente di drain ottenuta nella simulazione con il diodo STTH2002DI.

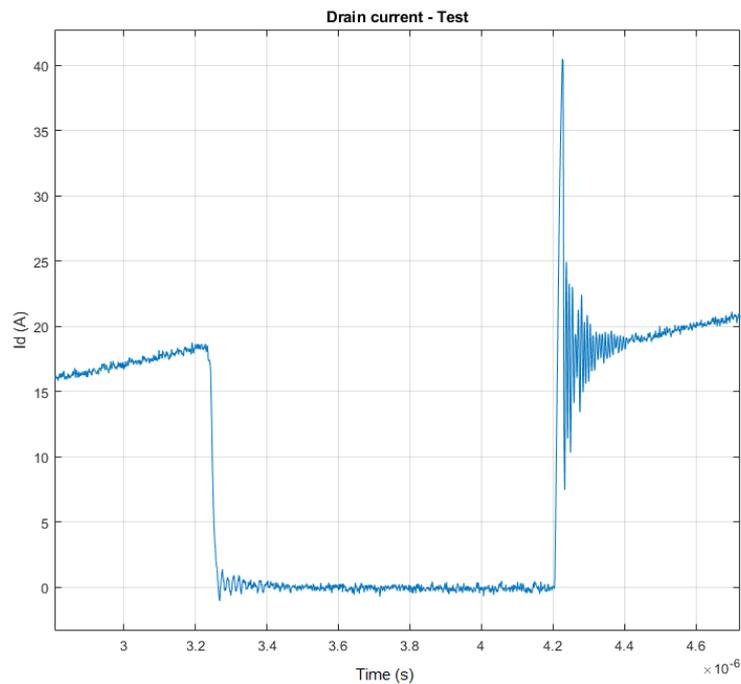


Figura 4.8: Corrente di drain ottenuta nel test con il diodo STTH2002DI.

Il confronto tra simulazione e test, riassunto nei grafici di figura 4.9 ripete sostanzialmente le stesse differenze riscontrate nel test al paragrafo 4.2.1. In particolare, in questo caso, la corrente di gate risulta di ampiezza inferiore nella simulazione, dove però ha una maggiore durata. Dal punto di vista dei tempi di commutazione e delle perdite, si riportano i risultati ottenuti nella tabella 4.2.

| | Test | Simulazione |
|-----------------------|-------|-------------|
| t_{fall} (ns) | 12.5 | 36 |
| t_{rise} (ns) | 23.72 | 18.86 |
| E_{on} (μJ) | 30.28 | 32.22 |
| E_{off} (μJ) | 28.45 | 42.09 |

Tabella 4.2: Tempi di commutazione ed energia dissipata nel test con il diodo STTH2002DI.

I valori ottenuti sono piuttosto discordanti tra di loro:

- il t_{rise} risulta confrontabile, sebbene vi sia una differenza di circa 5 ns (che costituisce circa il 20% se riferita al test), dovuta presumibilmente alla risalita della tensione che si osserva nel transitorio del test, ma non nella simulazione;
- il t_{fall} invece risulta profondamente diverso, nella simulazione si ottiene un valore triplo rispetto al test; ricordando che la simulazione è sottosmorzata rispetto al test, ci si aspetterebbe un comportamento opposto;
- L'energia dissipata al turn on è piuttosto simile, con la differenza imputabile all'effetto combinato delle oscillazioni sottosmorzate e del tempo di commutazione differente;
- L'energia dissipata al turn off invece è nuovamente molto diversa, con uno scarto di circa 50%. In questo caso la causa più probabile è la commutazione molto più lenta nella simulazione, che causa un integrale maggiore.

Complessivamente, si osserva una maggiore affidabilità della simulazione durante il turn on, mentre la commutazione di spegnimento risulta meno rappresentativa della realtà. Ciò suggerisce come il modello del diodo STTH2002DI, probabilmente, rappresenta meglio il componente, essendo la commutazione al turn on principalmente dipendente dal componente high side.

Analizzato il singolo test con il diodo in Si, possiamo confrontare il test con quello di riferimento del MOSFET, osservando la figura 4.10. Si delinea chiaramente quanto detto poco sopra: la commutazione di turn off è sostanzialmente invariata tra i due casi, mentre nel turn on vi sono differenze sostanziali, in particolare nella corrente di drain, dove si può notare la differenza nel reverse recovery e quindi nell'energia dissipata. Inoltre, si nota la transizione in tensione più rapida, che porta ad una commutazione più veloce.

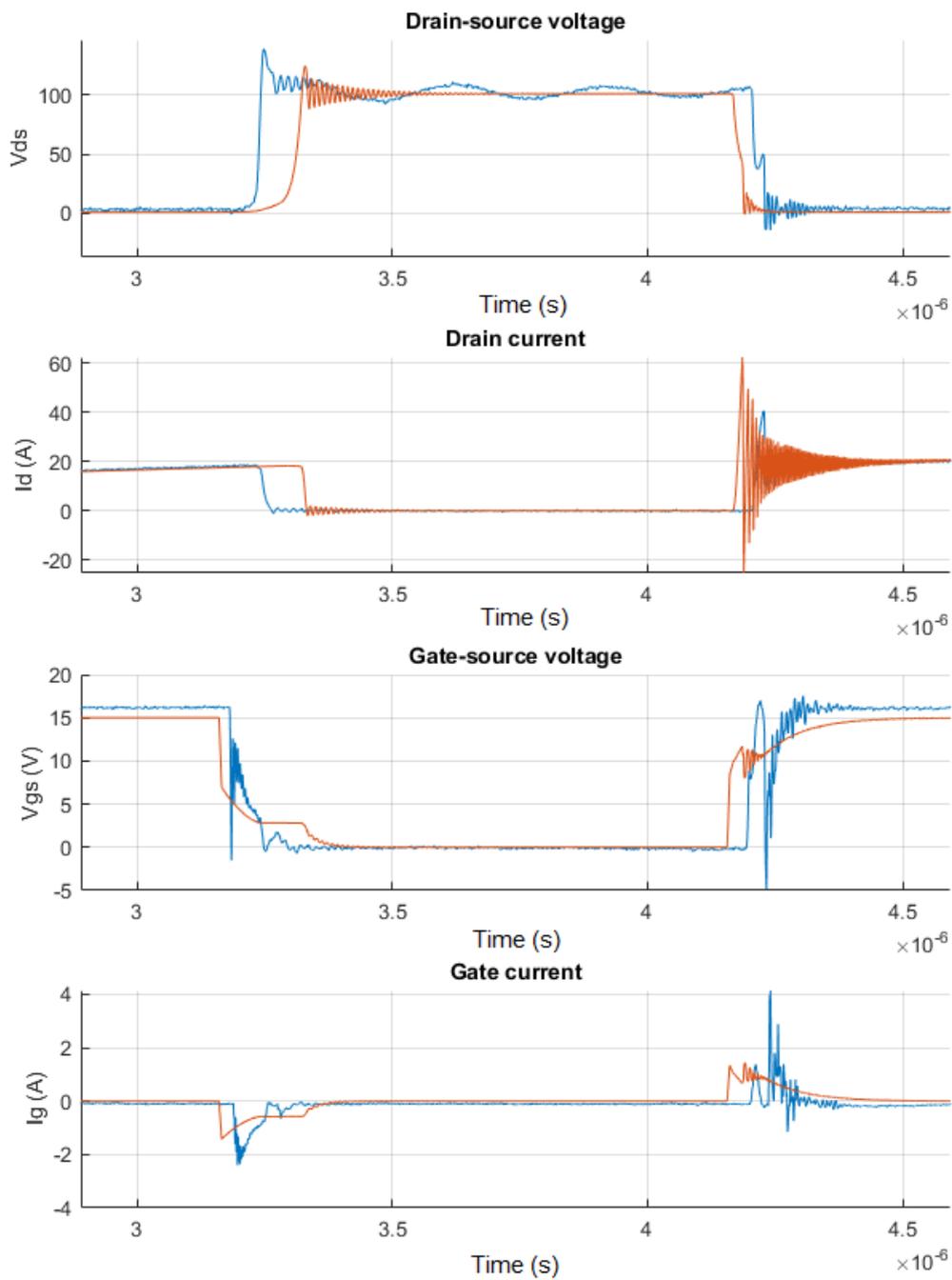


Figura 4.9: Confronto tra test e simulazione della combinazione IRFP250M-STTH2002DI.

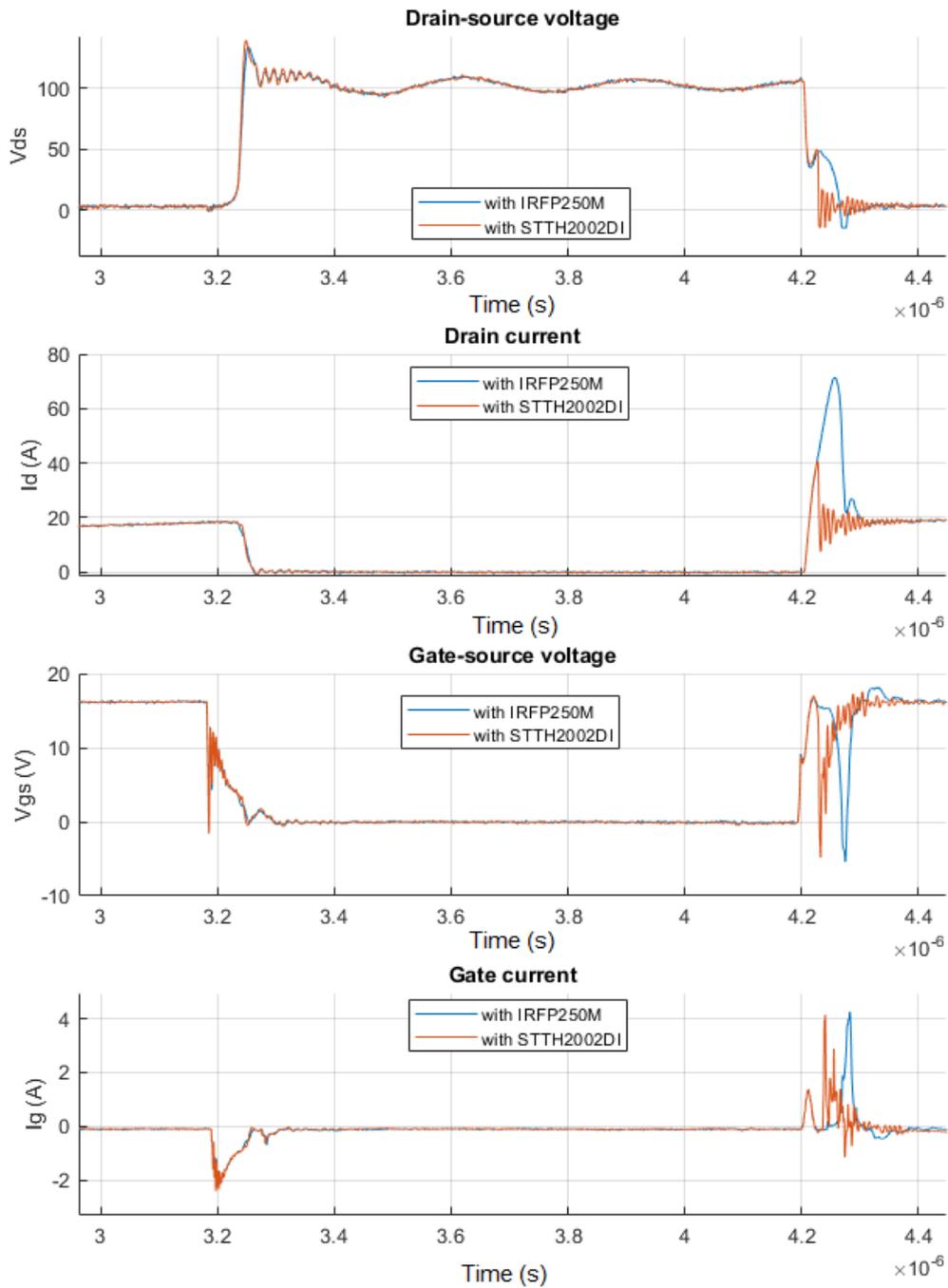


Figura 4.10: Confronto tra i test con due IRFP250M ed il test con il diodo STTH2002DI.

Test con Diodo Schottky Si MBR20200

Procediamo ora con il confronto utilizzando il diodo Schottky Si MBR20200. Il diodo dovrebbe portare un ulteriore miglioramento delle prestazioni, in quanto non presenta reverse recovery, grazie alla giunzione Schottky. In questo caso tuttavia, il risultato risulta essere diverso da quanto previsto, in particolare per il comportamento della corrente, mostrato in figura 4.11; l'andamento presenta forti differenze tra test e simulazione: il test reale presenta caratteristiche simili al reverse recovery di un diodo tradizionale, contrariamente a quanto ci si aspettava. Nella simulazione, invece, tale corrente non si presenta.

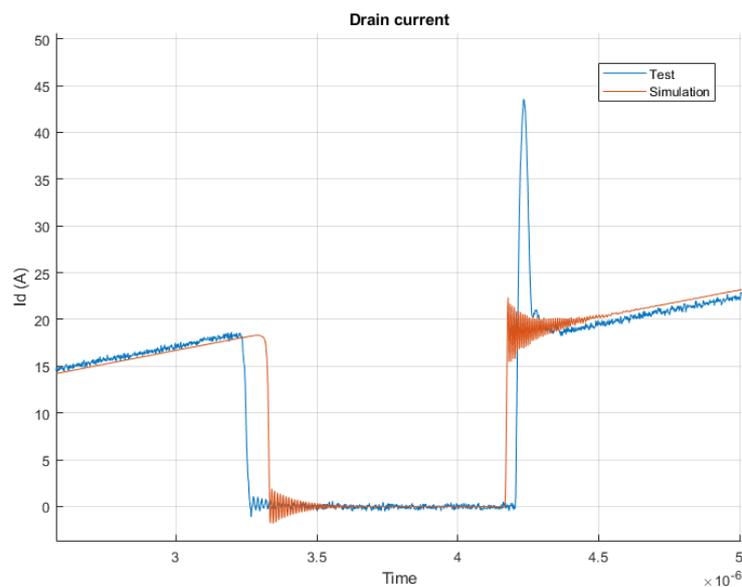


Figura 4.11: Corrente di drain ottenuta nel test e nella simulazione con il diodo MBR20200.

La possibile spiegazione della corrente nel test, che oltrepassa 40 A è quella della corrente necessaria a svuotare la capacità della giunzione Schottky del diodo; l'entità della corrente è però notevolmente più grande delle correnti tipiche dei diodi Schottky. La simulazione presenta un andamento in linea a quanto ipotizzato, con una sovracorrente difficile da quantificare ad occhio nudo. Ciò suggerisce come la sovracorrente possa essere un problema del singolo componente, piuttosto che un problema generalizzato, sempre considerando il modello SPICE come rappresentante la realtà in maniera affidabile e corretta. Anche in questo caso si riportano i principali risultati della commutazione, nella tabella 4.3. La differenza nell'andamento del turn on causa uno scarto significativo nelle perdite della commutazione, dove però bisogna considerare più effetti sovrapposti:

- si ripropone pressochè invariato il rapporto circa 3 tra il t_{fall} del test reale e della simulazione;
- il t_{rise} della simulazione risulta invece minore, sebbene le simulazioni fino ad ora sono risultate più lente della realtà; questo caso però fa eccezione, in quanto nella simulazione la corrente non presenta sovraelongazione, consentendo una commutazione più rapida;

Il risultato che si ottiene quindi è un turn on del MOSFET nel test che presenta più perdite rispetto alla simulazione, dato che l'effetto prevalente nelle perdite è la sovracorrente dovuta allo spegnimento del diodo; durante il turn off invece risultano perdite superiori nella simulazione, in quanto l'effetto prevalente è la maggior durata della commutazione, essendo la corrente sostanzialmente identica.

| | Test | Simulazione |
|-----------------------|-------|-------------|
| t_{fall} (ns) | 12.5 | 36.75 |
| t_{rise} (ns) | 35.00 | 25.7 |
| E_{on} (μJ) | 39.11 | 19.3 |
| E_{off} (μJ) | 26.57 | 41.31 |

Tabella 4.3: Tempi di commutazione ed energia dissipata con il diodo MBR20200.

Per valutare le prestazioni del diodo Schottky, possiamo confrontare il test con quello del diodo STTH2002DI, che costituiva un netto miglioramento rispetto al body diode del MOSFET. Nella figura 4.12 possiamo trovare conferma delle prestazioni al turn off, sostanzialmente indistinguibili, mentre al turn on notiamo come, visivamente, il diodo STTH2002DI abbia prestazioni migliori, sebbene con maggiori oscillazioni dovute alla velocità di spegnimento. Il confronto quindi vede vincitore un diodo che, a livello teorico dovrebbe avere prestazioni inferiori: il picco di corrente dovuto al reverse recovery del diodo STTH2002DI risulta inferiore al picco di corrente del diodo MBR20200, non dovuto a reverse recovery. Un altro fatto da notare riguarda la corrente di gate dei due test: nel caso del diodo STTH2002DI la corrente massima richiesta dal gate del MOSFET, essendo la commutazione più rapida, è circa doppia rispetto a quella richiesta nel test con il diodo MBR20200, rendendo necessario un dimensionamento più robusto dei gate driver, qualora si optasse per questa combinazione nella progettazione di un convertitore. Un confronto tra i valori numerici della commutazione verrà riportato in seguito, dopo l'analisi del test con il diodo SiC IDH08G65C6.

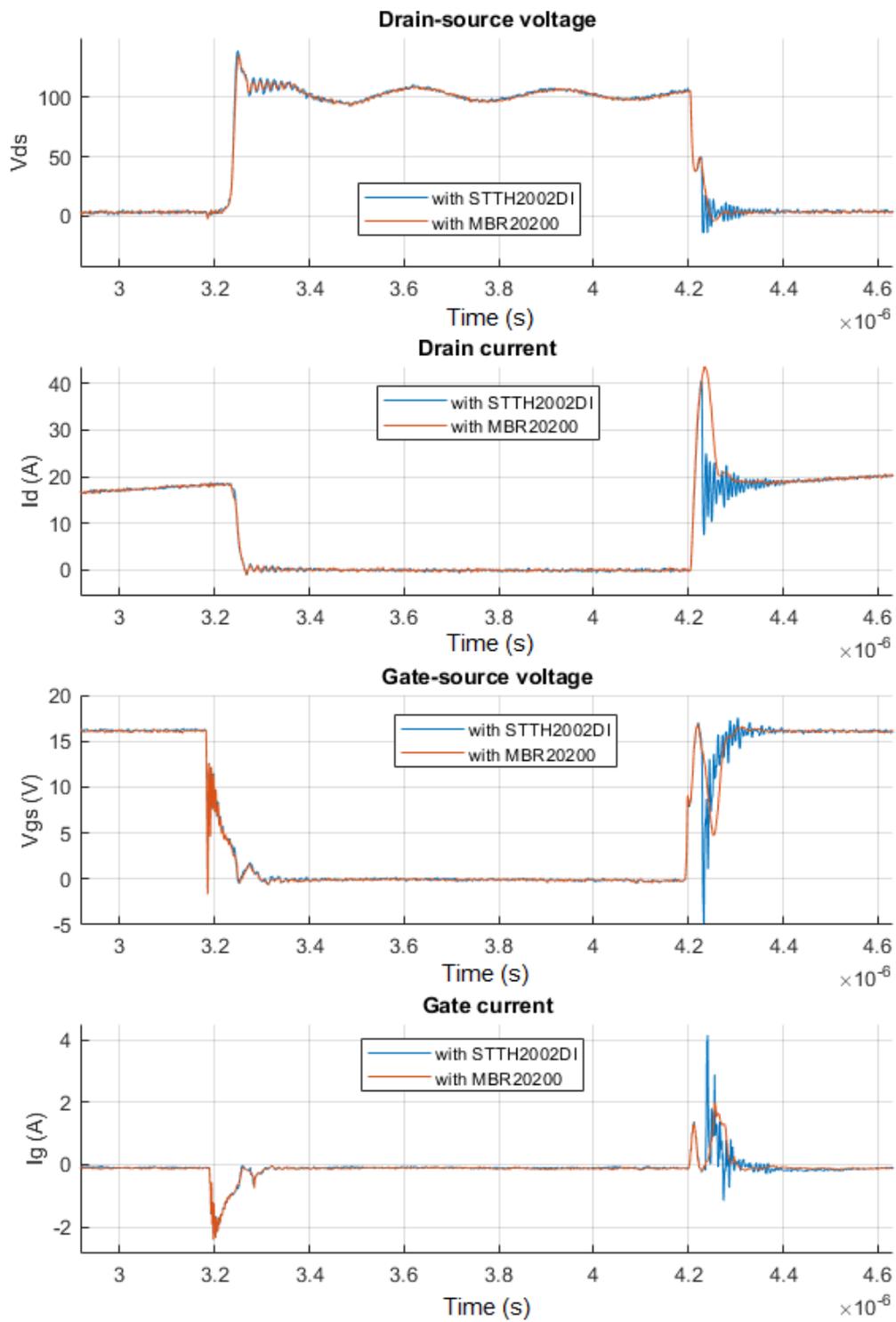


Figura 4.12: Confronto tra il test con STTH2002DI e MBR20200.

Test con Diodo Schottky SiC IDH08G65C6

Possiamo ora passare ad analizzare il test con il diodo Schottky SiC IDH08G65C6. Il test verrà effettuato sempre ad una tensione di 100 V ed una corrente di 18 A per confrontarlo con i precedenti, ma occorre ricordare, come già preannunciato, che il diodo ha una tensione nominale molto superiore.

Come per gli altri componenti, la prima forma d'onda da analizzare è quella della corrente di drain (in particolare durante il turn on), riportata in figura 4.13. Anche trascurando per ora i risultati numerici, che saranno illustrati a breve, si nota il salto in termini prestazionali del diodo: il picco di corrente raggiunge circa 25 A a fronte di una corrente commutata di 18 A. Ricordiamo che il body diode del MOSFET IRFP250M, con il reverse recovery, raggiungeva 72 A. Lo spegnimento del diodo è molto rapido, con la corrente che si assesta in meno di 10 ns. La simulazione produce un risultato simile, come mostra il confronto con il test in figura 4.14. Per quanto riguarda i valori ottenuti dalla commutazione si riportano i dati in tabella 4.4. Dal

| | Test | Simulazione |
|-----------------------|-------|-------------|
| t_{fall} (ns) | 14.76 | 36.81 |
| t_{rise} (ns) | 12.5 | 25.0 |
| E_{on} (μJ) | 13.27 | 17.69 |
| E_{off} (μJ) | 26.2 | 46.07 |

Tabella 4.4: Tempi di commutazione ed energia dissipata con il diodo IDH08G65C6.

punto di vista dei tempi di commutazione, come nei casi precedenti, si riscontrano differenze notevoli, con la simulazione che si mantiene più lenta della realtà. Nel caso del turn off in particolare, la differenza nella velocità di commutazione fa riscontrare circa il doppio delle perdite. Il turn on invece risulta abbastanza simile in termini di perdite, giustificando la differenza di soli 4 μJ con il tempo di commutazione più lungo: osservando la corrente della simulazione infatti si nota un picco più basso di corrente, ma una maggiore persistenza della sovracorrente a causa delle oscillazioni sottosmorzate.

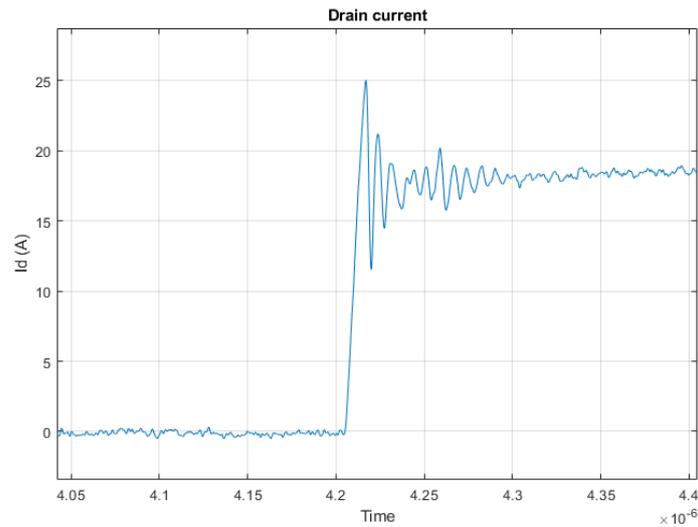


Figura 4.13: Corrente di drain ottenuta nel test con il diodo Schottky SiC IDH08G65C6.

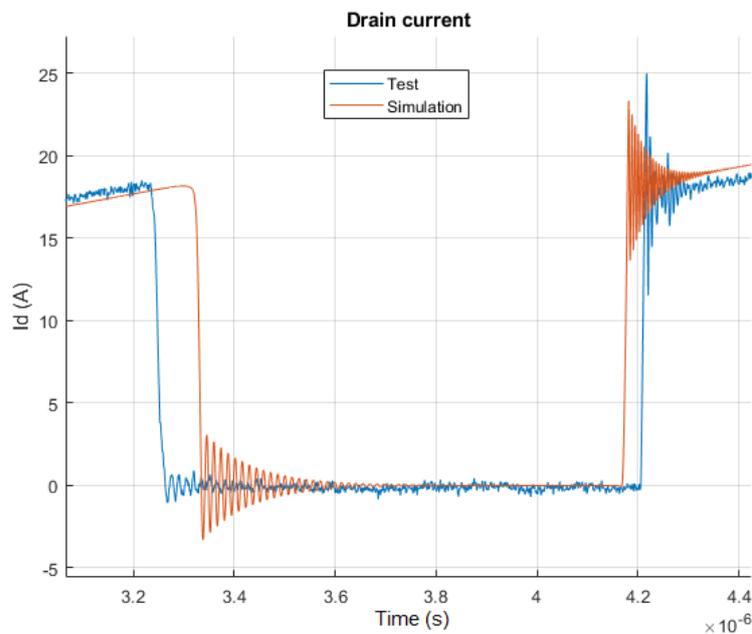


Figura 4.14: Confronto tra corrente di drain nel test e nella simulazione con il diodo IDH08G65C6.

Per completezza, si riportano anche le altre forme d'onda del test e della simulazione in figura 4.15. Il diodo utilizzato risulta nettamente superiore in termini prestazionali agli altri diodi utilizzati, mostrando come il SiC sia in grado di funzionare in maniera ottimale anche se fortemente sottosfruttato in tensione, punto forte dei materiali WBG. Tuttavia, è bene effettuare una considerazione in termini di costo di questo componente, che al dettaglio risulta più costoso del MOSFET stesso, rendendo spesso ingiustificata la scelta del diodo IDH08G65C6 come abbinamento per il MOSFET IRFP250M (o suoi simili), senza considerare il fatto di, eventualmente, utilizzare un diodo adatto a tensioni elevate per commutare soli 100 V.

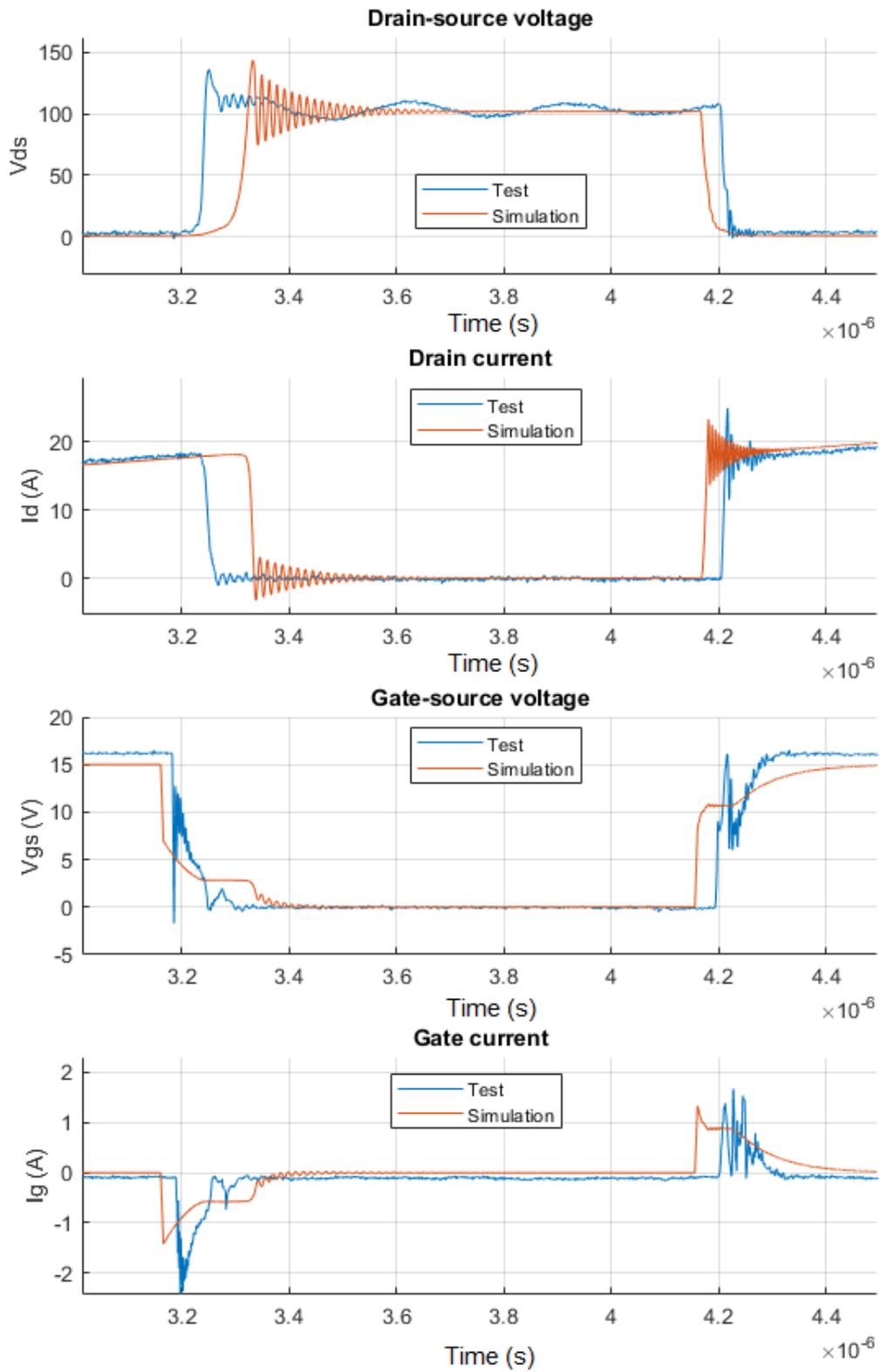


Figura 4.15: Confronto tra test e simulazione con il diodo IDH08G65C6.

4.2.3 Riassunto dei Risultati Ottenuti per il DUT IRFP250M

Per concludere i test effettuati con il primo componente scelto, è opportuno riassumere i principali risultati ottenuti, partendo da una tabella riassuntiva dei test.

| | IRFP250M | STTH2002DI | MBR20200 | IDH08G65C6 |
|------------------|----------|------------|----------|------------|
| $t_{fall}(ns)$ | 15.84 | 12.5 | 12.5 | 14.76 |
| $t_{rise}(ns)$ | 58.12 | 23.72 | 35 | 12.5 |
| $E_{on}(\mu J)$ | 97.36 | 30.28 | 39.11 | 13.27 |
| $E_{off}(\mu J)$ | 26.02 | 28.45 | 26.57 | 26.2 |

Tabella 4.5: Tabella riassuntiva dei risultati ottenuti nei test del MOSFET IRF250M.

- Il tempo di transizione in tensione al turn off è abbastanza consistente, con uno scarto massimo di 3.29 ns tra il test più lento e quello più veloce, il risultato è in linea con le aspettative, avendo utilizzato sempre lo stesso componente low side per i test per evitare possibili dispersioni parametriche;
- Il tempo di turn è fortemente variabile e si nota una correlazione tra l'entità della corrente necessaria per spegnere il device high side ed il tempo della transizione in tensione: minore è il picco di corrente e più veloce è la commutazione. In particolare, si evidenzia una discrepanza rispetto alle ipotesi per quanto riguarda il diodo MBR20200, che pur essendo di tipo Schottky, risulta più lento del diodo ultrafast STTH2002DI;
- L'energia dissipata al turn off, così come quanto detto per il t_{fall} , è abbastanza consistente per la stessa ragione;
- L'energia dissipata al turn on, d'altro canto, ci permette di analizzare le differenze prestazionali dei diodi, con notevole differenza nei vari casi e confermando il diodo Schottky SiC come il migliore tra i diodi selezionati, come ci si aspettava. Il suo costo, tuttavia, può far propendere per la scelta del diodo STTH2002DI, che presenta perdite più alte ma un costo più contenuto.

Nella figura 4.16 è possibile valutare le differenze nelle forme d'onda al turn on dei diodi testati.

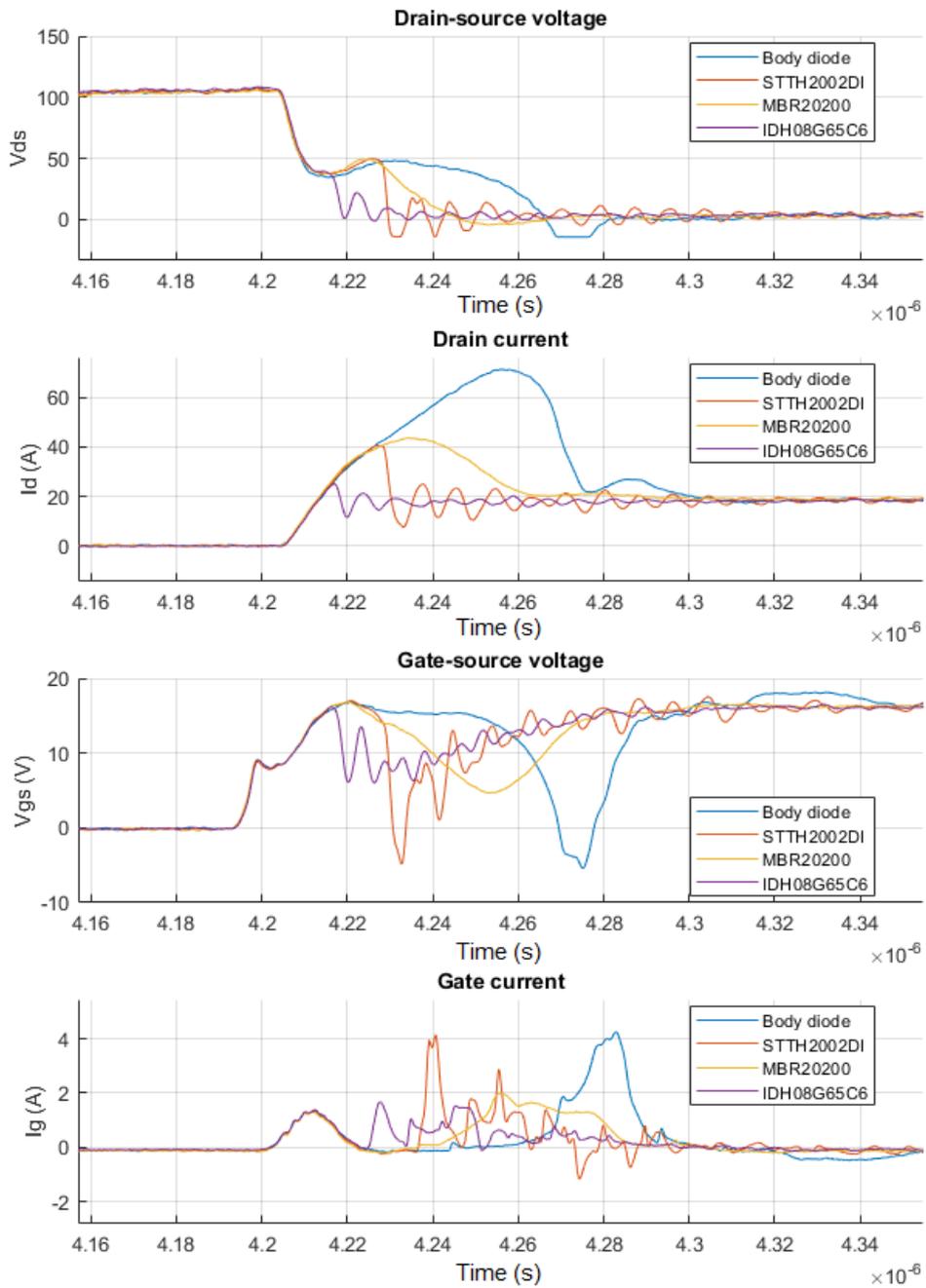


Figura 4.16: Confronto del turn on del MOSFET IRFP250M con i diodi analizzati.

4.3 DUT 2: MOSFET SPW11N80C3

Il secondo componente scelto per i test è il MOSFET Si SPW11N80C3 prodotto da Infineon: il componente appartiene alla serie CoolMOS™, ossia la gamma di MOSFET per alte tensioni del produttore (in questo caso di tipo Superjunction). I rating del device sono di 800 V e 11 A ed è indicato come adatto per applicazioni principalmente di tipo consumer, come alimentatori per PC oppure convertitori per ambito fotovoltaico. Come effettuato per il DUT 1, si cercheranno di riprodurre le condizioni di test del datasheet, per confrontare le caratteristiche del singolo componente con quelle dichiarate dal produttore; procederemo poi con un test a tensione maggiore per estrapolare la carica di gate, dato che il componente viene descritto come "a bassa carica"; si valuterà poi un test a temperatura superiore ed infine un test con il diodo IDH08G65C6, essendo l'unico disponibile in grado di commutare tensioni superiori a 200 V.

4.3.1 Riproduzione Condizioni del Datasheet

Il test dal quale vengono forniti i parametri sul datasheet viene effettuato ad una tensione di 400 V e 11 A, per cui alla corrente nominale del componente. Purtroppo non viene specificato se il circuito di test sia lo stesso del DPT, ma osservando i parametri possiamo ipotizzare che lo sia, dato che ad esempio vengono fornite le caratteristiche del body diode nelle stesse condizioni di test. La differenza rispetto al nostro setup è la resistenza di gate: nel datasheet viene utilizzata una resistenza di 7.5 Ω mentre noi utilizzeremo una resistenza di 4.9 Ω , poichè non sono disponibili schede gate driver con la stessa resistenza utilizzata nel datasheet. I risultati saranno comunque confrontabili, essendo la differenza minima, con l'eventuale accortezza di ricordare che la commutazione del nostro test sarà più rapida. Come nella sezione precedente, il test viene effettuato con due componenti dello stesso modello. La prima caratteristica che si vuole analizzare è la corrente al turn on, dove ci si aspetta un ampio reverse recovery del body diode: essendo il DUT adatto ad alte tensioni, necessariamente presenta uno strado di drift più spesso rispetto al MOSFET IRFP250M, fattore che ne peggiora le prestazioni sia in commutazione che in conduzione. Possiamo contemporaneamente fare un primo confronto con la simulazione, mostrato in figura 4.17.

La simulazione rispecchia il comportamento reale del componente, ma non senza discrepanze: la prima è il valore massimo raggiunto dalla corrente, che mostra 10 A di differenza, mentre si riscontra anche una maggior persistenza del reverse recovery: nel test reale il diodo si spegne molto più velocemente, mentre nella simulazione l'andamento sembra seguire quello di un circuito RL che tende al valore di regime della corrente nell'induttanza. La formulazione del modello risulta piuttosto complessa, ma si può ipotizzare che il comportamento sia dovuto alla modellazione matematica del body diode nel modello del componente. La simulazione risulta tuttavia più precisa sulla corrente di reverse recovery, che sul datasheet è indicata pari a 33 A, che sommati agli 11 A della prova, portano il totale a 44 A, contro i 49 A ottenuti nella simulazione. Il test reale invece presenta un picco molto più grande. Nel complesso, la simulazione, trascurando il lieve sfasamento temporale, riproduce fedelmente il comportamento del DUT, come si può notare in figura 4.18. La maggiore somiglianza si ha nella tensione e corrente di gate, che sono sostanzialmente sovrapponibili alle forme d'onda ottenute nel test, salvo lievi differenze.

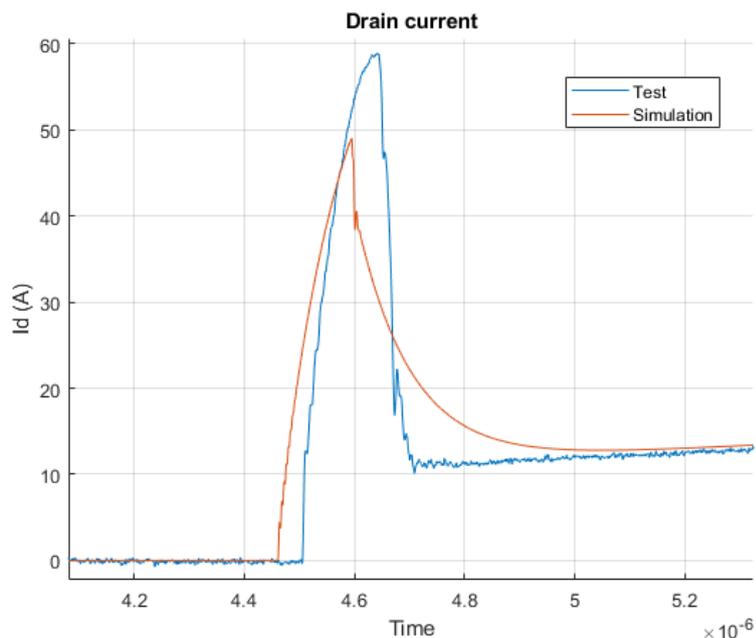


Figura 4.17: Corrente di drain nel test e nella simulazione del MOSFET SPW11N80C3.

La transizione in tensione invece risulta più differente: in particolare durante il turn off presenta un fronte molto ripido, che ad occhio nudo appare quasi un gradino. Nella fase finale della transizione presenta un rallentamento, probabilmente dovuto alla modellizzazione delle capacità parassite in funzione della tensione. Nel test reale si osserva la variazione della derivata di tensione, ma non è così marcata come nella simulazione.

Si riportano i risultati estrapolati dalle forme d'onda nella tabella 4.6.

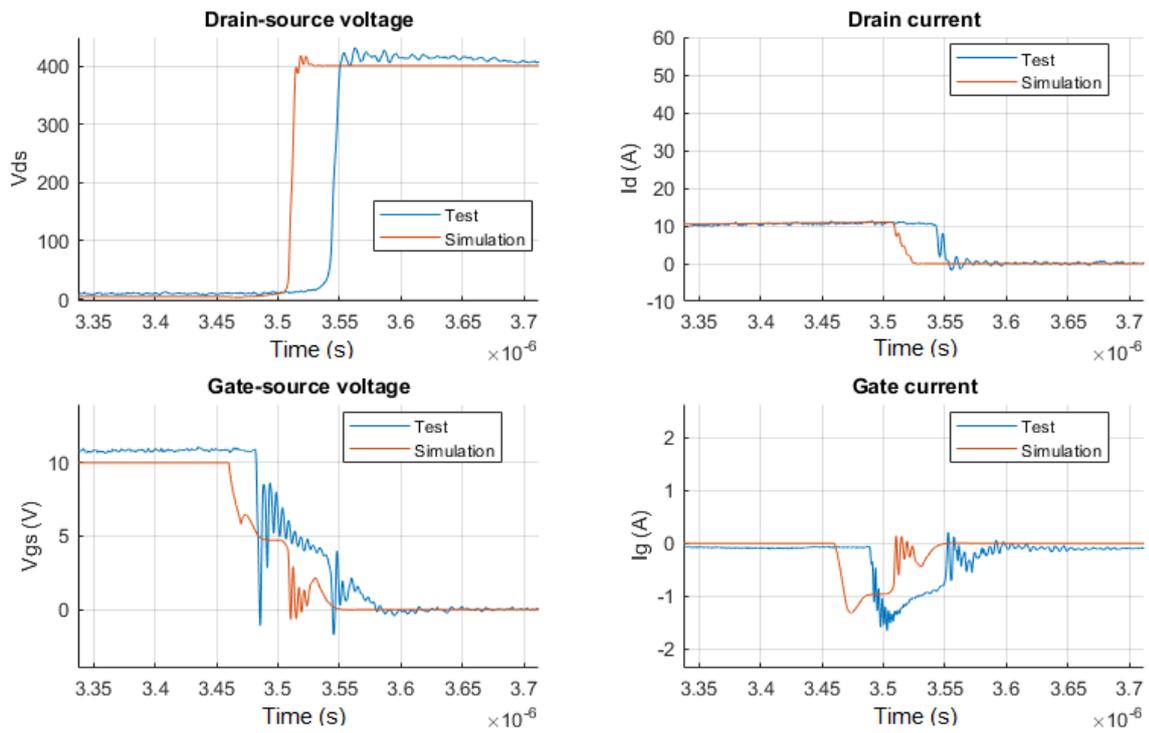
| | Test | Simulazione | Datasheet |
|-----------------------|-------|-------------|-----------|
| t_{fall} (ns) | 8.75 | 5 | 10 |
| t_{rise} (ns) | 62.26 | 3.75 | 15 |
| $t_{d,on}$ (ns) | 12.1 | 8.03 | 25 |
| $t_{d,off}$ (ns) | 58 | 4.72 | 72 |
| E_{on} (μJ) | 2221 | 1684 | N/D |
| E_{off} (μJ) | 23.29 | 23.97 | N/D |

Tabella 4.6: Tempi di commutazione ed energia dissipata del test con il body diode del componente.

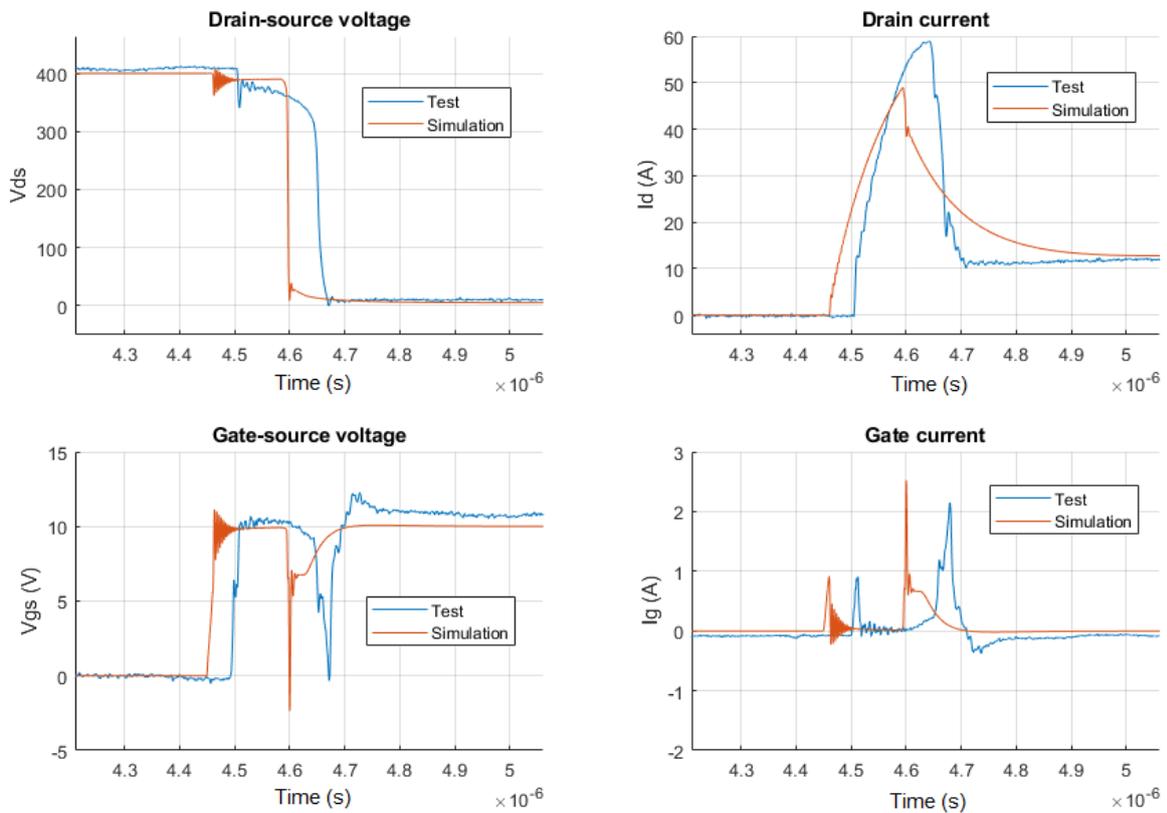
In questo caso sono stati valutati, per completezza, anche i tempi di delay delle commutazioni. Come si può osservare, il tempo di commutazione in tensione durante il turn off risulta in linea con quanto dichiarato dal produttore, ricordando che nel nostro caso stiamo utilizzando una resistenza di gate più bassa. Al contrario, il tempo di commutazione al turn on risulta notevolmente diverso, con il test che produce un risultato 4 volte superiore al datasheet. I tempi di delay risultano nuovamente in linea con i valori forniti, la differenza appare superiore, ma la resistenza di gate ha l'effetto maggiore proprio sulla dinamica durante il *delay time*, in cui si carica o scarica il circuito di gate prima di iniziare le transizioni di corrente e tensione. Le perdite purtroppo

non vengono dichiarate dal costruttore, ma appaiono visibilmente maggiori rispetto ad esempio a quelle del MOSFET IRFP250M, come ci aspettava. Sempre rispetto al DUT 1, possiamo osservare una transizione in tensione al turn off più rapida, sebbene la tensione commutata sia maggiore. La simulazione invece risulta completamente fuori scala nei tempi, con risultati che si ritengono troppo bassi per riprodurre la dinamica di un MOSFET in Si. Il risultato delle simulazioni, per quanto riguarda i tempi, contrasta con quello del MOSFET IRFP250M, dove la simulazione risultava spesso più lenta del test: ciò suggerisce che non sia un problema del circuito realizzato a creare una maggiore o minore velocità di commutazione, ma il modello realizzato dal produttore.

Per valutare l'effetto della temperatura, è stato effettuato un test analogo a quello del datasheet, ad una temperatura di 125°C; tuttavia non si sono riscontrate particolari differenze, se non una transizione in tensione leggermente più lenta. La motivazione risiede nel fatto che la commutazione è molto rapida, per cui l'effetto della temperatura viene "mascherato" dalle induttanze parassite.



(a) Turn off.



(b) Turn on.

Figura 4.18: Confronto tra test e simulazione.

Test a Tensione Maggiore per la Carica di Gate

Nel datasheet viene riportata la carica di gate, estrapolata con un test a 640 V e 11 A, per cui si vuole effettuare un terzo test per valutare tale parametro, che può essere affetto da tolleranze di produzione. La maggiore tensione del test porterà inevitabilmente ad un aumento delle perdite; l'energia dissipata al turn off aumenta di poco più del 50% e si conferma l'affidabilità del risultato della simulazione, che rispecchia il test reale. L'energia dissipata al turn on invece presenta uno scarto di 1 mJ, causata ragionevolmente dalla commutazione più rapida della simulazione (la transizione in tensione è circa 10 volte più veloce). Anche la commutazione in turn off è più rapida, ma essendo la differenza minore, anche la differenza sull'energia dissipata risulta contenuta.

| | Test | Simulazione |
|-----------------------|-------|-------------|
| t_{fall} (ns) | 10.62 | 6.65 |
| t_{rise} (ns) | 40.94 | 4.7 |
| E_{on} (μJ) | 3745 | 2734 |
| E_{off} (μJ) | 39.49 | 37.09 |

Tabella 4.7: Tempi di commutazione ed energia dissipata del test a 640 V.

Per ricavare la carica di gate si sceglie di effettuare l'integrale della corrente di gate durante la commutazione, sia nella simulazione che nel test reale. Il produttore dichiara una carica di gate tipica di 64 nC, con un massimo possibile di 85 nC dovuto alle tolleranze del processo di produzione. Una carica di gate maggiore implica due possibili condizioni:

- A parità di durata di commutazione, il gate driver dovrà fornire più corrente al terminale di gate del componente;
- A parità di corrente del gate driver, la commutazione sarà più lenta.

Per cui minore è la carica di gate e migliore sarà il nostro componente: il valore è spesso utilizzato per dimensionare la corrente media dei gate driver, ottenuta come

$$I_{GD,media} = Q_{Gate} \cdot f_{SW} \quad (4.1)$$

di conseguenza, maggiore sarà la carica di gate e maggiore sarà la corrente media che il gate driver dovrà fornire, aumentando le perdite di quest'ultimo. Nella simulazione invece non è introdotta questa variabilità (un eventuale metodo per tenerne conto può essere quello di effettuare simulazioni con metodo Montecarlo, introducendo come variabile la carica di gate), per cui sarà interessante valutare come il produttore ha deciso di modellizzare questo parametro. I risultati si riportano nella tabella 4.8.

| | Test | Simulazione |
|---------------------------------|-------|-------------|
| Carica di gate al turn on (nC) | 50.09 | 82.54 |
| Carica di gate al turn off (nC) | 87.18 | 78.08 |

Tabella 4.8: Carica di gate calcolata nel test e nella simulazione del MOSFET SPW11N80C3.

Partendo dalla simulazione, meno affetta dalle fonti di incertezza del sistema reale, si può notare come il produttore abbia scelto un approccio conservativo, implementando il gate del componente verso il limite superiore del datasheet. Nel test reale si ottengono invece risultati diversi tra turn off e turn on: nel primo caso il valore ottenuto risulta lievemente superiore al limite previsto, mentre nel secondo caso è molto al di sotto. Considerando eventuali parassitismi del sistema, si ritiene di aver provato un componente con carica di gate non ottimale; si considera più affidabile il risultato al turn off, che presenta la forma d'onda più pulita e simile alla simulazione. Si rende necessario far notare che il fatto di aver ottenuto un valore leggermente superiore rispetto a quello riportato sul datasheet non necessariamente indica un componente non conforme: il test normato per ricavare la carica di gate è differente dal double pulse test, che utilizziamo in questo caso per ottenere una stima della carica. Nel test si può osservare l'effetto dell'induttanza della maglia di commutazione sulla forma d'onda della tensione drain source (e di conseguenza anche sul resto delle misure). Le oscillazioni al termine della transizione in tensione sono infatti causate dalla risonanza tra l'induttanza parassita della maglia di commutazione e la capacità di output del componente. Per cui è possibile ottenere una stima dell'induttanza misurando la frequenza di risonanza e utilizzano la relazione:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{oss}}} \quad (4.2)$$

Per cui, nota la C_{oss} dal datasheet possiamo ricavare una stima dell'induttanza della maglia di commutazione. In questo caso, la frequenza misurata è di 110.3 MHz, che corrisponde ad una induttanza di:

$$L = \frac{1}{(2\pi f_{res})^2 C_{oss}} = \frac{1}{(2\pi 110.3 \cdot 10^6)^2 65 \cdot 10^{-12}} = 32 \text{ nH} \quad (4.3)$$

Inoltre, è possibile fare ulteriori considerazioni riguardo all'induttanza parassita dei collegamenti tra il banco di condensatori di DC-link e la DUT board: il procedimento questa volta consiste nel valutare la caduta di tensione all'inizio della transizione di corrente (il "salto" visibile nella tensione drain-source al turn on nei vari test del componente SPW11N80C3). Attraverso la legge di Kirchhoff possiamo scrivere:

$$L_\sigma \frac{di}{dt} = V_{Prova} - V_{DS,misurata} \quad (4.4)$$

nell'ipotesi che la tensione ai capi dei condensatori di DC link sia costante nella prova. Osservando i test, la caduta di tensione si può stimare in circa 25 V, mentre la derivata di corrente (considerando il test a 25 °C e la corrente nell'intervallo 1.1-10 A) calcolata risulta pari a 3.52 A/ns. Per cui, l'induttanza stimata dei collegamenti risulta essere pari a circa

$$L_\sigma = 7.1 \text{ nH} \quad (4.5)$$

Il valore non si discosta eccessivamente da quello ipotizzato nelle simulazioni, pari a 10 nH.

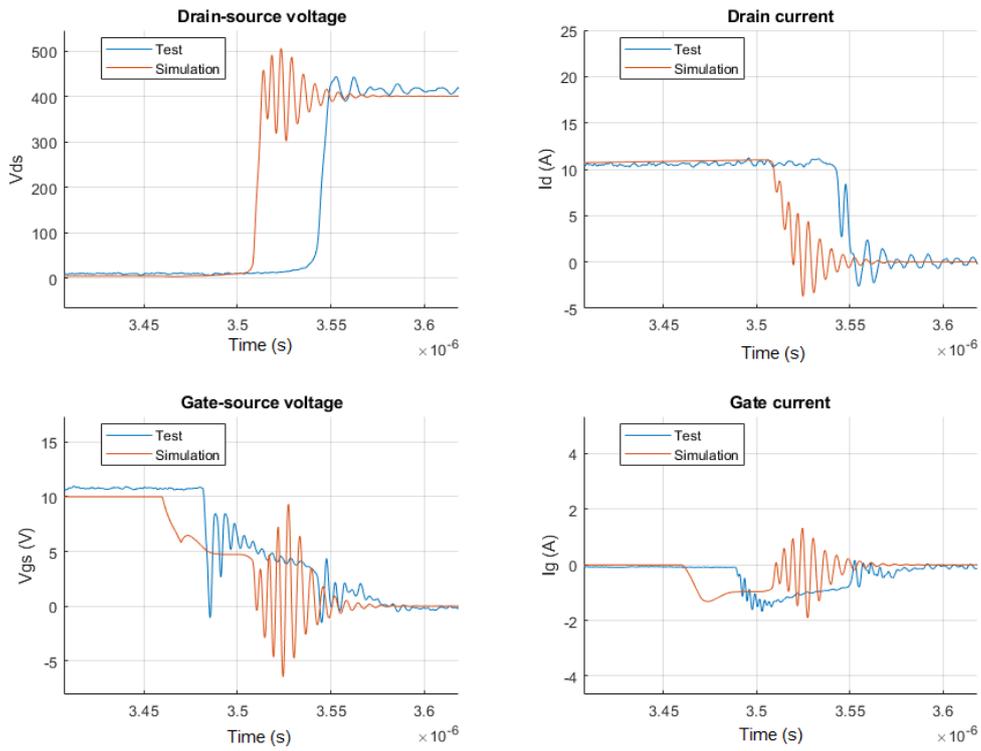
Test con il Diodo Schottky SiC IDH08G65C6

Dai test precedenti emerge come il problema principale per le prestazioni in commutazione del MOSFET SPW11N80C3 sia il suo body diode, che presenta un reverse recovery troppo grande per poter essere usato efficacemente in convertitori commerciali, che spesso hanno requisiti di efficienze molto elevate; l'energia dissipata al turn off è infatti confrontabile con quella del MOSFET IRFP250M. Si vuole quindi effettuare un confronto utilizzando come diodo di ricircolo il già noto IDH08G65C6 per migliorarne le prestazioni. Il primo confronto che si vuole effettuare è tra test reale e simulazione (figura 4.19). Quest'ultima presenta in alcuni intervalli di tempo delle apice oscillazioni sottosmorzate, pur complessivamente rispettando l'andamento del test reale. Le due forme d'onda sono sfasate temporalmente, per cui occorre tenere il fatto in considerazione nel paragonarle. Confrontando invece il test con quello effettuato con il body diode del componente, si nota immediatamente la differenza (figura 4.20), con la commutazione di turn on molto più veloce e l'assenza del reverse recovery, che produce i risultati di tabella 4.9.

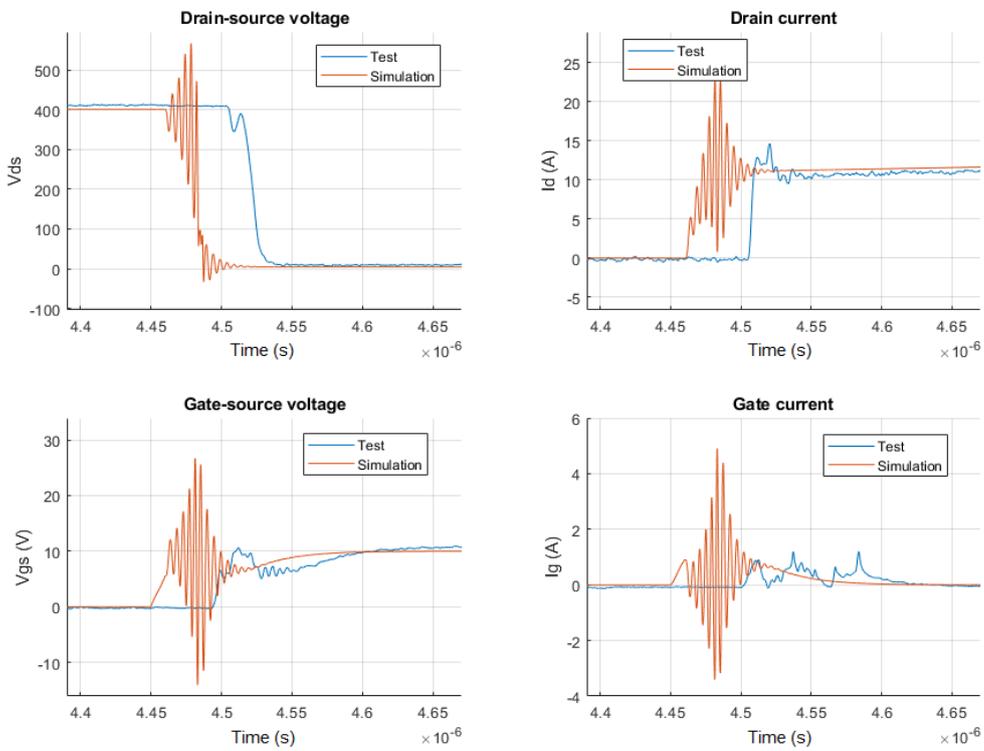
| | Body diode | Test IDH08G65C6 | Simulazione IDH08G65C |
|------------------|------------|-----------------|-----------------------|
| $t_{fall}(ns)$ | 8.75 | 7.5 | 4.062 |
| $t_{rise}(ns)$ | 62.26 | 12.19 | 24.96 |
| $E_{on}(\mu J)$ | 2221 | 70.38 | 72.02 |
| $E_{off}(\mu J)$ | 23.29 | 15.94 | 26.12 |

Tabella 4.9: Tabella riassuntiva dei risultati ottenuti nei test del MOSFET SPW11N80C3.

Il primo dato che degno di nota sono le perdite al turn on, ridotte di circa un fattore 30 rispetto all'utilizzo del body diode del DUT. Anche la simulazione produce un risultato simile, confermando l'affidabilità del modello del diodo SiC. Per quanto riguarda invece il turn off, nel test si registra un miglioramento delle perdite, dovuto probabilmente all'accensione più rapida del diodo; nella simulazione invece tale miglioramento non si registra, ma si ritiene che ciò sia dovuto alle oscillazioni ampie che si osservano in figura 4.19, le quali fanno permanere contemporaneamente nel componente tensione e corrente. Dal punto di vista del tempo di transizione in tensione, al turn off la simulazione risulta più veloce, mentre al turn on si ottiene il risultato opposto, con la simulazione che produce un tempo doppio rispetto a quello del test. La causa della differenza sono nuovamente le oscillazioni, che falsano la misura dei tempi secondo la definizione applicata.



(a) Turn off.



(b) Turn on.

Figura 4.19: Confronto tra test e simulazione con il diodo IDH08G65C6.

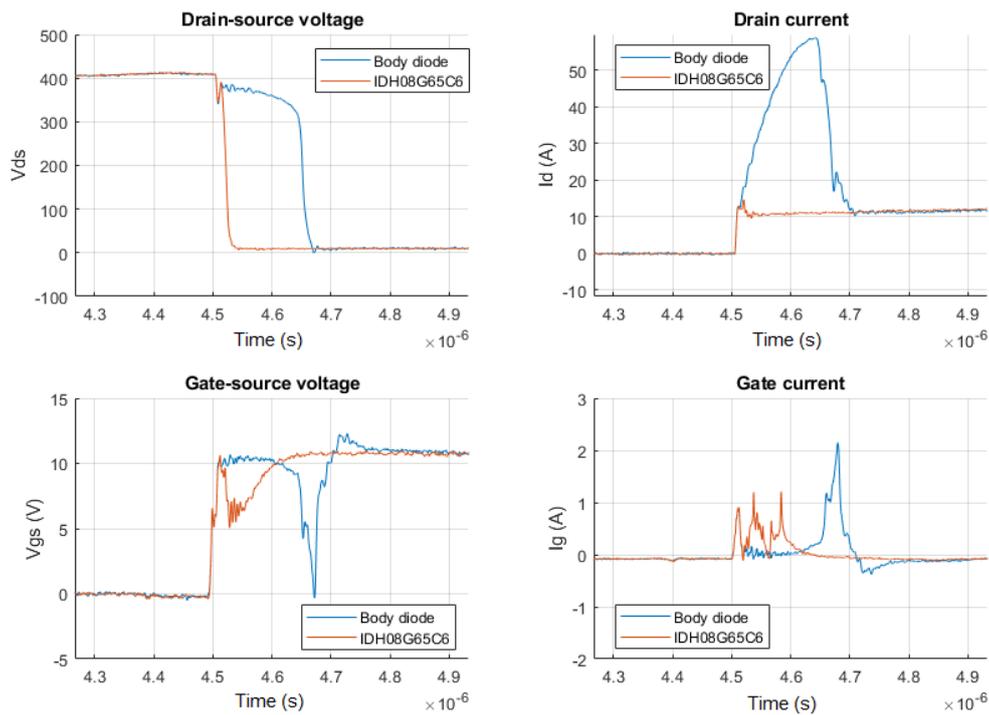


Figura 4.20: Confronto del turn on dei test con il body diode del MOSFET SPW11N80C3 e del diodo Schottky SiC IDH08G65C6.

In figura 4.20, nel grafico della tensione gate-source, si può osservare l'effetto capacitivo del diodo Schottky: infatti la tensione sale temporaneamente al valore di regime per scaricare la capacità di giunzione del diodo e quindi condurre la sovracorrente necessaria a spegnerlo, per poi scendere al valore del plateau di Miller, che risulta essere intorno a 6 V, contro i 5.5 V indicati sul datasheet. Dopo la transizione in tensione si vede l'evoluzione del circuito RC del gate, costituito dalla resistenza di gate e dalla capacità di input del componente. Nel test con il body diode, il tempo richiesto per spegnere il diodo parassita del componente è molto più lungo, inoltre non si riesce ad osservare il plateau di Miller facilmente a causa del picco della tensione di gate. L'effetto del picco verso 0 V si può vedere nel grafico della corrente di drain, che presenta una risalita della corrente in corrispondenza dell'anomalia della tensione di gate.

4.4 DUT 3: MOSFET SiC C3M0120065K

L'ultimo componente di tipo MOSFET che si sceglie di provare è il MOSFET SiC C3M0120065K prodotto da Cree/Wolfspeed. Tale componente dovrebbe costituire un significativo miglioramento rispetto ai MOSFET in Si e verrà provato a diverse temperature per valutare come variano le prestazioni del SiC. Il MOSFET ha rating pari a 650 V e 22 A. Come per gli altri componenti, il primo test che verrà effettuato è quello che riproduce le condizioni del datasheet.

4.4.1 Riproduzione delle Condizioni del Datasheet

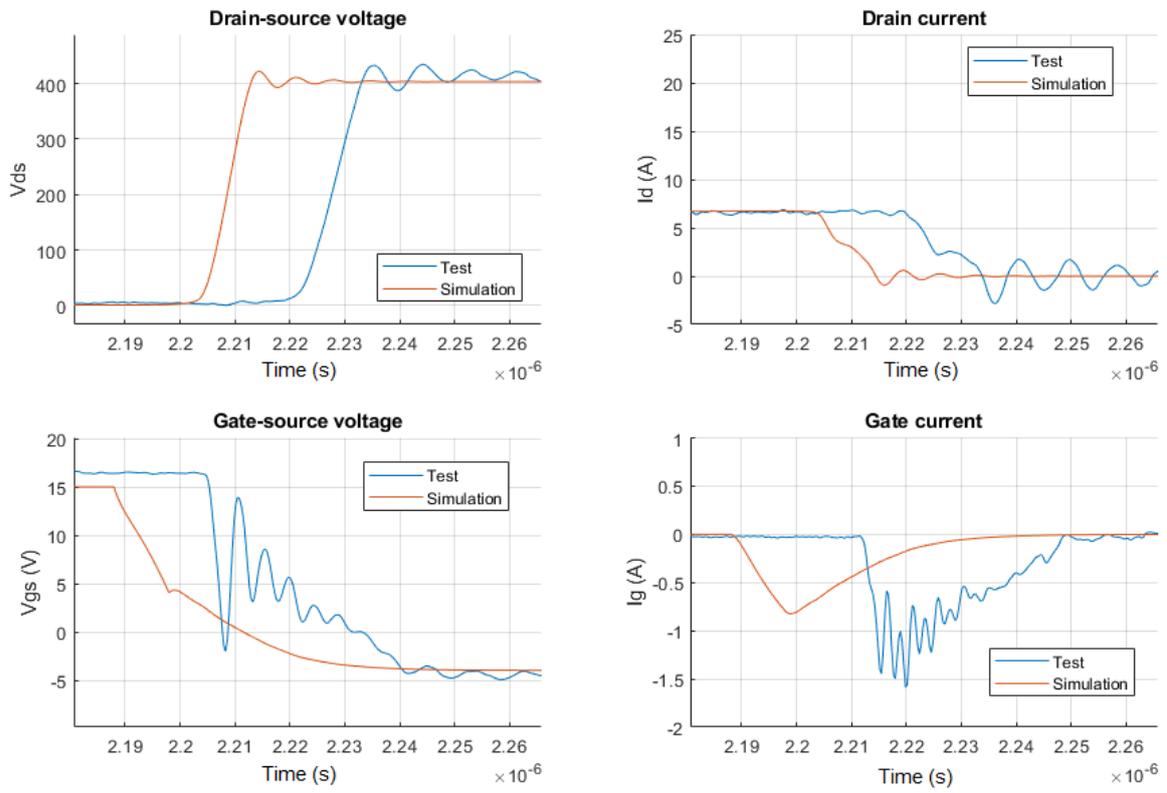
Il test riportato nel datasheet del componente viene effettuato a 400 V e 6.76 A e viene utilizzato per l'estrapolazione della maggior parte dei parametri forniti dal produttore. La simulazione in questo caso risulta più veloce della simulazione ad una prima analisi qualitativa: le derivate di tensione in particolare sono più veloci del test reale, come si può vedere in figura 4.21. A livello numerico, si riportano i risultati analogamente a quanto avvenuto per gli altri componenti in tabella 4.10. I risultati

| | Test | Simulazione | Datasheet |
|-----------------------|-------|-------------|-----------|
| t_{fall} (ns) | 9.062 | 6.686 | 11 |
| t_{rise} (ns) | 11.87 | 5.473 | 11 |
| $t_{d,on}$ (ns) | 8.2 | 8.2 | 11 |
| $t_{d,off}$ (ns) | 17.1 | 16.0 | 19 |
| E_{on} (μJ) | 45.62 | 17.0 | 37 |
| E_{off} (μJ) | 8.0 | 5.242 | 7 |

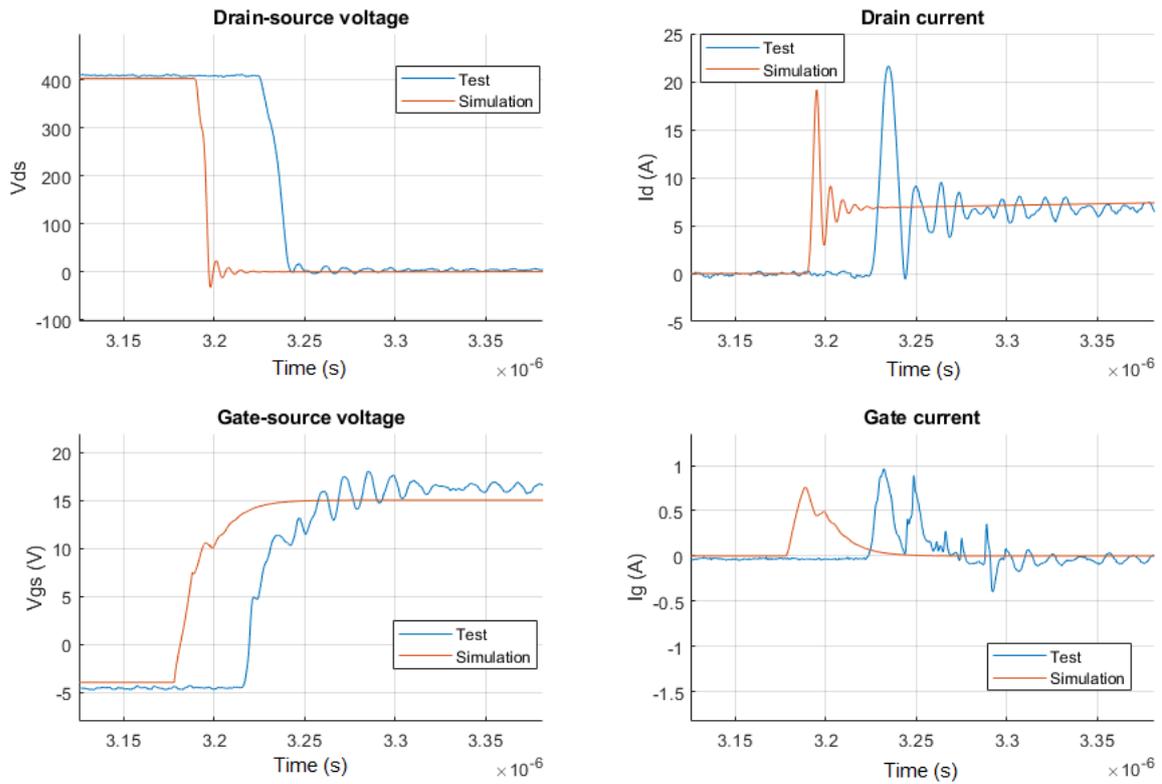
Tabella 4.10: Tempi di commutazione ed energia dissipata.

ottenuti nel test si ritengono in linea con quanto dichiarato dal produttore, con scarti sui tempi di commutazione di 2-3 ns al massimo. I tempi di delay risultano entrambi minori rispetto ai valori forniti, suggerendo che probabilmente il nostro setup sperimentale presenta dei gate driver leggermente più veloci rispetto a quelli utilizzati dal produttore, oppure semplicemente una variabilità nella produzione del componente. Dal punto di vista delle energie dissipate, troviamo l'eccezione dell'energia dissipata durante il turn on, che differisce rispetto al valore sul datasheet di 8.62 μJ ; confrontando il reverse recovery nel test con la forma d'onda della simulazione notiamo che l'area sottesa è notevolmente diversa, per cui il componente high side potrebbe essere lievemente peggiore della media di produzione. Nel complesso, la simulazione presenta discrepanze degne di nota non solo rispetto al test, ma anche rispetto al datasheet: i tempi di transizione in tensione risultano pari al 50-60% di quanto fornito dal produttore. Misurando la carica di gate totale, si ottiene un valore di 31 nC, contro i 28 nC riportati sul datasheet, ottenendo un buon risultato dal test sperimentale. La simulazione invece risulta sottostimare questo parametro: si ricava un valore di 16.3 nC, che si ipotizza essere una delle ragioni per cui la commutazione simulata risulta più rapida.

Si può effettuare un primo confronto con il body diode del MOSFET SPW11N80C3, che produceva perdite circa 50 volte superiori; inoltre, rispetto al MOSFET IRFP250M le perdite sono dimezzate, sebbene primo DUT abbia una tensione di breakdown di 200 V, confermando quindi il salto tecnologico dei dispositivi SiC.



(a) Turn off.



(b) Turn on.

Figura 4.21: Confronto tra test e simulazione del MOSFET C3M0120065K.

Considerazioni sulla Derivata di Tensione

Dopo aver provato 3 diversi MOSFET, è possibile fare un confronto sulla derivata di tensione raggiunta durante la commutazione, che varia con la tecnologia ed il materiale dei componenti. La derivata di tensione è principalmente legata alla capacità di input del componente, per cui ci si aspetta che capacità di input minori portino a transizioni di tensione più rapide. Nella tabella 4.11 sono riportati i componenti fino ad ora provati, le loro capacità di input e le derivate in tensione. In aggiunta si è inserito anche il MOSFET IMZ120R030M1H utilizzato nella valutazione della dispersione parametrica.

| | dv/dt (V/ns) | C_{iss} (pF) |
|---------------|----------------|----------------|
| IRFP250M | 1.38 | 2159 |
| SPW11N80C3 | 5.139 | 1600 |
| C3M0120065K | 26.96 | 640 |
| IMZ120R030M1H | 28.1 | 2120 |

Tabella 4.11: Valori di derivata di tensione al turn on raggiunti dai vari componenti.

La tabella riporta i valori ottenuti con il body diode dei vari componenti. Si nota come minore sia la capacità di input e maggiore sia la derivata di tensione, con l'eccezione dell'ultimo componente. Le prestazioni migliorano notevolmente con alcuni accorgimenti, per meglio sfruttare le caratteristiche dei dispositivi: ad esempio, accoppiando i MOSFET Si con il diodo IDH08G65C6, il MOSFET IRFP250M raggiunge i 6.4 V/ns, mentre il MOSFET SPW11N80C3 raggiunge i 29.26 V/ns, rientrando nello stesso ordine di grandezza del più performante MOSFET SiC C3M0120065K. Il vero e proprio salto di prestazioni si ottiene però abbassando la resistenza di gate dell'ultimo componente: utilizzando $R_g = 2.5\Omega$ si raggiunge una derivata di 51.2 V/ns (con il body diode del componente), mostrando come la realizzazione interna del componente risulta in una capacità di input più alta, ma allo stesso tempo in un miglioramento notevole delle prestazioni.

Analisi al Variare della Temperatura

Come è noto dalla letteratura[2], alcuni dei parametri dei MOSFET di potenza sia in Si che in SiC possono variare in funzione della temperatura. Questa sezione sarà quindi dedicata al tentativo di confermare alcune delle variazioni dei parametri, tra cui la derivata di corrente durante il turn on, la tensione di soglia di conduzione ed i tempi di commutazione, valutando se e come questi parametri variano. Sono stati effettuati 3 test, alle temperature rispettivamente di 25, 100 e 125 °C.

A livello puramente numerico, non si riscontrano differenze significative né nelle energie dissipate, né nei tempi della commutazione, contrariamente a quanto indicato nell'articolo sopracitato (come riportato in tabella 4.12). Tuttavia, si può osservare intuitivamente la variazione della tensione di soglia del componente: infatti durante il turn off la commutazione risulta iniziare in anticipo alla temperatura di 25 °C, mentre al turn on otteniamo il comportamento inverso, segnalando che la dinamica del gate in qualche modo è variata. Nel dettaglio, la tensione di soglia diminuisce all'aumentare della temperatura, anticipando la chiusura del canale durante il turn off ed anticipando la sua formazione durante il turn on. L'abbassamento della tensione di soglia causa anche un aumento delle derivate della commutazione, passando da 26.96 V/ns ad una temperatura di 25 °C, fino ai 29.12 V/ns a 125 °C (valori relativi al turn on). Un altro

effetto visibile è il picco di corrente del reverse recovery, che sempre a causa della tensione di soglia minore presenta un valore maggiore ed in anticipo all'aumentare della temperatura. Nel modello SPICE di questo componente è implementata la dipendenza dalla temperatura, per cui è possibile osservare questo fenomeno anche in simulazione (figura 4.22). Purtroppo le altre variazioni attese non si riscontrano, a causa dell'elevata velocità di commutazione: i parassitismi del sistema, in particolare le induttanze parassite, mascherano le suddette variazioni del comportamento. Per osservarle, occorrerebbe rallentare la commutazione aumentando notevolmente la resistenza di gate; tuttavia, non si è potuto percorrere questa strada in quanto il setup della macchina non consente l'inserimento di resistenze di gate arbitrarie. In ogni caso, rallentare la commutazione vorrebbe dire perdere il vantaggio dei MOSFET SiC, che commutano velocemente.

| | 25 °C | 100 °C | 125 °C |
|------------------|-------|--------|--------|
| $t_{fall}(ns)$ | 9.062 | 9.07 | 9.01 |
| $t_{rise}(ns)$ | 11.87 | 11.1 | 10.99 |
| $E_{on}(\mu J)$ | 45.62 | 46.66 | 44.24 |
| $E_{off}(\mu J)$ | 8.0 | 8.897 | 11.59 |

Tabella 4.12: Tabella riassuntiva dei risultati ottenuti nei test sperimentali al variare della temperatura del MOSFET SiC C3M0120065K.

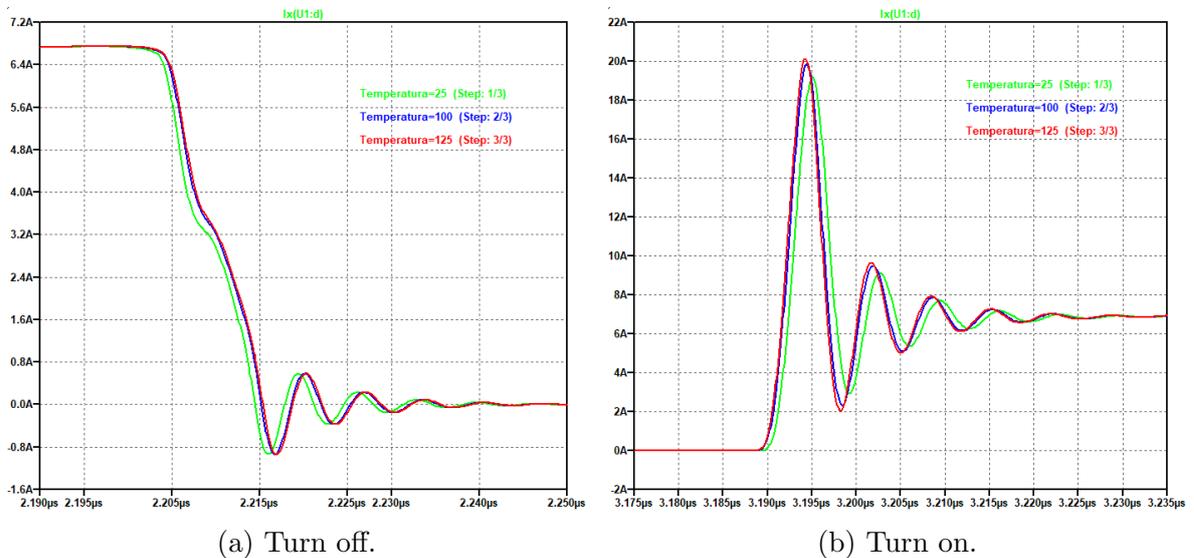
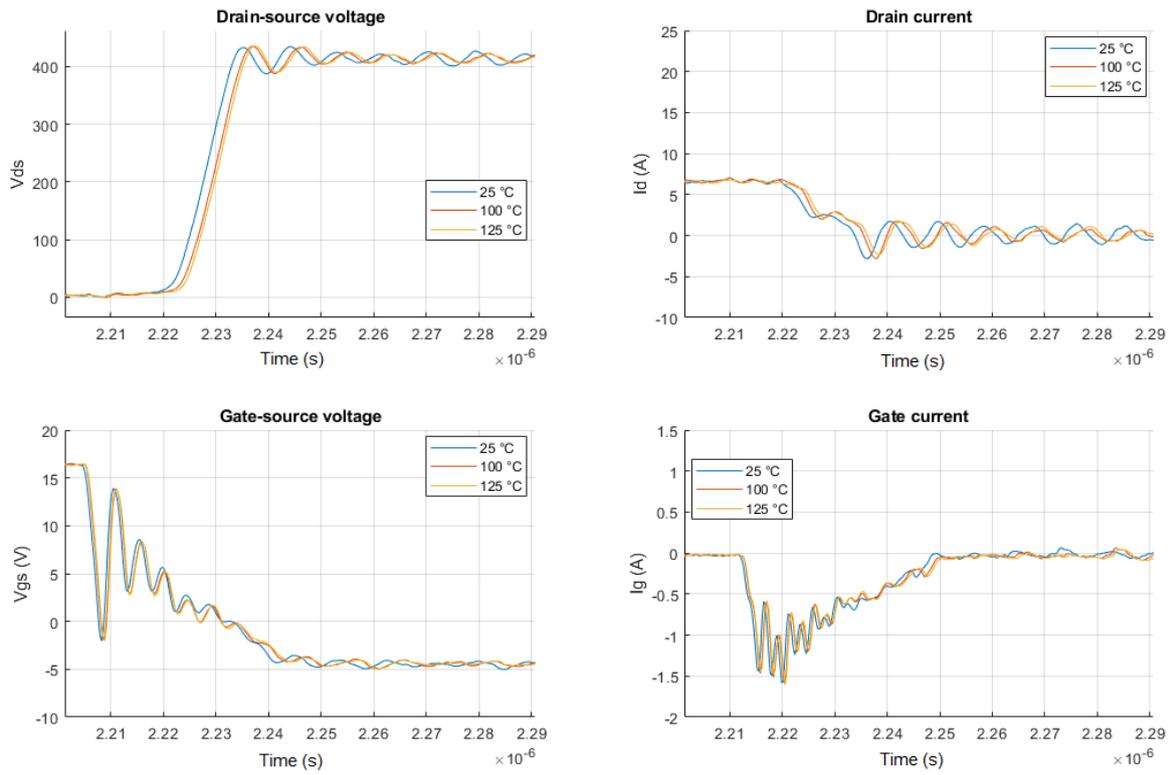
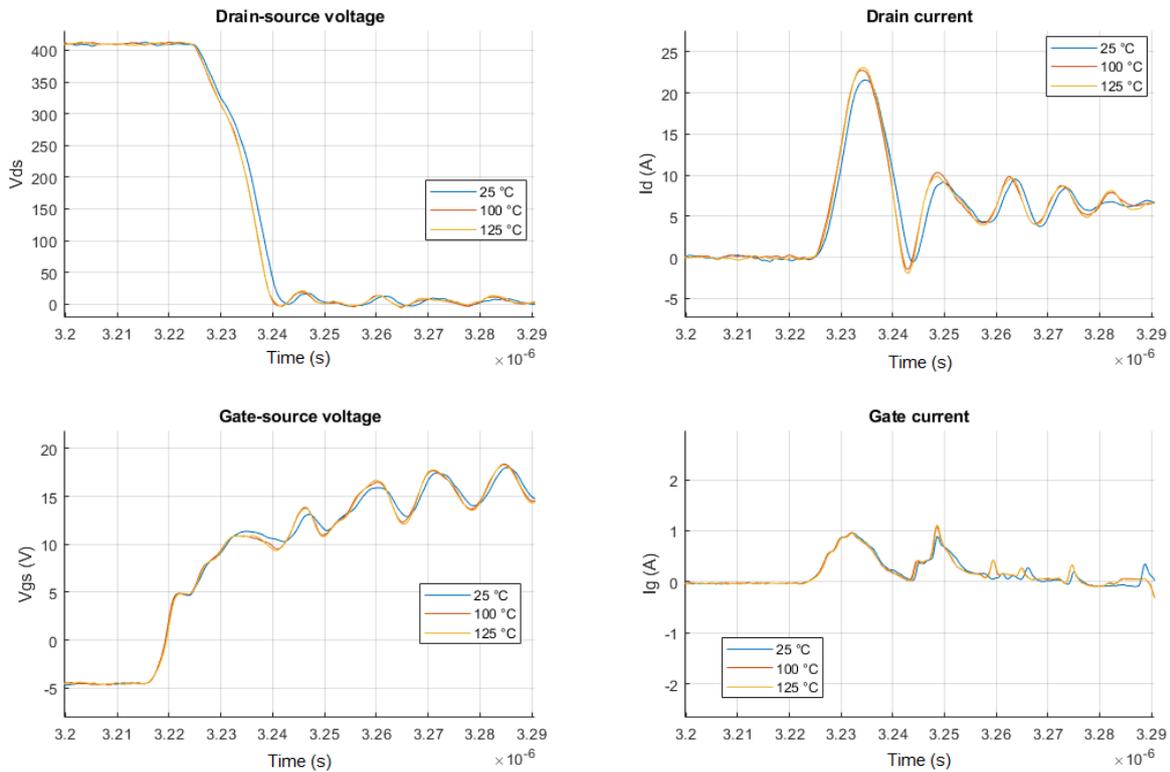


Figura 4.22: Corrente di drain ottenuta dalla simulazione del MOSFET SiC C3M0120065K al variare della temperatura.



(a) Turn off.



(b) Turn on.

Figura 4.23: Confronto tra test a diverse temperature del MOSFET C3M0120065K.

4.5 DUT 4: IGBT IRG4PC50FPbF

Terminati i test sui MOSFET selezionati, procediamo ad eseguire i test su due IGBT, uno più recente ed uno più vecchio, per vedere le principali differenze ottenute nella maturazione della tecnologia. A differenza di quanto avvenuto per i MOSFET, si preferisce effettuare le prove sugli IGBT in condizioni simili tra loro, piuttosto che rispettando le condizioni dei datasheet. La decisione è anche supportata dal fatto che gli IGBT selezionati non sono dotati di diodo all'interno del package (riferimento anche alla sezione 4.7), per cui le perdite vengono fornite per una coppia IGBT-diodo, rendendo impossibile riprodurre in maniera ottimale le condizioni del datasheet senza essere in possesso del medesimo diodo utilizzato dal produttore. Inoltre, per l'IGBT più recente, vengono forniti i valori della commutazione abbinandolo ad un diodo SiC, non ancora sul mercato all'epoca del più datato IRG4PC50F, rendendo anche un confronto tra i due datasheet poco significativo. Il test scelto per il confronto verrà effettuato quindi ad una tensione di 400 V ed una corrente di 30 A, abbinando entrambi gli IGBT con il diodo Schottky SiC IDH08G65C6. Il componente in esame ha una tensione di breakdown di 600 V ed una corrente massima di 70 A ad una temperatura di 25 °C. Il primo confronto che si effettua è quello tra simulazione e test, riportati in figura 4.25. Il comportamento della simulazione ad una prima analisi appare simile al test, ma dopo aver valutato meglio i risultati (tabella 4.13), emergono alcune differenze degne di nota:

- La corrente durante il turn off non raggiunge mai lo zero, con un effetto coda che permane fino al turn on. Ciò causa incertezza nel calcolo delle perdite, che necessariamente deve tenere conto della corrente di coda;
- apparentemente, le induttanze parassite dei terminali non sono modellate adeguatamente nel modello del componente: lo si può dedurre dalla mancanza della caduta di tensione drain-source al turn on e dal fatto che la transizione in corrente risulta visibilmente più rapida rispetto al test reale.

In termini numerici, risulta:

| | Test | Simulazione | Datasheet |
|-----------------------|-------|-------------|-----------|
| t_{fall} (ns) | 199.7 | 282 | 130 |
| t_{rise} (ns) | 24.06 | 3.92 | 25 |
| $t_{d,on}$ (ns) | 25.4 | 27 | 31 |
| $t_{d,off}$ (ns) | 256 | 313.2 | 240 |
| E_{on} (μJ) | 461.5 | 94.78 | 370 |
| E_{off} (μJ) | 1952 | 2213 | 2100 |

Tabella 4.13: Tempi di commutazione ed energia dissipata nel test con IRG4PC50F e IDH08G65C6.

Si ricorda che per gli IGBT le definizioni dei tempi riportati sono diverse rispetto a quanto utilizzato per i MOSFET, per cui si riportano le convenzioni nella figura 4.24.

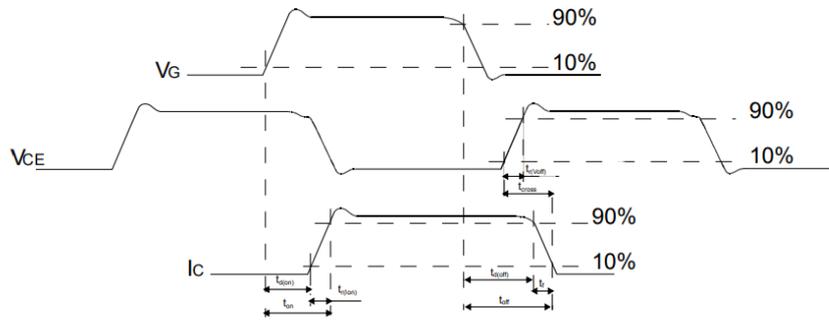


Figura 4.24: Definizioni dei tempi calcolati per gli IGBT.

Il test, in questo caso, riproduce in maniera abbastanza affidabile i valori riportati sul datasheet, con il passaggio necessario di tenere in considerazione le diverse condizioni di test. Il parametro che si discosta maggiormente è il t_{fall} , ma la corrente utilizzata nel datasheet è di 39 A, contro i 30 A nel nostro test, per cui il risultato si ritiene conforme. La simulazione invece risulta molto più veloce durante il turn on, come osservato in precedenza. La fonte di perdita principale in questo componente è la corrente di coda, che permane per molto tempo (tempo durante il quale la transizione di tensione è già terminata). Risulta interessante notare che le oscillazioni anomale sulla tensione di gate, in particolare al turn off, sono presenti anche in questo tipo di componenti, ma non alterano particolarmente la forma d'onda: infatti si riesce a distinguere nitidamente il plateau di Miller sia al turn off che al turn on. La motivazione risiede nel fatto che la commutazione di questo IGBT è molto più lenta di quella dei MOSFET precedentemente provati, per cui le oscillazioni non interferiscono particolarmente con la dinamica del gate. Si presenta l'occasione per far notare come il valore di tensione a cui si verifica il plateau di Miller risulta essere maggiore durante il turn on rispetto al turn off: questa è un'osservazione valida in generale, anche per i MOSFET; la causa sono gli effetti dinamici dei parassitismi dei componenti.

Dato che anche per questo componente è ben visibile la caduta di tensione di tensione dovuta alle induttanze parassite, è possibile valutare nuovamente l'induttanza dei collegamenti, come effettuato per il MOSFET SPW11N80C3 (equazione 4.4). In questo caso, la derivata di corrente risulta essere 0.9975 A/ns, mentre la caduta di tensione è stimata in circa 30 V, valori che portano ad una induttanza di:

$$L_{\sigma} = 30.7 \text{ nH} \quad (4.6)$$

Il valore risulta essere oltre 4 volte superiore a quello precedentemente calcolato, portando ad una discrepanza dei risultati. Una ipotesi per questa discrepanza è il fatto che i parassitismi non sono dei parametri concentrati su un circuito, per cui definire la loro interazione univocamente può risultare complicato, se non impossibile.

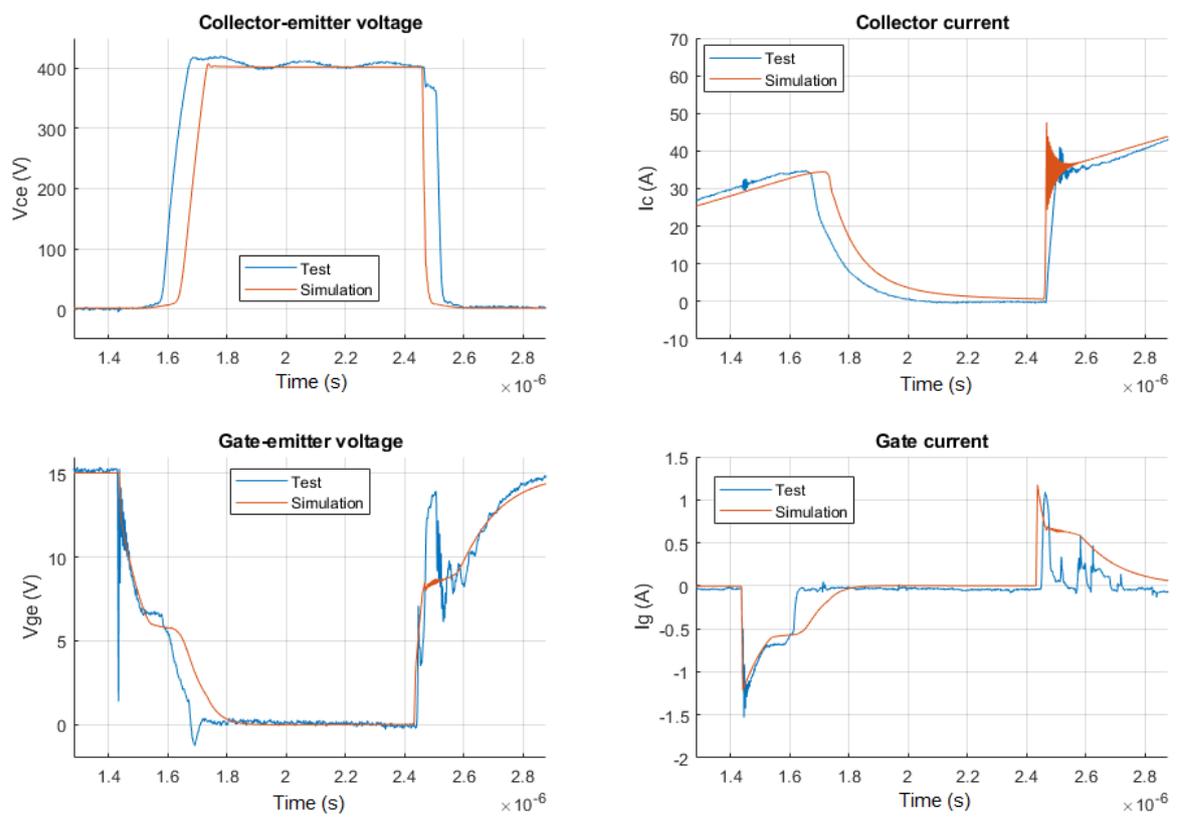


Figura 4.25: Confronto tra test e simulazione dell'IGBT IRG4PC50F

4.6 DUT 5: IGBT STGW30H65FB

Il secondo IGBT utilizzato per le prove è, come già accennato, più recente. Il componente scelto è prodotto da STMicroelectronics ed ha un valore di tensione di breakdown pari a 650 V e una corrente nominale di 60 A, rating simili al precedente IGBT. La principale differenza è la tecnologia utilizzata per questo IGBT, ossia l'unione del gate di tipo *trench* per minimizzare la resistenza di conduzione del componente, con l'esecuzione di tipo *field-stop*, che riduce notevolmente l'effetto coda del componente. Nella figura 4.26 si riporta il confronto tra test e simulazione, effettuato abbinando il componente con il diodo IDH08G65C6, nelle medesime condizioni usate per il DUT 4, mentre nella tabella 4.14 vengono riportati i risultati numerici.

| | Test | Simulazione | Datasheet |
|-----------------------|-------|-------------|-----------|
| t_{fall} (ns) | 36.56 | 9.5 | 23 |
| t_{rise} (ns) | 17.81 | 11.3 | 14.6 |
| $t_{d,on}$ (ns) | 9.056 | 30 | 37 |
| $t_{d,off}$ (ns) | 106 | 141.9 | 146 |
| E_{on} (μJ) | 364.9 | 215 | 151 |
| E_{off} (μJ) | 314 | 213.6 | 293 |

Tabella 4.14: Tempi di commutazione ed energia dissipata nel test con STGW30H65FB e IDH08G65C6.

In questo caso il test effettuato per estrarre i valori forniti dal produttore nel datasheet risulta effettuato nelle medesime condizioni del nostro test, per cui il confronto può essere più significativo del caso precedente. L'unica differenza, che tuttavia può essere determinante nel confronto dei test, è il diodo abbinato dal produttore, ossia il diodo STPSC206W. Il diodo viene descritto come Schottky SiC, purtroppo però non sono reperibili ulteriori informazioni al riguardo. La simulazione nuovamente presenta alcune differenze con il test, ad esempio l'apparente assenza di cadute resistive durante il periodo di carica dell'induttore. Le differenze invece sui valori delle energie di commutazione sono da imputare ai tempi della commutazione: presentando la simulazione transizioni più rapide, anche le energie dissipate saranno inferiori.

Confrontando i valori con il datasheet, notiamo come l'unico vero riscontro sia il valore dell'energia di turn off, mentre al turn on si ottiene un valore doppio rispetto a quanto dichiarato. Tuttavia, durante il turn on il diodo può avere un grande effetto sul risultato, per cui si reputa che tale discrepanza sia da imputare proprio al diodo. I tempi di delay risultano invece discretamente inferiori rispetto ai valori forniti dal produttore: si ritiene che la motivazione sia la carica di gate del componente: nel nostro test si stima una carica di 87 nC, mentre il valore fornito dal produttore è di 149 nC. In figura 4.27 viene riportato il confronto tra i due IGBT. La prima differenza che si nota è l'effetto coda quasi assente nel modello più recente, che contribuisce a diminuire le perdite durante il turn off (si nota la corrente di coda che inizia intorno a 10 A). L'altra differenza sostanziale è la derivata di tensione durante il turn off, dove l'IGBT IRG4PC50F presenta una derivata minore, che si ipotizza sia dovuta alle capacità parassite del componente più grandi rispetto al modello più moderno. Durante il turn on invece i componenti mostrano un comportamento analogo, come ci si aspetterebbe, essendo abbinati allo stesso diodo; tuttavia si riscontra una derivata di corrente maggiore dell'IGBT STGW30H64FB (1.348 A/ns contro 0.978 A/ns).

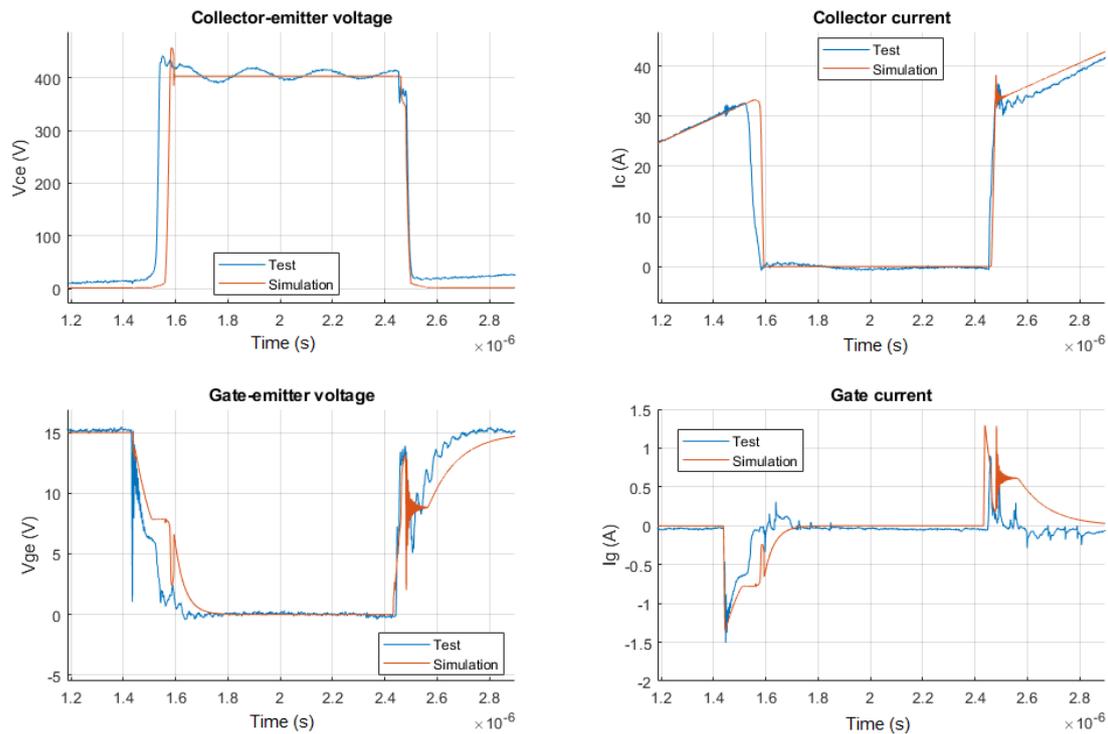


Figura 4.26: Confronto tra test e simulazione dell'IGBT STGW30H65FB con il diodo IDH08G65C6.

Ad una osservazione più attenta, si nota come il valore di corrente a cui si è caricato l'induttore risulta diverso nei due test, sebbene le impostazioni fossero le stesse. Si possono ipotizzare due fattori che causano questa discrepanza:

- un primo fattore è l'incertezza di corrente della macchina DPT, che quindi introduce un errore sulla durata dell'impulso di on necessario a caricare l'induttore di prova; tuttavia analizzando i test effettuati in precedenza, non si era mai riscontrata una tale variazione tra i test effettuati nelle stesse condizioni;
- il secondo fattore è invece legato al componente: osservando i tempi di delay al turn off notiamo che per l'IGBT IRG4PC50F il tempo misurato è di 256 ns, mentre per il secondo IGBT si sono ottenuti 106 ns; in altri termini, vuol dire che, dal momento in cui il gate driver ha iniziato lo spegnimento al momento in cui la transizione in corrente ha avuto inizio, per il primo IGBT sono trascorsi 150 ns in più, intervallo di tempo durante il quale l'induttore ha continuato a caricarsi.

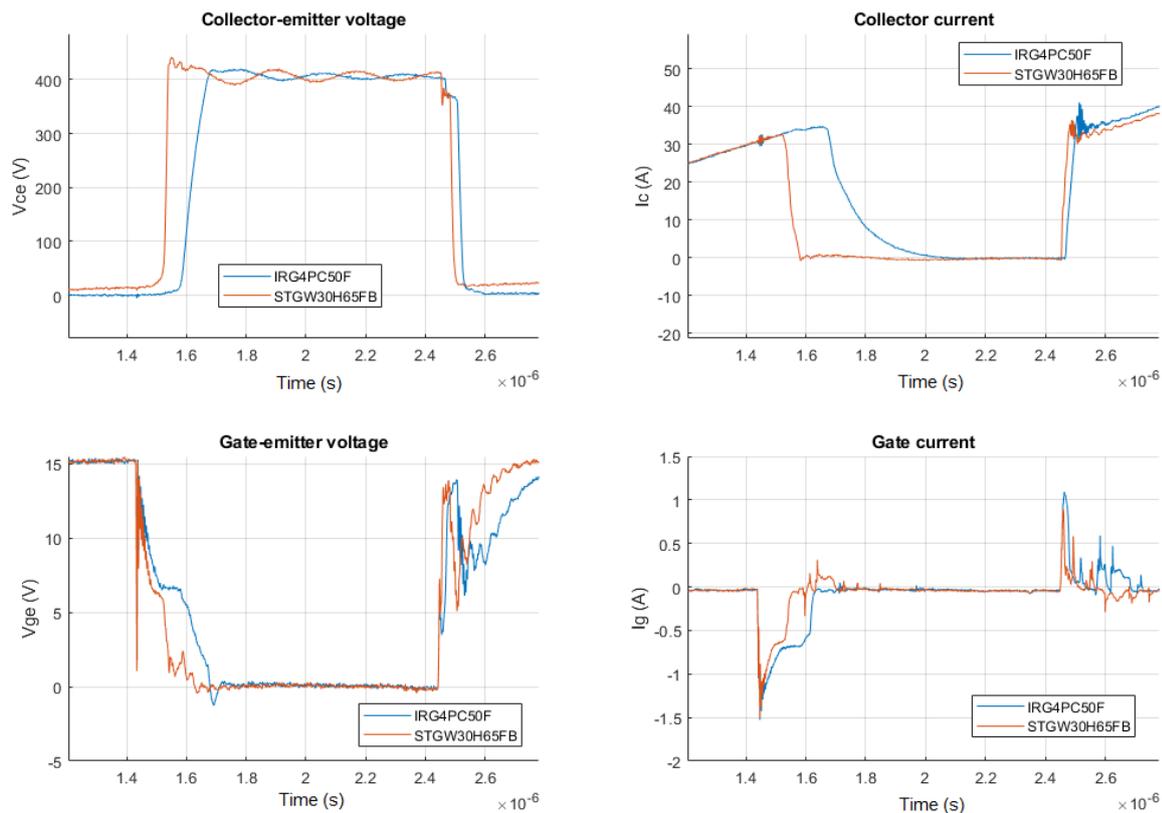


Figura 4.27: Confronto tra i test degli IGBT IRG4PC50F e STGW30H65FB

Test a Tensione e Corrente Ridotte

Per indagare più nel dettaglio la causa delle oscillazioni sulla tensione di gate, è stata effettuata una prova a 9 V ed 1 A, per valutare se queste ultime dipendessero dalla tensione di prova oppure da altri fattori. In figura 4.28 si riporta la tensione di gate, confrontata con quella del test a 400 V e 30 A. Come si può notare, le oscillazioni permangono invariate, indipendentemente dal test, suggerendo che siano causate dalla scheda dei gate driver, in quanto si presentano in tutti i test, indipendentemente dalla tensione o dalla corrente commutata. Un altro fatto interessante da notare è il valore a regime della tensione di gate: nel test a tensione minore raggiunge un valore di poco superiore a 16 V, rispetto ai 15 impostati (e raggiunti nel test a test a potenza maggiore). Infine, si può osservare che, durante il turn on, nel test a 9 V non si riscontra la sovratensione di gate prima del plateau di Miller: ciò avviene in quanto la capacità parassita del diodo è caricata debolmente, visto che la tensione inversa è ridotta, per cui all'IGBT non è necessario condurre temporaneamente una sovracorrente elevata per scaricare tale capacità.

Nel grafico della tensione drain-source (figura 4.29) si può osservare la variazione delle capacità in funzione della tensione: osservando il datasheet, possiamo vedere come la capacità di input passi da 6 nF a 4 nF al variare della tensione tra 1 e 10 V, ossia un range di tensione simile a quello della transizione in tensione di questo test. Ritornando al plateau di Miller del test a bassa tensione, si può fare una ulteriore ipotesi: ossia che non sia un vero e proprio plateau, ma, data la bassa tensione commutata, sia più che

altro una zona a tensione costante dovuta alla variazione delle capacità in funzione della tensione. L'ipotesi nasce dal fatto che la forma è sostanzialmente diversa dal plateau del test ad alta tensione, presentando una piccola risalita della tensione di gate.

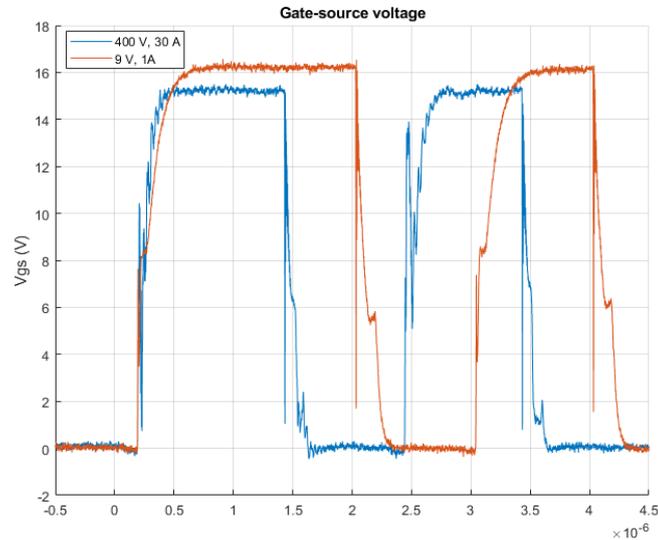


Figura 4.28: Confronto tra tensione gate-emettitore dei test a 400 V e 9 V dell'IGBT STGW30H65FB.

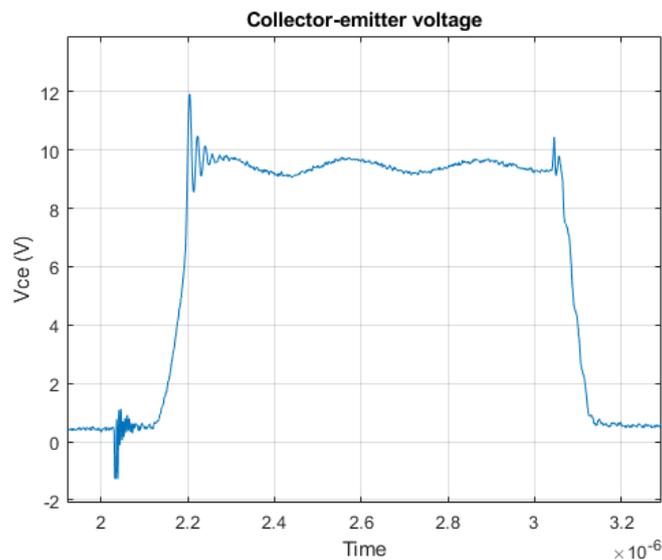


Figura 4.29: Tensione drain-source del test dell'IGBT STGW30H65FB a 9 V e 1 A.

4.7 Test Errati e Breakdown

Nell'eseguire i test con gli IGBT, prima di ottenere i risultati sopra riportati, è stato commesso un errore di negligenza, supponendo che all'interno del package vi fosse un diodo di ricircolo, in modo da poter comunque effettuare il test di una gamba con due dispositivi identici. Il diodo, tuttavia non era presente e quindi i test sono falliti, in alcuni casi comportando un breakdown del componente. Poichè si sono comunque registrati i risultati ottenuti dai test, in questa sezione verranno riportati, al fine di confrontare il comportamento dei due IGBT testati in condizioni di funzionamento fortemente errate.

4.7.1 Esito del Test dell'IGBT IRG4PC50F

Il test effettuato sul primo IGBT era corrispondente alla riproduzione delle condizioni del datasheet, ad una tensione di 480 V ed una corrente di 39 A. Nella figura 4.30 è riportato il confronto con il test a 400 V utilizzato nel paragrafo precedente.

Ad una prima analisi, la corrente durante il turn on appare come un reverse recovery di un diodo, sebbene leggermente deformato. Tuttavia, le perdite in questo caso ammontano a 4.1 mJ, dando un primo segnale di allarme; i tempi della commutazione risultano in linea con quelli ottenuti nel test corretto, sottolineando la similarità del comportamento. Un altro indicatore dell'errore commesso risiede nella tensione collettore-emettitore misurata ai capi del DUT: nel test corretto, si misura una sovratensione di circa 10-15V, dovuta al diodo di ricircolo; nel test errato invece si ottengono oltre 30 V, dovuti alla corrente che forzatamente percorre l'IGBT high-side in senso contrario, costringendolo a fare le veci di un diodo di ricircolo. La corrente arriva quasi a 150 A, segnalando nuovamente che non può trattarsi di un diodo "reale". Il componente in questo caso non è andato incontro a guasto per un caso fortuito, dovuto al fatto che il test riproduce una singola commutazione di off e di on. In un caso reale, ad esempio con una frequenza di commutazione di 1 kHz, il componente non avrebbe resistito, sia a causa dell'energia dissipata, sia per il fatto che il componente high side avrebbe subito un guasto dovuto all'elevata corrente inversa.

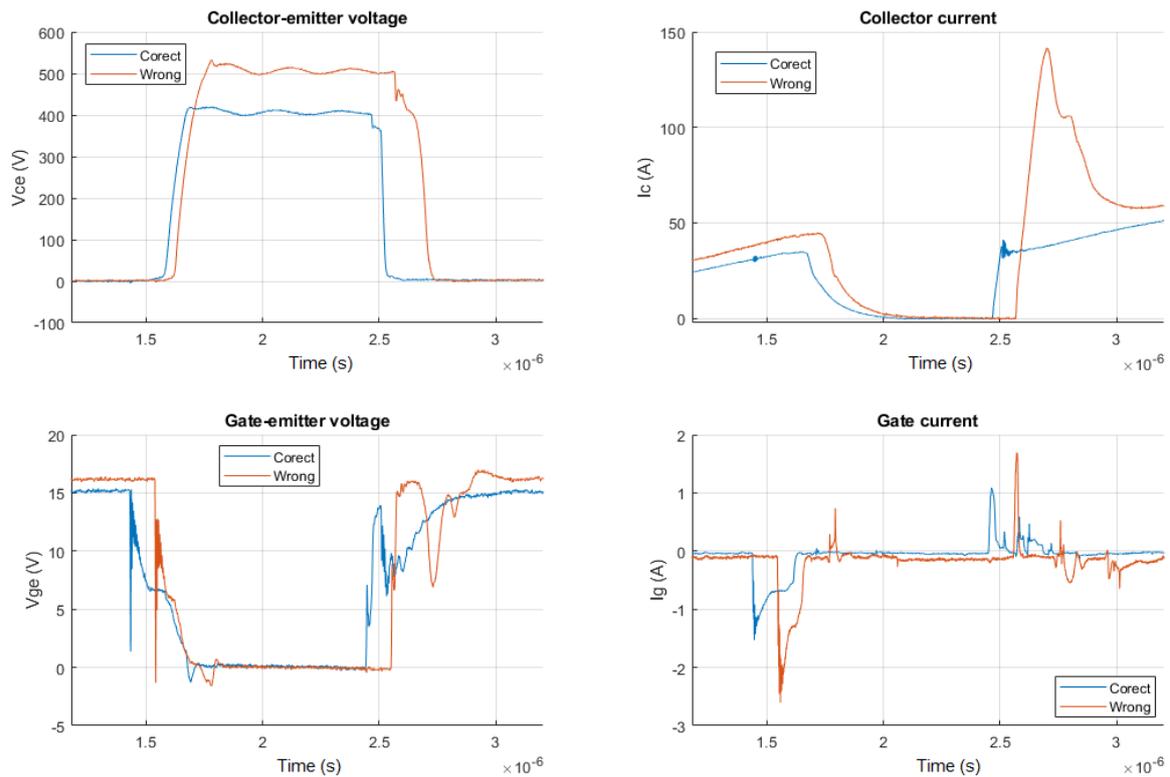


Figura 4.30: Confronto tra il test corretto ed errato dell'IGBT IRG4PC50F.

4.7.2 Esito del Test dell'IGBT STGW30H65FB

Eseguendo i test dell'IGBT IRG4PC50F non ci si era accorti dell'assenza del diodo, per cui si è proceduto ad eseguire il test anche per l'IGBT STGW30H65FB. Il test nuovamente è stato eseguito con i valori del datasheet, per cui ad una tensione di 400 V ed una corrente di 30 A. In questo caso, confrontando il test con quello eseguito al paragrafo precedente, si notano meglio le anomalie, essendo il test eseguito con le stesse impostazioni. In particolare, si nota la sovratensione nella tensione collettore-emettitore dovuta all'eccessiva caduta sul componente high-side, rispetto a quella normale di un diodo. Nuovamente si ripropone la corrente simile ad un reverse recovery durante il turn on. Dopo aver eseguito questo primo test, si è proseguito eseguendo un test a corrente superiore, per valutare l'aumento delle perdite: uno dei grafici riportati sul datasheet infatti mostrava un aumento significativo delle perdite all'aumentare della corrente di test. Il secondo test è stato eseguito ad una corrente di 50 A, vicina alla corrente nominale del componente. In questo caso, tuttavia, il test è fallito con successivo breakdown del componente, come mostrato in figura 4.32. La prima parte del test è analoga al precedente (salvo il valore di corrente); durante il turn on tuttavia notiamo un primo picco di corrente al collettore, sempre simile ad un reverse recovery, a cui segue però un aumento rapido della corrente fino a circa 180 A. Si può dedurre che si tratti di un corto circuito del componente high side, in quanto la derivata di corrente non è la stessa del transitorio di carica dell'induttore, che si trova escluso dal circuito. Inoltre, la misura di corrente potrebbe essere limitata dal range impostato dall'oscilloscopio: quest'ultimo infatti imposta la scala di lettura basandosi

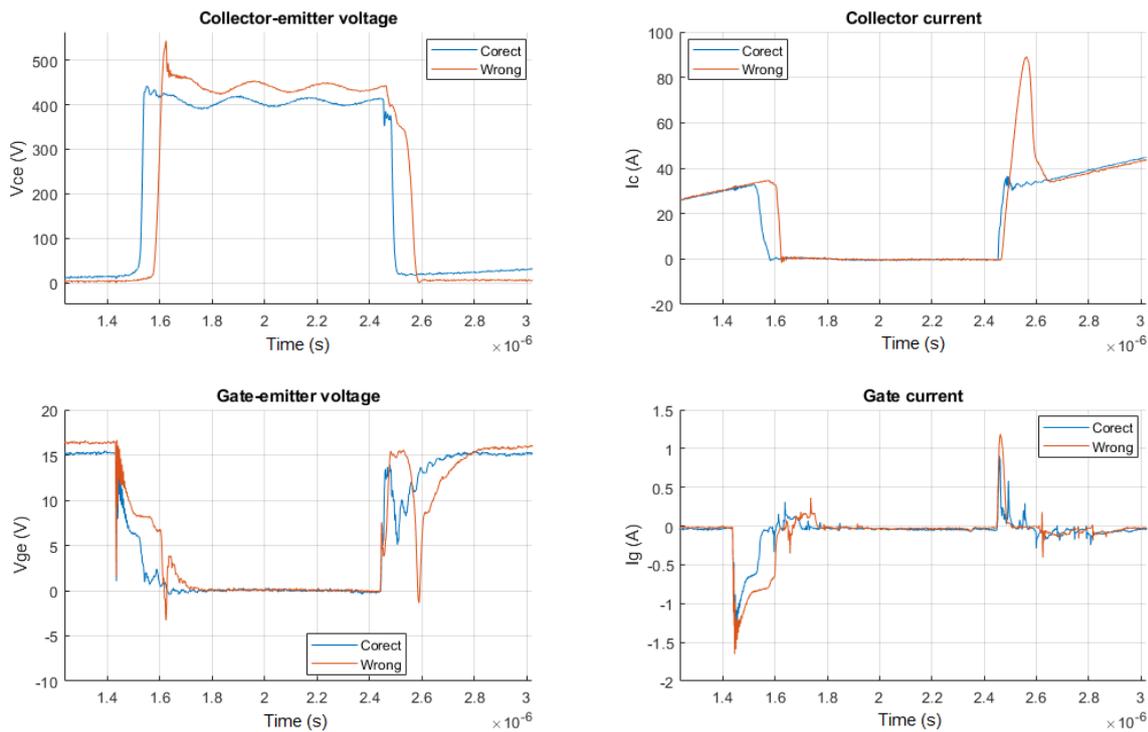


Figura 4.31: Confronto tra test corretto ed errato dell'IGBT STGW30H65FB.

sul valore di corrente della prova, che qui è stato ampiamente superato. Dopo aver visto il risultato del test, si è indagata la conseguenza del breakdown, posto che la causa è stata aver forzato un valore elevato di corrente nel dispositivo high side, mantenuto aperto. Il DUT (dispositivo low side) non è andato incontro a breakdown o cedimento per perdite eccessive dovute al corto circuito, mentre il componente high side ha riportato il gate "bucato", ossia ha ceduto la barriera che definiva lo stato del componente. Nel grafico della tensione collettore-emettitore si osserva una elevata caduta sul DUT, sebbene questo sia aperto: si ipotizza che ciò sia dovuto in parte alla caduta resistiva sul DUT stesso, mentre in parte sia la caduta sul componente high-side ormai in corto circuito (non essendo un corto circuito a impedenza nulla, sul componente si ha comunque una caduta resistiva). Il gate del componente low side è stato ugualmente sottoposto a una notevole sollecitazione (si nota la misura di tensione gate-emettitore tagliata per la stessa ragione della corrente), ma si ritiene che non abbia subito un guasto anche grazie alla protezione della scheda gate driver della macchina, che probabilmente ha un sistema per scaricare eventuali tensioni oltre i limiti verso il potenziale di riferimento, per salvaguardare i vari componenti del sistema di misura.

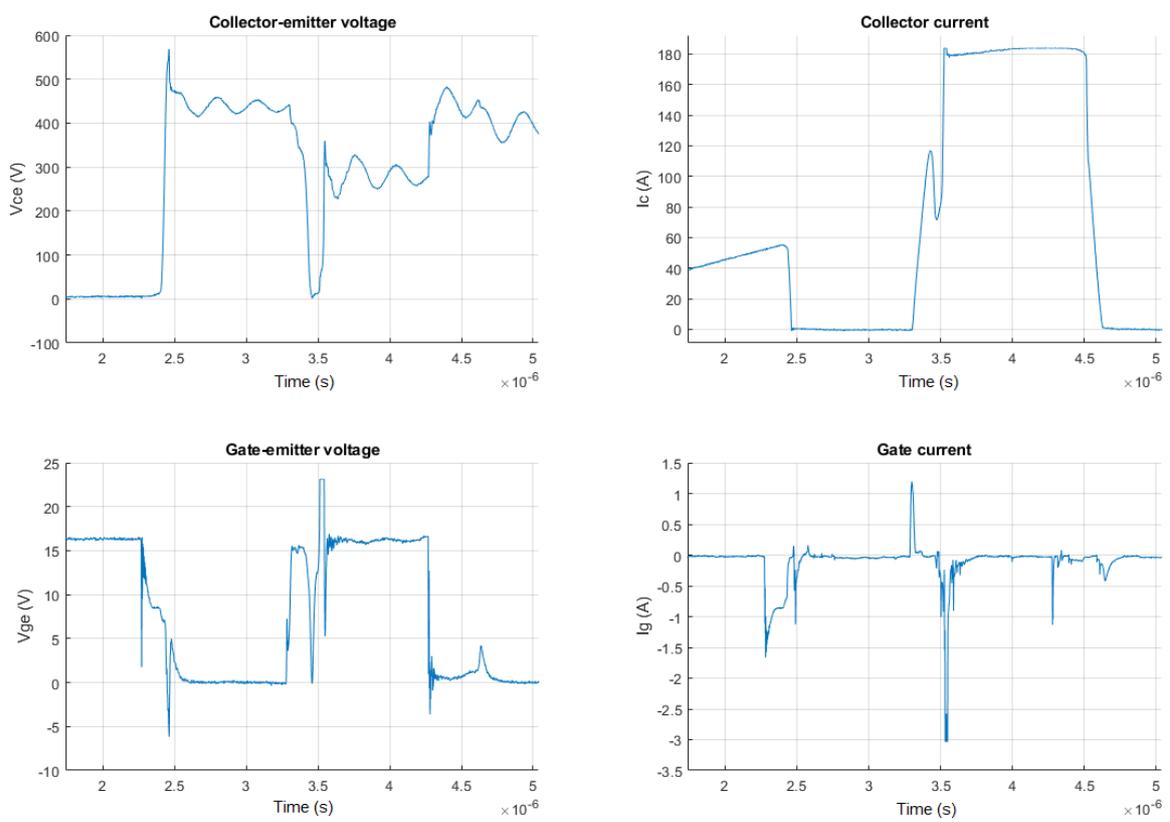


Figura 4.32: Test a 50A con conseguente breakdown del componente.

4.8 Dispersione Parametrica

Un'ultima analisi che si vuole effettuare è relativa alla dispersione parametrica del processo produttivo dei componenti per elettronica di potenza. Per molti dei valori riportati sul datasheet, infatti, il produttore indica un intervallo di valori, oppure un valore *tipico* ed uno massimo, garantito dal controllo qualità della linea di produzione. Il componente scelto per questi test è il MOSFET SiC IMZ120R030M1H prodotto da Infineon, di cui si hanno a disposizione 30 unità. Il componente ha una tensione di breakdown di 1200 V ed una corrente nominale di 56 A. La modalità scelta per i test è di effettuare le prove ad una tensione di 800 V ed una corrente di 25 A, utilizzando sempre lo stesso device come high side e variando gli altri 29 come DUT. In questo modo, la variazione delle perdite ottenute sarà maggiormente funzione del componente low-side, mantenendo identico il reverse recovery del componente high-side. Si è scelto un componente in SiC in quanto la tecnologia, sebbene disponibile ormai da diverso tempo sul mercato, è ancora sovente soggetta a tolleranze di produzione relativamente elevate. I parametri scelti per le analisi sono:

- Perdite al turn on e turn off
- t_{rise} e t_{fall}
- Tempi di delay al turn on e turn off
- Carica di gate
- Tempi di delay, ma con la convenzione degli IGBT: ciò viene fatto nel tentativo di ottenere una indicazione della tensione di soglia del MOSFET, difficilmente misurabile durante commutazioni veloci
- Frequenza di risonanza della tensione drain-source dopo il turn off.

Nell'appendice è riportata la tabella con tutti i dati ottenuti.

La prima caratteristica che si vuole ricercare è la presenza o meno di una distribuzione normale dei parametri, come ci aspetterebbe nei casi di produzione di molteplici unità. Partendo dalle perdite al turn on e turn off:

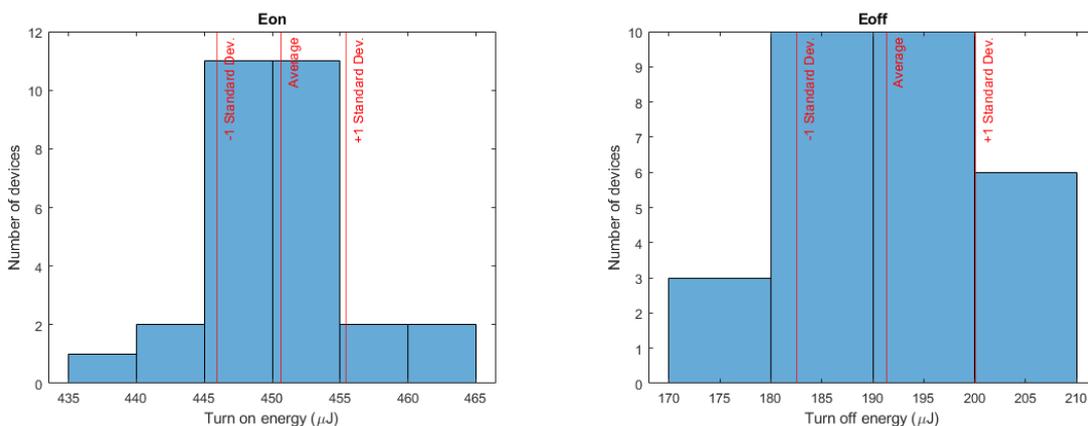


Figura 4.33: Distribuzione delle energie di commutazione nei vari componenti.

La distribuzione dei due casi ricorda una normale, con la limitazione di avere pochi campioni a disposizione per ottenere un buon istogramma. Analizzando però la somma dei due valori, ossia le perdite totali della commutazione, il risultato non è altrettanto nitido, come mostrato in figura 4.34. In questo caso emerge una ampia variabilità dei dati, con una distribuzione piuttosto uniforme. La deviazione standard risulta maggiormente dipendente dalle perdite al turn off, dato che le perdite al turn on sono soggette all'influenza del componente high-side, tenuto costante. La media delle perdite risulta pari a 642 μJ , con una deviazione standard di 10.57 μJ , pari a solo l'1.65% del valor medio; i risultati sono perciò estremamente consistenti tra loro. Lo scarto tra il componente più dissipativo e quello meno dissipativo è pari a 35.2 μJ (5.48%), che si ritiene essere un ottimo risultato.

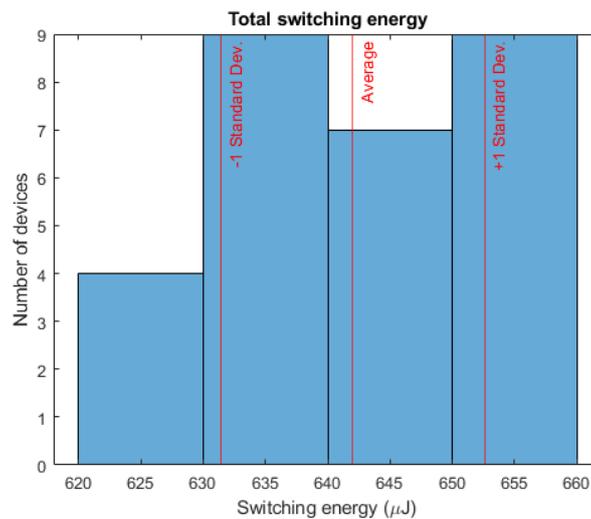


Figura 4.34: Energia totale dissipata nella commutazione.

Dal punto di vista dei tempi di commutazione si ottiene un risultato migliore, come riportato in figura 4.35. Entrambe le distribuzioni sono molto concentrate vicino al valore medio, con oltre la metà dei componenti che presentano tempi di commutazione in un intervallo di 0.5 ns (in particolare, per il t_{rise} la maggioranza dei componenti presenta valori compresi tra 22.5 e 23 ns, mentre per il t_{fall} i tempi sono maggiormente presenti nell'intervallo 21.5-22 ns). Si nota inoltre come i tempi tra turn off e turn on siano simili tra loro, con il valore medio che differisce di circa 1 ns.

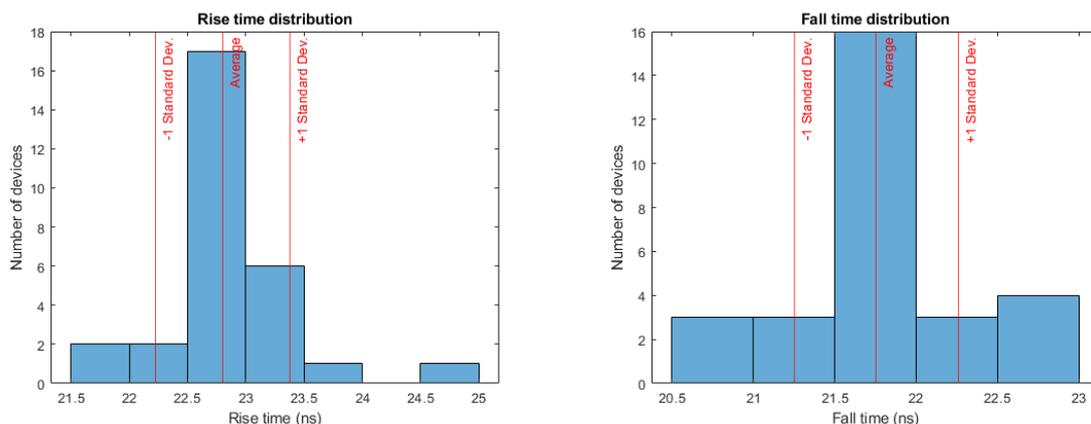


Figura 4.35: Distribuzione dei tempi di commutazione nei vari componenti.

Un parametro interessante da analizzare può essere la tensione di soglia del MOSFET, che determina quando il canale di conduzione è sufficiente per condurre corrente. Di norma, la misura della tensione di soglia viene fatta in maniera statica, per evitare gli effetti della commutazione. Nel nostro caso, l'alta dinamica rende difficile estrarre un valore preciso ed affidabile per ogni MOSFET, anche a causa delle oscillazioni introdotte dal gate driver che permangono per tutta la durata della commutazione. Per cui, dopo qualche tentativo inconcludente, si sceglie di adottare un approccio diverso ed effettuare una misura di tempo, piuttosto che di tensione: in particolare, si sceglie di misurare un tempo di delay fittizio, utilizzando la convenzione degli IGBT, ossia:

- per il turn on è il tempo che trascorre dal momento in cui la tensione gate-source raggiunge il 10% del valore finale, a quando la corrente di drain raggiunge il 10% del valore della corrente commutata;
- Per il turn off è il tempo che trascorre da quando la tensione gate-source scende al di sotto del 90% del valore finale a quando la corrente di drain scende al di sotto del 90% del valore finale.

In questo modo, la variazione della tensione di soglia verrà rilevata come una variazione del tempo di delay: un valore di tensione di soglia più alto comporterà un maggiore tempo di delay al turn on ed un minore tempo di delay al turn off. In ogni caso non si potrà estrarre un valore da confrontare con il datasheet, in quanto il valore riportato è ottenuto in maniera differente rispetto alle nostre analisi; sarà possibile però valutare gli effetti delle differenze di questo parametro.

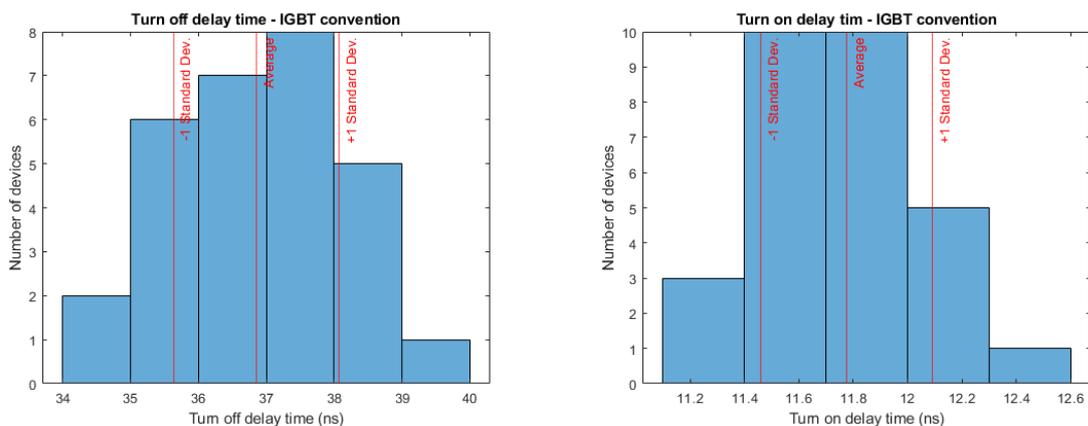
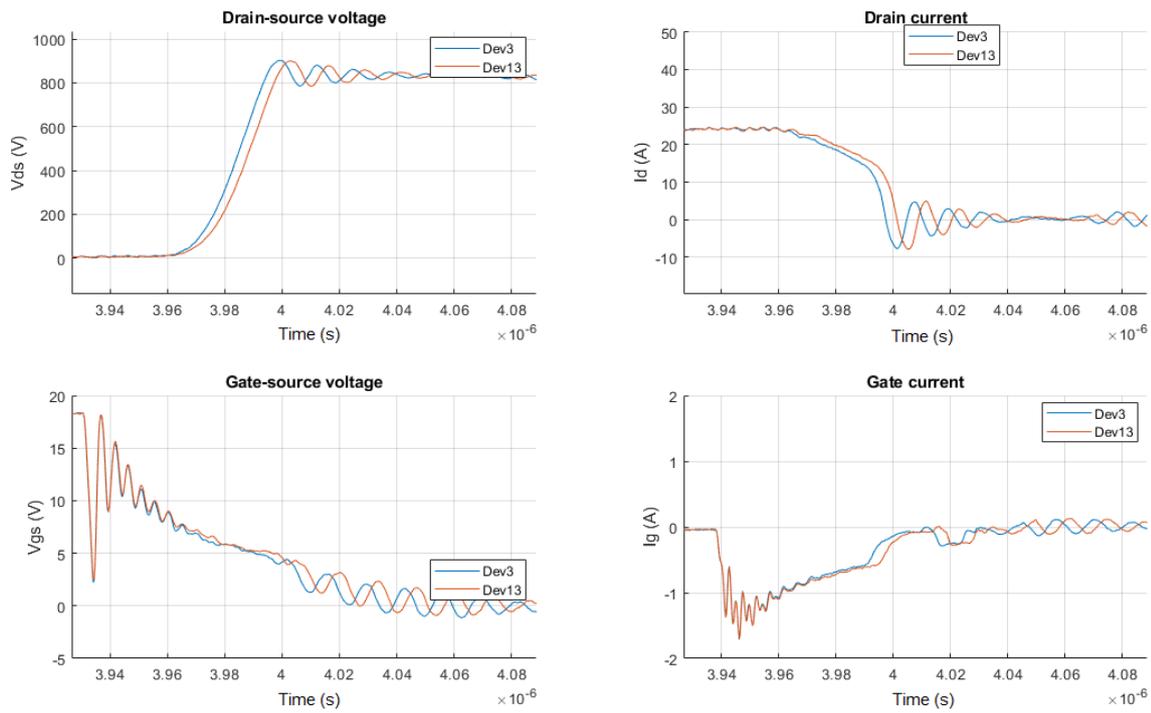


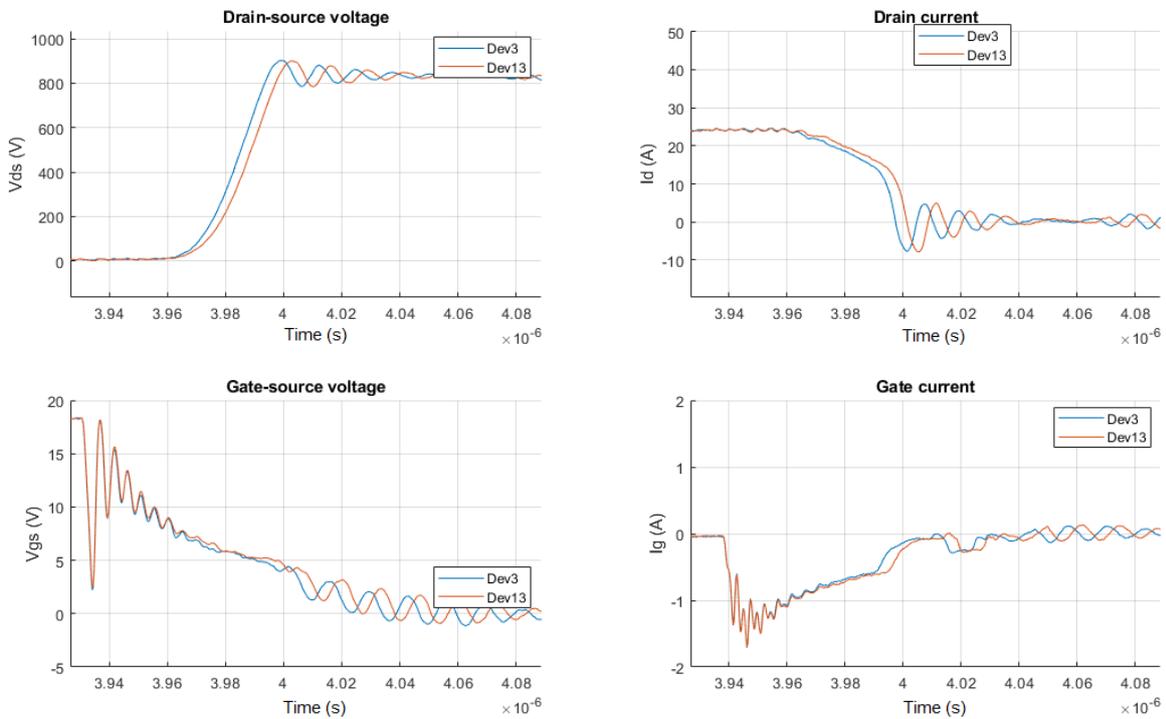
Figura 4.36: Distribuzione dei tempi di delay nei vari componenti (con la convenzione degli IGBT).

Per quanto riguarda il delay time al turn on, i risultati sono molto vicini tra loro, con uno scarto massimo tra il componente più veloce e quello più lento di solo 1.5 ns. Al contrario, per il delay time al turn off si ottiene una variabilità maggiore. Risulta interessante il confronto tra i test del componente più lento (numero 3, con tempo di delay pari a 34.69 ns) e quello del componente più veloce (numero 13, con un tempo di delay pari a 39.06 ns). Come si osserva, la parte iniziale della commutazione risulta identica, ma dalla transizione di tensione in poi il componente 3 risulta in anticipo sul componente 13, segnalando una tensione di soglia più alta [7]. Inoltre, si osserva come la corrente di gate si annulla più velocemente. Tuttavia, nel turn on ci si aspettava un comportamento opposto al turn off, in quanto la corrente sarebbe dovuta aumentare in ritardo rispetto

al device 13. Si ipotizza quindi che, oltre al contributo della tensione di soglia, vi siano da considerare le capacità parassite, che regolano la velocità della commutazione: il device 3 presenta infatti derivate superiori sia di corrente che di tensione, sia durante il turn off che durante il turn on, indicando come le sue capacità siano probabilmente più piccole rispetto a quelle del device 13. Un'ulteriore prova a supporto dell'ipotesi è la frequenza di risonanza appena dopo il turn off, che per il device 13 è circa 2 MHz inferiore rispetto a quella del device 3, fatto che, nell'ipotesi di induttanze parassite del componente invariate, comporta capacità più grandi (riferimento all'equazione 4.2). Infine, si vuole far notare come la commutazione più lenta del device 13 lo rende anche il componente più dissipativo durante il turn on, con uno scarto del 2.76% rispetto alla media (valore basso, ma comunque circa triplo rispetto alla deviazione standard). Si può concludere come il metodo ipotizzato per la tensione di soglia sia comunque non troppo attendibile in una situazione ad alta dinamica, dove le capacità parassite sono determinanti. Nel complesso, i componenti testati si ritengono molto simili tra loro, con variazioni minime delle loro prestazioni, salvo alcune eccezioni nelle perdite.



(a) Turn off.



(b) Turn on.

Figura 4.37: Confronto tra test del componente 3 con il componente 13.

4.8.1 Analisi delle Correlazioni

Per approfondire ulteriormente l'analisi della dispersione parametrica, si vogliono cercare relazioni tra i vari parametri misurati. Il metodo scelto è quello della matrice dei coefficienti di correlazione, calcolati utilizzando la formula di Pearson:

$$\rho(A, B) = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N \left(\frac{A_i - \mu_A}{\sigma_A} \right) \left(\frac{B_i - \mu_B}{\sigma_B} \right) \quad (4.7)$$

dove A e B sono le variabili potenzialmente correlate. I coefficienti così calcolati forniscono una indicazione del fatto se le variabili abbiano una relazione lineare tra loro oppure no. La sola ricerca di relazione lineare può sembrare limitante ad una prima impressione, tuttavia si ritiene che, essendo gli scarti tra valori massimi e minimi ridotti, si possano considerare i valori ottenuti come linearizzazioni locali. Indicativamente, valori sopra 0.5 indicano una relazione lineare positiva, mentre coefficienti minori di -0.5 indicano una relazione lineare negativa. Le correlazioni maggiori si ottengono tra:

- t_{rise} ed energia dissipata nella commutazione di turn on: commutazioni più lente portano inevitabilmente a perdite maggiori;
- Delay time al turn on ed energia dissipata nella commutazione di turn on: secondo la definizione dei MOSFET, avere un tempo di delay al turn on più elevato implica ritardare la transizione in tensione, per cui si avrà un tempo maggiore in cui permangono tensione e corrente nel componente;
- Delay time al turn on e carica di gate: a parità di gate driver, se la carica di gate da fornire è maggiore, maggiore sarà il tempo necessario ad iniziare la transizione in tensione;
- t_{rise} e t_{fall} : relazione ovvia, in quanto se un componente è più lento a commutare a causa della sua fisica durante il turn off, lo sarà anche il turn on;
- Vi sono anche correlazioni fortemente positive tra tempi di delay calcolati con la convenzione dei MOSFET e con la convenzione degli IGBT, ma la correlazione è nuovamente scontata (cambia solamente il riferimento utilizzato come tempo).

Ci si aspettavano altre relazioni, ad esempio quella tra t_{fall} ed energia dissipata nel turn off, analogamente a quanto trovato per il turn on. Il fatto che il coefficiente di correlazione sia relativamente basso, non implica che non vi sia correlazione, ma solo che il campione analizzato è stato troppo piccolo oppure che i componenti al suo interno sono troppo simili tra loro. Un ulteriore fattore che contribuisce inevitabilmente alla perdita di risultati è la velocità di commutazione, che causa disturbi dovuti ai parassitismi sia del componente che del sistema. Rallentando notevolmente le commutazioni si sarebbero probabilmente risultati più nitidi, ma l'obiettivo era osservare i componenti in condizioni di commutazione quanto più vicine alla realtà possibile.

Conclusioni e Lavori Futuri

Comprendere il comportamento dei dispositivi semiconduttori usati nell'elettronica di potenza è un passo fondamentale nell'approccio alla disciplina. Lo scopo di questo elaborato era quello di evidenziare con il Double Pulse Test le principali caratteristiche delle diverse tecnologie presenti sul mercato, cercando di giustificare con ipotesi i risultati ottenuti. I risultati non sono stati sempre facili da interpretare, data la vastità di fattori (spesso difficili da determinare e quantificare univocamente) che possono influenzare il comportamento in commutazione di un componente. Un risultato però degno di nota è la rilevanza di effettuare test DPT, spesso trascurato dalle industrie, per ottenere dati concreti e affidabili per emulare una gamba di commutazione. I risultati ottenuti differivano spesso da quelli forniti dal produttore, che quindi potrebbero non essere sufficienti per la scelta dei componenti da utilizzare. Ciò non significa che il produttore dichiara risultati non veritieri, ma semplicemente che talvolta i dati forniti sono ottenibili in condizioni difficilmente riproducibili, mentre un DPT riproduce esattamente una gamba di commutazione. Sono state anche realizzate delle simulazioni per confrontare i modelli SPICE del produttore con la realtà, al fine di valutare se una simulazione di un DPT fosse sufficiente; tuttavia si è concluso che, a causa di modelli poco rispecchianti la realtà oppure differenze tra simulazione e sistema reale, la simulazione non si mostra adeguata a sostituire un DPT. Si sono mostrate le differenze di prestazioni tra tecnologie, pur senza discutere troppo riguardo il prezzo dei componenti, fattore spesso determinante per la scelta del componente stesso. In ultima analisi, si è analizzata la dispersione parametrica di un campione di componenti dello stesso tipo (MOSFET SiC), mostrando come in realtà i valori non si discostano troppo l'uno dall'altro, segno che la tecnologia di produzione risulta maturata negli ultimi anni. Uno spunto per l'utilizzo del DPT è realizzare modelli dei componenti con look-up table (come implementato nel software PLECS), che permetterebbero una modellizzazione delle perdite di un convertitore in maniera più fedele alla realtà, in funzione non solo di tensione e corrente, ma anche della temperatura. Infine, i test DPT possono essere utilizzati anche dai produttori stessi, per migliorare la qualità dei modelli dei componenti, attraverso l'interpolazione delle forme d'onda.

Appendice

In questa appendice saranno riportati i valori citati nel testo dell'elaborato, in particolare quelli utilizzati nell'analisi parametrica.

| LS Dev number | Eon (uJ) | Eoff (uJ) | Trise (ns) | Tfall (ns) | tdon (ns) | tdoff (ns) | Gate charge (nC) | tdon (IGBT) (ns) | tdoff (IGBT) (ns) | fres (Hz) |
|---------------|----------|-----------|------------|------------|-----------|------------|------------------|------------------|-------------------|-------------------|
| 1 | 452.3 | 181.3 | 22.81 | 21.56 | 17.81 | 39.69 | 58.65 | 11.56 | 35.62 | $8.00 \cdot 10^7$ |
| 2 | 452.2 | 195.6 | 22.81 | 21.25 | 17.5 | 38.75 | 56.42 | 11.56 | 34.74 | $8.00 \cdot 10^7$ |
| 3 | 449.2 | 190.7 | 22.5 | 20.94 | 17.19 | 38.75 | 57.29 | 11.56 | 34.69 | $8.00 \cdot 10^7$ |
| 4 | 453.8 | 189.7 | 22.5 | 20.94 | 18.44 | 40.62 | 57.66 | 12.19 | 37.5 | $7.81 \cdot 10^7$ |
| 5 | 454.3 | 197.1 | 22.5 | 21.56 | 18.44 | 40.94 | 56.59 | 12.19 | 37.19 | $8.17 \cdot 10^7$ |
| 6 | 455.1 | 181.3 | 22.81 | 21.56 | 18.44 | 40.31 | 57.48 | 12.5 | 36.87 | $7.81 \cdot 10^7$ |
| 7 | 451.4 | 179.4 | 22.5 | 21.25 | 18.12 | 40.62 | 56.37 | 12.19 | 37.19 | $7.81 \cdot 10^7$ |
| 8 | 450.2 | 206.8 | 22.81 | 21.56 | 17.5 | 40.31 | 56.48 | 11.87 | 36.25 | $8.00 \cdot 10^7$ |
| 9 | 448.0 | 204.5 | 22.19 | 21.56 | 17.5 | 40.31 | 53.68 | 11.87 | 35.31 | $7.81 \cdot 10^7$ |
| 10 | 439.2 | 183.1 | 21.87 | 20.94 | 16.56 | 39.69 | 54.21 | 11.25 | 35.00 | $8.20 \cdot 10^7$ |
| 11 | 444.8 | 185.1 | 21.87 | 21.56 | 17.19 | 40.31 | 54.7 | 11.56 | 36.56 | $8.00 \cdot 10^7$ |
| 12 | 450.3 | 191.7 | 22.8 | 21.56 | 17.5 | 40.31 | 55.43 | 11.56 | 35.62 | $8.20 \cdot 10^7$ |
| 13 | 463.1 | 187.5 | 24.69 | 22.5 | 17.81 | 40.94 | 59.71 | 11.87 | 39.06 | $7.81 \cdot 10^7$ |
| 14 | 448.6 | 182.6 | 22.19 | 21.25 | 17.81 | 40.62 | 56.04 | 11.87 | 37.81 | $8.00 \cdot 10^7$ |
| 15 | 461.7 | 195.8 | 23.75 | 22.19 | 18.12 | 40.62 | 58.94 | 11.87 | 37.81 | $8.20 \cdot 10^7$ |
| 16 | 455.7 | 180.9 | 23.12 | 21.87 | 18.12 | 40.31 | 58.94 | 11.87 | 38.44 | $8.00 \cdot 10^7$ |
| 17 | 453.0 | 194.1 | 22.81 | 21.56 | 18.12 | 40.62 | 59.19 | 12.19 | 36.87 | $7.81 \cdot 10^7$ |
| 18 | 448.2 | 182.2 | 22.81 | 21.56 | 17.5 | 40.00 | 56.55 | 11.87 | 36.25 | $8.00 \cdot 10^7$ |
| 19 | 451.7 | 195.9 | 23.44 | 22.19 | 17.19 | 40.00 | 53.26 | 11.56 | 36.56 | $8.20 \cdot 10^7$ |
| 20 | 451.9 | 202.3 | 23.12 | 22.50 | 17.19 | 40.31 | 54.01 | 11.25 | 36.25 | $8.20 \cdot 10^7$ |
| 21 | 449.8 | 204.0 | 23.12 | 22.81 | 17.19 | 40.31 | 54.36 | 11.25 | 35.94 | $7.80 \cdot 10^7$ |
| 22 | 451.7 | 205.6 | 23.44 | 22.81 | 17.19 | 40.31 | 55.83 | 11.56 | 35.62 | $8.20 \cdot 10^7$ |
| 23 | 445.2 | 186.4 | 22.5 | 21.87 | 17.19 | 40.62 | 55.16 | 11.56 | 37.19 | $8.00 \cdot 10^7$ |
| 24 | 444.9 | 179.8 | 22.5 | 21.87 | 17.5 | 40.94 | 55.64 | 11.56 | 37.50 | $8.00 \cdot 10^7$ |
| 25 | 448.8 | 197.7 | 22.5 | 21.87 | 17.5 | 41.25 | 55.57 | 11.56 | 37.50 | $8.00 \cdot 10^7$ |
| 26 | 447.8 | 191.9 | 22.5 | 21.87 | 17.81 | 41.25 | 57.54 | 11.87 | 38.12 | $8.20 \cdot 10^7$ |
| 27 | 449.8 | 201.0 | 22.5 | 21.87 | 17.81 | 41.25 | 56.16 | 11.87 | 38.44 | $8.00 \cdot 10^7$ |
| 28 | 449.5 | 194.5 | 22.81 | 22.19 | 17.5 | 41.56 | 58.65 | 11.87 | 38.12 | $8.21 \cdot 10^7$ |
| 29 | 447.5 | 179.8 | 23.44 | 21.87 | 17.81 | 41.87 | 59.51 | 12.19 | 38.75 | $8.00 \cdot 10^7$ |

Tabella 4.15: Dati ottenuti per l'analisi della dispersione parametrica.

| | Eon (μJ) | Eoff (μJ) | Trise (ns) | Tfall (ns) | tdon (ns) | tdoff (ns) | GateCharge (nC) | tdon (IGBT) (ns) | tdoffi (IGBT) (ns) | fres (Hz) |
|------------------------|-----------------------|------------------------|------------|------------|-----------|------------|-----------------|------------------|--------------------|-----------|
| Eon (μJ) | 1 | 0.1593 | 0.7488 | 0.3233 | 0.6266 | 0.0610 | 0.5534 | 0.4116 | 0.3527 | -0.1753 |
| Eoff (μJ) | 0.1593 | 1 | 0.1386 | 0.4220 | -0.2050 | -0.0707 | -0.3074 | -0.2984 | -0.3190 | 0.1863 |
| Trise (ns) | 0.7488 | 0.1386 | 1 | 0.6600 | 0.1666 | 0.1489 | 0.4533 | 0.0729 | 0.3405 | 0.0080 |
| Tfall (ns) | 0.3233 | 0.4220 | 0.6600 | 1 | -0.1646 | 0.3625 | -0.0200 | -0.2891 | 0.2731 | 0.2053 |
| tdon (ns) | 0.6266 | -0.2050 | 0.1666 | -0.1646 | 1 | 0.3731 | 0.6303 | 0.8773 | 0.5514 | -0.3676 |
| tdoff (ns) | 0.0610 | -0.0707 | 0.1489 | 0.3625 | 0.3731 | 1 | 0.3355 | 0.3871 | 0.8205 | 0.0189 |
| GateCharge (nC) | 0.5534 | -0.3074 | 0.4533 | -0.0200 | 0.6303 | 0.3355 | 1 | 0.6315 | 0.5879 | -0.1815 |
| tdon (IGBT) (ns) | 0.4116 | -0.2984 | 0.0729 | -0.2891 | 0.8773 | 0.3871 | 0.6315 | 1 | 0.4794 | -0.4103 |
| tdoff(IGBT) (ns) | 0.3527 | -0.3190 | 0.3405 | 0.2731 | 0.5514 | 0.8205 | 0.5879 | 0.4794 | 1 | -0.0896 |
| fres (Hz) | -0.1753 | 0.1863 | 0.0080 | 0.2053 | -0.3676 | 0.0189 | -0.1815 | -0.4103 | -0.0896 | 1 |

Tabella 4.16: Valori dei coefficienti di correlazione calcolati per i vari parametri considerati.

Bibliografia

- [1] Eric Giacomo Armando and Fausto Stella. Slide del corso di conversione statica dell'energia elettrica. 2023.
- [2] Jose Ortiz Gonzalez, Olayiwola Alatise, Ji Hu, Li Ran, and Philip A. Mawby. An investigation of temperature-sensitive electrical parameters for sic power mosfets. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(10):7954–7966, 2017.
- [3] Datasheet del MOSFET IRFP250M.
- [4] *Manuale utente della macchina Keysight PD1500A*.
- [5] Keysight Technologies PD1500A Datasheet, product page available at <https://www.keysight.com/us/en/product/PD1500A/dynamic-power-device-analyzer-double-pulse-tester.html>.
- [6] Joseph Lutz, Joseph Lutz, and Joseph Lutz. *Semiconductor power devices : physics, characteristics, reliability*. Electrical engineering. Springer, Berlin, 2nd edition, 2018.
- [7] Domenico Nardo, Alfio Scuto, and Mario Cacciato. Analysis of the impacts of the v_{gsth} in modern smps. In *2020 ELEKTRO*, pages 1–6, 2020.
- [8] Wolfspeed desing resources, How to Simulate Silicon Carbide Power Module Performance with LTspice, <https://www.wolfspeed.com/knowledge-center/article/how-to-simulate-silicon-carbide-power-module-performance-with-ltspice/>, accesso effettuato il 15/09/2024.