



Università degli Studi di Padova

Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea Triennale in Ingegneria Meccanica-Meccatronica

tesina

**Affidabilità nei dispositivi
elettronici di potenza:
metodologie per l'analisi di
thermal- e power-cycling**

Relatore: Alessandro Sona
Correlatore: Paolo Magnone

Laureando: Damiano Gatto

Autore: Damiano Gatto

Indice

Introduzione	1
1 Dispositivi di potenza	3
1.1 Generalità	3
1.2 IGBT	3
1.2.1 Struttura e funzionamento	4
1.2.2 Tecnologie di packaging	6
2 Affidabilità e thermal cycling	11
2.1 Affidabilità	11
2.2 Thermal e power cycling	12
2.2.1 Descrizione del test	13
2.2.2 Misurazioni	15
2.2.3 Durata test e raffreddamento	16
3 Metodi di stima della temperatura	19
3.1 Modelli Foster e Cauer	19
3.2 Parametri elettrici	20
3.2.1 Tensione collettore-emettitore con bassa corrente	21
3.2.2 Tensione collettore-emettitore con alta corrente	23
3.2.3 Tensione di soglia	24
3.2.4 Tensione gate-emettitore sopra soglia	24
3.2.5 Corrente di saturazione	27
3.2.6 Tempo di commutazione	27
3.2.7 Confronto tra TSEP	28
4 Set up sperimentali e risultati letteratura	33
4.1 Test accelerati e modelli di caratterizzazione affidabilità	33
4.2 Controllo dell'impedenza termica	36
4.3 Set up ad alta e bassa frequenza	40
4.4 Set up per controllo degrado componenti di un inverter	46
Conclusioni	63

INDICE

Bibliografia	64
Elenco delle tabelle	67
Elenco delle figure	68

Introduzione

Il benessere dell'ambiente mondiale contemporaneo è fortemente dipendente dall'uso dell'energia elettrica e dall'efficienza dei dispositivi elettronici che la utilizzano. L'industria moderna stessa per cercare di essere più competitiva e per salvaguardare l'ambiente, attraverso una riduzione dell'inquinamento, investe nella ricerca di rendere gli impianti il più efficienti possibili. Ciò va di pari passo con un miglioramento dell'affidabilità dei componenti elettronici; soprattutto quelli che vengono utilizzati nell'elettronica di potenza. Per questo negli ultimi anni sono state fatte diverse ricerche per quantificare l'invecchiamento dei componenti e dare un'indicazione sulla propria affidabilità. In questo lavoro di tesi triennale si presentavo diverse impostazioni di prove per cercare di verificare l'affidabilità dei componenti elettronici di potenza. L'obiettivo di tale lavoro è di spiegare i vari metodi utilizzati per la stima di temperatura, quali fattori influenzano il degrado di un componente di potenza e quali danneggiamenti si verificano. Il componente utilizzato in tali prove è l'IGBT che ha un buon successo in molte applicazioni in cui si hanno alte dissipazioni di potenze.

Nel primo capitolo si presenta l'IGBT, spiegandone la struttura, il funzionamento e le tecniche di assemblaggio utilizzate.

Nel secondo capitolo si parla di affidabilità, definendola dal punto di vista dei dispositivi elettronici e spiegando i vari tipi di guasti che possono intaccarla. Successivamente si passa ad una descrizione delle tecniche di valutazione del degrado dei dispositivi, illustrando l'impostazione delle prove, le misure che vengono effettuate e i fattori che mi variano la durata di tali test.

Nel terzo capitolo vengono spiegati i metodi di stima della misura di temperatura durante le prove. Vengono presentati i modelli analitici (Foster e Cauer) e i metodi elettrici (TSEP: Thermo Sensitive Electrical Parameters).

Infine nel quarto capitolo sono presentati delle tipologie di prova trovante in letteratura utilizzate per stimare la vita, quindi l'affidabilità, degli IGBT.

Capitolo 1

Dispositivi di potenza

1.1 Generalità

Il compito dell'elettronica di potenza è di gestire e controllare il flusso di energia elettrica, fornendo tensioni e correnti in una forma che s'addice ai carichi utilizzatori. Negli ultimi anni, il campo dell'elettronica di potenza ha avuto un ampio sviluppo, grazie a rivoluzionari miglioramenti nelle metodologie della microelettronica e a significativi progressi nella tecnologia di fabbricazione dei semiconduttori. Tutto ciò ha permesso di incrementare le prestazioni in corrente e tensione, ma anche la frequenza di commutazione, che tanto influisce sull'efficienza nei sistemi di conversione dell'energia. La tecnologia dei dispositivi di potenza a semiconduttore sviluppa continuamente nuovi dispositivi di potenza a commutazione rapida con limitazioni in termini di correnti e tensioni. I dispositivi di potenza come i BJT, i MOSFET e gli IGBT vengono utilizzati sempre più in un'ampia gamma di prodotti. Molto successo è stato riscontrato per gli IGBT nelle applicazioni di potenza per le loro favorevoli caratteristiche che verranno di seguito approfondite in questo capitolo.

1.2 IGBT

L'IGBT fu introdotto nei primi anni '80 e ad oggi molte nuove applicazioni non sarebbero economicamente possibili senza di esso. L'IGBT è un interruttore a semiconduttore con tre terminali e viene usato per controllare il flusso di energia elettrica. I BJT di potenza hanno buone caratteristiche in fase di ON ma hanno tempi di switch molto lunghi, soprattutto nello spegnimento. Essi sono dispositivi controllati in corrente e richiedono complessi circuiti di controllo per fornire la corrente di base necessaria durante la fase di ON, il che incrementa le perdite di potenza nell'elettrodo di controllo. D'altro canto i MOSFET sono dispositivi controllati in tensione che richiedono piccole correnti durante i periodi di commutazione e richiedono dispositivi di controllo semplici; inoltre i MOSFET sono dispositivi a portatore maggioritario che mostrano elevate velocità

di commutazione. La natura unipolare del MOSFET causa però caratteristiche di conduzione inferiori per tensioni al di sopra dei 200V. Inoltre la loro resistenza in fase di ON cresce con la tensione di breakdown. Per ottenere un dispositivo con migliori performance bisogna unire il vantaggio della bassa resistenza in fase di conduzione del BJT con la semplicità del circuito di comando richiesta dal MOSFET. La configurazione Darlington dei due dispositivi (figura 1.1) ha caratteristiche superiori rispetto agli stessi presi singolarmente. Questo dispositivo ibrido può essere comandato come un MOSFET con bassa resistenza in fase di ON in quanto l'uscita di corrente è gestita dal BJT. Un modo per ottenere i massimi benefici del controllo del MOS e della conduzione del transistor bipolare consiste nell'integrare nella stessa regione di conduttore il MOSFET e il BJT. Questo concetto ha permesso la diffusione di IGBT con caratteristiche di ON superiori, buone velocità di commutazione ed eccellenti aree di funzionamento.

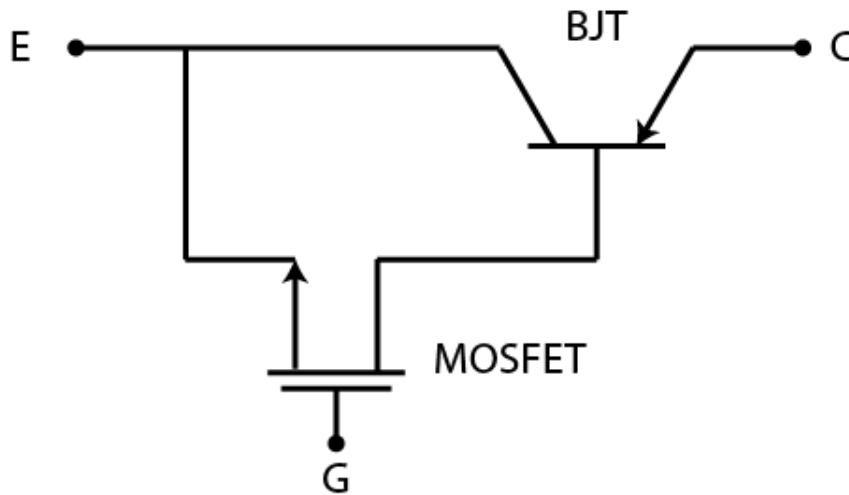


Figura 1.1: MOSFET e BJT in configurazione Darlington.

1.2.1 Struttura e funzionamento

La sezione verticale delle celle di un IGBT di canale n (figura 1.2) è simile a quella del DMOS eccetto per lo strato p+ nella parte inferiore. Questo strato forma il collettore dell'IGBT e una giunzione pn con la regione di deriva n-, dove la modulazione di conduttività avviene iniettando portatori minoritari nella regione di deriva del drain del MOSFET verticale. Inoltre la densità di corrente è più elevata rispetto al MOSFET e la caduta di tensione diretta è ridotta. Il substrato p+, la regione di deriva n- e l'emettitore p+ costituiscono un BJT con un'ampia regione di base e basso guadagno di corrente. Il funzionamento del dispositivo può essere spiegato tramite un BJT con la sua corrente di base

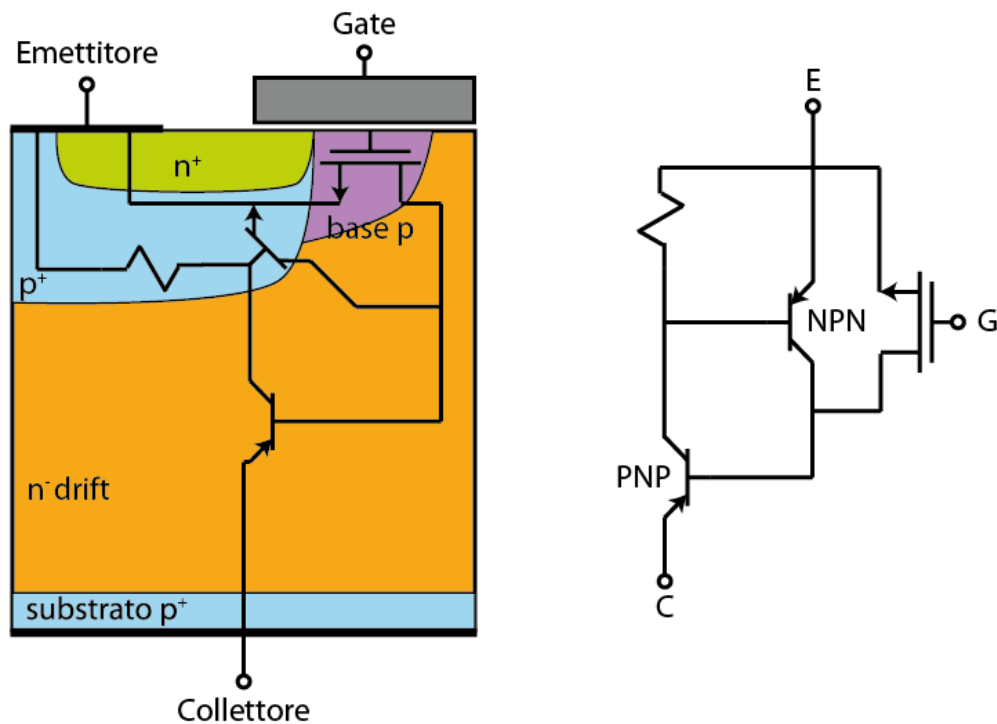


Figura 1.2: Sezione verticale e circuito equivalente di un IGBT di canale n.

comandata tramite l'applicazione di tensione al gate del MOS. Per semplicità si assume che il terminale di emettitore è connesso al potenziale di terra. Applicando una tensione negativa al collettore, la giunzione pn tra il substrato p+ e la regione di deriva n- è polarizzata inversamente. Se il terminale di gate è mantenuto al potenziale di terra e una tensione positiva è applicata al collettore la giunzione pn tra la base p e la regione di deriva n- è polarizzata inversamente. Questo impedisce ogni flusso di corrente e il dispositivo è in stato di blocco diretto finché non si raggiunge il breakdown del transistor pnp. Quando è applicato un potenziale positivo al gate e questo supera la tensione di soglia richiesta per invertire la regione del MOS sotto il gate, si forma un canale n che costituisce un percorso per far fluire gli elettroni verso la regione di deriva n-. La giunzione pn tra il substrato p+ e la regione di deriva n- è polarizzata direttamente, e si ha un'iniezione di lacune in quest'ultima. Gli elettroni in questa regione si ricombinano con le lacune per mantenere la neutralità di carica spaziale e le rimanenti lacune sono raggruppate nella regione di emettitore causando un flusso verticale di corrente tra l'emettitore e il collettore. La giunzione base-collettore del BJT pnp non può essere polarizzata direttamente, e quindi questo transistor non può operare in saturazione. Per spegnere l'IGBT il gate è cortocircuitato sull'emettitore in modo da togliere il canale del MOS e la corrente di base nel

transistore pnp. La corrente di collettore è improvvisamente ridotta a causa della rimozione del flusso di elettroni nel canale. Per mantenere una bassa caduta di tensione in stato di ON, il tempo medio impiegato dai portatori minoritari in eccesso per ricombinarsi deve essere lungo. Quindi come per i dispositivi a portatore minoritario si ha un compromesso tra le perdite in stato di ON e la velocità di spegnimento. Nell'IGBT punch-through il tempo di commutazione è ridotto usando uno strato n fortemente drogato nella regione di deriva vicino al collettore. A causa della più elevata densità di drogante l'efficienza dell'iniezione della giunzione di collettore e il tempo di vita dei portatori minoritari nella regione di base è ridotto. Il piccolo allungamento del tempo di vita nello strato di buffer fa ridurre l'eccesso di lacune. Questo velocizza la rimozione della lacune dalla regione di deriva e quindi si riducono i tempi di spegnimento.[1]

1.2.2 Tecnologie di packaging

La struttura attiva di un IGBT è realizzata su un chip al silicio. Come i chip a semiconduttore non può essere usato in nessun convertitore direttamente, ma è necessario un packaging per consentire l'uso delle proprietà elettriche del chip. La tecnologia di packaging e di connessione è altrettanto importante quanto le caratteristiche del semiconduttore di potenza. Un IGBT ad alta potenza ha una bassa caduta di potenziale nello stato on, che riduce le perdite di conduzione. La somma delle perdite di conduzione e di commutazione può comunque, dipendendo dal componente e dall'applicazione, variare dall'ordine di poche centinaia di watts fino a parecchi kilowatts. Il package deve dunque essere progettato in maniera tale che possa trasportare il calore di queste perdite lontano dal chip, assicurando che la temperatura del chip rimanga all'interno di dati limiti. Il package di semiconduttori di potenza deve avere un'alta affidabilità, cioè una lunga durata nell'applicazione, e quindi un'alta durabilità sotto condizioni di carico alternate. Inoltre il package deve fornire alta conducibilità elettrica per contenere proprietà elettriche indesiderate come resistenze, capacità e induttanze parassite. Per semiconduttori di potenza convenzionali come i tiristori e i GTO, ogni chip a semiconduttore può essere reso molto più grande di quello che è possibile per un IGBT. Per un tiristore press-pack Infineon per applicazioni HVDC, con una corrente nominale di 5,6 kA e tensione di blocco di 8 kV, il semiconduttore è un wafer con un diametro approssimativo di 150 mm. La misura di un moderno chip IGBT della ABB con una tensione di blocco di 4,5 kV e corrente nominale di 55 A, è 14,3x14,3 mm. Attualmente, i componenti IGBT non possono essere fatti con un intervallo di tensione di blocco e di corrente nominale come il sopramenzionato tiristore. Il confronto della dimensione mostra un punto molto importante; per ottenere un utile intervallo di potenza, consentendo l'uso dell'IGBT per applicazioni in alta potenza, è necessario mettere in parallelo più IGBT. Una ragione per la limitazione delle dimensioni del chip è che l'alta densità di celle nei moderni chip dell'IGBT si tradurrebbe in un problema di rendimento a causa dei difetti della singola cella quando la dimensione del chip aumenta.

Fortunatamente, a causa del coefficiente di temperatura positivo della propria resistenza nello stato on nell'intervallo di alta corrente, l'IGBT è un componente ideale per la connessione in parallelo. Se uno degli IGBT in parallelo conduce una più alta corrente rispetto agli altri, la sua temperatura aumenta portando ad una resistenza più alta. L'incremento della resistenza a sua volta decrementa la corrente, quindi si ha un effetto di stabilizzazione termica. Il vantaggio della semplicità di mettere in parallelo gli IGBT, insieme allo svantaggio termico di chip con ampie aree non produce alcun interesse nella produzione di grandi chip di IGBT. Gli attuali IGBT a disposizione, hanno una capacità di potenza da 100 W fino a parecchi MW, e tensione di blocco da 600 V fino 6,5 kV. A causa dell'ampia varietà per entrambi gli intervalli, sono prodotti un gran numero di diversi IGBT. Diverse tecnologie di imballaggio sono utilizzate per diversi livelli di potenza e tensioni di blocco.[2]

Costruzione modulo IGBT



Figura 1.3: Modulo IGBT Infineon.

La figura 1.3 mostra un modulo IGBT Infineon, che appare come un tipico modulo IGBT per alte potenze. La parte esteriore del modulo consiste in una struttura di plastica con collegamenti a vite ed una piastra metallica. L'intervallo di temperatura di funzionamento e di stoccaggio dei moderni IGBT può variare da $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ fino a $175\text{ }^{\circ}\text{C}$. Tutti i materiali usati per la costruzione dell'IGBT devono lavorare perfettamente sia da soli che con gli altri materiali per l'intero intervallo di temperatura. La struttura di plastica deve essere meccanicamente stabile e avere un'alta resistenza alla trazione per l'intero intervallo di temperatura. Deve essere inoltre isolante elettricamente e assicurare una lunga distanza di dispersione sulla sua superficie. Tutte queste proprietà devono essere mantenute in ambienti molto inquinati. All'interno della struttura di plastica, un gel di silicone è usato per incapsulare i componenti. Il gel di silicone ha delle proprietà di isolamento elettrico molto buone. I contatti esterni, sia le connessioni di potenza che quelle ausiliarie, sono in molti casi contatti a vite. La maggior

parte dei moduli IGBT hanno una piastra di rame per garantire un buon collegamento termico al mezzo di raffreddamento. La piastra è generalmente curva, questo per ottimizzare il contatto termico con il mezzo di raffreddamento quando la piastra si espande per l'aumento di temperatura.

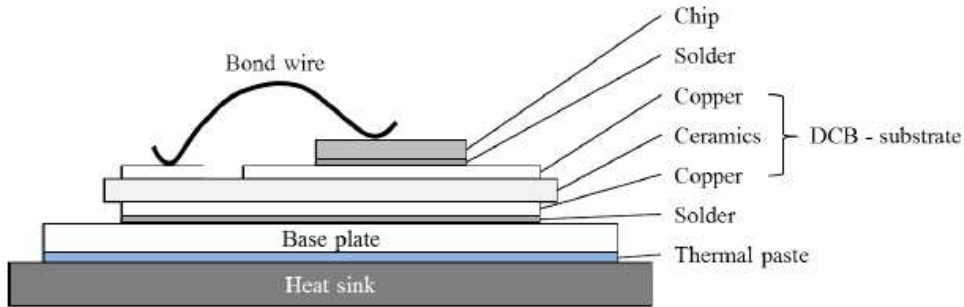


Figura 1.4: Schema della sezione trasversale di un IGBT.

Come indicato in figura 1.4, un sottile strato di grasso termico è inserito tra la piastra e il dissipatore. Il grasso termico migliora la connessione termica tra piastra e dissipatore. Il substrato DCB (direct copper bonded) è saldato sopra la piastra di rame. Il DCB consiste in un isolante ceramico dielettrico con rame legato ad esso. Attraverso un processo di fusione e diffusione ad alta temperatura, il rame è legato al substrato con grande forza di adesione. Il DCB funge da isolante elettrico tra il potenziale dei componenti di potenza e il potenziale del dissipatore. È inoltre importante che il DCB fornisca una buona connessione termica con il dissipatore. Lo strato superiore di rame del DCB consiste in piste di rame. La parte metallica posteriore del chip di IGBT, la parte del collettore, è saldata direttamente su queste piste di rame. Come mostra figura 1.4, i fili di collegamento nella parte superiore del chip forniscono una connessione elettrica al contatto di gate ed emettitore del chip. Viene utilizzato un incollaggio ad ultrasuoni per collegare i bond wire al gate ed emettitore sulla superficie del chip. Questo metodo assicura una buona connessione ed evita temperature eccessive sul chip quando i fili sono connessi.

Costruzione IGBT press-pack

La tecnica press-pack è un metodo di packaging per IGBT con un'alta potenza nominale. Invece di utilizzare la saldature per ottenere un contatto termico ed elettrico, viene applicata una forza in modo da mantenere i contatti. Press-pack è stato introdotto per fornire un metodo di packaging robusto e affidabile, per dispositivi come diodi e tiristori in applicazioni ad alta potenza.

In figura 1.5 è mostrata una tipica struttura per un singolo wafer press-pack. Esso ha una piastra di molibdeno ed un coperchio di metallo su ciascun lato

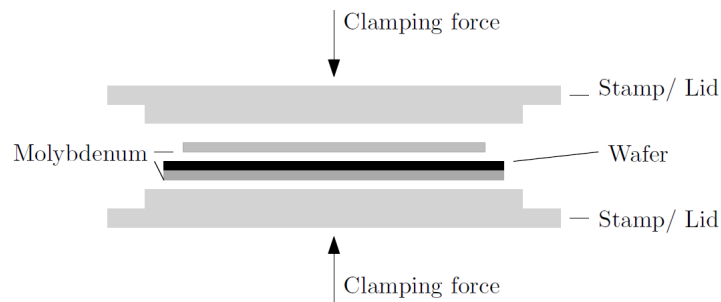


Figura 1.5: Press-pack per un singolo wafer.

del wafer di silicio, fornendo un contatto termico ed elettrico e garantendo una distribuzione della forza omogenea. Il pacchetto è chiuso ermeticamente con pareti laterali in ceramica. Il molibdeno ha un CTE simile a quello del silicio, che combinato con la sua elevata durezza lo rende ideale per il posizionamento tra il coperchio metallico e il chip. Per garantire il contatto elettrico e termico, deve essere applicata al pacchetto una determinata pressione, tipicamente di 10 - 20 N/mm². Alcuni dei vantaggi della tecnica press-pack nelle applicazioni ad alta potenza sono:

- design compatto,
- raffreddamento a doppia faccia,
- nessun wire bond,
- poche rigide interconnessioni tra materiali con diversi CTE.

Alcuni svantaggi di questa tecnica sono:

- nessun isolamento elettrico,
- intenso lavoro di assemblaggio.

Capitolo 2

Affidabilità e thermal cycling

2.1 Affidabilità

Al giorno d'oggi l'elettronica ha avuto un'ampia diffusione e viene utilizzata in svariati campi (domestico, automotive, risorse rinnovabili, etc.). Con questo crescente utilizzo, è aumentato anche il bisogno di poter disporre di dispositivi affidabili. L'affidabilità, per l'appunto, è la misura della probabilità che un certo apparato elettronico non si guasti in un determinato lasso di tempo. Questo parametro è molto importante soprattutto nelle applicazioni in cui non si ha la possibilità di effettuare una manutenzione periodica. Un esempio tipico sono le pale eoliche offshore, situate in mezzo al mare, nelle quali una manutenzione risulterebbe costosa e con tempi di intervento estremamente lunghi. Nei dispositivi elettronici di potenza l'affidabilità è un prerequisito molto importante in quanto sono soggetti ad elevate dissipazioni di potenza che comportano alte temperature ed un alto tasso di degrado. Un tipico danneggiamento viene a formarsi nelle saldature tra gli strati, nelle saldature tra i fili e negli strati di ossido. La rottura delle saldature, con conseguente distacco dei fili, avviene a causa del comportamento dei diversi materiali metallici soggetti a variazioni di temperatura. Questi hanno un proprio coefficiente di dilatazione termica e una volta riscaldati si espandono creando delle tensioni all'interfaccia tra i diversi materiali. Queste tensioni termomeccaniche portano alla formazione di cricche che, con la loro propagazione causata da una continua fluttuazione della temperatura, provocano la rottura del collegamento. Questa cricca si propaga lungo i confini dei grani di alluminio all'interno dei collegamenti, partendo dalla parte esterna del contatto verso l'interno. In figura 2.1 si può osservare questo fenomeno, con la cricca che è innescata nella parte esterna e si propaga verso l'interno. Questo staccarsi dei fili è un effetto domino in quanto, con la rottura di un collegamento, si ha una redistribuzione della densità di corrente negli altri collegamenti con aumento della temperatura media e delle tensioni termomeccaniche. In figura 2.2 si può vedere un collegamento completamente staccato.

Un altro effetto termomeccanico del degrado è la ricostruzione (es. estru-

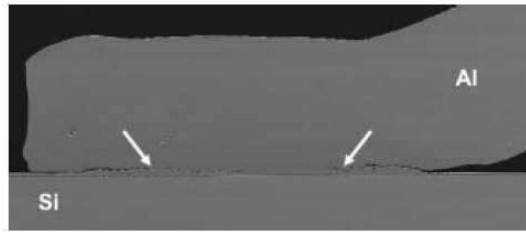


Figura 2.1: Sezione di collegamento che mostra la propagazione della frattura dall'esterno verso l'interno.

sione dei grani di alluminio nei chip metallizzati). La conseguenza di questo risultato è un aumento della resistenza. Questo porta ad un incremento della potenza dissipata, a parità di ogni altra condizione, e della temperatura, quindi altre tensioni meccaniche. Un secondo effetto della ricostruzione è la mancata metallizzazione dell'emettitore e dunque la disconnessione dei moduli. L'area di conduzione diminuisce drasticamente e porta ad una densità di corrente che causa effetti di fusione o elettro migrazione. Ovviamente la ricostruzione non si verifica nelle aree metallizzate coperte da uno strato passivo. In figura 2.3 si può osservare il fenomeno della ricostruzione nel chip metallizzato con la superficie che inizialmente era abbastanza lineare e successivamente presenta una spiccata rugosità.

2.2 Thermal e power cycling

I dispositivi di potenza vengono utilizzati in svariate applicazioni, da cui ne derivano diverse condizioni di criticità. Nel caso di utilizzo in campo automotive, questi dispositivi si trovano a lavorare in ambienti con temperature che variano significativamente nel tempo. Si pensi ad un'autovettura che nelle condizioni di riposo si trova a temperatura ambiente, mentre quando è in funzione a temperature di 90 °C con conseguente riscaldamento dell'intero dispositivo di potenza. Nel caso, invece, di convertitori di potenza si ha una variazione della potenza quando si passa dalla condizione di carico collegato rispetto a quando viene scollegato. Ciò comporta un riscaldamento e raffreddamento del componente e conseguente deterioramento. Questo fenomeno è chiamato "thermal cycling"(ciclo termico) e viene ricreato in laboratorio attraverso delle prove per valutare il degrado dei componenti. Questi test possono avvenire in due maniere:

- Ciclo attivo di potenza
- Ciclo passivo termico

Nel ciclo attivo di potenza il dispositivo sotto test viene fatto attraversare da un'alta corrente in maniera ciclica in modo da creare un certo profilo di tempe-

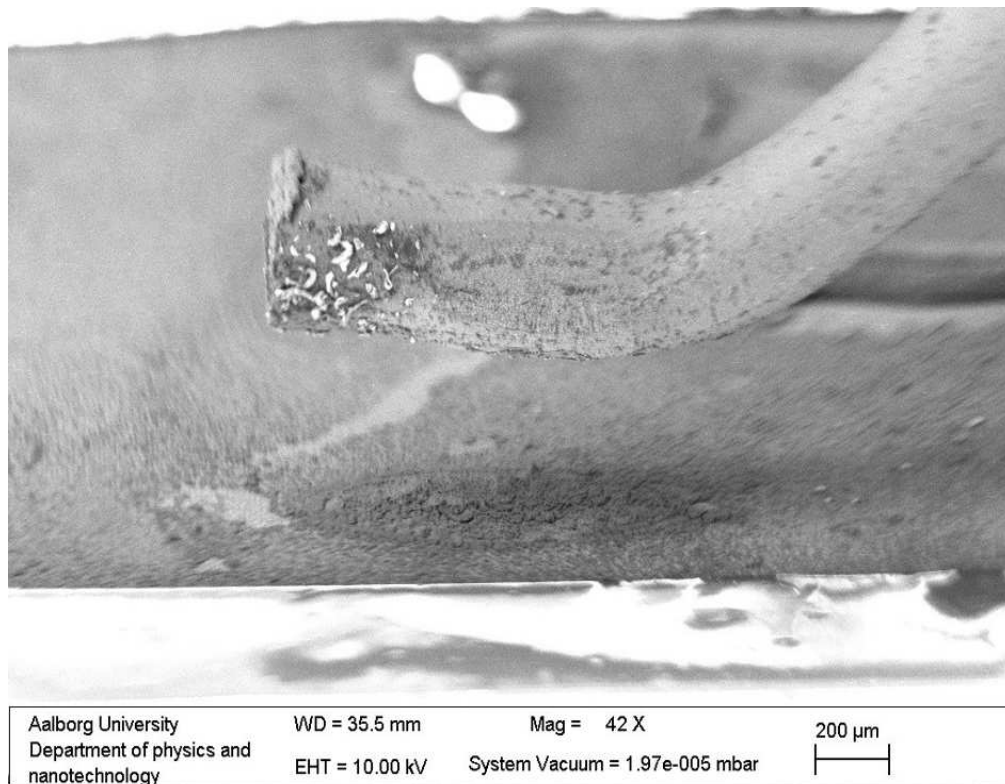


Figura 2.2: Immagine di una rottura del collegamento con bond lift.

ratura all'interno del package. Nel ciclo passivo termico, invece, il componente elettronico viene inserito in una camera isolata termicamente (es. forno) e fatto riscaldare e raffreddare attraverso l'accensione e lo spegnimento dell'impianto di generazione del calore. Nella seconda tipologia di ciclo il calore sarà uniformemente distribuito su tutto il componente, mentre nella prima la temperatura sarà più alta in prossimità del chip.

2.2.1 Descrizione del test

Il sistema di test si compone dalle seguenti fasi:

- Alimentazione e circuiti di potenza
- Sistema di gestione termica
- Sistema acquisizione dati
- Circuiti di protezione

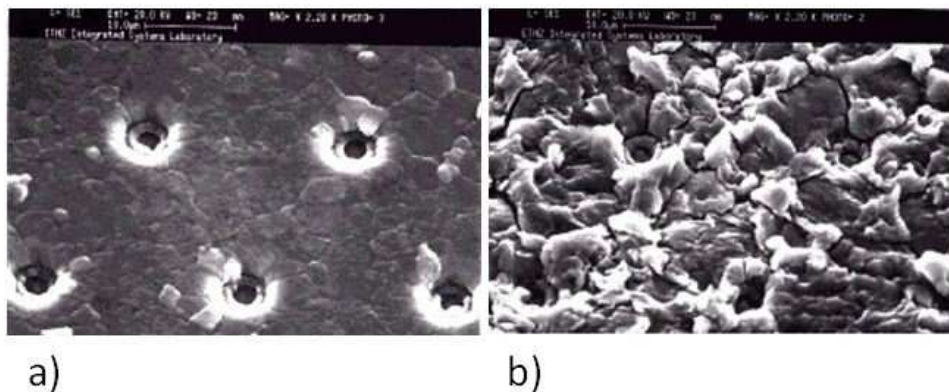


Figura 2.3: Immagine del chip metallizzato prima (a) e dopo (b) la ricostruzione.

La parte di potenza fornisce la corrente utilizzata per stressare il dispositivo. Solitamente si utilizzano impulsi di corrente.

Il sistema di gestione termica controlla la temperatura e cerca di seguire il profilo di temperatura desiderato agendo sull'alimentazione e nel sistema di raffreddamento se presente.

Il sistema di acquisizione dati misura i parametri controllati e li salva per una successiva elaborazione.

I circuiti di protezione sono progettati per verificare situazioni di correnti troppo alte o basse, sopra temperature e criteri di fallimento che portano al termine del test.

In figura 2.4 è rappresentato lo schema a blocchi delle appena citate funzioni del thermal-cycling.

I test sono strutturati in due fasi:

- Fase di eccitazione
- Fase di rilassamento

Nella fase di eccitazione il componente viene fatto riscaldare. Il modo in cui aumenta la temperatura interna dipende dalla sua impedenza termica. In questa fase si ha una dilatazione termica dei metalli che dipenderà dai propri coefficienti di espansione termica. Durante questa periodo è possibile fare una misura dello stato di degrado del dispositivo (in figura 2.5 nei punti a e b si può misurare la tensione $V_{ce,sat}$ per la valutazione di danneggiamento). Nella fase di rilassamento, invece, il dispositivo non è più soggetto ad alcuna fonte di calore e tenderà a raffreddarsi. In questo periodo di tempo i materiali tenderanno a contrarsi. In questa fase è possibile fare misure per la valutazione della temperatura (in

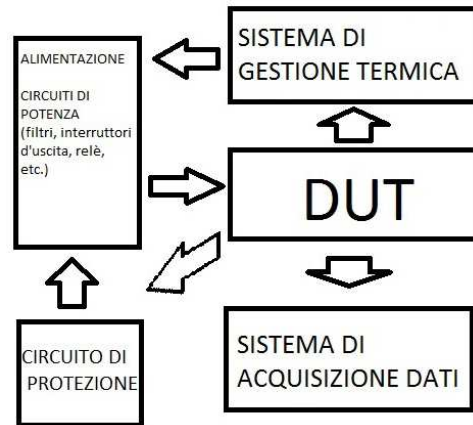


Figura 2.4: Schema a blocchi delle principali funzioni di un thermal-cycling.

figura 2.5 nei punti c e d si può misurare la tensione $V_{ce,sat}$ per una stima di temperatura, successivamente spiegato nel capitolo 3).

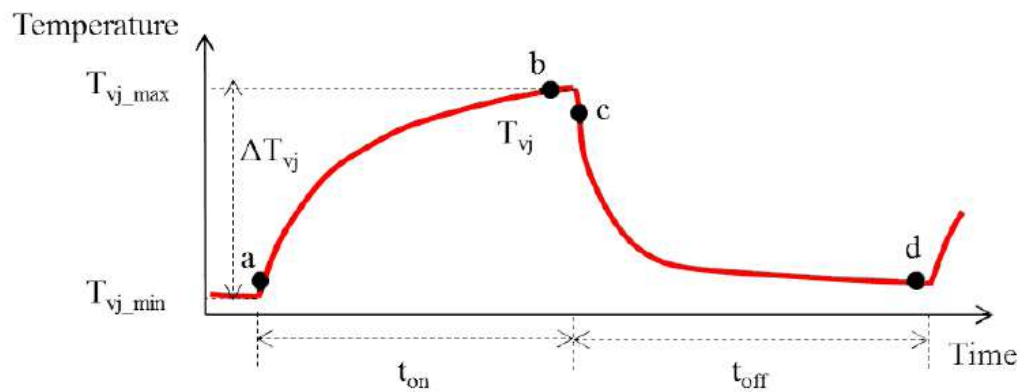


Figura 2.5: Tipico grafico dell'andamento della temperatura in un ciclo con T_{vj_max} e T_{vj_min} la temperatura massima e minima di ciclo rispettivamente. t_{on} e t_{off} sono gli intervalli di tempo di eccitazione e rilassamento.

2.2.2 Misurazioni

Durante i test vengono monitorati i parametri qui sotto elencati:

- **Profilo di temperatura** a cui è sollecitato il componente in prova; nello specifico è di particolare interesse conoscere la **temperatura massima** del chip e la relativa **escursione termica**.
- **Tensione di saturazione** tra **collettore** ed **emettitore** per la valutazione del fenomeno dello staccamento interno dei fili.
- **Resistenza termica** del dispositivo come indicatore della fatica nella saldature.
- **Corrente di perdita** del **collettore** e del **gate** come segnalatori di cortocircuiti.
- **Impedenza termica** per conoscere quale strato saldato è danneggiato.

Il controllo di questi parametri online è ancora oggi una sfida non del tutto risolta; infatti queste misurazioni devono avvenire in maniera tale da non modificare il profilo di temperatura desiderato.

2.2.3 Durata test e raffreddamento

Per quel che riguarda la durata di un test, i fattori che vanno maggiormente ad influenzarla sono l'escursione di temperatura ed il sistema di raffreddamento. Il primo va a ridurre il tempo della prova all'aumentare di se stesso. Per l'appunto maggiore è la differenza tra la temperatura massima e minima e più velocemente il componente arriverà a rottura. Mentre il secondo va a ridurre i tempi di ciclo all'incrementare della capacità di raffreddamento. Due sono le tecniche per raffreddare i dispositivi:

- Attraverso un dissipatore ad aria
- Attraverso un dissipatore a liquido (generalmente acqua)

Il primo ha una costante di tempo molto alta che può essere sfruttata per avere un ampio intervallo di profili di temperature e pendenze possibili. Lo svantaggio, però, è quello di aumentare i tempi di raffreddamento e quindi della durata del test. Con il dissipatore a liquido si riesce a ridurre gli intervalli di tempo fino ad arrivare a frequenza di 8,5Hz con una escursione di temperatura di 50°C; mentre quello ad aria è inferiore a 0,9Hz. Lo svantaggio di questa tecnica è il costo e la difficoltà di implementare un sistema fatto di tubi e pompe per il fluire del liquido. [3] In figura 2.6 si può vedere la differenza tra la frequenza massima raggiunta con un raffreddamento ad acqua rispetto ad un raffreddamento ad aria.

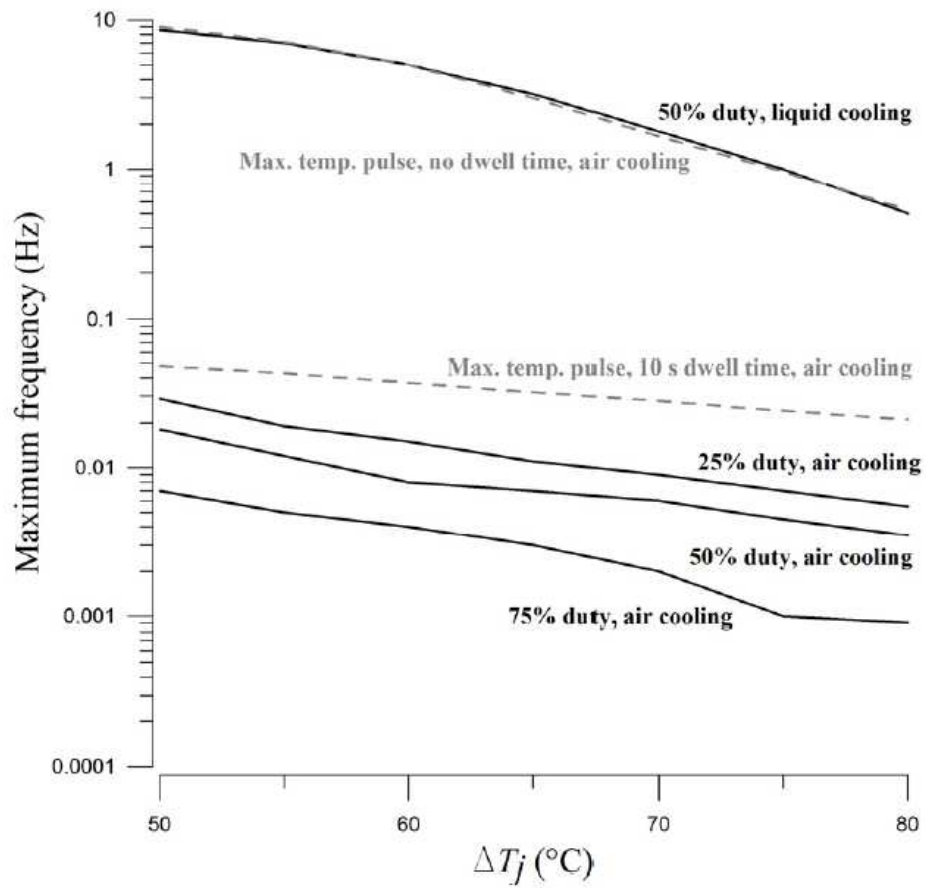


Figura 2.6: Frequenza massima raggiungibile con raffreddamento ad aria e a liquido per una data variazione di temperatura di giunzione ΔT_j : forma d'onda triangolare con duty-cycle del 25%, 50%, 75%.

Capitolo 3

Metodi di stima della temperatura

Come già accennato nel capitolo precedente, un parametro molto importante da controllare durante lo svolgimento del test è la temperatura. Esistono due tipi di metodi per controllare la temperatura:

- Modelli analitici
- Metodi elettrici

I modelli analitici consistono nell'approssimare il comportamento della temperatura con modelli numerici già esistenti. Questi sono importanti perchè a fronte di una semplificazione nello studio dell'evento in esame, danno approssimazioni che non discostano di molto dalla realtà e quindi attendibili. Nel nostro caso i modelli utili sono quello di Foster e di Cauer. I metodi elettrici consistono nello sfruttare la dipendenza termica da parte di alcune proprietà elettriche per la valutazione della temperatura. In questo modo la temperatura può essere valutata utilizzando solamente delle sonde di tensione o corrente, senza l'utilizzo di sonde termiche. Nonostante questo metodo dia un'informazione della temperatura indipendente dall'impedenza termica, non è possibile stabilire una mappatura della temperatura. Al giorno d'oggi questo approccio è l'unico che possa portare a misure veloci, anche inferiori a $100 \mu s$. [4]

3.1 Modelli Foster e Cauer

Questi due modelli sono utilizzati per valutare l'impedenza termica e quindi il comportamento termico. Entrambi utilizzano delle resistenze e dei condensatori termici equivalenti, dove le prime costituiscono il comportamento statico mentre le seconde quello dinamico.

Il modello Foster è molto utile per la valutazione dell'intero sistema termico. I nodi tra i vari elementi RC non sono riferiti a specifici punti geometrici del

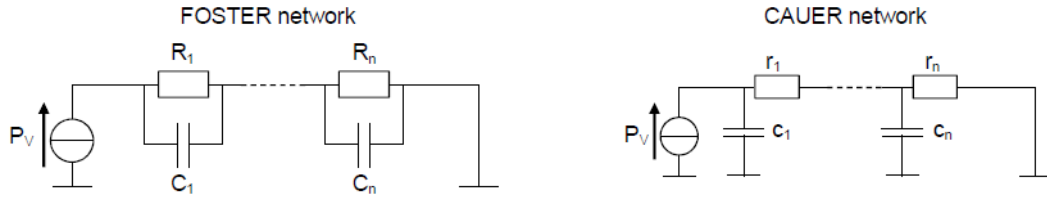


Figura 3.1: Schemi di rappresentazione dei modelli FOSTER e CAUER

sistema termico. Esso è rappresentato da una serie di elementi RC, composti da resistenza e condensatore in parallelo. I valori di resistenze sono tipicamente dati nei datasheets. I valori delle capacità possono essere ricavati attraverso un'estrapolazione della curva di impedenza termica $Z_{th}(t)$. Il modello Cauer, invece, è composto da una serie di elementi RC formati da una resistenza con condensatore a massa. Ogni elemento RC rappresenta un punto specifico del sistema e questo sarà molto importante per una verifica del degrado attraverso la valutazione dell'impedenza termica come spiegato nel set up del capitolo 4. Il modello Cauer può essere ottenuto attraverso un trasformazione equivalente dal modello Foster.

3.2 Parametri elettrici

Come già detto in precedenza i parametri elettrici sono molto importanti per la valutazione della temperatura nei dispositivi di potenza. Essi vengono chiamati con l'abbreviazione di TSEP (Thermo-Sensitive Electrical Parameters) che significa, per l'appunto, parametri elettrici termosensibili. Generalmente sono necessari due passi per le misure di temperatura:

- CALIBRAZIONE
- MONITORAGGIO

La calibrazione consiste nel determinare la relazione tra il TSEP e la temperatura del dispositivo. Durante questo step la temperatura è fissata da un sistema esterno (ad es. forno). Poi una grandezza elettrica (corrente o una tensione) viene misurata come funzione della temperatura. Durante questa fase il componente dissipa un potenza istantanea P_m . Il self-heating (riscaldamento autonomo) del dispositivo causato da P_m deve essere trascurabile in maniera tale da ottenere misure accurate. Se P_m è troppo alto, quindi non trascurabile, le misure devono essere fatte nel minor tempo possibile (nell'ordine dei microsecondi). Inoltre la procedura di calibrazione deve essere effettuata ogni qualvolta si utilizzi un IGBT diverso in quanto la caratteristica trovata è valida solo per un determinato IGBT e non in generale. Il monitoraggio consiste nell'utilizzare il TSEP nel

sistema applicativo. Durante questo step il dispositivo è attraversato da un'alta corrente che provoca autoriscaldamento. Le misure di temperatura sono fatte durante o appena dopo questa fase. La dissipazione dipende dal self-heating durante le misure del TSEP.

Si possono utilizzare due metodi per effettuare misure di temperatura:

- Misure di temperatura con basso valore di P_m
- Misure di temperatura con alto valore di P_m

Nel primo caso la caratterizzazione termica deve essere fatta utilizzando due livelli di potenza diversi: uno per la dissipazione (P_c) ed uno per la misura di temperatura (P_m).

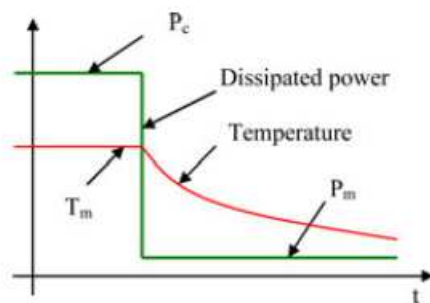


Figura 3.2: Grafico di misura della temperatura utilizzando una bassa potenza P_m

Come mostrato in figura 3.2 in questo caso la misura di temperatura è fatta nella fase di raffreddamento dove il self-heating causato da P_m è trascurabile. Generalmente le misure vengono effettuate ad inizio e fine raffreddamento per valutare l'escursione della temperatura ΔT .

Nel secondo caso la misura del TSEP induce una potenza P_m non trascurabile. Solitamente si assume P_m uguale alla potenza di dissipazione P_c .

Come mostrato in figura 3.3, nel seguente caso la misura di temperatura viene effettuata nella fase di riscaldamento. In questo modo è possibile effettuare delle misurazioni online dei parametri.

3.2.1 Tensione collettore-emettitore con bassa corrente

È il metodo più utilizzato per la valutazione della temperatura in molti test. Il suo principale vantaggio è una fase di calibrazione molto semplice a causa della sua potenza trascurabile. La calibrazione è effettuata come in figura 3.4.

Una corrente alimenta il dispositivo di potenza, mentre questo viene riscaldato esternamente. Il parametro termo-sensibile misurato, in questo caso una

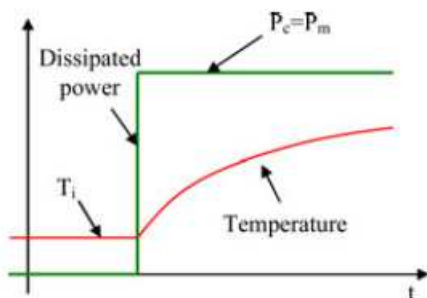


Figura 3.3: Grafico di misura della temperatura utilizzando un'alta potenza P_m

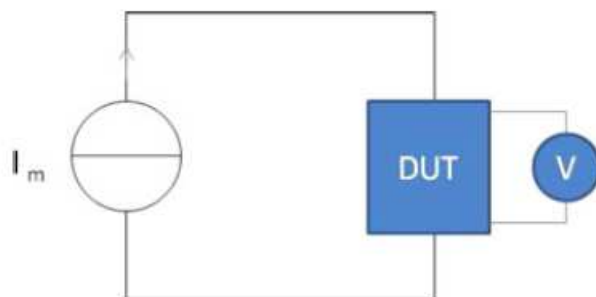


Figura 3.4: Schema elettrico per la calibrazione della V_{ce} con bassa corrente per il controllo di temperatura.

tensione, viene acquisito a diversi valori di temperatura in maniera tale da creare una curva di calibrazione. Il valore della corrente è generalmente compreso nell'intervallo da 1 mA fino a centinaia di mA. In figura 3.5 si possono vedere le curve di calibrazione con i vari punti utilizzati per la loro costruzione.

La figura 3.6 mostra lo schema elettrico di misura della temperatura attraverso la tensione diretta tra collettore ed emettitore nella fase di monitoraggio. Il circuito elettrico consente l'iniezione di un'alta corrente I_c per la dissipazione di potenza e una bassa corrente I_m per la misura di temperatura. In alcuni casi, la corrente I_m viene costantemente iniettata nel dispositivi in quanto è così bassa da non indurre un self-heating significativo. È molto importante scegliere il giusto valore della corrente I_m ; in quanto, se si scegliesse un valore troppo basso, la relazione tra temperatura e tensione non diverrebbe lineare per l'intero intervallo di temperatura. In figura 3.5 si può notare chiaramente che bisogna scegliere una corrente di misura maggiore di 1 mA per avere una caratteristica lineare nell'intero intervallo.

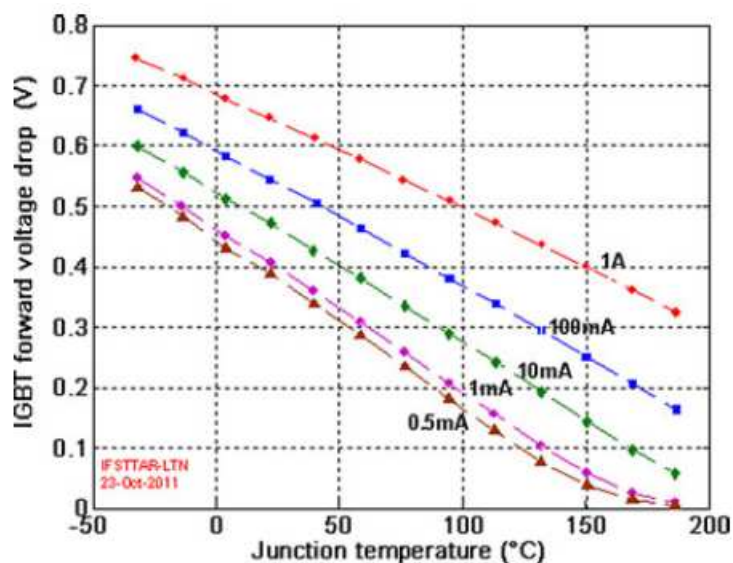


Figura 3.5: Grafico della caratteristica di V_{ce} in funzione della temperatura per diversi valori di corrente I_m

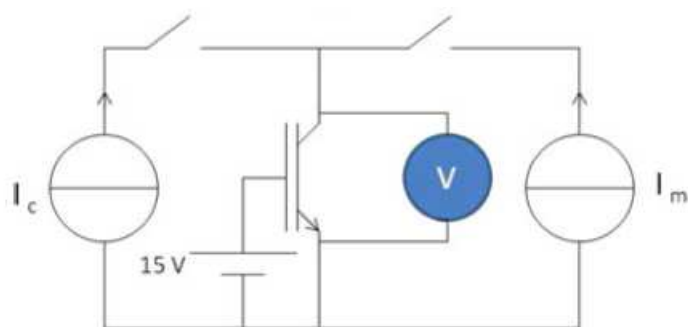


Figura 3.6: Schema elettrico per la misura di temperatura attraverso V_{ce} con bassa corrente nella fase di monitoraggio.

3.2.2 Tensione collettore-emettitore con alta corrente

Questo metodo utilizza un'alta corrente e di conseguenza produce un'alta potenza. Il parametro osservato è la tensione di saturazione tra collettore ed emettitore. Per la fase di calibrazione, lo schema elettrico utilizzato è quello riportato in figura 3.7.

Il valore della corrente è I quando l'interruttore è aperto e zero altrimenti. La tensione misurata è fortemente dipendente dal valore della corrente. La figura 3.8 mostra l'andamento della tensione di saturazione collettore-emettitore. Come si

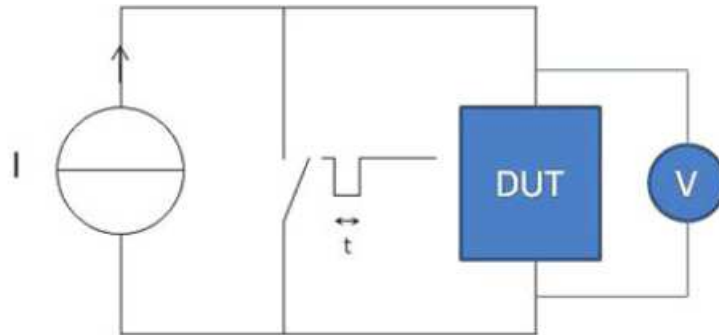


Figura 3.7: Schema elettrico per la misura di temperatura attraverso $V_{ce,sat}$ con alta corrente in fase di calibrazione.

può notare la pendenza della caratteristica $V_{CE}-T$ può essere negativa per bassi valori di corrente di collettore e positiva per valori di corrente più alti. Con una corrente di circa 60 A la pendenza è quasi nulla, quindi non è possibile effettuare misure con questo valore di corrente. Questo metodo è molto utile per gestione delle misure durante le operazioni di conversione. Purtroppo però ha una difficile implementazione a causa delle tensioni in gioco tra lo stato OFF (tensioni di centinaia di volts) e lo stato ON (tensioni di pochi volts). Quindi il sistema deve poter essere in grado di effettuare misure accurate di tensioni basse e proteggersi dalle alte tensioni.

3.2.3 Tensione di soglia

Generalmente la fase di calibrazione è effettuata con la connessione dei terminali di gate e collettore, come in figura 3.9b; oppure attraverso un regolatore di bassa corrente che agisce sul gate, come in figura 3.9a. Il valore della corrente è di pochi mA in modo da lavorare il più vicino possibile alla tensione di soglia reale.

Nella figura 3.10 seguente viene mostrata la dipendenza della tensione misurata in funzione della temperatura con diverse tensioni collettore-emettitore e diversi valori di corrente. Come si può notare, la corrente va ad influenzare in maniera maggiore la caratteristica rispetto alla tensione collettore-emettitore. Inoltre per effettuare misure di alte temperature bisogna utilizzare valori di correnti più alti di 5 mA. La sensibilità varia da $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ a $-10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

3.2.4 Tensione gate-emettitore sopra soglia

Il principio di questo metodo è molto simile a quello della tensione di soglia con il regolatore di corrente (riferimento a fig.3.9a, solo che in questo caso la corrente

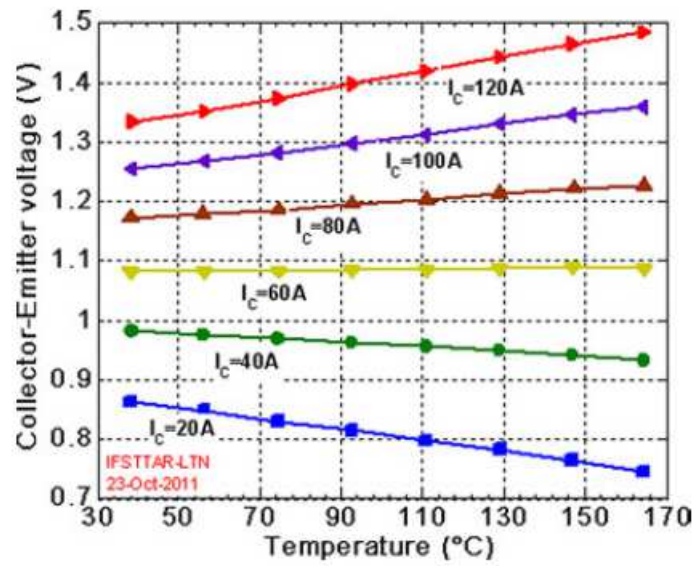


Figura 3.8: Grafico della caratteristica di $V_{ce,sat}$ in funzione della temperatura per diversi valori di corrente I_c

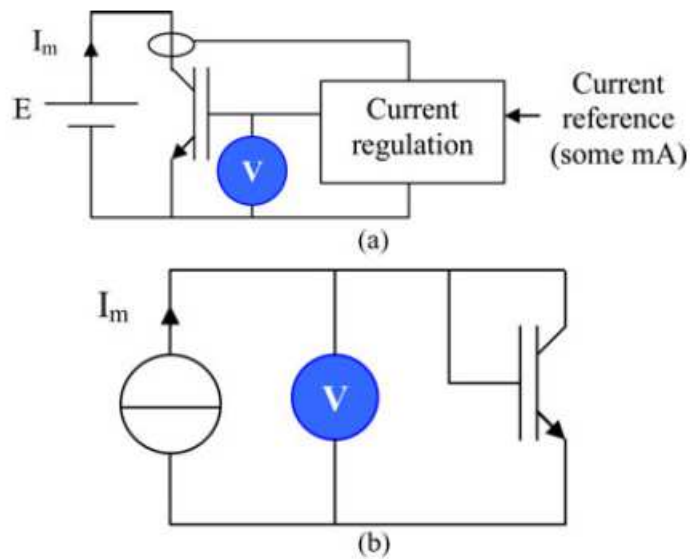


Figura 3.9: Schemi elettrici per la calibrazione della tensione di soglia V_{th}

è più alta. In figura 3.11 si può vedere l'evoluzione del parametro in funzione della temperatura con diversi valori di tensione collettore-emettitore e corrente di collettore. Come si può osservare anche in questo caso la corrente influisce

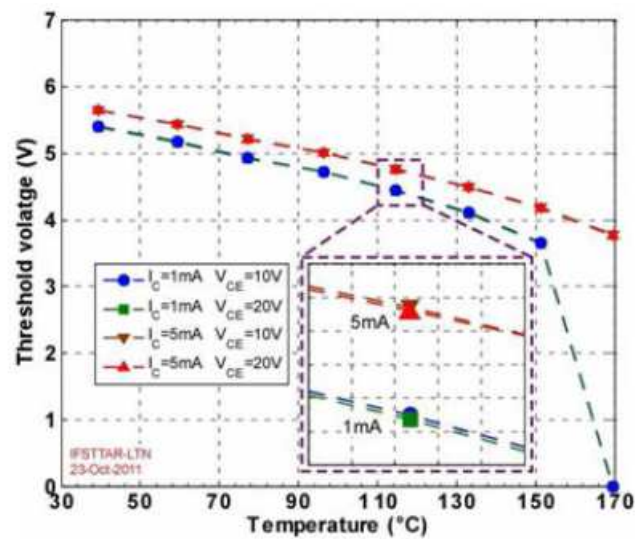


Figura 3.10: Grafico della caratteristica di V_{th} in funzione della temperatura per diversi valori di corrente I_C e di tensione V_{CE}

maggiormente sulla caratteristica rispetto alla tensione. La sensibilità è simile a quella della tensione di soglia.

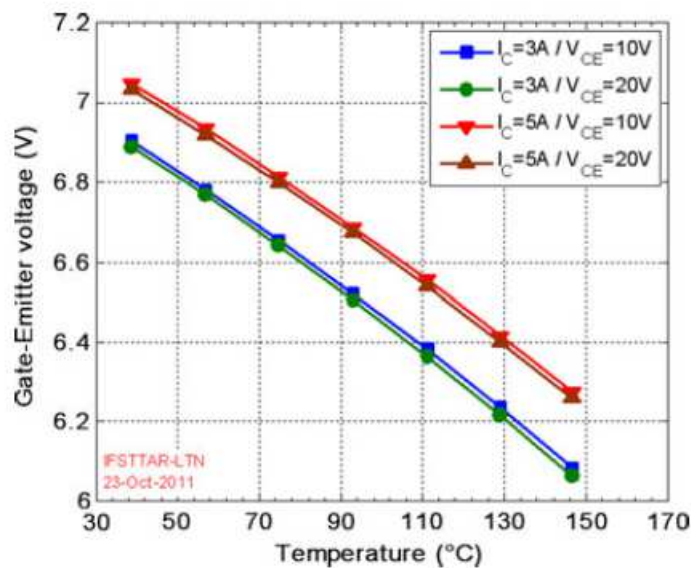


Figura 3.11: Grafico della caratteristica di V_{GE} in funzione della temperatura per diversi valori di corrente I_C e di tensione V_{CE}

3.2.5 Corrente di saturazione

Per questa misura, viene applicata una tensione gate-emettitore di valore V_{gem} superiore alla tensione di soglia. Una sonda di corrente misura la corrente di saturazione risultante. Questa misura dà una stima della temperatura a causa della dipendenza della mobilità degli atomi e della tensione di soglia dalla temperatura. In figura 3.12 si può osservare il circuito elettrico di misura.

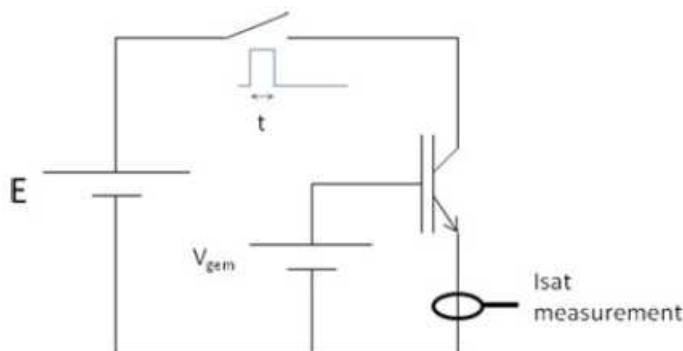


Figura 3.12: Schema elettrico per la misura di temperatura attraverso I_{sat}

La relazione tra corrente di saturazione e temperatura non è lineare, come mostrato in figura 3.13. La forma esponenziale porta ad un incremento della sensibilità con l'aumentare della temperatura. Quindi le misure sono meno precise per temperature basse. Inoltre la tensione gate-emettitore influisce maggiormente sulla caratteristica rispetto alla tensione collettore-emettitore.

3.2.6 Tempo di commutazione

Nelle operazioni di conversione, le misure di temperatura possono essere fatte durante il tempo di commutazione. Un primo parametro è il ritardo in fase ON. In figura 3.14 si può osservare come questa misura può essere effettuata.

Un circuito digitale monitora l'evoluzione della tensione gate-emettitore e della corrente di collettore attraverso due convertitori analogico-digitale. Quando rileva un aumento della tensione gate-emettitore, un contatore si attiva; quando rileva un fronte di salita della corrente il contatore si ferma. Questo ritardo dipende linearmente dalla temperatura, come mostrato in figura 3.15. La sensibilità è vicina a $2 \text{ ns}/^\circ\text{C}$. Questa è una misura molto delicata a causa della durata molto corta del ritardo. Inoltre è molto interessante in quanto non dipende dal valore della corrente. La misura della temperatura può essere ottenuta anche attraverso il ritardo in fase OFF.

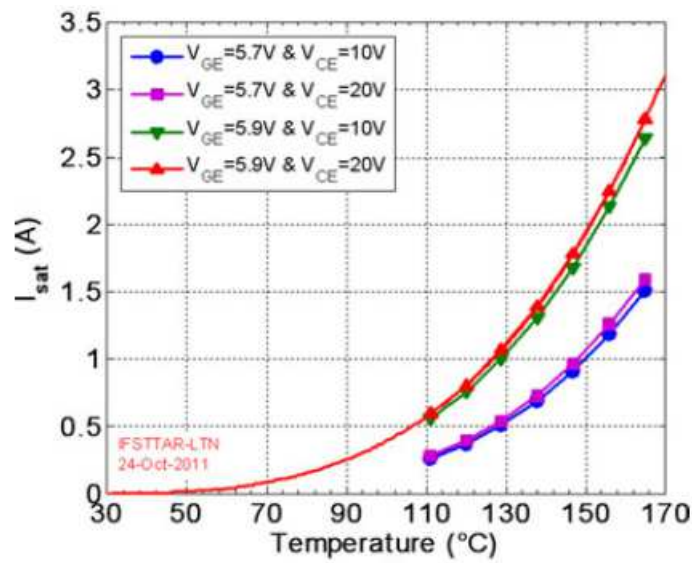


Figura 3.13: Grafico della caratteristica di I_{sat} in funzione della temperatura per diversi valori di tensione V_{GE} e di tensione V_{CE}

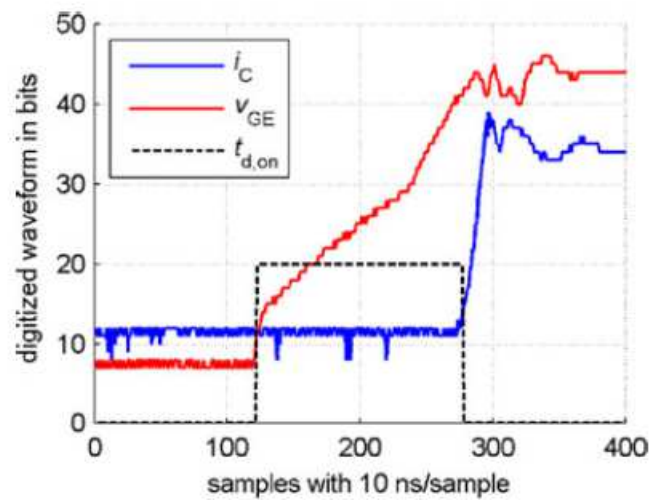


Figura 3.14: Misura del ritardo nella fase ON tra tensione v_{GE} e corrente i_{C}

3.2.7 Confronto tra TSEP

SENSIBILITÀ

Il confronto sull'accuratezza dei diversi TSEP può essere fatto utilizzando il seguente rapporto che deve avere un valore più alto possibile:

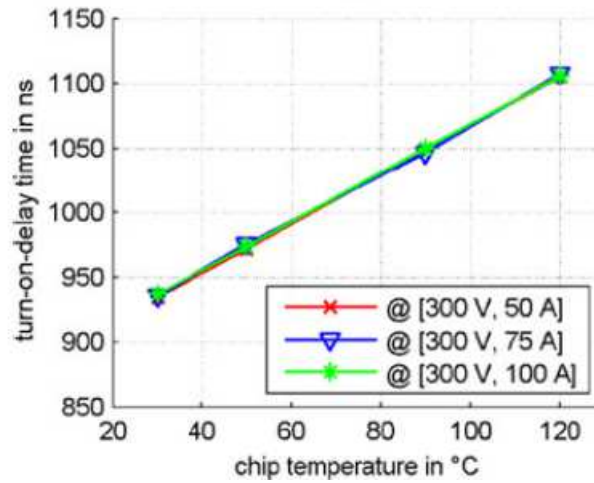


Figura 3.15: Grafico della caratteristica del ritardo nella fase ON in funzione della temperatura per diversi valori di tensione V_{GE} e di corrente I_C

$$S = \frac{|s|}{|val_{max}|}$$

dove s è la sensibilità e val_{max} è il valor massimo del TSEP nell'intervallo di temperatura. La tabella riassume i risultati con una valutazione del rapporto sotto diverse condizioni di prova.

TSEP	Tensione c-e con bassa corrente	Tensione c-e con alta corrente	Tensione di soglia	Tensione gate-emettitore	Corrente di saturazione
Condizioni di test	I_m da 10mA a 1A	I_c da 20A a 120A	$I_c=1mA$ o $5mA$ e $V_{ce}=10V$ o $20V$	$I_c=3A$ o $5A$ e $V_{ce}=10V$ o $20V$	$V_{ge}=5,7V$ o $5,9V$ e $V_{ce}=10V$ o $20V$
Rapporto sensibilità S	da $4 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ a $1 \cdot 10^{-2} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$	da $0 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ a $1 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$	da $3 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ a $5 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$	circa $1 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$	circa $2 \cdot 10^{-2} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$

Figura 3.16: Tabella riassuntiva dei valori del rapporto di sensibilità

Il miglior parametro in termini di sensibilità è la corrente di saturazione. Il parametro peggiore invece è la tensione con alta corrente. Inoltre questo parametro è fortemente dipendente dalle condizioni di test. Il rapporto di sensibilità per il tempo di commutazione è circa $10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$. Comunque il valore di sensibilità di $2 \text{ ns}/^\circ\text{C}$ è troppo basso e non permette una misura di temperatura accurata.

LINEARITÀ

La linearità è un indicatore importante in quanto semplifica la fase di calibrazione. Il TSEP più lineare è la tensione con alta corrente. Comunque nel caso di bassa corrente, la corrente deve essere abbastanza alta per poter avere un intervallo di temperatura ampio. Il tempo di commutazione sembra essere anch'esso lineare ma non si hanno abbastanza risultati sperimentali in letteratura per affermare ciò. La corrente di saturazione non è assolutamente lineare. La tensione di soglia e la tensione gate-emettitore hanno una forma parabolica; ma se l'intervallo di temperature è abbastanza ristretto si possono considerare lineari.

CALIBRAZIONE

Ogni TSEP ha bisogno di essere calibrato. Come già detto in precedenza, una buona linearità semplifica la fase di calibrazione, in quanto riduce il numero dei punti di misura. Il valore di un TSEP può variare da un componente ad un altro avente lo stesso riferimento e la stessa temperatura. È il caso dei TSEP dipendenti dalle tensioni di soglia: la tensione gate-emettitore, la corrente di saturazione ed il tempo di commutazione. Per questi parametri è necessaria una fase di calibrazione per ogni dispositivo che si utilizza. La tensione collettore-emettitore con bassa corrente, invece, è lineare e le variazioni da un chip ad un altro con lo stesso riferimento sono trascurabili, quindi non si ha bisogno di ulteriori calibrazioni se i componenti sono uguali. Per quanto riguarda la misura di tensione collettore-emettitore con alta corrente, il parametro dipende sia dal semiconduttore che dalle connessioni elettriche in quanto l'impedenza termica è molto bassa in queste condizioni. Quindi la calibrazione deve essere fatta per ogni chip perché le connessioni elettriche variano.

GENERICITÀ

La genericità è la possibilità di utilizzare lo stesso TSEP anche con ogni dispositivo di potenza. I parametri che consentono questa funzione sono la tensione collettore-emettitore con bassa o alta corrente.

ACCURATEZZA E RESISTENZA AL DEGRADO

Il valore della temperatura misurata con i TSEP rappresenta una temperatura globale di un sistema termico disomogeneo. Ovviamente un aspetto importante è considerare quanto questa misura sia rappresentativa della temperatura dell'intero chip. Molti autori hanno comparato i dati forniti dai TSEP con quelli forniti da una camera a raggi infrarossi. I risultati di misura della tensione collettore-emettitore con bassa corrente mostrano che questo parametro rappresenta be-

ne la temperatura globale, con una differenza rispetto ai risultati della camera a raggi infrarossi inferiore a 3°C. Gli stessi risultati si sono ottenuti con la misura della corrente di saturazione e la tensione gate-emettitore. Nel caso della tensione collettore-emettitore con alta corrente la differenza tra i due risultati diviene maggiore di 50°C. Questo metodo non è quindi accurato. Questo problema si ha in quanto la tensione dipende dal semiconduttore e dalla resistenza delle connessioni elettriche. Infatti la temperatura delle connessioni non è la stessa sia durante la calibrazione che durante la misura. Dato che la resistenza delle connessioni varia con la temperatura, ciò comporta la presenza di errori. Inoltre si ha un invecchiamento delle connessioni causate dall'alta corrente che degrada le saldature e comporta una variazione della tensione collettore-emettitore. Il problema dell'invecchiamento riguarda soprattutto i TSEP che dipendono dalla tensione di soglia. Per avere misure accurate sono necessarie ulteriori calibrazioni. Al momento, l'accuratezza della misura di temperatura durante il tempo di commutazione non sono conosciute in quanto si ha una mancanza di dati in letteratura. Comunque con questa misura si deve essere cauti in quanto dipende da molti parametri elettrici: resistenza di gate, tensione di gate, induttanza statica, ecc.

MISURE DI IMPEDENZA TERMICA Z_{th}

Le misure di impedenza termica possono essere fatte nella fase di riscaldamento o di raffreddamento. La misura della tensione collettore-emettitore con bassa corrente e della tensione di soglia possono essere utilizzate facilmente in fase di raffreddamento per tale misura. Le misure in fase di riscaldamento devono poter avere una potenza costante. Di conseguenza la misura del tempo di commutazione non può essere utilizzata. La tensione gate-emettitore può essere utilizzata in quanto la corrente è controllata da un ciclo di regolazione e la tensione collettore-emettitore è imposta da un generatore. La corrente di saturazione non può essere utilizzata in quanto la variazione della corrente in funzione della temperatura induce una potenza variabile. Lo stesso problema si ha con la tensione collettore-emettitore con alta corrente.

MISURAZIONI ONLINE

Due TSEP sono particolarmente adatti a fare misure online: la tensione collettore-emettitore con alta corrente ed il tempo di commutazione. Inoltre la tensione collettore-emettitore con bassa corrente può essere utilizzata nei casi in cui il test avvenga con un riscaldamento passivo.

La seguente figura rappresenta i vari TSEP con i vari parametri a confronto, mostrando i punti di forza e di debolezza.

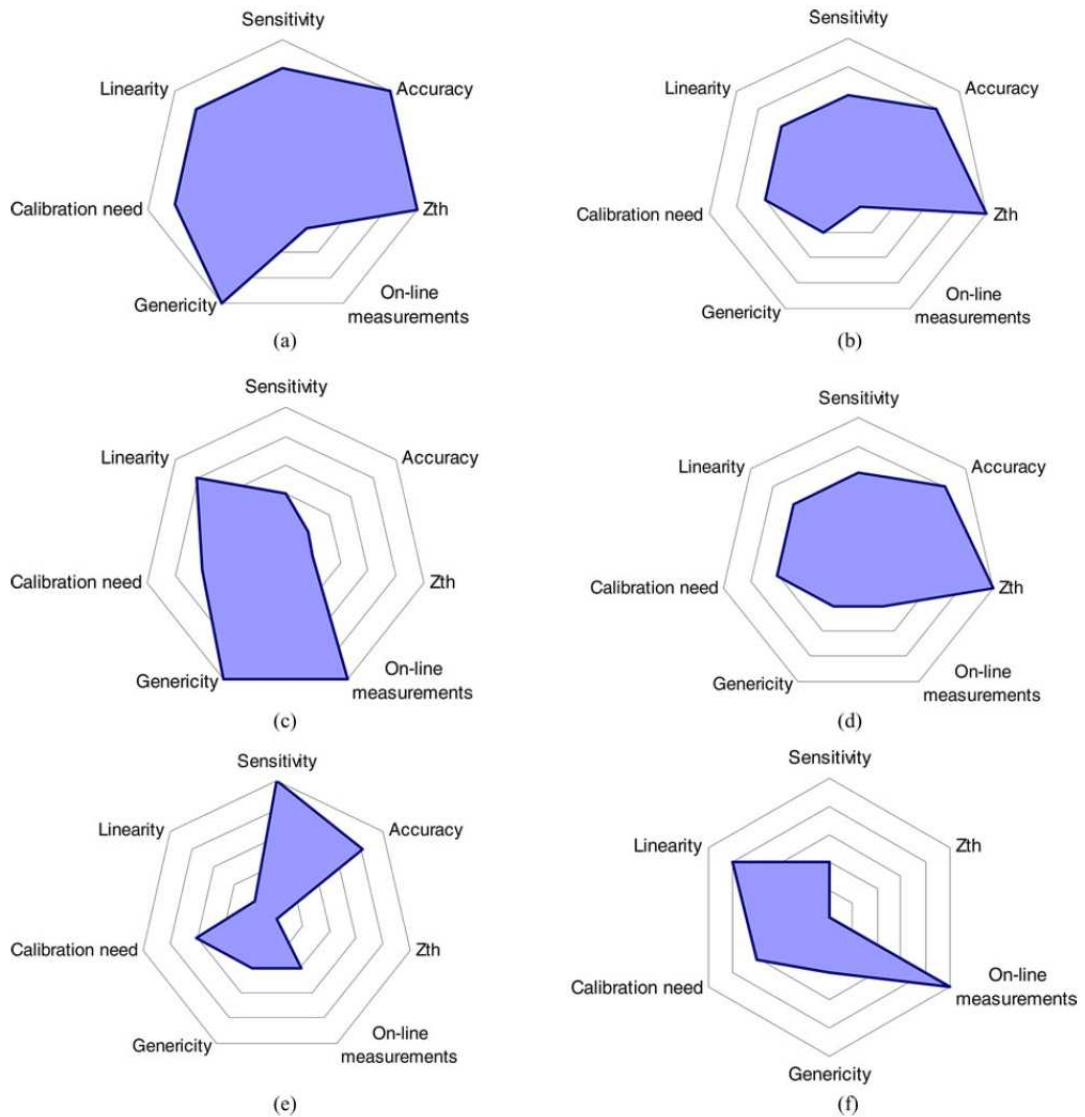


Figura 3.17: Confronto dei diversi TSEP. (a) Tensione c-e con bassa corrente. (b) Tensione di soglia. (c) Tensione c-e con alta corrente. (d) Tensione gate-emettitore. (e) Corrente di saturazione. (f) Tempo di commutazione.

Capitolo 4

Set up sperimentali e risultati letteratura

In questo capitolo vengono presentati ed analizzati vari set up ritrovati in letteratura per la valutazione del degrado dei dispositivi di potenza IGBT. Questo capitolo ha lo scopo di presentare vari approcci per effettuare un test evidenziando le peculiarità che ogni impostazione possiede

4.1 Test accelerati e modelli di caratterizzazione affidabilità

Il controllo dell'affidabilità nei dispositivi elettrici di potenza deve avvenire nel modo più veloce possibile e guardando all'aspetto economico di tale verifica. Infatti, test condotti per diversi milioni di cicli di alimentazione di periodo di circa un minuto, possono arrivare a durare anni. Per tale motivo è necessario definire condizioni di stress accelerato su singoli dispositivi che consentano di valutare l'affidabilità in tempi ragionevoli. Le condizioni di stress, dovranno consentire di accelerare la degradazione del dispositivo, senza alterarne il meccanismo fisico. Il principale meccanismo di rottura (il sollevamento dei collegamenti) può essere raggiunto con un risparmio di tempo attraverso l'applicazione di periodi di ciclo più brevi. Ciò è dovuto dalla risposta termica rapida dei collegamenti critici e alla metallizzazione del circuito integrato situato vicino alla fonte di generazione del calore all'interno del chip IGBT. Inoltre, per poter velocizzare tali prove, sia l'escursione termica ΔT_j che la temperatura media T_m possono avere valori elevanti, rispetto ai valori nominali di un normale utilizzo. Questo consente di innescare i danneggiamenti nel dispositivo in maniera precoce e analizzare casi peggiori rispetto alla realtà. Uno schema elettrico di un test di affidabilità accelerato riportato in [5] è mostrato in figura 4.1.

Gli IGBT sono montati su un dissipatore di calore raffreddato ad acqua. Una specifica corrente di carico viene periodicamente applicata all'IGBT il cui

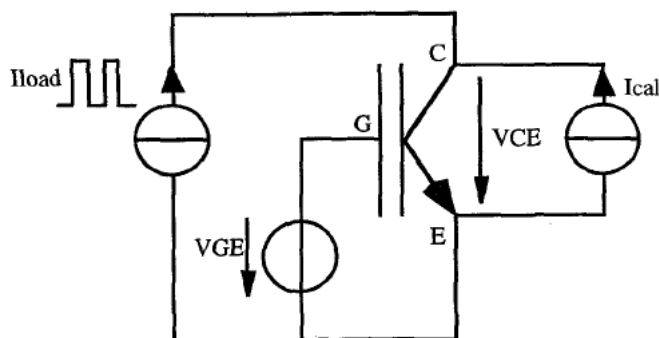


Figura 4.1: Schema elettrico del test di valutazione di affidabilità accelerato.

gate è impostato in maniera permanente ad una tensione costante. La tensione di gate deve essere impostata ad un valore parecchio superiore alla tensione di soglia gate-emettitore per assicurare una distribuzione di corrente omogenea tra le celle del chip. I principali parametri guida per i meccanismi di rottura delle connessioni sono le temperature nei contatti dei collegamenti e nel chip che posso essere approssimati con la temperatura di giunzione per la loro vicinanza. La temperatura di giunzione viene misurata attraverso il parametro elettrico termosensibile V_{CE} con una corrente di calibrazione di 100 mA. I cicli sono effettuati a diverse temperature medie (60, 80, e 100 °C) e con diverse escursioni termiche (da 30 a 80 K). Il criterio di rottura utilizzato è un incremento del 5 % della V_{CE} . Il grafico in figura 4.2 mostra i risultati ottenuti, rapportando il numero di cicli di vita con la temperatura media e l'escursione di temperatura. Come si può osservare, all'aumentare della temperatura e della relativa escursione il numero di cicli diminuisce. Da tale grafico è importante riuscire ad ottenere un modello che possa relazionare il numero di cicli con la temperatura media e l'escursione di temperatura. Questo è un aspetto molto importante in quanto permette di stimare con una certa probabilità la vita di un componente senza la necessità di doverlo testare in determinate condizioni. In [5] viene proposto un modello in cui i parametri rilevanti sono la temperatura media e l'escursione di temperatura alla giunzione. Tale funzione però non considera né la struttura fisica del modulo né i meccanismi di rottura reali. Tuttavia, il modello contiene qualche rilevanza fisica perché la deformazione plastica è legato alla ΔT_j e le proprietà dei materiali dipendono da T_m . L'equazione così ricavata, chiamata LESIT, è la seguente:

$$Nf = A \cdot \Delta T_j^\alpha \cdot \exp\left(\frac{Q}{R \cdot T_m}\right) \quad (4.1)$$

Tuttavia questo modello è valido nell'intervallo dei risultati ottenuti, ovvero per ΔT compresi tra 30 e 80 K. In [6] viene valutato il comportamento di IGBT

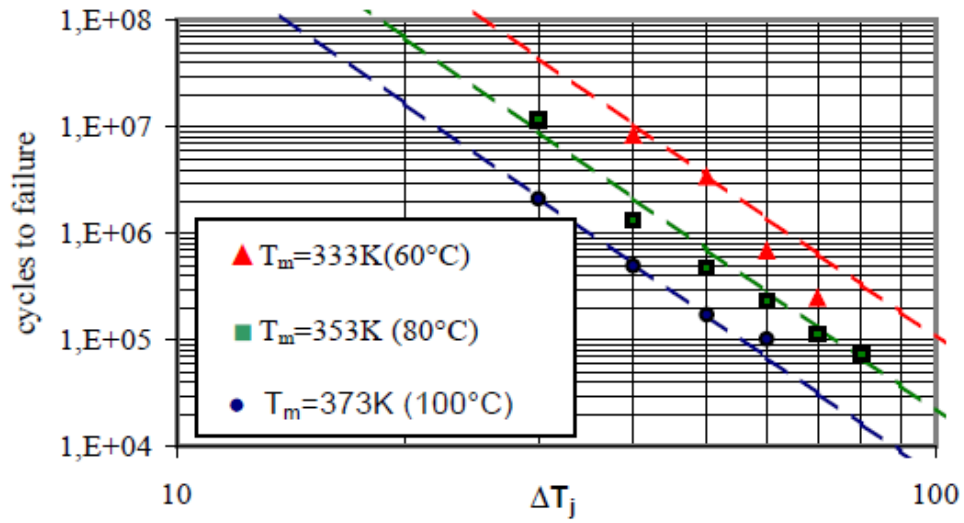


Figura 4.2: Grafico del numero di cicli in funzione delle temperature T_m e ΔT_j .

con variazioni di temperatura più alte, superiori a 80 K. Sono stati eseguiti tre diversi test con ΔT_j a 105, 130 e 155 K. Successivamente i risultati sono stati analizzati statisticamente con la distribuzione di Weibull.

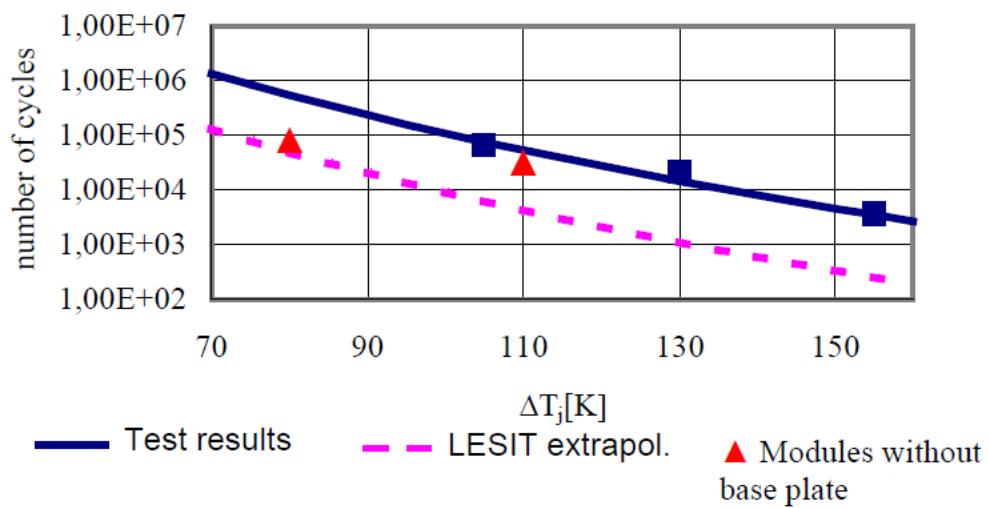


Figura 4.3: Grafico di confronto tra i risultati del test e i risultati estrapolati attraverso il modello LESIT.

Nel grafico in figura 4.3 vengono confrontati i risultati ottenuti in tale articolo attraverso l'analisi di Weibull ad una probabilità del 50 % e i risultati ottenuti attraverso un'estrapolazione con il modello precedentemente descritto (eq. 4.1) di moduli standard [7]. Da tale grafico si può osservare come i risultati ricavati dal test abbiano una resistenza ai cicli di potenza più alta di circa 10-12 volte con un'escursione di temperatura compresa nell'intervallo di 105-155 K rispetto ai risultati ricavati attraverso l'equazione 4.1.

4.2 Controllo dell'impedenza termica

Questa impostazione [8] nasce dal fatto che il deterioramento del componente può essere verificato attraverso il controllo della resistenza termica R_{th} . Infatti essa aumenta con l'aumentare del degrado nei diversi strati del dispositivo in cui si ha il passaggio del calore. Come criterio standard di fallimento si assume un incremento del 20% rispetto al valore iniziale. Il controllo del comportamento di questo parametro, però non fornisce alcuna informazione su quale sia lo strato affetto da danneggiamento. Inoltre, a causa del rumore, una piccola variazione della resistenza termica causata dal deterioramento dei materiali può non essere rilevata. Quindi, i sistemi di analisi di danneggiamento sono stati successivamente migliorati con microscopi acustici, sistemi a raggi X o metallografici per ottenere maggiori informazioni sullo stato di deterioramento. Tutto questo ha comportato analisi richiedenti tempi lunghi, molte di esse distruttive e con risultati non sempre convincenti. Il controllo dell'impedenza termica Z_{th} garantisce metodi di analisi non distruttivi più semplici e più veloci. Il progetto di questo metodo è il seguente:

- Misura della funzione di impedenza termica Z_{th}
- Estrapolazione dell'equivalente modello FOSTER con un metodo approssimativo
- Trasformazione del modello FOSTER nel modello CAUER equivalente
- Controllo dei parametri CAUER r_i

La base della simulazione è un modulo di potenza montato su un dissipatore a liquido. L'impedenza termica è calcolata tra il chip e il dissipatore in accordo con la seguente equazione 4.2. La temperatura del dissipatore è considerata costante e rappresenta il punto di riferimento T_{ref} .

$$Z_{th}(t) = \frac{T_j(t) - T_{ref}}{P_V} \quad (4.2)$$

Con il modello di simulazione semplificato, sono ricercate tre rotture tipiche: degrado dello strato di saldatura del chip, dello strato di saldatura del sistema e del materiale di isolamento termico. Il risultato di questa simulazione è mostrato

in figura 4.4. Questo risultato mostra che rotture diverse portano a curve di impedenze termiche diverse.

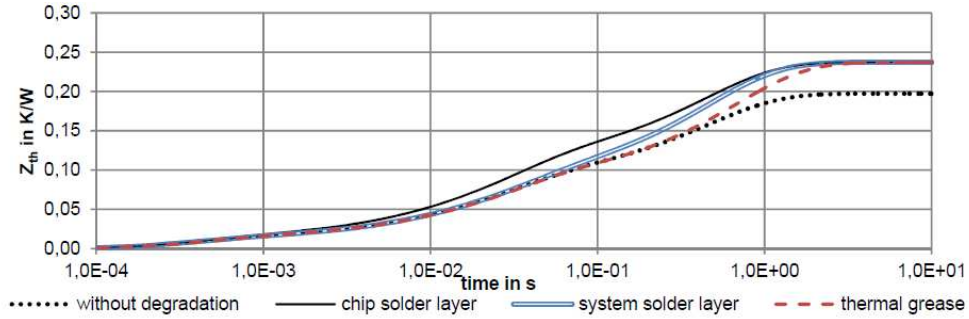


Figura 4.4: Grafico di curve simulate di Z_{th} con diversi guasti

Successivamente le curve di $Z_{th}(t)$ di figura 4.4 sono approssimate con l'equazione 4.3.

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^n R_i \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}\right) \quad (4.3)$$

$$\tau_i = R_i C_i$$

Con otto elementi RC si raggiunge la miglior soluzione. Dopo questa approssimazione il modello FOSTER viene trasformato nel modello CAUER. Per questa trasformazione il metodo di trasformazione FOSTER-CAUER rapido utilizzato è descritto in [9]. Le resistenze termiche CAUER parziali dei guasti simulati sono rappresentate in figura 4.5. Ovviamente, per una specifica rottura solamente una resistenza termica parziale ha un incremento significativo rispetto ai valori delle altre r_i senza degradazione. Questi punti sono evidenziati con delle frecce. Un elemento r_i non può essere riferito ad un particolare strato di materiale, finché il numero degli elementi RC estratto non corrisponde con il numero di strati. La correlazione degli r_i ad uno specifico strato può essere stimata dalla relazione tra i valori r_i e C_i estratti dal modello CAUER e i valori conosciuti dei moduli di potenza.

Risultati sperimentali riportati in letteratura

Le valutazioni dei parametri CAUER r_i sono effettuate sperimentalmente con un test di ciclo di potenza sovrapposto. Il dispositivo sotto test è un modulo di potenza standard del produttore Infineon Technologies AG mostrato in figura 4.6.

Per il test il modulo di potenza è montato su un dissipatore a liquido. L'IGBT viene riscaldato e raffreddato passivamente con una stazione esterna

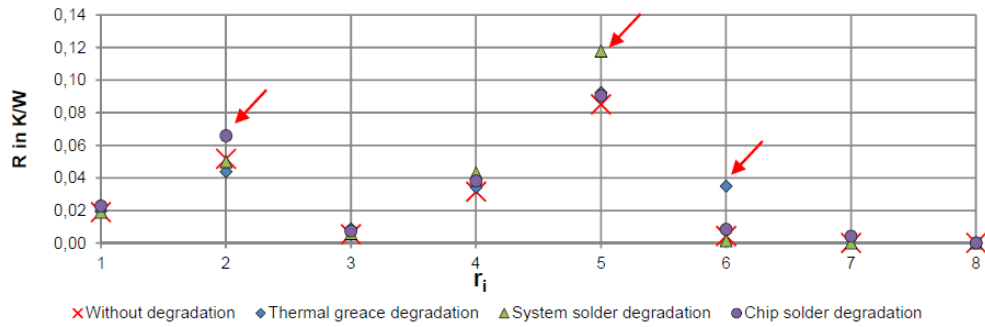


Figura 4.5: Grafico delle resistenze termiche parziali del modello CAUER con diversi guasti.

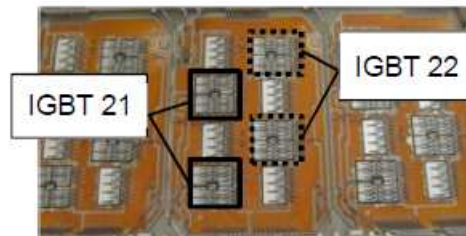
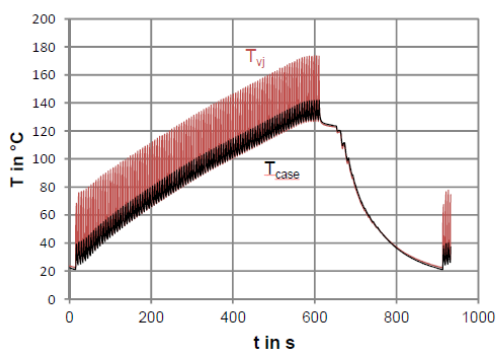


Figura 4.6: IGBT utilizzato nel test

di riscaldamento/raffreddamento. Durante il riscaldamento il ciclo di potenza è sovrapposto. I parametri del test sono mostrati in figura 4.7.



$T_{coolant_min}$	22°C
$T_{coolant_max}$	122°C
$t_{heating}$ (passive cycle)	10min
$t_{cooling}$ (passive cycle)	5min
I_{Load}	220A
t_{on} (power cycling)	2s
t_{off} (power cycling)	4s
Power cycles per passive cycle	100
T_{jmax}	175°C
ΔT_J (power cycling)	53K

Figura 4.7: Grafico del ciclo di test e parametri del test

La temperatura massima di giunzione e la temperatura massima del case

sono oltre le specifiche di questo tipo di modulo di potenza. Per la misura dell'impedenza termica il test è interrotto alla fine della fase di raffreddamento, in cui si ha la più bassa temperatura di raffreddamento. La $Z_{th}(t)$ è misurata tra la giunzione ed il case nella fase di raffreddamento. La temperatura di giunzione viene misurata con il metodo $V_{ce}(T)$ descritto nel capitolo precedente 3.2.1. La temperatura del case è misurata con una termocoppia sotto l'area attiva del chip mostrata in figura 4.8.

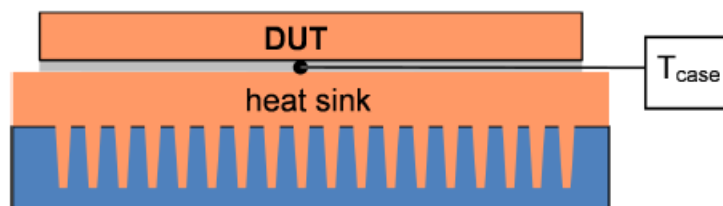


Figura 4.8: Misura temperatura del case

La potenza dissipata dall'IGBT è misurata alla fine della fase di riscaldamento. Così la $Z_{th}(t)$ è determinata secondo l'equazione 4.2. Dopodichè, il circuito equivalente FOSTER è stimato con il metodo dei minimi quadrati. La curva migliore corrispondente all'equazione 4.3 può essere raggiunta con quattro elementi RC. La misura dell'impedenza termica dell'IGBT 21 e i risultati dell'approssimazione matematica sono mostrati in figura 4.9.

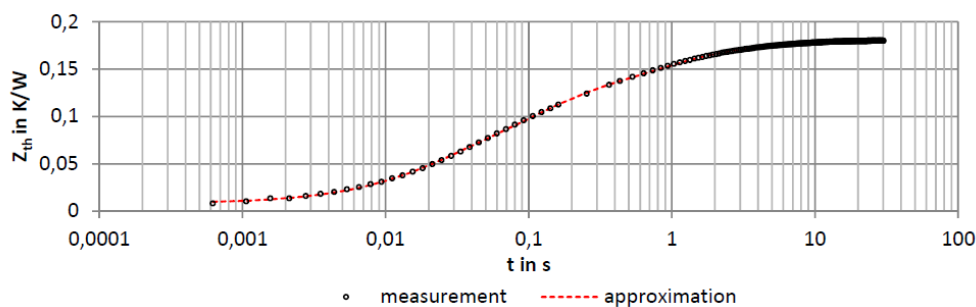
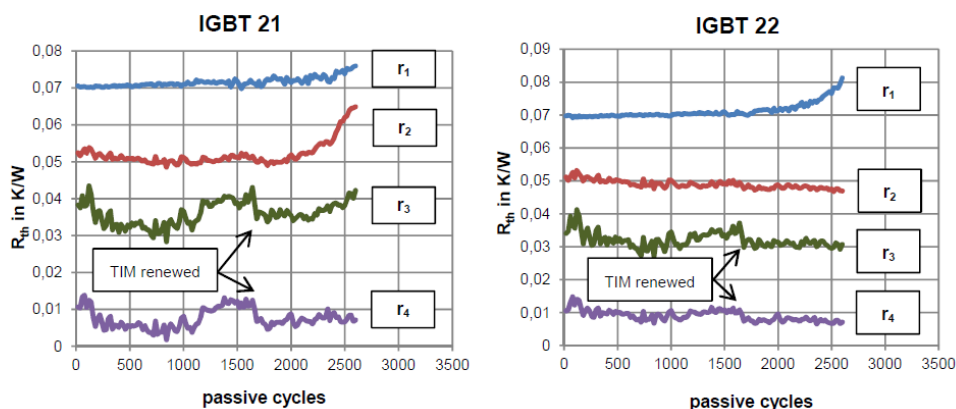


Figura 4.9: Grafico impedenza termica IGBT 21

Infine, gli elementi CAUER sono calcolati con l'algoritmo di trasformazione dato da [9]. Gli elementi CAUER parziali r_i sono controllati durante tutto il test. L'andamento di questi parametri è mostrato in figura 4.10.

I dispositivi sotto test presentano diversi comportamenti di deterioramento. IGBT 21 ha un significativo incremento del parametro r_2 mentre lo stesso rimane costante nell'IGBT 22. Un comportamento opposto si ha invece per il parametro

Figura 4.10: Andamento degli r_i parziali del modello CAUER

r_i	1	2	3	4
R_i [K/W]	70,5m	52,4m	38,3m	10,6m
τ_i [s]	24,4m	88,7m	711m	4,44
Strato del modulo	Chip- Al_2O_3	Piastra base- Al_2O_3	Piastra base isolamento termico	Dissipatore

Tabella 4.1: Misure dei parametri CAUER r_i IGBT 21

r_1 . La relazione tra r_i e un certo strato del modulo di potenza è basata sulle costanti di tempo degli elementi RC. I parametri parziali dividono il modulo di potenza in parti corrispondenti ai valori di τ_i e r_i degli elementi RC. Sulla base dei parametri tipici dei moduli da [10] gli strati sono stimati e riferiti agli elementi CAUER misurati. Tutto ciò è mostrato in tabella 4.1.

Guardando figura 4.10 e la tabella 4.1 si può dichiarare che l'IGBT 21 ha un significativo danneggiamento dello strato di saldatura del sistema mentre l'IGBT 22 nello strato di saldatura del chip. Questi degradi sono confermati da un microscopio acustico come mostrato in figura 4.11. Nell'immagine di destra la delaminazione dello strato di saldatura del sistema è visibile chiaramente come una regione luminosa sotto l'IGBT 21. IGBT 22 non mostra alcuna degradazione in questo strato. Nell'area dei chips la disomogeneità dell'immagine di sinistra può essere interpretata come un inizio di guasto.

4.3 Set up ad alta e bassa frequenza

In [3] si effettua un confronto tra due tipologie di set up per il controllo dell'affidabilità. Per monitorare il degrado del componente si controlla la resistenza

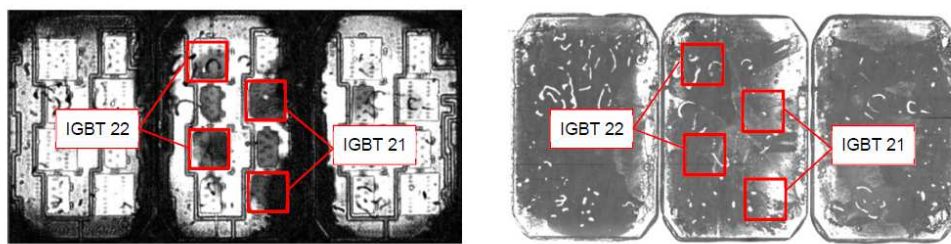


Figura 4.11: Andamento degli r_i parziali del modello CAUER

termica e il test si considera terminato con un aumento del 20% rispetto al valore iniziale. La resistenza termica è definita come

$$R_{th,j-c} = \frac{T_j - T_c}{P} \quad (4.4)$$

dove P è la potenza elettrica dissipata, T_j è la temperatura della giunzione e T_c è la temperatura del case. La potenza dissipata dal dispositivo P può essere ottenuta facilmente da una misura della corrente di carico I e dalla tensione collettore-emettitore V_{ce} dell'IGBT. La temperatura del case può essere misurata attraverso termocoppie incollate alla base del dispositivo sotto test. Per la misura della temperatura di giunzione si possono utilizzare vari metodi. Se l'IGBT è chiuso, si può far uso del parametro termosensibile V_{ce} come descritto nel capitolo precedente. Se il modulo è aperto, T_j può essere determinata attraverso la misura della superficie del chip. Il metodo più accurato per tale misura è attraverso l'utilizzo di una camera a infrarossi ad alta risoluzione, con periodi di campionamento inferiori a 2 ms. Tale risoluzione non è necessaria in quanto i cicli di temperatura durano secondi se non addirittura minuti. Un'alternativa meno costosa è l'utilizzo di sensori infrarossi o termocoppie, con costanti di tempo di 50 ms e 200 ms rispettivamente. La temperatura di giunzione può essere approssimata come la temperatura della superficie del chip nel punto centrale.

Per poter raggiungere la massima flessibilità in termini di caratteristiche del profilo di temperatura, l'impostazione del ciclo di potenza deve essere in grado di erogare le massima quantità di corrente del dispositivo sotto test. In questo articolo [3] viene utilizzato un IGBT 3300 V, 1200 A con una tensione collettore-emettitore di saturazione tipica di 3,85 V a T_{jmax} dando una dissipazione di potenza di 4,6 kW a pieno carico. Quindi la massima quantità di uscita dell'impostazione del ciclo di potenza dovrà essere 5 kW. Con questa potenza si deve utilizzare un sistema di alimentazione trifase. Sono possibili due approcci: un trasformatore a bassa frequenza ed uno ad alta frequenza. La soluzione a bassa frequenza è data in figure 4.12. Consiste in un trasformatore a 12 impulsi a 50 Hz e raddrizzatori seguiti da un convertitore multifase con tensione di ingresso 20 V. Dato il basso voltaggio, sono utilizzati dei MOSFET. A pieno carico

ogni fase è attraversata da 300 A. La soluzione ad alta frequenza è data in figura 4.13. Consiste in un raddrizzatore trifase seguito da un convertitore full-bridge con tensione d'ingresso di 600 V. Gli IGBT sono utilizzati per il full-bridge. Ci sono 4 avvolgimenti secondari ognuno dei quali è attraversato da 300 A a pieno carico.

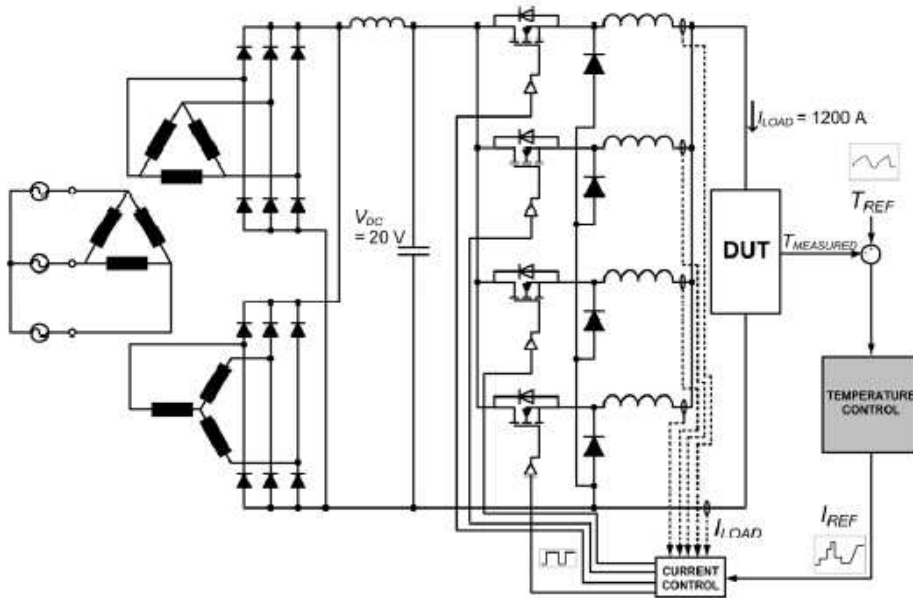


Figura 4.12: Tipologia 1: Schema elettrico trasformatore bassa frequenza

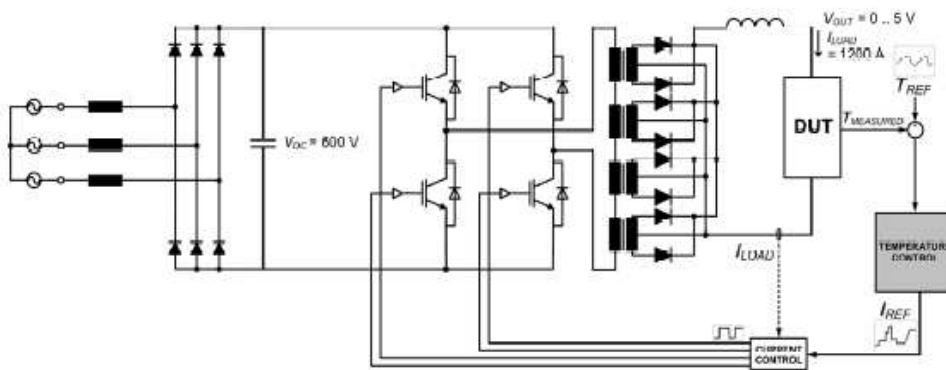


Figura 4.13: Tipologia 2: Schema elettrico trasformatore alta frequenza

La seconda tipologia è più compatta rispetto alla prima ma la progettazione del trasformatore è più impegnativa da realizzare. In entrambi gli approcci, un

sensores misura la corrente di carico. Un controllore di corrente regola la corrente di carico I_{LOAD} in modo da essere uguale alla corrente di riferimento i_{REF} . La temperatura di giunzione del dispositivo T_j è misurata ed inviata al controllore di temperatura che calcola la I_{REF} richiesta in modo da uguagliare la T_j con la temperatura di riferimento T_{REF} . T_{REF} è il profilo di temperatura desiderato che la temperatura di giunzione segue. L'impostazione del test non può rompersi prima del fallimento del DUT e deve essere abbastanza affidabile da poter fare parecchi cicli di test. Per garantire ciò e comparare le due tipologie in termini di affidabilità, si analizzano entrambe le impostazioni usando la procedura MIL-HDBK-217F. Il tempo medio tra guasti del sistema è definito come

$$MTBF = \frac{1}{\sum \lambda_i} \quad (4.5)$$

dove λ_i è il tasso di guasto del componente i -esimo ed è definito come

$$\lambda_i = \lambda_b \pi_T \pi_A \pi_S \pi_Q \pi_E \quad (4.6)$$

dove λ_b è il tasso di guasto del componente base dato nel MIL-HDBK-217F. I termini rimanenti sono dei fattori di scala riguardanti la temperatura di giunzione (π_T), il tipo di applicazione inclusa la classe di potenza (π_A), tensione di sollecitazione (π_S), qualità dei pezzi (π_Q) e l'ambiente operativo (π_E). Dato che il sistema di controllo, di misura e di acquisizione dati sono gli stessi per entrambi la tipologie, vengono analizzati i soli circuiti di potenza. Inoltre i componenti magnetici sono generalmente affidabili ed hanno un tasso di guasto inferiore rispetto agli interruttori di potenza. Per il confronto vengono considerati solo i MOSFET, gli IGBT e i diodi. Per migliorare l'affidabilità, tutti i componenti sono declassati. Per la tipologia 1, vengono utilizzati MOSFET 100 V, 1220 A (IXYSVMO 1200-01F) e diodi 45 V, 400 A (Vishay 400CNQ045P6F) usati sia per il convertitore che raddrizzatore. Per la tipologia 2, gli stessi diodi sono utilizzati per la seconda parte del convertitore, mentre vengono utilizzati i diodi 800 V, 20 A per il raddrizzatore e gli IGBT 1700 V, 400 A (Semikon SMK series). Siccome gli IGBT non sono elencati nel MIL-HDBK-217F, l'approccio standard per ottenere i fattori π è di considerare quelli dei transistor bipolari. Per le analisi del caso peggiore, tutti i fattori dei componenti sono considerati per picchi di carico. I risultati per le due tipologie sono riportati nelle tabelle 4.2 e 4.3.

Entrambi le impostazioni hanno un alto valore di MTBF. Il MIL-HDBK-217F non fornisce fattori declassati per i MOSFET. L'analisi del MTBF mostra se l'intera tipologia è abbastanza affidabile da essere usata, ma i risultati non possono essere utilizzati per dire quale sia la soluzione migliore. Un altro fattore da considerare è la ridondanza, ovvero l'abilità di un sistema nel continuare a funzionare se un componente si guasta. Le fasi della tipologia 1 sono abbastanza declassati da consentire al sistema di funzionare a pieno carico con sole 3 fasi, quindi con l'aggiunta di un anello chiuso in uscita (per es. l'aggiunta di diodi

Tasso di guasto λ (rotture/ 10^6 ore)	
MOSFET	0,9504
Diodo (convertitore buck)	0,0383
Convertitore singola fase	0,9887
MTBF (anni)	
Intero sistema	27,67

Tabella 4.2: Tasso di fallimento e MTBF del trasformatore a bassa frequenza.

Tasso di guasto λ (rotture/ 10^6 ore)	
IGBT (declassato 65%)	0,2265
IGBT (declassato 50%)	0,2973
IGBT (non declassato)	1,4156
Diodo (lato secondario)	0,0071
Convertitore full-bridge (declassato 65%)	0,9623
Convertitore full-bridge (declassato 50%)	1,2462
Convertitore full-bridge (non declassato)	5,7193
MTBF (anni) intero sistema	
IGBT declassati 65%	111,56
IGBT declassati 50%	87,84
IGBT non declassati	20,16

Tabella 4.3: Tasso di fallimento e MTBF del trasformatore ad alta frequenza.

dopo l'induttore in ogni fase). Inoltre la ridondanza può essere realizzata anche con l'aggiunta di altre fasi. La tipologia 2, invece, per raggiungere la ridondanza deve replicare interamente il full-bridge; in quanto se un IGBT si guasta, l'intero sistema smette di funzionare.

Per progettare il controllo di temperatura bisogna conoscere le caratteristiche termiche del dispositivo. I data sheet generalmente forniscono la resistenza termica giunzione-case $R_{th,j-c}$, la resistenza termica case-dissipatore $R_{th,c-h}$ e la resistenza termica del dissipatore ad aria $R_{th,HS}$. Spesso è data anche la curva di impedenza termica, così le caratteristiche termiche possono essere rappresentate con il modello FOSTER come in figura 4.14.

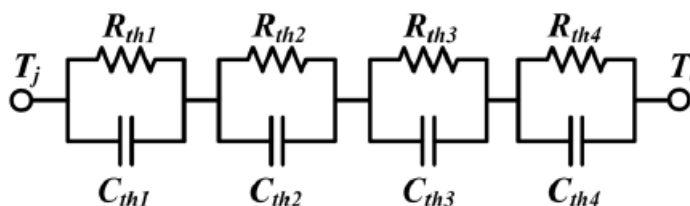


Figura 4.14: Rete termica RC del modulo IGBT

I valori degli elementi RC possono essere dati direttamente dai data sheet o derivati da una simulazione 3D degli elementi finiti. La capacità termica del dissipatore ad aria $C_{th,HS}$ può essere calcolata conoscendo la densità e la capacità specifica di calore del materiale del dissipatore e le sue dimensioni (es. volume) grazie alla equazione

$$C_{th,HS} = \rho C_p V \quad (4.7)$$

Dato che la capacità termica del dissipatore ad aria ha un valore molto più grande rispetto a quelle del modulo di potenza, esse possono essere ignorate e il circuito equivalente diventa come in figura 4.15. Per il raffreddamento a liquido si assume che la superficie è mantenuta ad una temperatura costante dal refrigerante. Quindi esso è rappresentabile solamente da una resistenza termica come in figura 4.16.

Per completare il ciclo del controllore di temperatura, si utilizza un controllore PI progettato in maniera tale da realizzare una protezione del sistema alle sovra temperature durante il funzionamento del convertitore. Per la verifica dell'intero ciclo, esso è stato modellato nel simulatore GeckoCIRCUITS, che permette l'accoppiamento di circuito e modelli termici. Per garantire l'affidabilità e tempi precisi, il controllo di temperatura è stato implementato in una scheda DSP. Per quanto riguarda il raffreddamento ad aria, come già detto al capitolo 2, esso offre una semplicità di implementazione e un'ampia quantità di pendenze e ampiezza per il profili di temperatura; ma soffre dal punto di vista di cicli

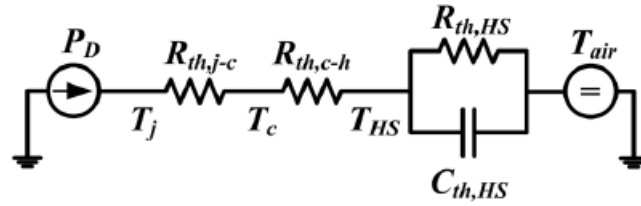


Figura 4.15: Rete termica semplificata con raffreddamento ad aria.

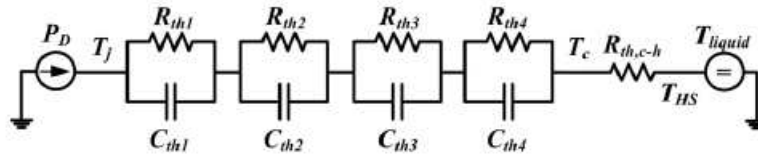


Figura 4.16: Rete termica semplificata con raffreddamento a liquido

lunghi. Il raffreddamento ad acqua invece riduce i tempi di ciclo con pendenze di profili di temperatura molto elevate, ma ha un'alta dissipazione di potenza, un costo e una complessità di implementazione maggiore. Ad oggi, non sono ancora disponibili alcun tipo di risultato in quanto non è stato portato a termine nessuna prova con queste impostazioni. È comunque interessante la valutazione delle due tipologie di prova confrontate.

4.4 Set up per controllo degrado componenti di un inverter

Questo set up [11] nasce per la valutazione del degrado nei convertitori di potenza utilizzati in ambito automotive. Si è cercato di ricreare una impostazione di test che consenta l'invecchiamento dell'inverter di potenza in condizioni elettriche (controllo PWM) molto vicino alle loro normali condizioni d'uso. È stato necessario escogitare una soluzione di controllo più praticabile rispetto i PWM standard, che è stata trovata nella applicazione del metodo di opposizione. Questo metodo consiste essenzialmente nel collegare due strutture di conversione identiche e reversibili una dietro l'altra per formare un inverter PWM monofase che fornisce una corrente sinusoidale (regolata fino a 200 A) ad un carico induttivo di circa $9 \mu\text{H}$. I due rami del convertitore sono collegati ad un alimentatore DC a 300 V. Quindi, nel carico non avviene alcuna dissipazione di energia, e le perdite di potenza dell'intero sistema sono quasi esclusivamente limitate alle perdite generate all'interno dei chip di potenza (commutazione e perdite sullo stato).

Il diagramma schematizzato in figura 4.17 illustra il principio di funzionamento dell'inverter secondo il metodo di opposizione.

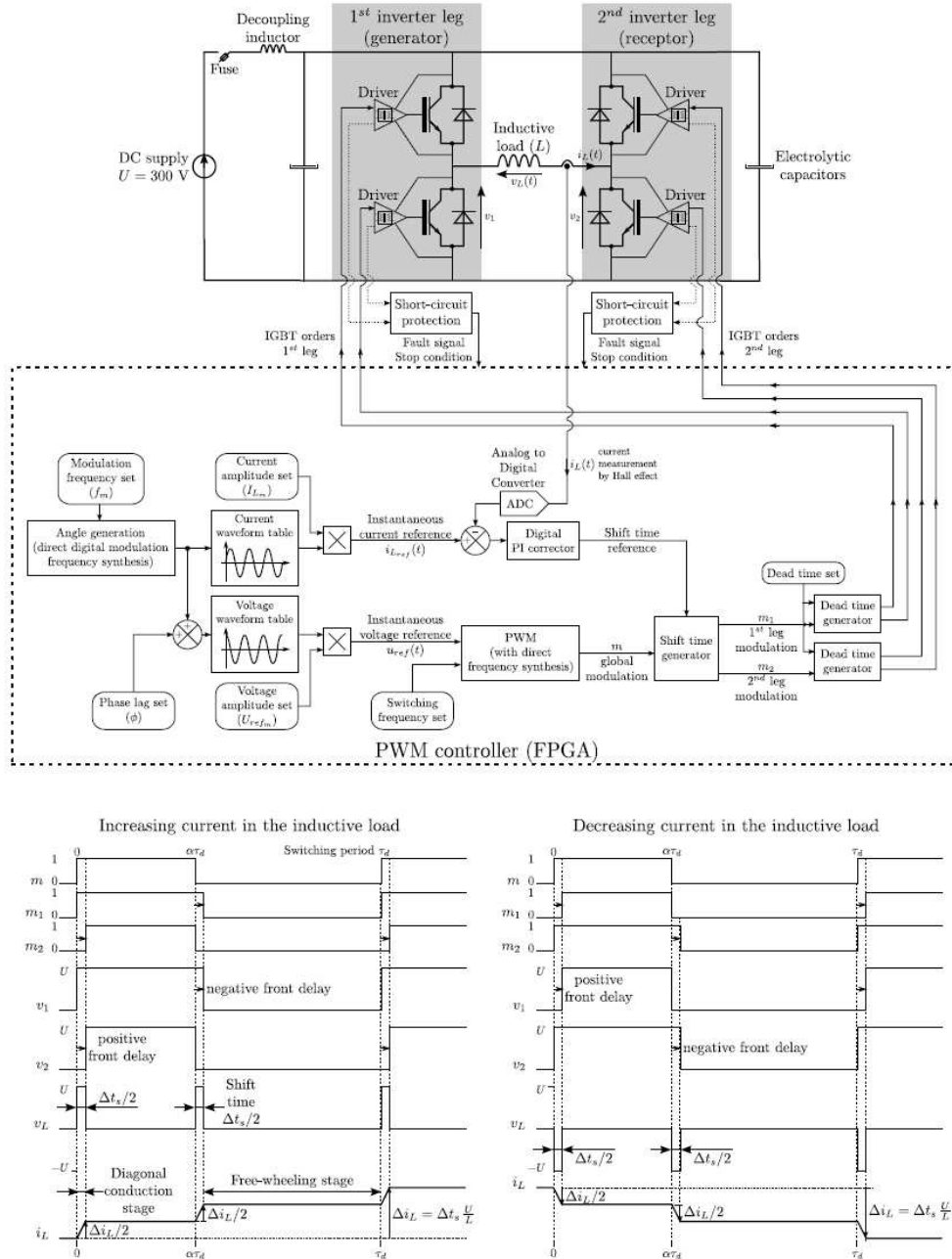


Figura 4.17: Diagramma operativo del controllo PWM basato sul metodo di opposizione.

Le commutazioni dei transistori IGBT vengono attivate dai segnali PWM applicate alle loro porte attraverso i driver ($V_{GE} = 15V$). La strategia di controllo si basa sull'alternanza di fasi di conduzione diagonale (vedi figura 4.18(a)), e fasi a ruota libera (Figura 4.18 (b)) nell'intervallo di una commutazione di periodo (τ_d) per produrre una corrente sinusoidale a bassa frequenza (f_m) nel carico induttivo.

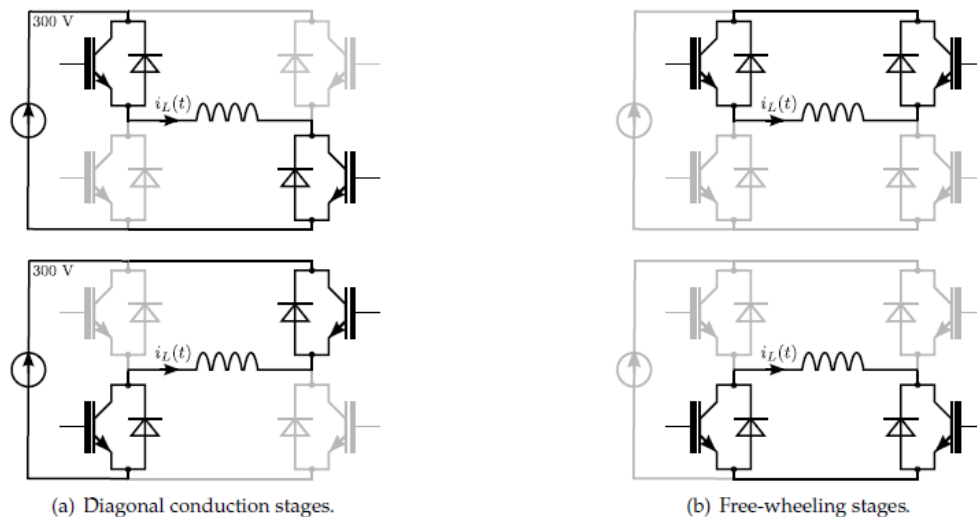


Figura 4.18: Strategia di controllo sulla struttura del metodo di opposizione: alternanza delle fasi di conduzione diagonale (sinistra) e "ruota libera" (destra).

I driver IGBT, dispongono di un sistema di protezione contro i cortocircuiti. Quando un chip di alimentazione arriva a rottura, il cortocircuito creato attraverso il ramo viene rilevato dall'altro driver (attraverso il rilevamento di desaturazione IGBT) che trasmette immediatamente una segnalazione di guasto al controller PWM, e l'IGBT funzionante viene spento in un lasso di tempo di qualche μs . Ciò consente di evitare la propagazione dei guasti per l'intera struttura. I parametri elettrici rilevanti (corrente e tensione), che riflettono le condizioni di funzionamento del convertitore di potenza considerato, sono misurati in tempo reale in modo che ogni malfunzionamento elettrico possa essere rilevato. Una lista completa delle grandezze monitorate è la seguente:

- La corrente di carico $i_L(t)$: osservata per verificare se l'anello di regolazione di corrente funziona come previsto in modo che il controllo PWM generato sia effettivamente accurato;
- La corrente erogata dall'alimentazione: in operazioni normali, questa corrente ha una bassissima intensità (circa 3 A per modulo di alimentazione testato). Un qualsiasi aumento significativo durante il test sarebbe essere

la prova di un guasto, la cui origine può essere dovuta dall'invecchiamento del modulo di alimentazione stesso, o per il guasto di componenti discreti, come condensatori elettrolitici;

- La tensione di alimentazione DC U: monitorata per verificare che l'alimentazione sia funzionante;
- Le tensioni ausiliarie basse causate dai driver di gate e di controllo, nonché ad altri componenti minori del banco di prova: misurata nuovamente per assicurarsi della corretta esecuzione degli alimentatori.

Le misurazioni sono interamente automatizzate, e recuperate per l'elaborazione attraverso un programma di interfaccia sviluppata in codice LabVIEW tramite una scheda di acquisizione dati.

I parametri del PWM sono impostati come segue:

Gestione termica

Considerando la quantità di potenza che deve essere dissipata (30 kW) e la temperatura di funzionamento elevata dei componenti (temperatura ambiente tra 60 ° - 90°C), è necessario estrarre il flusso di calore dalla sede di prova. La strategia di gestione termica è basata sull'associazione di uno scambiatore ad aria standard e uno scambiatore aria - acqua accoppiato con un ventilatore, come rappresentato nella figura 4.19.

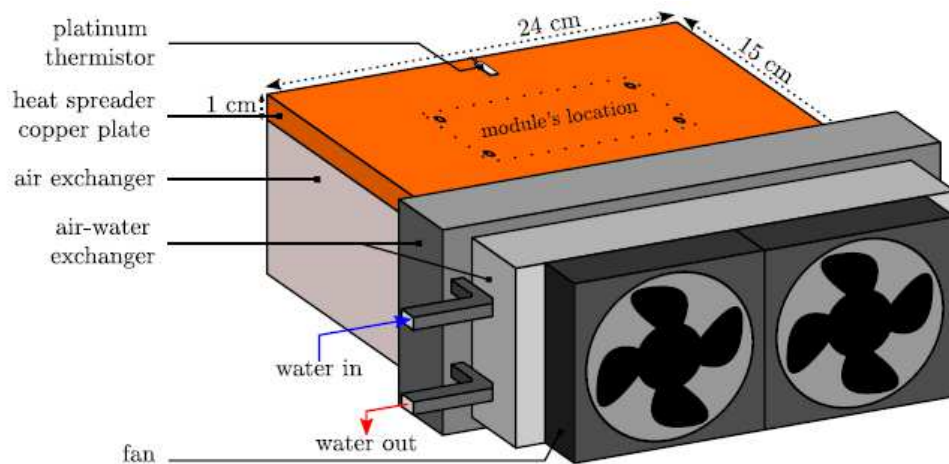


Figura 4.19: Schema del sistema di raffreddamento.

Il dispositivo di potenza è montato su una piastra di rame spessa (1 cm), il quale si trova su uno scambiatore ad aria classico. Al fine di estrarre il flusso

termico dei locali di prova, il sistema precedente è posto in una camera chiusa (scatola su misura composta di policarbonato), e associato ad un scambiatore aria - acqua accoppiato ad un ventilatore. Le temperature di entrata e d'uscita dell'acqua sono misurate in tempo reale, nonché la temperatura dell'aria che circola all'interno della camera chiusa. Lo schema illustrato nella Figura 4.20 introduce la strategia di gestione termica ideata per il raffreddamento di un modulo di potenza.

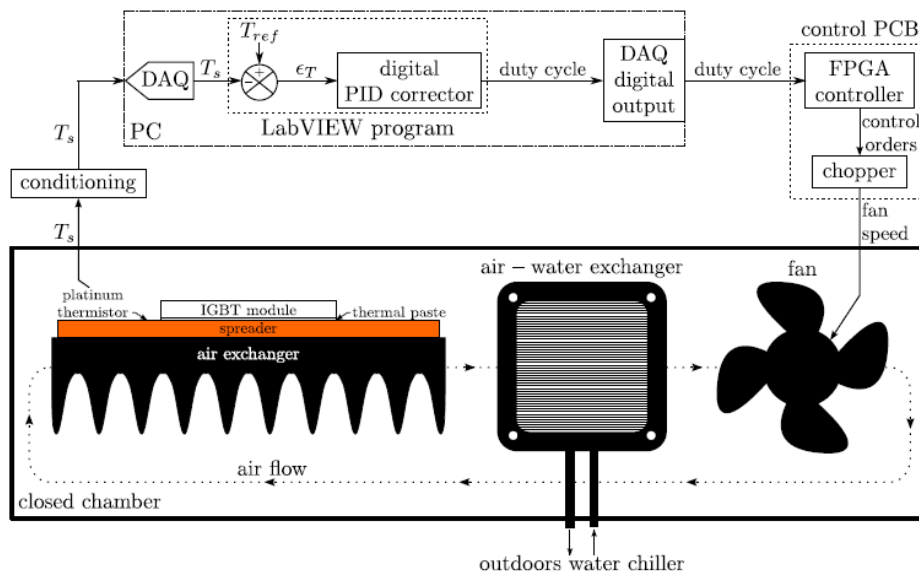


Figura 4.20: Diagramma operativo della gestione termica.

La temperatura dell'aria interna T_s viene regolata per uguagliare un riferimento di temperatura T_{ref} agendo sulla velocità della ventola, che controlla il flusso d'aria nella camera chiusa.

Strumenti termici del banco di prova e azioni preliminari

Per il test vengono utilizzati solo due rami dell'inverter trifase (DBC1 e DBC3 in fig. 4.21). La temperatura della piastra T_{bp} è misurata al centro dei quattro chip di ogni strato DBC con un termistore al platino. La temperatura di giunzione viene invece misurata con un sensore termico a fibra ottica. Questo sistema di misura è di tipo invasivo in quanto si crea un foro nel case di plastica per alloggiarci la punta del sensore.

Il dispositivo nasce con delle imperfezioni dovute dal processo industriale di realizzazione. Ciò può essere notato soprattutto nei punti di saldatura, in cui

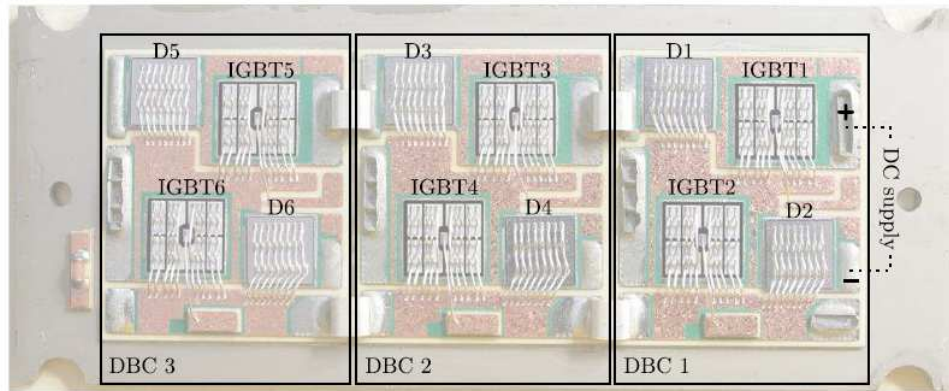


Figura 4.21: Numerazione degli IGBT e dei substrati DBC del modulo di potenza considerato.

si possono trovare bolle d'aria e/o cavità. Per essere in grado di distinguere questi danni da quelli dovuti dal ciclo di fatica, l'integrità del modulo viene caratterizzata dal SAM (Scanning Acoustic Microscopy) prima del lancio del test. SAM è un metodo non distruttivo che permette di riconoscere la tipografia del dispositivo. Completata l'analisi SAM, i dispositivi vengono installati nei rispettivi posti che sono stati precedentemente provvisti di strumenti. La piastra di base del modulo è originariamente piegata leggermente in modo che, quando è avvitata con il dissipatore, si appiattisca e le superfici siano ben a contatto.

Monitoraggio dei principali indicatori di invecchiamento

Durante il ciclo vengono monitorate le evoluzioni degli indicatori di invecchiamento dell'IGBT. Essi devono essere misurati in condizioni definite e perfettamente ripetibili. A causa del funzionamento in PWM del convertitore di potenza, la misurazione di queste grandezze difficilmente può essere automatizzata e raggiunta mentre l'erogazione di corrente è in corso. Pertanto il ciclo è regolarmente sospeso in modo che la procedura di caratterizzazione possa essere effettuata in costante valutazione. Il numero di cicli tra due caratterizzazioni varia da 10 mila cicli nella fase iniziale; fino a mille cicli quando la rottura del componente risulta essere imminente. Qui di seguito sono elencati i parametri indicatori dell'avanzamento del danno per determinati meccanismi di rottura e le loro condizioni specifiche in cui vengono misurati. I primi tre si verificano a livello del chip; mentre gli ultimi due appartengono al sistema di interconnessione e montaggio.

- CORRENTE DI DISPERSIONE DI COLLETTORE

Condizioni di misurazione:

- $V_{CE} = 0 \text{ V}$
- $V_{GE} = 300 \text{ V}$
- $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ ottenuto tramite il riscaldamento esterno della piastra.

In figura 4.22 è mostrata la procedura di misurazione.

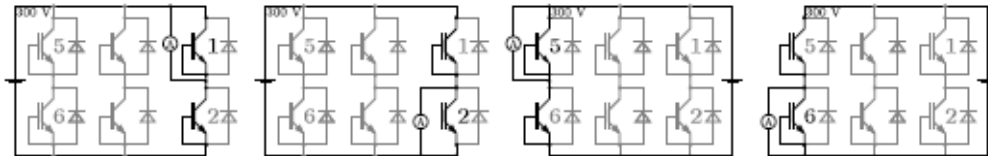


Figura 4.22: Misurazione della corrente di dispersione del collettore $I_{C\text{leak}}$

- CORRENTE DI DISPERSIONE DI GATE

Condizioni di misurazione:

- $V_{CE} = 0 \text{ V}$
- $V_{GE} = 15 \text{ V}$
- $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

In figura 4.23 è mostrata la procedura di misurazione.

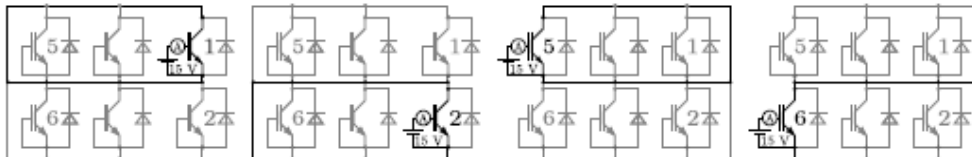


Figura 4.23: Misurazione della corrente di dispersione del gate $I_{G\text{leak}}$

- TENSIONE DI SOGLIA GATE-EMETTITORE

Condizioni di misurazione:

- $I_C = 150 \text{ mA}$
- $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

Uno spostamento della tensione di soglia indica che la struttura interna dell'IGBT è danneggiata. In figura 4.24 è mostrata la procedura di misurazione.

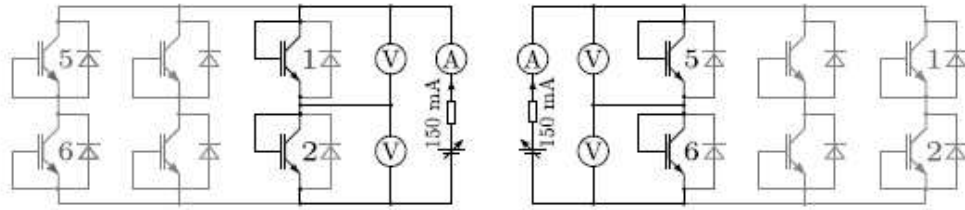


Figura 4.24: Misurazione della tensione di soglia gate-emettitore V_{GEth}

- TENSIONE COLLETTORE-EMETTITORE DI SATURAZIONE

L'evoluzione di V_{CEsat} può essere attribuita a due differenti fenomeni: ricostruzione della metallizzazione dell'emettitore che induce un incremento quasi lineare di V_{CEsat} ; rottura di una saldatura o avanzamento di una frattura causando un aumento di resistenza di contatto tra filo e chip o modifica della distribuzione interna della corrente. Il risultato è un aumento di V_{CE} . Comunque la tensione sulle connessioni contribuisce solo in piccola parte sulla tensione totale V_{CEsat} . La misura deve essere fatta con un alto livello di accuratezza. Condizioni di misurazione:

- $V_{GE} = 15 \text{ V}$
- $I_C = 100 \text{ A}$, questa corrente genera un auto riscaldamento che comporta un temperatura non uniforme
- $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

In figura 4.25 è mostrata la procedura di misurazione.

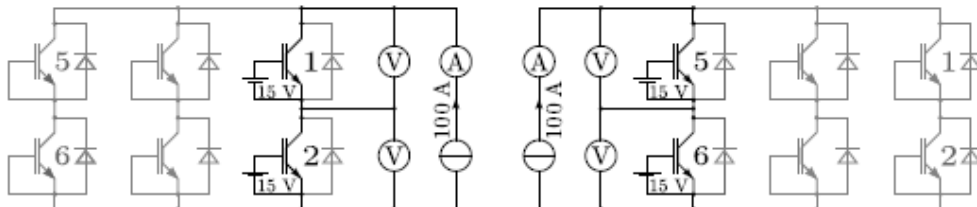


Figura 4.25: Misurazione della tensione di soglia gate-emettitore V_{CEsat}

- RESISTENZA TERMICA GIUNZIONE-PIASTRA

I danni che si verificano a livello di package, siano essi delaminazione dei punti di saldatura o fragili crepe dello strato ceramico, determinano un aumento della resistenza termica tra giunzione e piastra. Il valore di questa resistenza termica è ricavate dalla misura della tensione collettore-emettitore secondo la formula:

$$R_{\text{thjunction-to-baseplate}}(t) = \frac{\Delta T_{\text{j-bp}}}{P_{\text{ONch}}} = \frac{T_{\text{j}} - T_{\text{bp}}}{I_{\text{C}} \cdot V_{\text{CEsat}}} \quad (4.8)$$

dove $\Delta T_{\text{j-bp}}$ è la differenza di temperatura tra il chip e la piastra e P_{ONch} è la potenza dissipata coinvolta nella caratterizzazione della tensione collettore-emettitore V_{CEsat} .

Condizioni di fermata del test

Un ciclo di potenza può essere portato a termine per due motivi. Il primo è direttamente collegato al monitoraggio degli indicatori di invecchiamento. Infatti, i valori di soglia possono essere impostati, per ogni parametro monitorato, come precursori di danni. Una volta raggiunti tali valori le degradazioni esistenti ci si aspetta che crescano con il tempo, portando il processo di invecchiamento ad accelerare fino a quando il modulo di potenza raggiunge la rottura finale. Così non appena un indicatore di invecchiamento ho raggiunto il valore impostato come criterio di fallimento, il modulo di potenza è considerato difettoso e la prova viene fermata. I criteri di rottura adottati secondo i criteri standard di affidabilità sono i seguenti:

- Aumento del 5% di V_{CEsat}
- Aumento del 20% della resistenza termica tra giunzione e piastra R_{th}
- Violento aumento della corrente di dispersione di gate o collettore

Vale la pena notare che un aumento del 5% di V_{CEsat} si verifica solo se un gran numero di fili si staccano dalle saldature o se le interconnessioni sono rotte in punti strategici. Allo stesso modo, si ha bisogno di una consistente delaminazione per avere un aumento del 20% della resistenza termica tra giunzione e piastra. Pertanto il rischio di portare a rottura il chip con questi criteri è alto. Un aumento del 2-3% di V_{CEsat} è sufficiente per porre fine alla prova. La rottura del componente è il secondo motivo di termine del test. Con un sistema di protezione contro i cortocircuiti integrato nell'IGBT. La rottura può essere confinata.

Metodi di analisi delle rotture

Una volta che i moduli di potenza arrivano a rottura, vengono sottoposti ad una serie di analisi in maniera tale da identificare la causa principale della rottura e capire il meccanismo fisico che l'ha innescata. Il degrado dello stato di montaggio, focalizzato sui punti di saldatura, è valutato grazie al SAM. Lo staccamento dei fili e la metallizzazione superficiale dei chip è sistematicamente osservata del SEM per individuare i danni indotti sul sistema di interconnessione a causa della fatica termomeccanica. Al fine di approfondire i meccanismi di guasto relativi

alla fatica dei fili, e in particolare per valutare il loro impatto sulla distribuzione della temperatura dei chip di potenza, sarebbe interessante essere in grado di misurare sul posto la temperatura dei chip mentre sono sollecitati. Questo è possibile grazie alla termografia ad infrarossi. L'obiettivo principale perseguito con questa impostazione sperimentale è quello di acquisire una conoscenza estesa sull'affaticamento dei fili di connessione e il suo controllo attraverso la tensione collettore - emettitore. Si vuole valutare l'impatto dei danni sui fili di connessione, in primo luogo sulla distribuzione della temperatura IGBT, e in secondo luogo sul suo indicatore V_{CEsat} .

Serie di test di cicli di potenza

I cicli termici imposti ai moduli di potenza hanno una fase di riscaldamento di circa 10 secondi con un periodo di ciclo di 30 secondi. A questo ciclo è sovrapposto il ciclo termico alla frequenza di modulazione (100 Hz). L'ampiezza di questi "micro-cicli" non è trascurabile rispetto all'ampiezza del ciclo termico totale: con una escursione della temperatura di giunzione ΔT_j compresa nell'intervallo 60-100 °C, l'ampiezza di questi "micro-cicli" è compresa tra 10 e 20 °C. Due fattori di accelerazione del degrado sono stati considerati: la variazione della temperatura di giunzione dell'IGBT durante il ciclo ΔT_j e la temperatura ambiente T_{ref} . Dato che questi tipi di dispositivi vengono prevalentemente utilizzati in ambito automotive, sono state eseguite due serie di prove con diversi valori di temperatura ambiente T_{ref} : 60 e 90 °C. In entrambi i casi, gli esperimenti sono stati effettuati con diverse escursioni di temperatura di giunzione ΔT_j : 60 °C, per bassi livelli di stress e più rappresentativi della realtà, e 80 o 100 °C per determinare se questi dispositivi sono adatti a situazioni di carico per studi di invecchiamento accelerato. L'ampiezza dei cicli termici è comunque limitata dall'area di sicurezza operativa con temperatura massima del chip di 175 °C e del componente di 125 °C. La durata dei test è stata di oltre un anno per i dispositivi meno sollecitati (con $\Delta T_j = 60$ °C). La tensione di alimentazione è impostata a metà del modulo della massima tensione ammissibile (300 V) e la corrente di carico viene regolata dalla corrente nominale dell'inverter (200 A). Tra i cinque indicatori di invecchiamento la cui evoluzione è stata monitorata, mentre i dispositivi di potenza erano sotto test, solo la tensione collettore-emettitore V_{CEsat} ha subito sostanziali aumenti, mentre gli altri parametri sono rimasti invariati. A seconda del protocollo di prova applicato ai moduli, gli esperimenti sono stati volontariamente portati a termine sia nel caso di un aumento sufficiente di V_{CEsat} , o sono proseguiti fino a portare un qualsiasi chip di potenza utilizzato ad un guasto distruttivo. Quest'ultimo in genere si è verificato come rottura di un IGBT o diodo come atto finale di usura, portando ad una distruzione del chip localizzata. La propagazione del danno è stata evitata grazie al sistema di protezione integrato nei drivers.

Primo test: $T_{ref} = 60 \text{ }^\circ\text{C}$ & $\Delta T_j = 60 \text{ }^\circ\text{C}$

Moduli	Prima rottura				Seconda rottura		
	N_f (kci- cli)	Vita (h)	ΔV_{CEsat}	Rottura	N_f (kci- cli)	ΔV_{CEsat}	Rottura
GEM012	573,9	4464	IGBT1 (3,7 %)	-			
GEM013	687,4	5346	IGBT1 (8,5 %) IGBT2 (5,7 %)	IGBT2	707,2	IGBT5 (10,6 %) IGBT6 (1,7 %)	IGBT5

Tabella 4.4: Durata di vita e condizioni di stop prima prova.

Per entrambi i moduli testati, la tensione collettore-emettitore V_{CEsat} incrementa considerevolmente e costantemente da circa 400 mila cicli per GEM012 e da 550 mila cicli per GEM013. Dato che i due campioni hanno un comportamento simile, il test per il GEM013 è continuato fino alla distruzione dell'IGBT2. Successivamente il test per GEM013 è continuato portando a rottura l'IGBT5 della terzo DBC con un aumento record della tensione collettore-emettitore (10,6 %) e conseguente cortocircuito. In figura 4.26 si possono vedere le immagini della rottura dei due IGBT attraverso un'analisi di SEM. Dalla figura si può notare come l'area affetta da rottura è molto limitata e situata nelle interconnessioni.

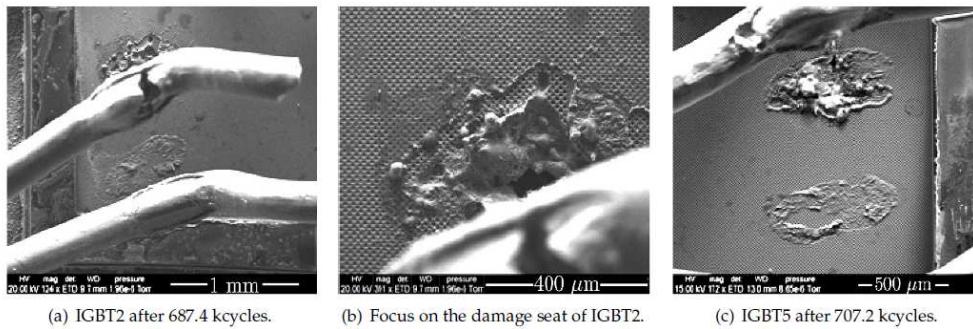


Figura 4.26: Immagini del SEM della rottura degli IGBT di GEM013

Secondo test: $T_{ref} = 90 \text{ }^\circ\text{C}$ & $\Delta T_j = 60 \text{ }^\circ\text{C}$

Come dimostrato nella tabella 4.5, il funzionamento del modulo C1 è stato interrotto da un guasto al diodo senza alcun segno di cedimento da parte dell'IGBT. Questo fatto accade raramente in applicazioni reali. Una possibile spiegazione è che il diodo presentasse una debolezza strutturale fin dall'inizio. Inoltre detti diodi hanno una bassissima capacità al surriscaldamento e instabilità termica

Moduli	N_f (kcicli)	Vita (h)	$\nearrow V_{CEsat}$	Rottura
C1	207,4	1612	-	D1
C2	520	4044	IGBT1 (2,7 %)	-

Tabella 4.5: Durata di vita e condizioni di stop seconda prova.

che si verificano quando la temperatura si avvicina al valore massimo ammissibile (175 °C). Ciò giustifica il fatto che i diodi hanno una più alta probabilità di rompersi in questo contesto rispetto che in applicazioni reali. Per il modulo C2 si è notato un aumento persistente di V_{CEsat} dell'IGBT1 a partire da circa 450 mila cicli. L'evoluzione di questo indicatore è stato innescato in un arco di tempo inferiore rispetto al caso precedente è con un valore del 30% più elevato. Questo dimostra che T_{ref} è sicuramente un fattore di accelerazione del processo di invecchiamento in queste condizioni di stress.

Terzo test: $T_{ref} = 60 \text{ °C}$ & $\Delta T_j = 80 \text{ °C}$

Moduli	Prima rottura				Seconda rottura		
	N_f (kcicli)	Vita (h)	$\nearrow V_{CEsat}$	Rottura	N_f (kcicli)	$\nearrow V_{CEsat}$	Rottura
E12	103	801	IGBT1 (8,4 %) IGBT2 (2,7 %)	-	137	IGBT5 (14,2 %)	IGBT5
GEM015	123,2	879	IGBT5 (1,8 %)	IGBT5	151,1	IGBT1 (11,6 %) IGBT2 (2,7 %)	-
GEM016	117,2	911	-	IGBT5	145,1	IGBT1 (7,5 %) IGBT2 (6,1 %)	-

Tabella 4.6: Durata di vita e condizioni di stop terza prova.

I risultati in termini di durata di vita sono abbastanza omogenei tra i quattro campioni testati, con una prima rottura dopo circa 115 mila cicli, come confermato in tabella 4.6. Incrementi sostanziali sono stati notati sulla misura di V_{CEsat} a partire da circa 90 mila cicli per il modulo E12 e verso i 100 mila per i moduli GEM015 e GEM016. Il test è proseguito portando il modulo E12 alla rottura di un transistor dopo una grande variazione della tensione V_{CEsat} con conseguente cortocircuito. Nei casi GEM015 e GEM016 il test è stato fermato volontariamente dopo un aumento medio del 10% di V_{CEsat} . L'osservazione al SEM dei chip distrutti ha mostrato che la rottura avviene nella saldature di interconnessione.

Quarto test: $T_{\text{ref}} = 90 \text{ }^\circ\text{C}$ & $\Delta T_j = 80 \text{ }^\circ\text{C}$

Moduli	N_f (kcicli)	Vita (h)	$\nearrow V_{\text{CEsat}}$	Rottura
GEM003	44,1	343	-	IGBT6
GEM005	56	436	-	IGBT1
GEM006	59,6	464	-	IGBT2
GEM007	103,5	805	IGBT1 (1,3 %)	D1
GEM009	72,4	563	-	IGBT2

Tabella 4.7: Durata di vita e condizioni di stop quarta prova.

Dalla tabella 4.7 si può notare un'ampia dispersione dei risultati nel numero di cicli necessari per portare i moduli al guasto. Ciò è dovuto al fatto che i moduli GEM007 e GEM009 hanno uno sviluppo più recente rispetto agli altri. La durata di vita dei moduli aggiornati è considerevolmente più alta, di 94% e 36%, rispetto alla media di 53,2 mila cicli dei primi. Per tutti i moduli, escluso il GEM007, si è verificata la rottura di un IGBT senza alcun preavviso; infatti non si è notata alcuna variazione degli indicatori di invecchiamento. Dalle immagini mostrate dal SEM in figura 4.27 si può constatare come la sede dei danni sembri sia situata in un angolo in prossimità delle interconnessioni. Inoltre l'area interessata dal danno è più estesa rispetto ai precedenti protocolli (7 mm^2 rispetto $0,7 \text{ mm}^2$) ed è possibile considerare che l'energia rilasciata che ha causato la distruzione degli IGBT sia maggiore rispetto ai casi precedenti. In questo caso alcune aree superano la temperatura massima ammissibile ($175 \text{ }^\circ\text{C}$), quindi gli stress termomeccanici hanno portato ad un surriscaldamento localizzato. L'angolo dei chip IGBT, pur essendo tra le zone più fredde, è una zona a più alta variazione di temperatura e campo elettrico. La mobilità delle cariche è particolarmente sensibile alla variazione di temperatura e può spiegare il motivo dei guasti in quell'area. Considerando il caso del modulo GEM007, esso ha beneficiato di una notevole longevità rispetto agli altri. Inoltre, nonostante il significativo aumento della tensione collettore-emettitore dell'IGBT1, è arrivato a rottura il relativo diodo. Ciò può essere dovuto da danni preesistenti nel diodo.

Quinto test: $T_{\text{ref}} = 60 \text{ }^\circ\text{C}$ & $\Delta T_j = 100 \text{ }^\circ\text{C}$

Moduli	N_f (kcicli)	Vita (h)	$\nearrow V_{\text{CEsat}}$	Rottura
GEM010	47,5	369	IGBT1 (1,1 %)	IGBT1
GEM011	38,4	298	-	IGBT1

Tabella 4.8: Durata di vita e condizioni di stop quinta prova.

Come mostrato in tabella 4.8 il numero di cicli necessario alla prima rottura e in media di circa 43 mila. Entrambi i moduli terminano con una violenta

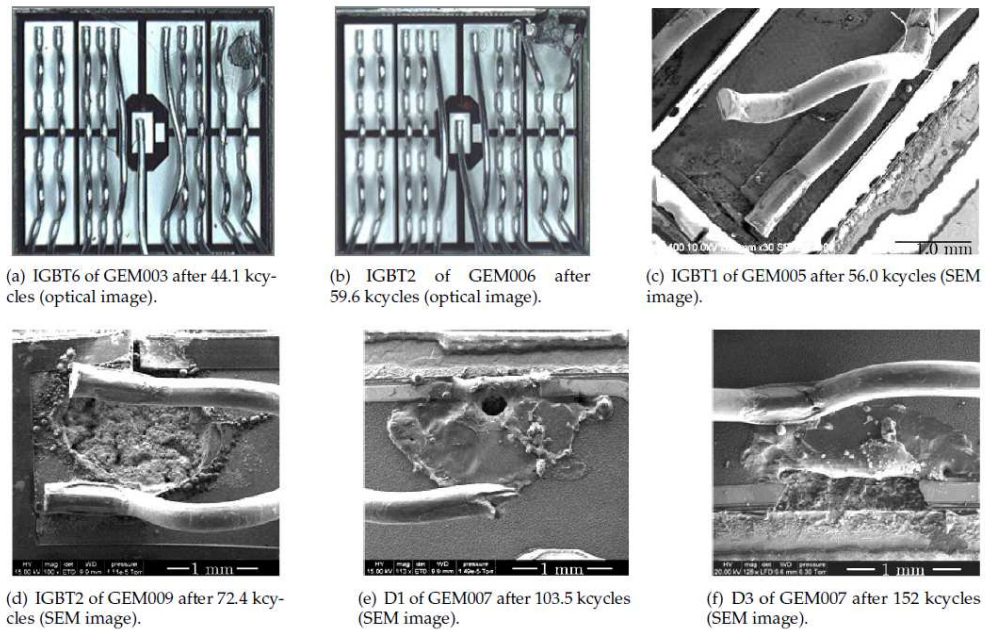


Figura 4.27: Immagini della rottura dei chip di potenza.

rottura dell'IGBT1, che avviene senza alcuna variazione degli indicatori di invecchiamento per il modulo GEM011 e con un leggero aumento di V_{CEsat} per GEM010. Il test successivamente è proseguito portando il modulo GEM010 alla rottura dell'IGBT5 dopo 64,3 k cicli e con un aumento di V_{CEsat} del 0,8 %. In figura 4.28 si possono vedere i danni che si sono verificati nelle saldature delle interconnessioni.

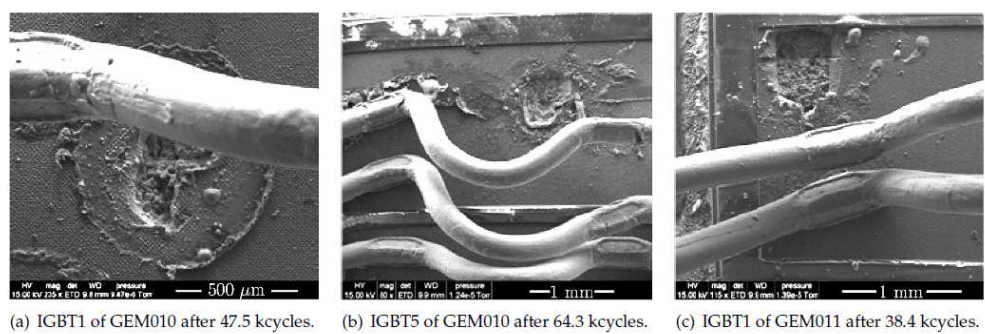


Figura 4.28: Immagini del SEM dopo la rottura dei chip di potenza.

Sintesi

Per un dato protocollo di test non vi è molta differenza sia tra le modalità di guasto sia nella durata di vita dei componenti. La resistenza a fatica dei dispositivi appare principalmente determinata dal sistema di interconnessione a giudicare dalle evoluzioni di V_{CEsat} rilevate. Per quanto riguarda gli altri parametri di invecchiamento, essi non hanno dato alcuna informazione rilevante. La corrente di dispersione di gate è molto bassa (dell'ordine di picoampere) durante il normale funzionamento dell'IGBT. Inoltre se si verificano ingenti danni nel componente, il valore di tale corrente su scala reale rimane ancora molto basso (decine di nanoampere). I parametri di corrente di dispersione di collettore e la tensione di soglia collettore-emettitore non hanno significative variazioni per prevedere il guasto del componente. In figura 4.29 si può vedere l'andamento di questi ultimi due parametri per il modulo E12, in cui non si riscontra alcuna riflessione dello stato di danneggiamento.

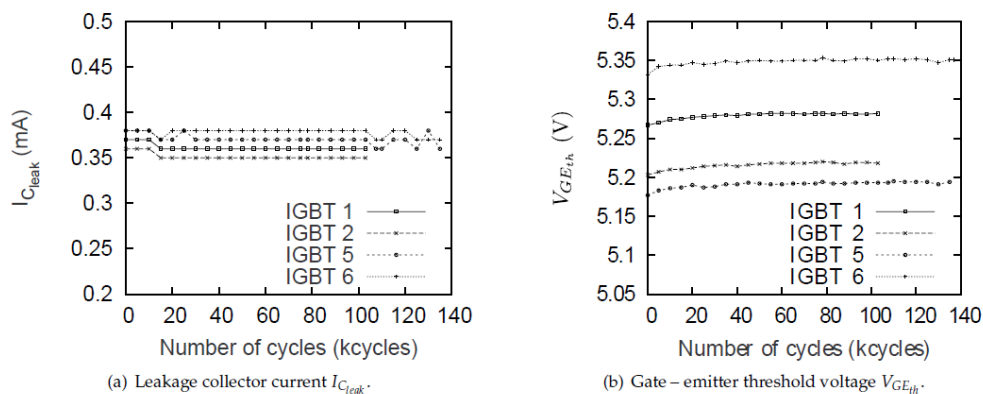


Figura 4.29: Evoluzione degli indicatori di invecchiamento che forniscono informazioni riguardo lo stato di degrado dell'IGBT del modulo E12.

Un'altra conseguenza del carico di fatica ciclica applicata che colpisce gli IGBT è la ricostruzione della loro metallizzazione dell'emettitore a base di alluminio. Gli effetti termo-meccanici danno origine a questo fenomeno, causato dalla grande differenza tra i coefficienti di espansione termica del silicio (2,6 ppm / ° C) e dell'alluminio (23,8 ppm / ° C). L'alluminio in film sottili è caratterizzato meccanicamente da un indurimento cinematico. Passata una temperatura di giunzione di soglia di circa 110 ° C, il rilassamento avviene attraverso una grande deformazione plastica all'interno dello strato di metallo. Di conseguenza, sia la temperatura di giunzione ΔT_j oscillante nel corso di un ciclo, che il picco di temperatura di giunzione $T_{j,m}$, hanno una forte influenza sull'avvio di questo meccanismo di fatica, e sulla misura del danno risultante. Gli IGBT sono più caldi nella loro parte centrale, nella zona immediatamente circostante il gate,

mentre sono significativamente più freddi nella loro periferia. Di conseguenza, diversi livelli di degrado possono essere osservati su un monocomponente a seconda della sua distribuzione di temperatura: una leggera ricostruzione in aree più fredde, e gravi danni dove la temperatura raggiunge il suo massimo. Per illustrare quest'ultimo punto, due serie di immagini rilasciate da analisi SEM sono introdotte nella figura 4.30.

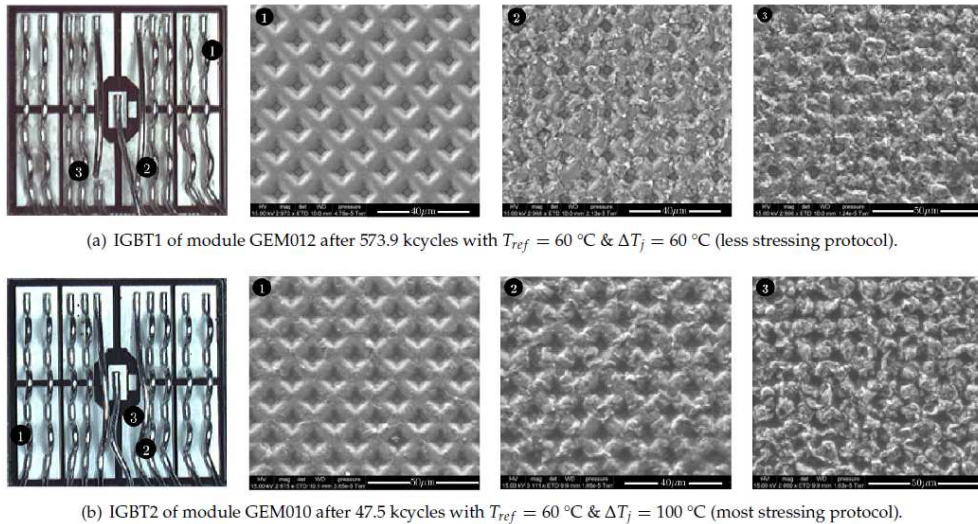


Figura 4.30: Graduali livelli di ricostruzione della metallizzazione dell'emettitore osservati in un unico chip: 1) aspetto quasi come nuovo, 2) media ricostruzione: il modello originale è ancora visibile, 3) maggiore ricostruzione: aspetto originale appena visibile.

Ogni serie di immagini mostra un graduale livello di ricostruzione della metallizzazione notato su un unico chip, IGBT1 di modulo GEM012 (figura 4.30 (a)), e IGBT2 modulo GEM010 (figura 4.30 (b)). La metallizzazione mostrata nelle foto contrassegnate con il numero 1 è quasi come nuova. Le immagini seguenti (numero 2 e 3) espongono una graduale irruvidimento della superficie. Al variare del protocollo utilizzato, cambia la percentuale della superficie totale che subisce grandi degradazioni. Infatti, maggiore è la differenza di temperatura di giunzione e più è ampia la zona interessata. A parità di ampiezza dei cicli termici, l'entità dei danni aumenta logicamente con la temperatura di picco della giunzione. Nei moduli sottoposti a cicli meno stressanti ($T_{ref} = 60 \text{ °C}$), sono state trovate consistenti fratture in ampia percentuale sulle varie interconnessioni (14-25%), con alcuni fili anche completamente fratturati. Al contrario sono stati rilevati pochissimi sollevamenti di connessioni. Il meccanismo di sollevamento sembra guadagnare importanza con l'aumento della temperatura di riferimento fino a 90 °C . Ciò può essere dovuto alla attivazione di altri meccanismi di

guasto che interagiscono con il fenomeno di sollevamento. La ricostruzione della metallizzazione di emettitore era insignificante per moduli con $T_{\text{ref}}=60$ °C, ma di maggiore importanza con $T_{\text{ref}}=90$ °C. È possibile che la ricostruzione della metallizzazione di emettitore indebolisca la zona di saldatura, accelerando così il sollevamento.

Conclusioni

In questo elaborato è stato presentato il problema della valutazione dell'affidabilità dei dispositivi elettronici di potenza; focalizzandosi sugli IGBT. Si è cercato di approfondire la stima della temperatura dei dispositivi durante i test, attraverso i parametri elettrici termosensibili e quello più accurato è sicuramente la tensione V_{CE} con una bassa corrente di calibrazione. Sono state presentate diverse impostazioni di prove di thermal- e power-cycling, spiegandone in dettaglio la struttura ed il funzionamento. Queste sono state selezionate dopo un'attenta ricerca di possibili set-up di test ricercati in vari articoli e pubblicazioni. Il modo di operare per le varie prove è simile, ciò che le diversifica è la durata e la valutazione finale di vari tipi di parametri. Il parametro che rappresenta in maniera migliore lo stato di danneggiamento è la tensione V_{CE} ; mentre una valutazione dell'impedenza termica da un'informazione su quale strato del modulo sia affetto da danneggiamento. Le prove sono fortemente dipendenti dalle temperature in gioco, con un impatto maggiore sul periodo di vita delle oscillazioni di temperatura rispetto alla temperatura di riferimento e alla temperatura massima. Le rotture finali dei dispositivi sono molto simili tra loro, con la rottura o il sollevamento delle interconnessioni. È stato riportato un potenziale modello matematico che possa dare un'informazione quantitativa sull'affidabilità di un componente elettronico di potenza attraverso i parametri temperatura media di ciclo T_m ed escursione di temperatura ΔT . Come visto però tale modello è stato ricavato per un ristretto intervallo di escursione termica. Un'importante sfida in chiave futura sarà quella di poter sviluppare modelli con un più ampio intervallo di temperature e per varie tipologie di dispositivi in modo tale da rendere più semplice una valutazione di affidabilità, poterla standardizzare e migliorare sempre più l'efficienza dei dispositivi.

Bibliografia

- [1] L. Genevini and M. Grossetti, “Convertitori elettronici di potenza innovativi basati su semiconduttori sic,” Master’s thesis, Politecnico di Milano, 2015.
- [2] Ø. B. Frank, “Power cycle testing of press-pack igtb chips,” Master’s thesis, Norwegian University of Science and Technology, 2014.
- [3] A. Stupar, D. Bortis, U. Drofenik, and J. W. Kolar, “Advanced setup for thermal cycling of power modules following definable junction temperature profiles,” in *The 2010 International Power Electronics Conference*, 2010.
- [4] Y. Avenas, L. Dupont, and Z. Khatir, “Temperature measurement of power semiconductor devices by thermo-sensitive electrical parameters,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, giugno 2012.
- [5] M. Held, P. Jacob, G. Nicoletti, P. Sacco, and M. H. Pöech, “Fast power cycling test for igtb modules in traction application,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, 1997.
- [6] R. Amro and J. Lutz, “Power cycling with high temperature swing of discrete components based on different technologies,” in *Power Electronics Specialists Conference 2004*, 2004.
- [7] U. Scheuermann and U. Hecht, “Power cycling lifetime of advanced power modules for different temperature swings,” *Proc. Of PCIM*, 2002.
- [8] A. Hensler, C. Herold, J. Lutz, and M. Thoben, “Thermal impedance monitoring during power cycling tests,” in *PCIM Europe 2011*, 2011.
- [9] Y. Gerstenmaier, W. Kiffe, and G. Wachutka, “Combination of thermal subsystems modeled by rapid circuit transformation,” in *THERMINIC*, 2007.
- [10] J. Lutz, H. S. U. Scheuermann, and R. D. Doncker, *Semiconductor Power Devices*. Springer, 2011.
- [11] V. Smet, *Aging and failure modes of IGBT power modules undergoing power cycling in high temperature environments*. PhD thesis, Montpellier 2 University, 2010.

- [12] V. Sankaran, C. Chen, C. Avant, and X. Xu, "Power cycling reliability of igbt power modules," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1997.

Elenco delle tabelle

4.1	Tabella r parziali	40
4.2	MTBF schema bassa frequenza	44
4.3	MTBF schema alta frequenza	44
4.4	Tabella prima prova	56
4.5	Tabella seconda prova	57
4.6	Tabella terza prova	57
4.7	Tabella quarta prova	58
4.8	Tabella quinta prova	58

Elenco delle figure

1.1	MOSFET e BJT in configurazione Darlington	4
1.2	Sezione verticale e circuito eq. IGBT	5
1.3	Modulo IGBT Infineon	7
1.4	Sezione trasversale IGBT	8
1.5	Press-pack	9
2.1	Propagazione frattura	12
2.2	Bond lift	13
2.3	Ricostruzione	14
2.4	Schema a blocchi thermal-cycling	15
2.5	Andamento temperatura in un ciclo	15
2.6	Grafico raffreddamento ad aria e acqua	17
3.1	Modelli Foster e Cauer	20
3.2	Grafico misura temperatura con bassa potenza	21
3.3	Grafico misura temperatura con alta potenza	22
3.4	Schema elettrico calibrazione $V_{ce,sat}$ con bassa corrente	22
3.5	Grafica caratteristica $V_{ce,sat}$ con bassa corrente	23
3.6	Schema elettrico misura temperatura TSEP $V_{ce,sat}$ con bassa corrente	23
3.7	Schema elettrico misura temperatura TSEP $V_{ce,sat}$ con alta corrente	24
3.8	Grafico caratteristica di $V_{ce,sat}$ con alta corrente	25
3.9	Schemi elettrici per calibrazione di V_{th}	25
3.10	Grafico caratteristica di V_{th}	26
3.11	Grafico caratteristica di V_{GE}	26
3.12	Schema elettrico per misura di temperatura TSEP I_{sat}	27
3.13	Grafico caratteristica di I_{sat}	28
3.14	Misura del ritardo nella fase ON	28
3.15	Grafico caratteristica del ritardo in fase ON	29
3.16	Tabella riassuntiva dei valori del rapporto di sensibilità	29
3.17	Confronto dei diversi TSEP	32
4.1	Schema elettrico test accelerato	34
4.2	Grafico del accelerato	35

4.3	Grafico confronto test accelerati	35
4.4	Grafico impedenza termica	37
4.5	Resistenze termiche parziali con diversi guasti	38
4.6	Modulo IGBT	38
4.7	Grafico e parametri del test	38
4.8	Misura temperatura del case	39
4.9	Grafico impedenza termica IGBT 21	39
4.10	Andamento r parziali	40
4.11	Andamento r parziali	41
4.12	Schema elettrico trasformatore bassa frequenza	42
4.13	Schema elettrico trasformatore alta frequenza	42
4.14	Circuito Foster	45
4.15	Circuito Foster raffreddamento ad aria	46
4.16	Circuito Foster raffreddamento a liquido	46
4.17	Diagramma PWM	47
4.18	Metodo opposizione	48
4.19	Sistema di raffreddamento	49
4.20	Gestione termica	50
4.21	Modulo di potenza	51
4.22	Misura $I_{C\text{leak}}$	52
4.23	Misura $I_{G\text{leak}}$	52
4.24	Misura $V_{G\text{Eth}}$	53
4.25	Misura $V_{C\text{Esat}}$	53
4.26	Rottura IGBT primo test	56
4.27	Rottura IGBT quarto test	59
4.28	Rottura IGBT quinto test	59
4.29	Evoluzione indicatori di invecchiamento modulo E12	60
4.30	Ricostruzione della metallizzazione dell'emettitore	61