



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO DE JOINVILLE
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE SISTEMAS
ELETRÔNICOS

DEIVID FARIA DE SOUZA

**ESTUDO COMPARATIVO DE MÉTODOS PARA MEDIÇÃO DA IMPEDÂNCIA
TÉRMICA DE MÓDULOS IGBT APLICADOS A ENSAIOS DE CONFIABILIDADE**

Joinville
2025

Deivid Faria de Souza

**ESTUDO COMPARATIVO DE MÉTODOS PARA MEDAÇÃO DA IMPEDÂNCIA
TÉRMICA DE MÓDULOS IGBT APLICADOS A ENSAIOS DE CONFIABILIDADE**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Sistemas Eletrônicos da Universidade Federal de Santa Catarina como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia de Sistemas Eletrônicos.
Orientador: Prof. Diego Santos Greff, Dr

Joinville
2025

Ficha catalográfica gerada por meio de sistema automatizado gerenciado pela BU/UFSC.
Dados inseridos pelo próprio autor.

Faria de Souza, Deivid

Estudo comparativo de métodos para medição da impedância térmica de módulos IGBT aplicados a ensaios de confiabilidade / Deivid Faria de Souza ; orientador, Diego Santos Greff, 2025.

75 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Campus Joinville, Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Sistemas Eletrônicos, Joinville, 2025.

Inclui referências.

1. Engenharia de Sistemas Eletrônicos. 2. Caracterização de Impedância Térmica. 3. Confiabilidade de Módulos IGBT. 4. Medição de Temperatura Virtual de Junção. 5. Análise de Função Estrutural Cumulativa. I. Santos Greff, Diego. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós Graduação em Engenharia de Sistemas Eletrônicos. III. Título.

Deivid Faria de Souza

**Estudo Comparativo de Métodos para Medição da Impedância Térmica de
Módulos IGBT Aplicados a Ensaios de Confiabilidade**

O presente trabalho em nível de Mestrado foi avaliado e aprovado, em 18 de dezembro de 2024, pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Sergio Vidal Garcia Oliveira
UDESC

Allan Fagner Cupertino
UFJF

Certificamos que esta é a versão original e final do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de Mestre em Engenharia de Sistemas Eletrônicos.



Documento assinado digitalmente
Elisete Santos da Silva Zagheni
Data: 07/01/2025 11:24:09-0300
CPF: ***.004.809-**
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Coordenação do Programa de
Pós-Graduação



Documento assinado digitalmente
Diego Santos Greff
Data: 07/01/2025 10:41:42-0300
CPF: ***.266.630-**
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Prof. Diego Santos Greff, Dr
Orientador

Joinville, 2025.

Este trabalho é dedicado aos meus queridos pais.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus, por me agraciar com paz, saúde, serenidade e determinação ao longo desta jornada.

Aos meus pais, pelo apoio e incentivo incondicional em todas as etapas da minha trajetória.

Ao meu orientador, professor Dr. Diego Santos Greff, pela paciência, esclarecer minhas dúvidas ao longo deste estudo, e por constantemente me desafiar.

À WEG, por incentivar seus colaboradores a se desenvolverem profissionalmente.

Ao Itamar Fernandes Soares, pelas inúmeras discussões e sugestões durante a execução da pesquisa.

Ao Odilgei Hess Gonçalves, pelas valiosas contribuições, sugestões e discussões realizadas durante a execução dos experimentos.

Aos amigos Tiago Lemes da Silva, Odair da Rosa, Márcio Denilson Bouldann, Leandro Fisch e Mateus Abreu de Andrade, pelo apoio constante ao longo desta jornada do mestrado.

A todos que, de forma direta ou indireta, contribuíram para a concepção desta dissertação.

À Roberta, pela revisão do texto.

“Estejam vigilantes, mantenham-se firmes na fé, sejam homens de coragem, sejam fortes.”
(1 Coríntios 16:13)

RESUMO

Esta dissertação investiga métodos para medir a impedância térmica em módulos IGBT, com foco na análise de confiabilidade, identificação de falhas e desempenho térmico. São discutidos os principais modos de falha, os tipos de encapsulamento e a relevância dos ensaios de vida acelerada na avaliação de módulos IGBT. Simulações baseadas na variação dos parâmetros do modelo de Foster foram realizadas para representar a degradação do encapsulamento, avaliando seus impactos na temperatura virtual de junção, na impedância térmica e na função estrutural cumulativa. Os resultados ajudam a identificar áreas críticas de potencial falha. No âmbito experimental, foram realizadas medições da temperatura virtual de junção e comparações entre os métodos estático e dinâmico para a determinação da impedância térmica, ambos apresentando resultados consistentes. O estudo enfatiza a necessidade de considerar a não linearidade da condutância térmica em função da temperatura, fundamental para análises precisas. Adicionalmente, são comparados dois métodos de medição da impedância térmica entre a junção e o *case* em módulos de potência sem *baseplate*: o método estático, que monitora a curva de resfriamento após a aplicação de um pulso prolongado de potência, e o método dinâmico, baseado na aplicação sucessiva de pulsos de potência de diferentes larguras.

Palavras-chave: Caracterização de Impedância Térmica; Confiabilidade de Módulos IGBT; Medição de Temperatura Virtual de Junção; Análise de Função Estrutural Cumulativa; Método de Medição Estático; Método de Medição Dinâmico.

ABSTRACT

This dissertation investigates methods for measuring thermal impedance in IGBT modules, focusing on reliability analysis, fault identification, and thermal performance. The main failure modes, encapsulation types, and the relevance of accelerated lifetime testing for IGBT modules are discussed. Simulations based on variations in Foster model parameters were conducted to represent encapsulation degradation, assessing its impacts on virtual junction temperature, thermal impedance, and cumulative structural function. The results contribute to identifying critical areas of potential failure. On the experimental side, virtual junction temperature measurements were carried out, along with comparisons between static and dynamic methods for determining thermal impedance, both yielding consistent results. The study highlights the importance of accounting for the nonlinearity of thermal conductance as a function of temperature, which is essential for accurate analyses. Additionally, two methods for measuring thermal impedance between the junction and the case in baseplate-less power modules are compared: the static method, which monitors the cooling curve after applying a prolonged power pulse, and the dynamic method, based on successive power pulses of varying widths.

Keywords: Thermal Impedance Characterization; Reliability of IGBT Modules; Virtual Junction Temperature Measurement; Cumulative Structure Function Analysis; Static Measurement Method; Dynamic Measurement Method.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Distribuição de vida útil típica de conversores eletrônicos.	20
Figura 1.2 – Registro de falha em componentes.	21
Figura 1.3 – Diagrama de Causa Efeito com os principais modos de falha em campo do IGBT.	22
Figura 2.1 – Mapa de aplicações do IGBT.	25
Figura 2.2 – Evolução do encapsulamento ao longo das gerações do IGBT. . . .	25
Figura 2.3 – Perdas por comutação.	26
Figura 2.4 – Estrutura do encapsulamento.	27
Figura 2.5 – Condutividade térmica em função da temperatura.	29
Figura 2.6 – <i>Lift-off</i> nos <i>bond wires</i> do modulo.	30
Figura 2.7 – Deterioramento da solda nas camadas do encapsulamento.	31
Figura 2.8 – Curva da banheira.	32
Figura 2.9 – Distribuição densidade de probabilidade	33
Figura 2.10 – Função densidade de probabilidade acumulada	34
Figura 2.11 – Ensaio de vida acelerada.	36
Figura 2.12 – Ensaio de <i>Power Cycling</i>	38
Figura 2.13 – Modelo LESIT para determinação do número de ciclos.	39
Figura 3.1 – Curva de Impedância Térmica de um módulo comercial	42
Figura 3.2 – Relação entre Potência e Temperatura	43
Figura 3.3 – Constante Espectral	45
Figura 3.4 – Modelos Eletrotérmicos - a) Modelo de Foster. b) Modelo de Cauer. .	46
Figura 3.5 – Representação da FEC.	48
Figura 3.6 – Relação da FEC com as regiões do encapsulamento	49
Figura 3.7 – Fluxograma calculo da FEC.	49
Figura 3.8 – Alteração da FEC durante ensaio de <i>Power Cycling</i>	50
Figura 3.9 – Fluxograma para o cálculo da estimativa de vida útil.	51
Figura 3.10 – I_C e V_{ce} em função da Temperatura.	52
Figura 3.11 – Simulação de um pulso de potência.	53
Figura 3.12 – T_{vj} para diferentes valores de degradação	53
Figura 3.13 – Z_{th} para diferentes valores de degradação.	54
Figura 3.14 – FEC para diferentes valores de degradação.	55
Figura 4.1 – Comportamento NTC e PTC do modulo IGBT.	57
Figura 5.1 – Setup de ensaios.	63
Figura 5.2 – Diagrama elétrico do circuito de ensaios.	64
Figura 5.3 – Curva experimental de calibração dos IGBT.	65
Figura 5.4 – T_{vj} ajustado por meio do método raiz quadrado do tempo.	66

Figura 5.5 – Comportamento do V_{cesat} para diferentes valores de pulsos de aquecimento	67
Figura 5.6 – T_{vj} para diferentes valores de potência de aquecimento	68
Figura 5.7 – Medição de T_{vj} , T_c e T_h	68
Figura 5.8 – Medição de Z_{thJC} e Z_{thJH}	69
Figura 5.9 – Z_{thJH} para diferentes valores de potência	70
Figura 5.10 – Comparação entre os resultados experimentais com os valores de datasheet	71

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Materiais que compõem o encapsulamento.	28
--	----

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>	19
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>	19
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>	25
CTE	<i>Coefficient of Thermal Expansion</i>	27
DBC	<i>Direct Bonded Copper</i>	31
FDP	Função Densidade de Probabilidade	33
FDA	Função de Distribuição Acumulada	33
FEC	Função Estrutural Cumulativa	47
DUT	<i>Device under test</i>	49
TSEP	<i>Temperature sensitive electrical parameters</i>	56
NTC	Coeficiente de Temperatura Negativo	57
PTC	Coeficiente de Temperatura Positivo	57

LISTA DE SÍMBOLOS

P_T	Perdas Totais	26
E_{on}	Energia dissipada ao ligar o IGBT	26
E_{off}	Energia dissipada ao desligar o IGBT	26
P_{ch}	Perdas por comutação	26
P_{cond}	Perdas por condução	26
T_{vjmax}	Temperatura Virtual de Junção Máxima	26
Δl	Variação do comprimento	28
l_0	Comprimento inicial	28
ΔT	Variação de Temperatura	28
β	Fator de forma	33
α	Fator de escala	33
λ	Taxa de falha	34
FA	Fator de Aceleração	35
T_{op}	Tempo de Operação	35
T_{ac}	Tempo de ensaio acelerado	35
N_f	Número de ciclos até a falha	37
k_1	Constante de ajuste da curva	37
k_2	Constante de ajuste da curva	37
E_a	Energia de ativação	37
k_b	Constante de Boltzmann	37
C	Contante de proporcionalidade	37
T_{jm}	Temperatura Média de Junção	37
t_{on}	Tempo de acionamento do interruptor	39
D	Diâmetro do fio	39
I	Corrente por fio	39
V	Tensão sobre o interruptor	39
R_{th}	Resistência térmica	41
λ_{th}	Condutividade térmica	41
A	Área	41
d	Espessura	41
C_{th}	Capacitância térmica	41
c	Capacidade térmica do material	41
ρ	Densidade do material	41
T_{vj}	Temperatura Virtual de Junção	41
T_c	Temperatura de Case	41
T_h	Temperatura do Dissipador	41
I_C	Corrente de Coletor	41

Z_{thJC}	Impedância Térmica entre Junção e o Case	41
Z_{thJH}	Impedância Térmica entre Junção e o Dissipador	41
Z_{th}	Impedância Térmica	41
τ_{th}	Constante térmica	42
$R(\tau)$	Espectro de constante de tempo	45
$R_{th}\sum$	Resistência térmica acumulada	47
$C_{th}\sum$	Capacitância térmica acumulada	47
V_{cesat}	Tensão entre coletor e emissor no estado de condução	58
$\alpha_{calibração}$	Coeficiente de calibração mV/°C	58
T_{vj0}	Temperatura Virtual de Junção inicial	59
t_d	Tempo de atraso	59

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	19
1.1 CONFIABILIDADE EM CONVERSORES ELETRÔNICOS	20
1.2 INTERRUPTOR DE POTÊNCIA	21
1.3 OBJETIVOS	23
1.3.1 Objetivo Geral	23
1.3.2 Objetivos Específicos	23
1.4 PUBLICAÇÕES RESULTANTES	23
1.5 ESTRUTURA DO DOCUMENTO	23
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	24
2.1 O MÓDULO IGBT	24
2.1.1 Características Dinâmicas de Comutação do IGBT	26
2.1.2 Características do Encapsulamento	26
2.1.2.1 Impacto da Temperatura na Condutividade Térmica dos Materiais	28
2.2 MODOS DE FALHA EM IGBT	28
2.2.1 Falhas nos <i>bond wires</i>	30
2.2.2 Efeitos da Degradação da Solda em Módulos IGBT	31
2.3 CONCEITOS DE CONFIABILIDADE	32
2.3.1 Análise Estatística em Confiabilidade	33
2.3.2 Análise de Ensaios de Vida Acelerada	35
2.3.3 Ensaios de <i>Power Cycling</i>	36
2.4 MODELOS DE PREDIÇÃO DE VIDA	37
2.5 CONCLUSÃO	40
3 MODELAGEM ELETROTÉRMICA	41
3.1 CIRCUITOS TÉRMICOS	41
3.1.1 Conversão de Perdas Elétricas em Temperatura	43
3.1.2 Espectro de Constante de Tempo	44
3.1.3 Modelo de Foster	45
3.1.4 Modelo de Cauer	46
3.2 FUNÇÃO ESTRUTURAL CUMULATIVA	47
3.2.1 Aplicações da Função Estrutural Cumulativa	49
3.3 ESTIMATIVA DE VIDA ÚTIL	50
3.4 SIMULAÇÕES NO PLECS	52
3.5 CONCLUSÃO	55
4 MÉTODOS EXPERIMENTAIS	56
4.1 MÉTODO DE MEDAÇÃO DE TEMPERATURA VIRTUAL DE JUNÇÃO	56
4.1.1 Método TSEP de medição de Temperatura Virtual de Junção	57
4.1.1.1 Método de Medição pela Raiz Quadrada do Tempo	58

4.2	MÉTODO DE MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA TÉRMICA	59
4.2.1	Método Dinâmico de Medição	59
4.2.2	Método Estático de Medição	60
4.3	CONCLUSÃO	60
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	62
5.1	SETUP DO ENSAIO	62
5.1.1	Procedimento Experimental	63
5.2	MEDIÇÃO DA TEMPERATURA VIRTUAL DE JUNÇÃO POR TSEP	64
5.2.1	Melhoria da Acurácia da Temperatura Virtual de Junção	65
5.3	RESULTADOS MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA TÉRMICA	66
5.3.1	Resultados Método Dinâmico	66
5.3.2	Resultados Método Estático	67
5.4	MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA TÉRMICA EM MÓDULOS SEM <i>BASEPLATE</i>	67
5.5	MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA TÉRMICA COM DIFERENTES VALORES DE POTÊNCIA	69
5.6	COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS COM OS VALORES DO FABRICANTE	70
5.7	CONCLUSÃO	71
6	CONCLUSÃO	72
	REFERÊNCIAS	74

1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, as transformações nas matrizes energéticas globais e nos sistemas de transporte têm ganhado destaque, com ênfase na redução das emissões de dióxido de carbono, um desafio crítico para a mitigação das mudanças climáticas. Uma das estratégias mais eficazes para alcançar essa meta é a transição para fontes de energia renováveis, como a solar, eólica, e a promoção da mobilidade elétrica. A introdução de veículos elétricos, incluindo automóveis e caminhões, tornou possível devido aos avanços significativos nas tecnologias das baterias e nas soluções de carregamento eficientes (PEYGHAMI; PALENSKY; BLAABJERG, 2020).

No epicentro dessa transformação tecnológica encontra-se a eletrônica de potência, uma área que, desde os anos 1980, passou de aplicações focadas no controle de velocidade de máquinas elétricas para um papel central na geração de energia e na eletrificação dos transportes. A eletrônica de potência moderna é essencial para garantir a eficiência e a sustentabilidade das novas tecnologias, otimizando o controle da distribuição de energia e melhorando a performance dos sistemas elétricos, como conversores de energia e sistemas de tração elétrica (RODRIGUEZ; BLAABJERG; KAZMIERKOWSKI, 2023).

Entre os componentes mais críticos desses sistemas, destacam-se os interruptores de potência, que desempenham um papel vital no controle do fluxo de energia. Dentre os dispositivos semicondutores utilizados, encontram-se o diodo, tiristor, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors* (MOSFET) e *Insulated Gate Bipolar Transistors* (IGBT). Embora os diodos operem de forma passiva, outros dispositivos como os IGBTs exigem sinais externos para sua comutação, sendo fundamentais na modulação e conversão de energia elétrica. A performance e confiabilidade desses componentes, em especial os IGBTs, são importantes para o funcionamento eficiente dos conversores de potência e a gestão do fluxo energético em sistemas de eletrônica de potência (JIYA; GOUWS, 2020).

As falhas em interruptores de potência podem causar a interrupção do funcionamento dos conversores de energia, com implicações diretas na operação de sistemas elétricos, como veículos elétricos e usinas de geração renovável. Em sistemas sem redundância, isso pode resultar em paradas imprevistas, perdas em eficiência e impactos financeiros. Assim, a análise de falhas e a previsão de sua vida útil são aspectos indispensáveis no campo da Confiabilidade em Eletrônica de Potência, uma disciplina interdisciplinar que envolve engenheiros, estatísticos e cientistas de materiais (ABUEL-NAGA; NARIMANI; BAHMAN, 2021).

A compreensão dos mecanismos de falha, que incluem degradação por estresse térmico e elétrico, e a implementação de modelos preditivos são fundamentais para melhorar a robustez dos dispositivos e garantir a longevidade dos sistemas. Através

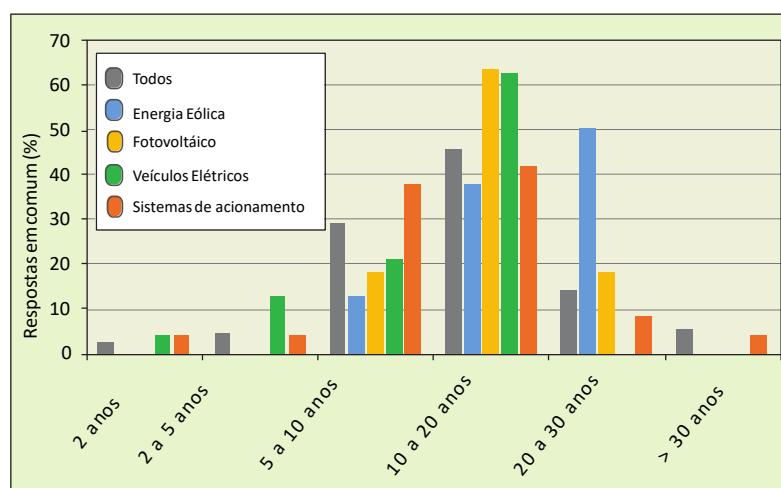
do monitoramento constante e da utilização de técnicas como a manutenção preditiva, é possível reduzir a ocorrência de falhas catastróficas e, consequentemente, aumentar a disponibilidade e a eficiência dos sistemas baseados em eletrônica de potência (ABUELNAGA; NARIMANI; BAHMAN, 2021).

1.1 CONFIABILIDADE EM CONVERSORES ELETRÔNICOS

A densidade de potência e a eficiência têm sido determinantes na evolução da eletrônica de potência nas últimas décadas. Esses avanços foram impulsionados pelo desenvolvimento de novas tecnologias de semicondutores de potência, pela inovação nas topologias de circuitos e pelos aprimoramentos nos métodos de controle (WANG; BLAABJERG, 2021).

As aplicações dos conversores eletrônicos evoluíram significativamente, tornando-se mais críticas e complexas. Elas abrangem desde a geração, transmissão e distribuição de energia até o consumidor final. Nos últimos anos, setores como a indústria automotiva e aeroespacial têm direcionado os projetos de eletrônica de potência para um novo patamar, com foco direcionado à confiabilidade (WANG; LISERRE; BLAABJERG, 2013). Uma pesquisa conduzida pela ECPE, envolvendo mais de 81 projetistas da União Europeia, revelou que a vida útil típica dos conversores eletrônicos varia entre 10 e 20 anos (FALCK et al., 2018). A Figura 1.1 exibe que a meta predominante para a vida útil dos produtos está entre 5 a 20 anos.

Figura 1.1 – Distribuição de vida útil típica de conversores eletrônicos.

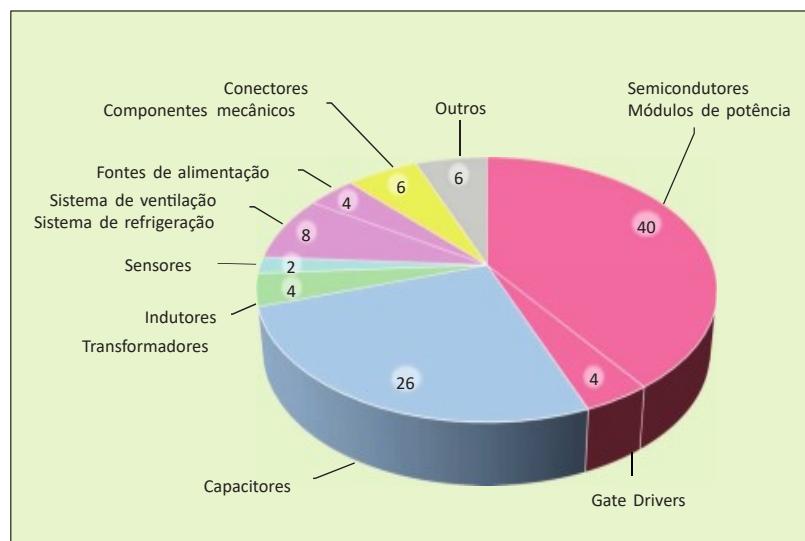


Fonte: Adaptado de (FALCK et al., 2018)

Entre os componentes que compõem os sistemas de potência, estudos dos registro de falhas indicam que os interruptores de potência e os capacitores estão entre os elementos mais suscetíveis a falhas conforme apresentado na Figura 1.2 (WANG;

LISERRE; BLAABJERG, 2013). Devido à ampla gama de aplicações, os conversores eletrônicos estão expostos a diferentes tipos de estresse, como altas temperaturas de operação, ciclos térmicos, poeira, vibrações, interferência eletromagnética e radiação (FALCK et al., 2018). Esses fatores aumentam a complexidade do projeto e a importância de se considerar a confiabilidade desde o início do desenvolvimento.

Figura 1.2 – Registro de falha em componentes.



Fonte: Adaptado de (FALCK et al., 2018)

A confiabilidade é um fator crítico de desempenho que deve ser levado em conta em todas as fases do ciclo de vida de um conversor de potência: do projeto à manufatura e à operação em campo (WANG; BLAABJERG, 2021). As pesquisas sobre confiabilidade em conversores eletrônicos, conduzidas tanto pela indústria quanto pela academia, dividem-se em duas áreas principais. A primeira envolve métodos de monitoramento dos dispositivos, com o objetivo de prever falhas e acompanhar o processo de degradação dos componentes. A segunda se concentra em técnicas de tolerância a falhas, permitindo que o sistema continue operando, mesmo após a falha de algum componente, por meio de mecanismos de redundância (HU et al., 2020).

1.2 INTERRUPTOR DE POTÊNCIA

O IGBT combina as características do MOSFET e do Transistor Bipolar, permitindo sua operação em dezenas de quilohertz e com *gate* isolado, propriedades herdadas do MOSFET. Adicionalmente, o IGBT apresenta a capacidade de condução característica do Transistor Bipolar, destacando-se por sua baixa resistência de condução entre o emissor e o coletor, o que resulta em uma condução de corrente eficiente.

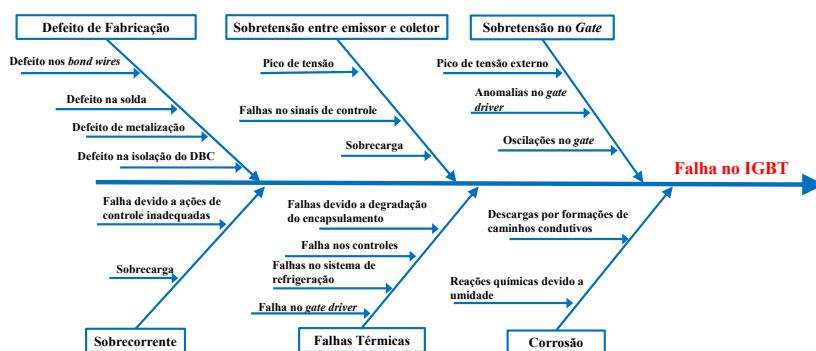
Essa integração de propriedades confere ao IGBT alta eficiência na comutação de potência (RASHID, 2014).

Entretanto, o projeto, a manufatura e as condições de operação dos IGBTs podem originar modos de falha que comprometem tanto o desempenho quanto a vida útil desses dispositivos. A vida útil dos módulos IGBT abrange várias etapas críticas, desde a qualificação inicial no fabricante, passando pelo transporte e integração ao sistema, até o comissionamento final. Durante esse percurso, choques mecânicos, térmicos e manuseio inadequado podem comprometer sua confiabilidade e resultar em falhas precoces.

Em operação, esses módulos enfrentam estresses variados, como sobretenção e sobrecorrente, além de degradação gradual sob carga sustentada, o que pode antecipar o fim de sua vida útil. Para lidar com esses desafios, fabricantes de conversores e módulos IGBT adotam uma abordagem de projeto orientada à confiabilidade, integrando dados de falhas de campo e previsões operacionais no desenvolvimento. Testes de vida acelerada são então realizados para simular o desgaste e avaliar a confiabilidade de longo prazo desses dispositivos (ABUELNAGA; NARIMANI; BAHMAN, 2021).

Modos de falha em IGBTs são um ponto crítico de estudo, especialmente em aplicações de alta potência e em ambientes de operação que exigem alta confiabilidade, como sistemas de recarga de veículos elétricos e infraestrutura industrial. Entender esses modos de falha é essencial para melhorar a durabilidade e a segurança de sistemas que utilizam esses componentes. A Figura 1.3 exibe o diagrama de causa e efeitos com os principais modos de falha encontrados no campo de IGBT.

Figura 1.3 – Diagrama de Causa Efeito com os principais modos de falha em campo do IGBT.



Fonte: Adaptado de (ABUELNAGA; NARIMANI; BAHMAN, 2021)

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

O objetivo geral desta dissertação é comparar métodos de medição da impedância térmica em módulos IGBT sem *baseplate*. A determinação dessa grandeza é fundamental em ensaios de vida útil de módulos e em simulações térmicas, permitindo a avaliação da confiabilidade do componente e fornecer dados experimentais para a realização de simulações mais precisas.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Realizar um estudo do estado da arte sobre a confiabilidade de módulos IGBT.
- Executar simulações termoelétrica de módulos IGBT com as informações disponibilizadas pelo fabricante.
- Estudar métodos de medição da temperatura de junção e de impedância térmica do IGBT.
- Definir um procedimento de medição da temperatura de junção.
- Comparar métodos de medição de impedância térmica.

1.4 PUBLICAÇÕES RESULTANTES

Os resultados parciais obtidos durante o desenvolvimento deste trabalho foram publicados em formato de artigo no XVII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (SOUZA; GREFF; VIDOR, 2023). A versão completa foi submetida e aceita pela Revista Eletrônica de Potência da SOBRAEP.

1.5 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

O presente trabalho é dividido em seis capítulos. No Capítulo 2, são discutidas as perdas em módulos IGBT, formas de encapsulamento, principais modos de falha, conceitos de confiabilidade e modelos de vida útil. No Capítulo 3, aborda-se a teoria de caracterização eletrotérmica, apresentando o conceito de Função Estrutural e os resultados das simulações. No Capítulo 4, é descrita a metodologia experimental, incluindo as abordagens, ferramentas e parâmetros utilizados para a realização dos experimentos. No Capítulo 5, são apresentados os resultados experimentais. Por fim, no Capítulo 6, são feitas as considerações finais, que resumem os principais achados deste estudo e sugerem possíveis trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo apresenta a base teórica necessária para a compreensão dos conceitos e teorias mais relevantes para a fundamentação da comparação dos métodos de medição da impedância térmica. A Seção 2.1 inicia com a descrição do módulo IGBT, suas características de comutação e tipos de encapsulamento. Em seguida, na Seção 2.2, são discutidos os principais modos de falha no módulo, resultantes do desgaste causado por estresses termomecânicos. Na sequência, a Seção 2.3 aborda os conceitos de confiabilidade, distribuição de Weibull e ensaios de vida acelerada. Por fim, a seção 2.4 apresenta uma breve descrição dos modelos de previsão de vida útil para módulos IGBT.

2.1 O MÓDULO IGBT

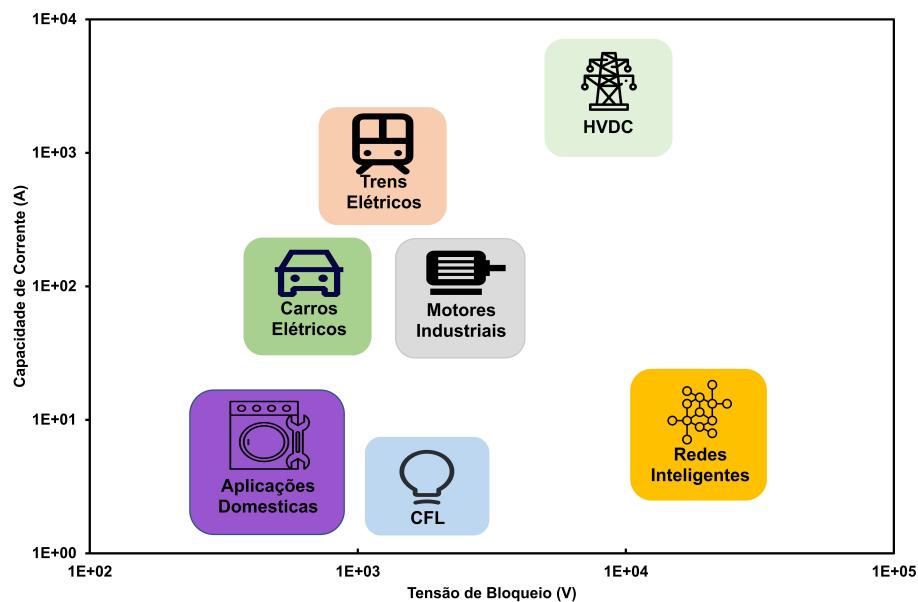
O IGBT possui um amplo espectro de aplicações, que abrange os setores de consumo, industrial, iluminação, transporte e geração de energia renovável. Suas características elétricas atrativas, simplicidade de controle, facilidade de fabricação e flexibilidade na velocidade de comutação contribuíram para um crescente interesse global. A Figura 2.1 apresenta as principais aplicações do IGBT, que variam desde reatores de lâmpadas, eletrodomésticos com motores, veículos elétricos, aplicações industriais que envolvem o controle de máquinas elétricas, até complexos sistemas de transmissão de energia e redes inteligentes.

A primeira versão desenvolvida do IGBT foi na década de 1980, atualmente se encontra em sua 7^a geração. O dispositivo alcançou ganhos significativos em densidade de potência e temperatura máxima de operação, principalmente devido às melhorias no encapsulamento. A Figura 2.2 ilustra a redução do tamanho do encapsulamento ao longo das gerações, mantendo os mesmos níveis de corrente e tensão operacionais. Essas inovações, além de reduzir o tamanho do componente, contribuem para a diminuição de custos, o que garante a competitividade do dispositivo ao longo dos anos (IWAMURO; LASKA, 2017).

A evolução do IGBT também pode ser observada nas temperaturas máximas de junção especificadas. Inicialmente, a temperatura máxima de T_{vj} era de 125°C. Atualmente, a temperatura padrão para IGBTs em módulos convencionais é de 150°C, enquanto que o IGBT discreto pode chegar a operar com temperaturas de até 175°C. O aumento da temperatura de operação máxima possibilitou a redução significativa no tamanho dos chips para uma mesma corrente nominal, graças ao aumento de T_{vj} .

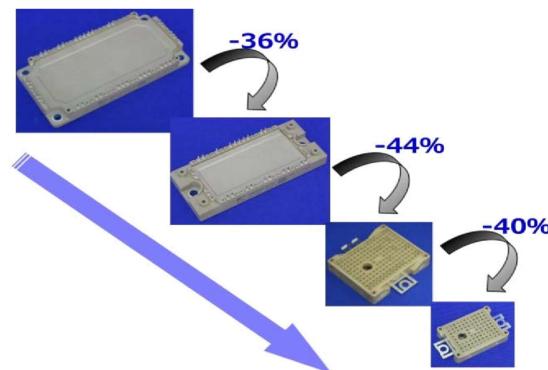
A capacidade de operar em temperaturas de junção mais elevadas, aliada ao aprimoramento dos sistemas de dissipação térmica no encapsulamento, aumenta a densidade de potência e contribui diretamente para a redução do tamanho do dispositivo e a sua eficiência.

Figura 2.1 – Mapa de aplicações do IGBT.



Fonte: Adaptado de (BALIGA, 2015)

Figura 2.2 – Evolução do encapsulamento ao longo das gerações do IGBT.



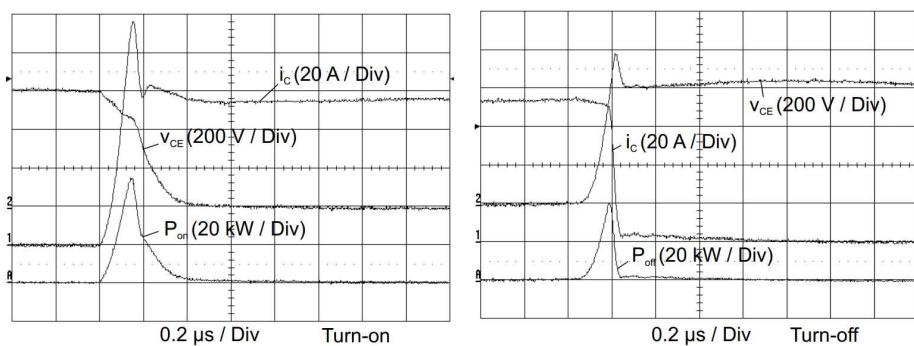
Fonte: (IWAMURO; LASKA, 2017)

Atualmente, o IGBT de última geração pode operar com tensões de até 6,5 kV, isso o torna ideal em aplicações de alta potência, como tração elétrica, redes de transmissão *High Voltage Direct Current* (HVDC) e grandes sistemas industriais. Essa capacidade de lidar com altas tensões é um dos principais fatores que fazem do IGBT uma solução popular em sistemas de potência exigentes (BALIGA, 2015).

2.1.1 Características Dinâmicas de Comutação do IGBT

São os elementos parasitas que surgem das junções dos materiais semicondutores tipo N e tipo P que compõem o IGBT e influenciam significativamente o comportamento desse dispositivo. Durante a comutação, ocorrem atrasos, que causam uma sobreposição temporária entre a tensão e a corrente, como mostrado na Figura 2.3, o que resulta em dissipação de potência conhecida como perdas por comutação (HANINI; AYADI, 2019).

Figura 2.3 – Perdas por comutação.



Fonte: (SCHEUERMANN; SCHMIDT, 2013)

As perdas por condução ocorrem após o período de comutação devido às não idealidades do dispositivo, estas resultam em dissipação de potência ao longo do seu funcionamento. Essas perdas somadas às perdas por comutação, causam o aquecimento do semicondutor, elevando a T_{vj} . Os fabricantes especificam, em seus datasheets, o valor de Temperatura Virtual de Junção Máxima (T_{vjmax}). Caso essa temperatura seja excedida o dispositivo pode sofrer danos permanentes que podem levar a sua falha prematura. As perdas totais são calculadas segundo a Equação 2.1

$$P_T = V_{cesat} I_C + (E_{on} + E_{off}) f_{ch} \quad (2.1)$$

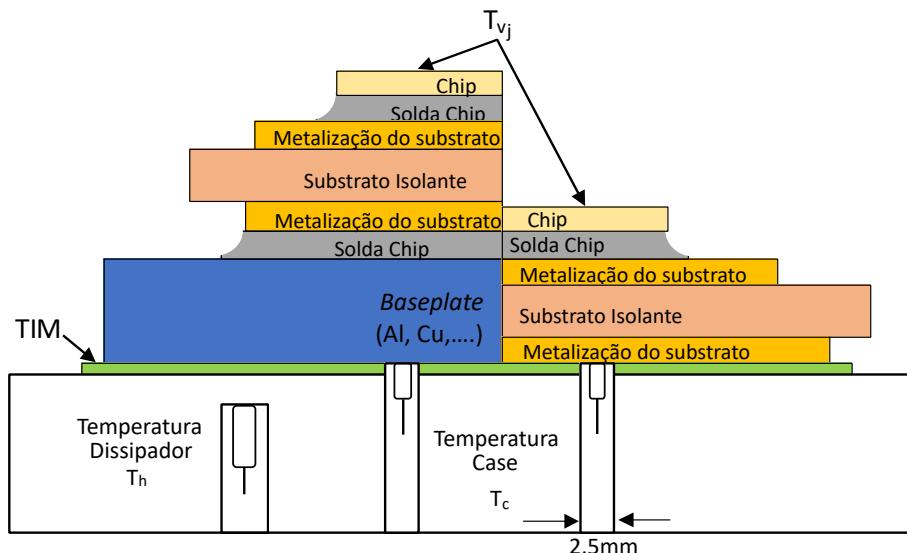
2.1.2 Características do Encapsulamento

O IGBT dissipa potência tanto durante a comutação quanto em condução, ao longo do tempo isso faz com que o semicondutor aqueça. Caso essa potência não seja adequadamente dissipada, o chip pode alcançar sua T_{vjmax} , o que pode danificar o dispositivo. A função do encapsulamento, além de fornecer proteção mecânica para o semicondutor, é criar um caminho para que o fluxo de calor gerado no chip seja transferido para o dissipador e, posteriormente, para o ambiente. Dessa forma, o

encapsulamento deve ser construído com materiais que garantam a condução térmica e o isolamento elétrico do módulo.

O encapsulamento é construído com diversos materiais que possuem características térmicas e elétricas distintas. Existem dois tipos de encapsulamento utilizados em módulos de potência: com *baseplate* e sem base *baseplate*. O segundo é frequentemente escolhido para reduzir custos, pois elimina a necessidade de uma camada adicional de cobre espesso no módulo. A Figura 2.4 exibe um corte transversal do módulo, onde é possível ver as suas respectivas camadas. À direita, observa-se o encapsulamento sem *baseplate*, enquanto, à esquerda, é exibido o encapsulamento com *baseplate*.

Figura 2.4 – Estrutura do encapsulamento.



Fonte: Adaptado de (HARDER, 2021).

As características de comutação do IGBT geram ciclos térmicos, caracterizados por períodos de aquecimento seguidos de resfriamento do módulo. Esses processos provocam a dilatação dos materiais que compõem o encapsulamento. Como esses materiais possuem *Coefficient of Thermal Expansion* (CTE) diferentes, ocorrem dilatações distintas, gerando estresse mecânico entre as camadas. A Tabela 2.1 contém os valores de condutância térmica, coeficiente de dilatação e capacitância dos principais materiais utilizados na construção do módulo.

Conforme observado na coluna CTE da Tabela 2.1, há uma variação significativa na ordem de grandeza do coeficiente entre diferentes materiais. Por exemplo, a relação entre o silício e o cobre apresenta uma variação relativa de aproximadamente 4,26. Isso significa que, enquanto o silício sofre uma variação de uma unidade de com-

Tabela 2.1 – Materiais que compõem o encapsulamento.

Material	Condutividade Térmica [W/m*K]	Capacidade Térmica[kJ/(m³*K)]	CTE[10 ⁻⁶ /K]
Silício	148	1650	4,1
Cobre	394	3400	17,5
Alumínio	230	2480	22,5
Prata	407	2450	19
Molibdênio	145	2575	5
Soldas	~70	1670	15-30
Al ₂ O ₃ - DBC	24	3025	8,3
AIN DBC, AIN-AMB	180	24350	5,7
AISiC(75% SiC)	180	22230	7

Fonte: Adaptado de (WINTRICH ULRICH NICOLAI, 2015)

primento devido à temperatura, o cobre se expande 4,26 vezes mais. Essa diferença no comportamento térmico dos materiais gera desgaste. A Equação 2.2 descreve o cálculo de CTE (CALLISTER, 2020).

$$CTE = \frac{\Delta l}{l_0} \frac{1}{\Delta T} \quad (2.2)$$

2.1.2.1 Impacto da Temperatura na Condutividade Térmica dos Materiais

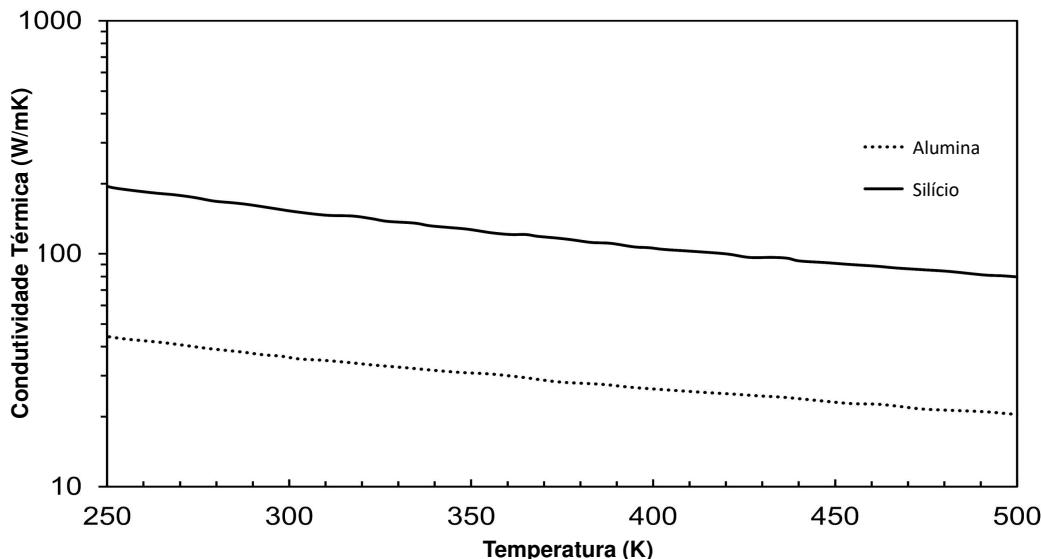
As variações de temperatura nos módulos IGBT podem alcançar ΔT superiores a 100 K, isso influência diretamente os parâmetros, anteriormente considerados constantes, como a condutividade térmica dos materiais. Essa ordem de magnitude de variação provoca uma redução significativa na condutividade térmica, dificultando a dissipação eficiente de calor do semicondutor para o dissipador. Os efeitos não lineares, tornam-se particularmente evidentes, quando os resultados experimentais são comparados às simulações, que frequentemente não consideram essas não linearidades (CALLISTER, 2020). A Figura 2.5 ilustra a dependência da condutividade térmica do silício e da alumina em função da temperatura. É possível verificar que ocorre uma diminuição na condutividade térmica com o aumento da temperatura.

2.2 MODOS DE FALHA EM IGBT

Existem diversos fatores de estresse que podem levar um módulo de potência à falha, muitas vezes, como resultado da interação de múltiplos elementos. Dentre os modos de falha comumente observados em IGBT, destacam-se os estressores termo-mecânicos.

O encapsulamento do IGBT é feito com uma variedade de materiais que possuem propriedades mecânicas, elétricas e térmicas distintas. Durante a operação, o

Figura 2.5 – Condutividade térmica em função da temperatura.



Fonte: Adaptado de (RENCZ; SZEKELY, 2003)

estresse térmico provoca fadiga nesses materiais, o que pode comprometer as conexões entre eles, sendo um dos principais modos de falha identificados.

Outro modo de falha significativo está relacionado aos *bond wires*, fios de ligação interno utilizados para as conexões elétricas. Esses fios são soldados cuidadosamente para evitar danos à pastilha de silício (HERNES et al., 2021). Contudo, devido ao contato direto com a fonte de calor, os *bond wires* experimentam variações térmicas significativas durante a operação, tornando-se vulneráveis às falhas.

Além desses, existem outros estressores que podem afetar a confiabilidade do módulo, como eletromigração, raios cósmicos, rompimento do dielétrico e corrosão (WINTRICH ULRICH NICOLAI, 2015).

A corrosão em materiais, semelhante à corrosão passiva observada em outros dispositivos eletrônicos, é influenciada por fatores como temperatura, alta umidade relativa, contaminação durante o processo de fabricação do módulo e presença de gases corrosivos. O alumínio, em particular, é um material frequentemente suscetível à corrosão galvânica. O modo de falha típico associado à corrosão, é o aumento da resistência ou o surgimento de circuitos abertos. Para proteção, utilizam-se frequentemente uma carcaça feita de polímero (OHRING, 1998).

Por fim, a miniaturização dos componentes tem elevado a probabilidade de ocorrência de eletromigração. Este fenômeno refere-se ao transporte de massa de material puro para o material hospedeiro, que ocorre em regiões com diferença de corrente. Essas variações podem resultar em mudanças microestruturais, incluindo a

formação de vazios e o aumento da resistência, que podem levar, em casos extremos, a circuitos abertos (OHRING, 1998).

2.2.1 Falhas nos *bond wires*

Os *bond wires* são componentes essenciais para acionar o IGBT e estabelecer as conexões internas entre os semicondutores. Como estão soldados sobre o semicondutores, esses fios são expostos a grandes variações de temperatura, resultando em alto ciclos termo-mecânicos devido à dilatação térmica. Esse estresse primário é provocado pela flexão do fio, exacerbada pela incompatibilidade entre os coeficientes de expansão térmica dos materiais envolvidos.

O modo de falha predominante associado à fadiga dos cabos é conhecido como *lift-off*, conforme ilustrado na Figura 2.6. Como o coeficiente de expansão do fio é

Figura 2.6 – *Lift-off* nos *bond wires* do modulo.



Fonte: (LUTZ HEINRICH SCHLANGENOTTO, 2014).

maior que o do silício, ocorre um estresse significativo na região da solda, levando à sua ruptura. Essa falha inicial resulta em uma distribuição de corrente não homogênea, causando desgaste adicional nos componentes adjacentes. A fratura é frequentemente detectada por meio do aumento da tensão de V_{cesat} , devido ao aumento da resistência elétrica.

Para melhorar a confiabilidade dos *bond wires*, recomenda-se a curvatura adequada do fio sobre o chip (REIGOSA et al., 2016).

2.2.2 Efeitos da Degradação da Solda em Módulos IGBT

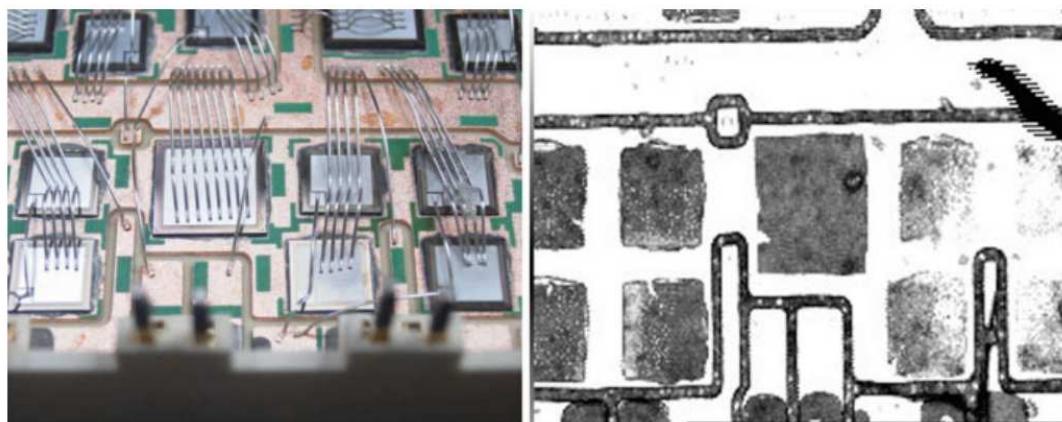
O módulo IGBT é composto por materiais com diferentes características térmicas, elétricas e mecânicas, como silício, alumina e cobre, que possuem coeficientes de dilatação distintos. A união desses materiais é realizada por meio de solda, que conecta o chip ao *Direct Bonded Copper* (DBC) e, em seguida, o DBC ao *baseplate*.

Durante a operação do IGBT, ocorrem ciclagens térmicas que geram estresse termo-mecânico nas interfaces entre esses materiais. A discrepância nos coeficientes de dilatação resulta em fadiga nas camadas, deteriorando a solda que as une (SARKANY; RENCZ, 2020).

Essa deterioração da solda aumenta a resistência térmica, dificultando a transferência de calor entre o semicondutor e o dissipador. Como resultado, a T_{vj} se eleva, criando um ciclo de retroalimentação que agrava a deterioração do módulo. A solda desempenha um papel crucial como caminho térmico entre o semicondutor e o dissipador, se a área de conexão for reduzida há um impacto direto na temperatura do semicondutor.

O processo de degradação é progressivo e irreversível, assemelhando-se ao fenômeno da fadiga nos *bond wires*. A Figura 2.7 ilustra o efeito da degradação da solda em um módulo, capturado por meio de um microscópio acústico de varredura. É possível observar regiões onde o desgaste do material é evidente, especialmente na área em que o semicondutor estava soldado, caracterizando o processo de degradação.

Figura 2.7 – Deterioramento da solda nas camadas do encapsulamento.



Fonte: (LUTZ HEINRICH SCHLANGENOTTO, 2014).

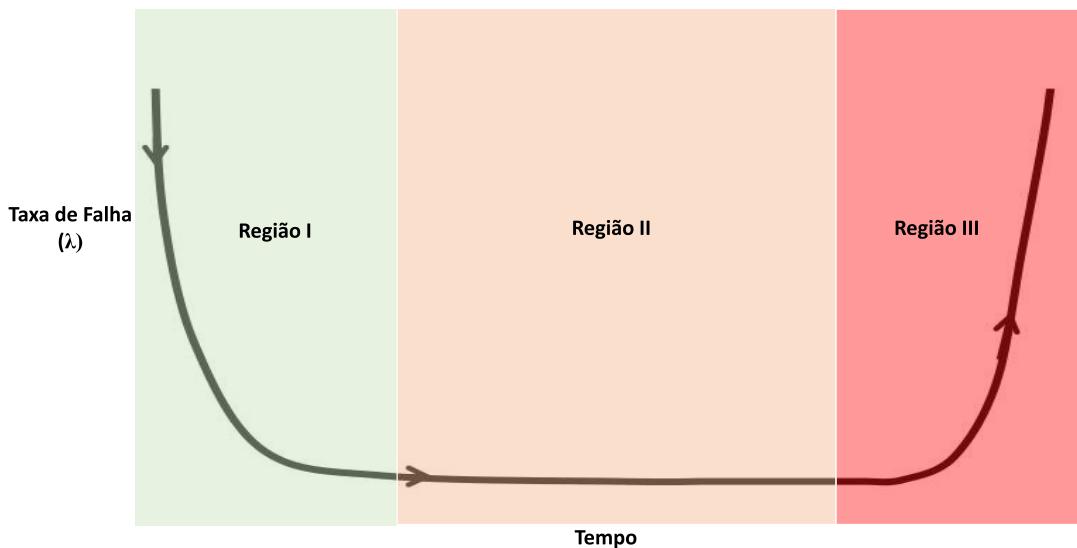
2.3 CONCEITOS DE CONFIABILIDADE

A confiabilidade é definida como a capacidade de um item de realizar sua função desejada sob condições especificadas durante um determinado período de operação (IEEE..., 2010). Essa disciplina multidisciplinar busca entender os modos de falha, estimar a vida útil dos dispositivos e aplicar métodos de teste de vida acelerada, com o objetivo de garantir o desempenho adequado de componentes em diversas aplicações.

A análise de confiabilidade emprega uma variedade de métodos e modelos estatísticos, fundamentados em resultados experimentais obtidos por meio de testes de vida acelerada. Esses modelos permitem a estimativa do impacto de diferentes variáveis sobre a durabilidade do objeto em estudo, facilitando a identificação de fatores que podem comprometer sua operação (DURIVAGE, 2017).

Um conceito central na análise de confiabilidade é a curva da banheira, que representa graficamente como a taxa de falha de um produto se distribui ao longo de sua vida útil. A Figura 2.8 ilustra a curva, que é composta por três regiões distintas.

Figura 2.8 – Curva da banheira.



Fonte: Adaptado de (MCPPERSON, 2010).

A Região I, conhecida como falhas prematuras, refere-se a falhas que ocorrem durante o processo de produção, geralmente relacionadas a problemas de montagem e testes iniciais. A Região II, por outro lado, abrange as falhas aleatórias, que ocorrem de maneira imprevisível durante a operação do produto, frequentemente provocadas por fatores externos, como por exemplo, surtos na rede elétrica, variações ambientais e até mesmo raios cósmicos. Por fim, a Região III representa a fase de desgaste, na

qual o produto se aproxima do fim de sua vida útil e se torna mais suscetível a falhas devido ao desgaste de componentes. Esta última região tende a se expandir com o tempo, refletindo a deterioração gradual do produto (MCPHERSON, 2010).

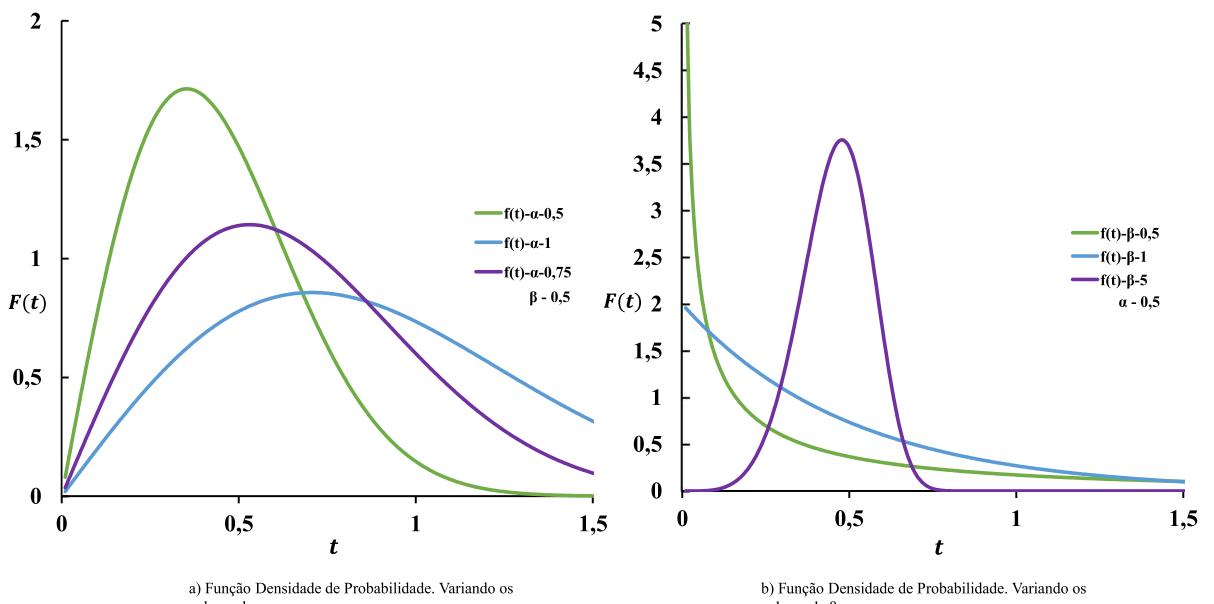
2.3.1 Análise Estatística em Confiabilidade

A distribuição estatística mais utilizada em confiabilidade é a distribuição de Weibull. Ela possui dois parâmetros: α , que é o fator de escala, e β , que é o fator de forma. A Equação 2.3 descreve a Função Densidade de Probabilidade (FDP) de Weibull.

$$FDP(t) = (\beta/\alpha)(t^{\beta-1}/\alpha)e^{-(t/\alpha)^\beta} \quad (2.3)$$

A Figura 2.9 exibe o gráfico da FDP. Notamos que o valor de α influencia os valores de máximo da distribuição, e também em sua dispersão. Ao variar β , observa-se uma alteração significativa no comportamento da distribuição, modificando sua inclinação e dispersão.

Figura 2.9 – Distribuição densidade de probabilidade



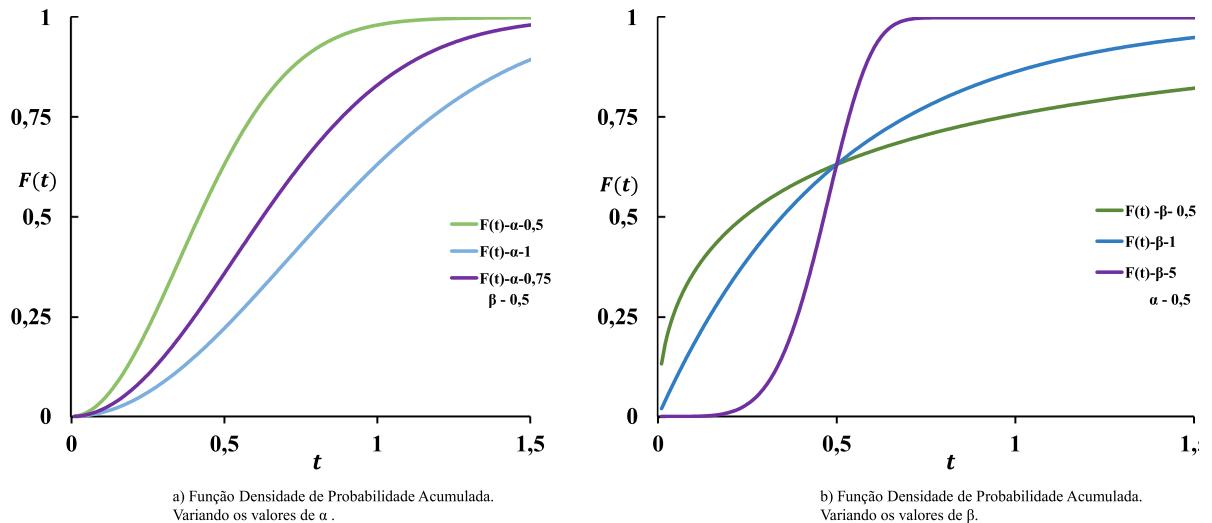
Fonte: Autoria própria.

A Função de Distribuição Acumulada (FDA) , é obtida por meio integração da Equação 2.3 , é que resulta na Equação 2.4. A Figura 2.10 exibe o gráfico da FDA,

observamos em a) a influência da variação do valor de α , e em b) a variação do valor de β .

$$FDA(t) = \int_0^t f(t)dt = 1 - e^{-[\frac{t}{\alpha}]^\beta} \quad (2.4)$$

Figura 2.10 – Função densidade de probabilidade acumulada



Fonte: Autoria própria.

O valor de α equivale ao tempo que 63,212% de quanto todos os dispositivos vão falhar. O β é dado pela linearização da curva $F(t)$, visto na Equação 2.5

$$\beta = \frac{\ln[-\ln(1 - FDA(t))]}{\ln(\frac{t}{\alpha})} \quad (2.5)$$

A taxa de falha λ) é utilizada para entender como ocorre a evolução dinâmica da falha ao longo do tempo e é definida para a distribuição de Weibull conforme Equação 2.6

$$\lambda(t) = \frac{FDP(t)}{1 - FDA(t)} = \frac{\beta}{\alpha} t^{\beta-1} \quad (2.6)$$

Variando o valor de β na Equação 2.6 há três casos a serem analisados:

- Se β for menor que 1, a taxa de falha é descendente, região I da curva da banheira.
- Se β for igual a 1, a taxa de falha é constante, região II da curva da banheira.

- Se β for maior que 1, a taxa de falha é crescente, região III da curva da banheira.

2.3.2 Análise de Ensaios de Vida Acelerada

Os ensaios de vida acelerada são uma metodologia utilizada para prever a vida útil de componentes e sistemas, neles são simuladas condições de estresse acima dos limites de operação, mas sem ultrapassar os limites de projeto do dispositivo. A premissa é que, ao submeter os dispositivos a condições extremas, como temperatura, umidade, vibração e tensão elétrica, é possível induzir falhas em um tempo significativamente reduzido.

A teoria que fundamenta os ensaios de vida acelerada é baseada na relação entre o tempo até a falha e as condições de estresse aplicadas, frequentemente expressa por leis de confiabilidade, como a Lei de Arrhenius, utilizada em ensaios de estresse térmico. Essas leis ajudam a extrapolar os resultados obtidos em condições aceleradas para estimativas da vida útil em condições normais de operação (MCPHERSON, 2010).

Em operação normal a falha pode levar anos para ocorrer. Entretanto, em um ambiente de laboratório, a aceleração do processo de falha pode ser realizada para fazer correções e melhorias no projeto. Assim, os ensaios de vida acelerada têm esse propósito. A relação de aceleração da falha é expressa pela Equação 2.7.

$$FA = \frac{T_{op}}{T_{ac}} \quad (2.7)$$

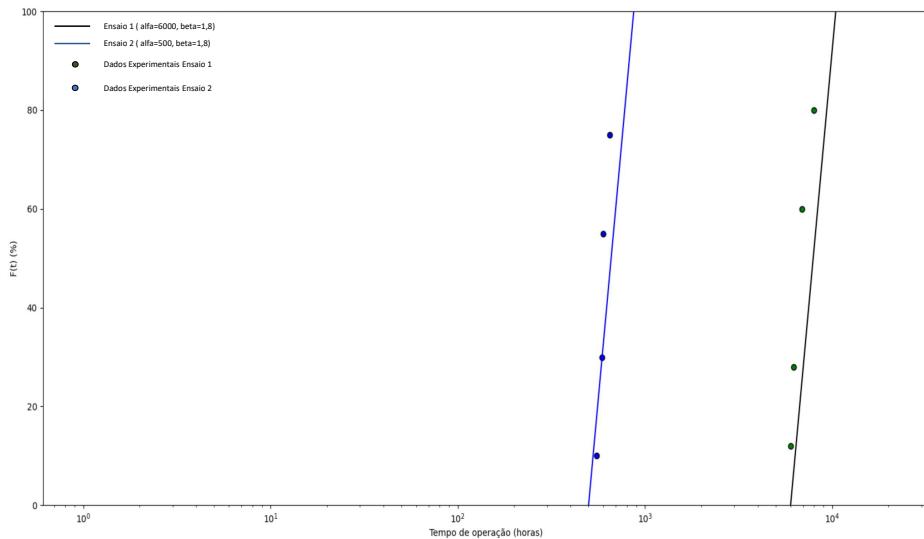
A aceleração do processo de falha é uma função da física da falha, independentemente das variações entre os dispositivos. Essa relação pode ser expressa de forma que o tempo até a falha seja acelerado, mantendo as características da falha inalteradas. A condição para que um ensaio seja acelerado é aquele ele possua o mesmo valor de β , porém o valor de α deve ser menor, caracterizando a aceleração.

A Figura 2.11 exibe um ensaio linearizado, onde os valores de β são iguais e α . Os ensaios 1 e 2 retratam o mesmo modo de falha, pois ambos possuem valores de β iguais. No entanto, o ensaio 2 foi mais acelerado em relação ao ensaio 1, pois o valor de α é menor.

Os ensaios devem incluir um número significativo de amostras. O número de amostras está diretamente relacionado ao intervalo de confiança dos resultados: quanto mais amostras, menor a incerteza em relação aos resultados.

Um parâmetro frequentemente utilizado na análise de dados de vida útil é o B_{10} , que representa a probabilidade de 10% da população que tende a falhar. Este valor indica o ponto em que uma quantidade significativa das amostras começa a apresentar falhas. Considera-se que B_{10} corresponde ao valor de $FDA(t) = 0,1$ (DURIVAGE, 2017).

Figura 2.11 – Ensaio de vida acelerada.



Fonte: Adaptado de (MCPHERSON, 2010).

Os resultados obtidos nos ensaios de vida acelerada servem como dados de entrada para modelos de confiabilidade, eles fornecem informações cruciais para identificar vulnerabilidades no projeto.

2.3.3 Ensaios de *Power Cycling*

Os ensaios de *Power Cycling* são uma opção para avaliar a confiabilidade dos módulos de potência, nestes ensaios o interruptor é submetido a ciclos de aquecimento e resfriamento. O principal objetivo desses testes é investigar como os módulos reagem a estresses térmicos e mecânicos resultantes da ciclagem térmica (HERNES et al., 2021).

Durante o teste, a fadiga térmica e mecânica, provocada pelos diferentes CTEs dos materiais utilizados, revela vulnerabilidades nas regiões do encapsulamento. Elementos internos, como soldas e fios de ligação, estão sujeitos a repetidas variações de temperatura, o que pode levar à ocorrência de falhas.

Esses ensaios são maneiras de identificar potenciais pontos de falha, isso permite que os fabricantes realizem ajustes nos projetos, selezionem materiais mais adequados ou aprimorem os processos de fabricação, com o objetivo de aumentar a vida útil dos módulos (LUTZ HEINRICH SCHLANGENOTTO, 2014).

Os ensaios de *Power Cycling* podem ser classificados em dois tipos principais: PC_{sec} , que envolve ciclos curtos, e PC_{min} , que utiliza ciclos longos. O PC_{sec} é caracterizado por transientes térmicos rápidos, com variações de temperatura que ocorrem em intervalos curtos, o que gera um impacto nas conexões, como os fios de ligação.

Esses componentes apresentam uma impedância térmica baixa, o que os torna mais suscetíveis ao aquecimento e resfriamento rápidos, favorecendo falhas relacionadas a fadiga térmica. Em contraste, o PC_{min} se refere a ciclos mais longos, com períodos de aquecimento e resfriamento mais prolongados. Esse tipo de ensaio tende a causar maior estresse nas soldas internas dos módulos, devido ao tempo mais extenso de exposição de aquecimento, o que pode resultar em falhas por deformação das soldas e danos nas conexões do módulo. O comportamento de falha desses dois tipos de ensaio reflete os diferentes estressores térmicos e mecânicos que impactam os materiais e as interconexões no interior do módulo (HARDER, 2021). A Figura 2.12 exibe os dois tipos de ensaio de *Power Cycling*.

A fonte de calor nos testes é gerada pelas perdas de condução do módulo, e o aquecimento é interrompido ao atingir um valor específico de ΔT . De acordo com a norma IEC 60749-34, o dispositivo testado deve operar por pelo menos 1.000 ciclos para PC_{min} e 100.000 ciclos para PC_{sec} . Além disso, outras referências estabelecem como critério de falha um aumento de 5% no V_{cesat} ou um aumento de 20% na resistência térmica durante o ensaio (HARDER, 2021).

2.4 MODELOS DE PREDIÇÃO DE VIDA

Os resultados de vida acelerada são usados como entrada para os modelos de vida, que têm como objetivo prever o tempo de operação em função de uma variável de estresse. Existem diversos modelos de vida para diferentes aplicações e suas respectivas áreas.

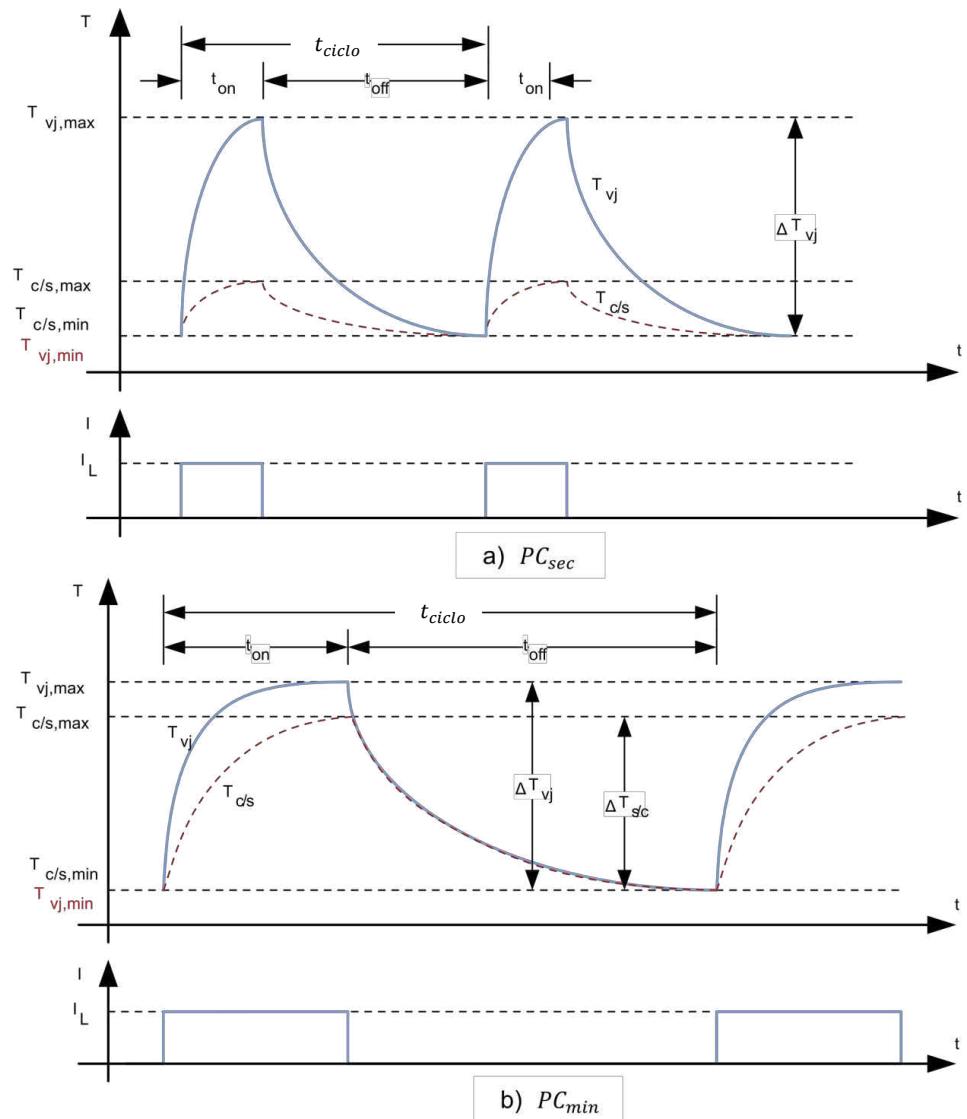
Alguns modelos têm sido propostos para o IGBT. O modelo de LESIT é uma combinação de dois modelos clássicos de vida: o modelo de Coffin-Manson e o modelo de Arrhenius.

O modelo de Coffin-Manson é utilizado para modelar a fadiga mecânica de materiais em processos onde ocorrem deformações plásticas irreversíveis, ou seja, o material não consegue retornar ao seu estado original. A Equação 2.8 descreve o fenômeno.

$$N_f = k_1 \Delta T^{k_2} \quad (2.8)$$

O modelo de Arrhenius é utilizado para degradação térmica, o material é deixado em uma T_{jm} suficiente para promover micro degradações em sua estrutura interna. A Equação 2.9 exibe a lei de Arrhenius.

$$N_f = A e^{\frac{-E_a}{k_b T_{jm}}} \quad (2.9)$$

Figura 2.12 – Ensaio de *Power Cycling*.

Fonte: Adaptado de (HARDER, 2021).

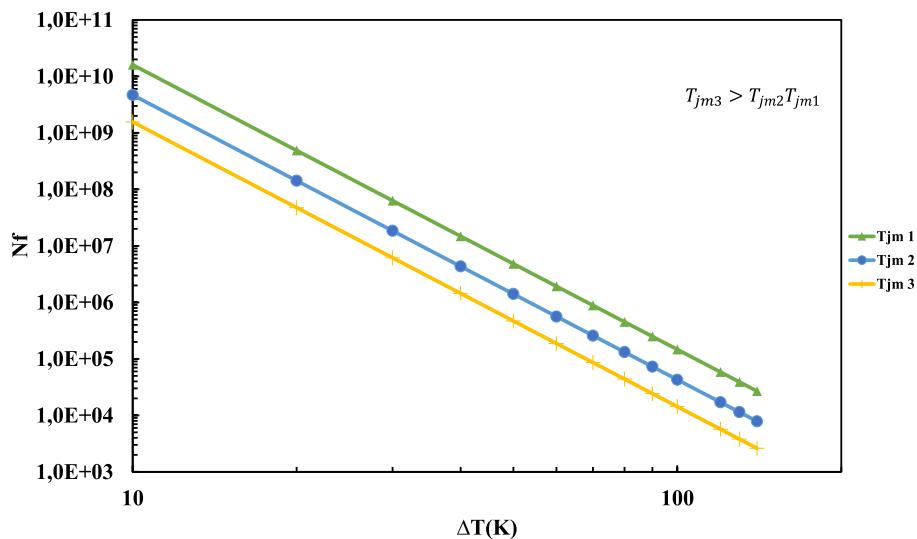
A combinação da lei de Coffin-Manson e da lei de Arrhenius gera o modelo de LESIT, que foi o primeiro modelo de vida para IGBT, proposto em 1998 (HELD et al., 1997). A equação Equação 2.10 descreve o modelo.

$$N_f = C \Delta T^\alpha e^{\frac{-E_a}{k_b T_{jm}}} \quad (2.10)$$

A existência de dois parâmetros referentes à temperatura, ΔT e T_{jm} , deve-se ao fato de que o mesmo ΔT pode ser encontrado para diferentes valores de T_{jm} . Assim,

deve haver distinção na quantidade de N_f em interruptores que possuem o mesmo ΔT , mas com valores diferentes de T_{jm} . A Figura 2.13 exibe a curva clássica do projeto LESIT.

Figura 2.13 – Modelo LESIT para determinação do número de ciclos.



Fonte: Adaptado de (HELD et al., 1997)

Atualmente, novos modelos de vida estão sendo desenvolvidos, aos quais mais parâmetros são acrescentados. Um exemplo é o modelo CIPS2008 (BAYERER et al., 2008), cuja formulação é descrita pela Equação 2.11.

$$N_f = K \Delta T^{\beta_1} e^{\frac{\beta_2}{T_{jm} + 273}} t_{on}^{\beta_3} I^{\beta_4} V^{\beta_5} D^{\beta_6} \quad (2.11)$$

Modelos de vida desenvolvidos especialmente por fabricantes, que utilizam parâmetros construtivos do semicondutor para melhorar a precisão dos modelos, são exemplificados pelo Modelo SKiM63, desenvolvido pela Semikron (SCHEUERMANN; SCHMIDT, 2013).

Modelos empíricos, que dependem de ajustes de parâmetros com base em resultados de vida acelerada, são bastante úteis, mas seu desenvolvimento é custoso devido aos longos tempos de ensaio e a quantidade de amostras necessárias. Novas abordagens baseadas na Física das Falhas estão sendo estudadas. Essas abordagens utilizam elementos de computação, como modelos analíticos de deformações plásticas e métodos de Elementos Finitos, para analisar a distribuição de temperatura e os estresses mecânicos gerados. Dessa forma, é possível compreender áreas críticas do módulo de potência que apenas uma visão computacional pode fornecer.

Os modelos baseados em Física das Falhas podem ser validados com métodos experimentais, tornando-se uma poderosa ferramenta de análise e até mesmo de predição.

2.5 CONCLUSÃO

A revisão do estado da arte sobre módulos IGBT foi apresentada, abordando os principais temas relevantes para o desenvolvimento deste trabalho. A compreensão dos mecanismos de aquecimento no chip e das características do encapsulamento constitui uma base fundamental para a condução dos ensaios propostos.

3 MODELAGEM ELETROTÉRMICA

Este capítulo apresenta os conceitos de modelagem termoelétrica. Na Seção 3.1, são discutidos os circuitos térmicos, juntamente com os dois principais modelos, Foster e Cauer. Em seguida, na Seção 3.2, é apresentada a teoria da Função Estrutural e como ela pode ser aplicada na análise de confiabilidade de módulos. A Seção 3.3 aborda brevemente o método de estimativa de vida útil por contagem de ciclos de temperatura. Por fim, na Seção 3.4, são apresentados os resultados das simulações, nas quais foi analisada a degradação de um módulo variando os parâmetros do modelo de Foster.

3.1 CIRCUITOS TÉRMICOS

Os circuitos térmicos podem ser descritos de maneira análoga aos circuitos elétricos, pois as equações que governam ambos os efeitos são muito semelhantes, e as condições de contorno utilizadas são idênticas. Os resistores e capacitores térmicos podem ser associados para formar circuitos térmicos. A análise desses circuitos é muito semelhante à dos circuitos elétricos (MäRZ, 1997).

O cálculo das variáveis capacidade térmica e resistência térmica leva em conta as características geométricas e físicas dos materiais utilizados na construção do módulo.

A R_{th} é calculada conforme a Equação 3.1, enquanto a C_{th} é calculada conforme a Equação 3.2.

$$R_{th} = \frac{d}{\lambda_{th} A} \quad (3.1)$$

$$C_{th} = c\rho dA \quad (3.2)$$

Ao aplicar um degrau de potência unitário em um semicondutor, a resposta do sistema a este degrau pode ser associada com um somatório de capacidades e resistências térmicas. A Equação 3.3 descreve a dinâmica de aquecimento no módulo, onde a resposta da temperatura normalizada pelo pulso de potência nos fornece o valor de Z_{th} .

$$Z_{th}(t) = \frac{T_{vj}(t) - T_C}{V_{cesat} I_C} = \sum_{n=1}^n R_{th_n} (1 - e^{(\frac{-t}{\tau_n})}) \quad (3.3)$$

O valor de τ_{th} é calculada conforme Equação 3.4 e seu valor está associado a velocidade das variações de temperatura no interior do módulo.

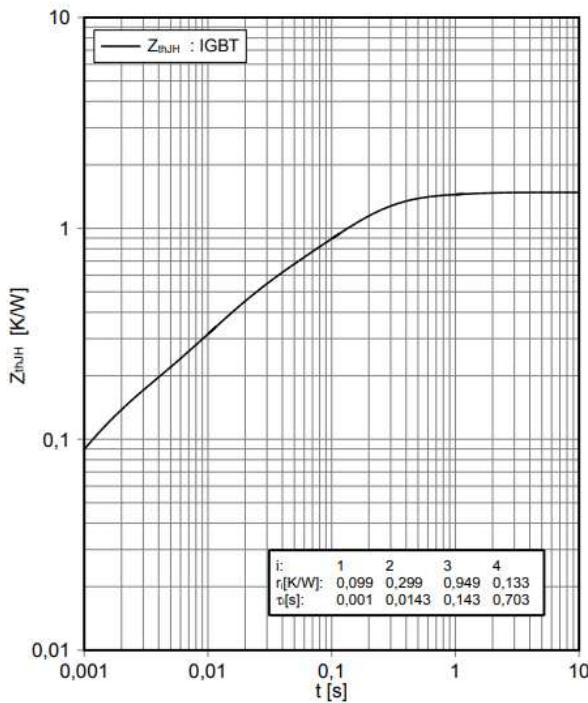
$$\tau_{th} = R_{th} C_{th} \quad (3.4)$$

A partir da curva de Z_{th} é possível detectar todas as constantes térmicas que compõem a estrutura do módulo, e obtendo estas constante é possível saber quais materiais o módulo é fabricado e como está a vida útil do mesmo (RENCZ; FARKAS; POPPE, 2023).

Os valores de τ_{th} e R_{th} normalmente são disponibilizados nas folhas de dados dos módulos, onde podem ser utilizados para simulações de análises térmicas, como por exemplo no software PLECS.

A Figura 3.1 apresenta uma curva de impedância térmica típica. A curva de impedância térmica apresenta um aumento rápido inicial, seguido por uma transição para um aumento mais lento até atingir um valor de regime permanente. Este comportamento reflete a propagação do calor através das diferentes camadas do módulo. Após um tempo significativo, o sistema atinge o equilíbrio térmico e a curva se estabiliza em um valor assintótico, refletindo a resistência térmica total do módulo.

Figura 3.1 – Curva de Impedância Térmica de um módulo comercial



Fonte: Infineon.

Ao calcular a Z_{th} de módulos de potência, é essencial definir as condições de contorno. Normalmente, Z_{th} é calculada entre a junção do módulo e o case, resultando

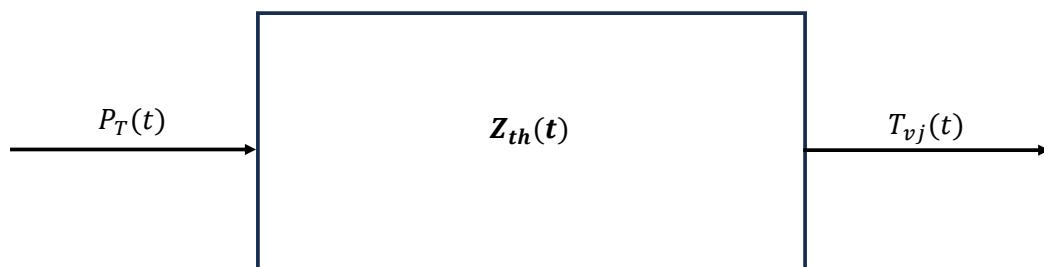
em Z_{thJC} . Em alguns modelos, pode-se calcular a impedância entre a junção e o dissipador, chamada de Z_{thJH} .

Durante esses cálculos, um ponto de referência deve ser fixo, enquanto o outro é mantido constante, por exemplo, mantendo T_{vj} constante enquanto T_c ou T_h varia. Evitar a alteração simultânea de ambas as condições é fundamental, pois isso pode introduzir anomalias e imprecisões nos resultados.

3.1.1 Conversão de Perdas Elétricas em Temperatura

Compreender a dinâmica térmica em dispositivos semicondutores em sistemas eletrônicos é fundamental, pois há uma relação direta com sua vida útil. Transientes térmicos referem-se aos processos de transição de temperatura, onde o sistema pode aquecer ou esfriar. O aquecimento resulta da adição de energia, enquanto o resfriamento ocorre por dissipaçāo de calor. A Figura 3.2 exibe a relação entre um perfil de Potência e a Saida a Temperatura, a maneira como ocorre está dinâmica é atribuído a Z_{th}

Figura 3.2 – Relação entre Potência e Temperatura



Fonte: Adaptado de (BAYERER; TEIGELKOETTER, 1989).

A evolução da temperatura ao longo do tempo é influenciada pela geometria interna e propriedades dos materiais, e através de uma análise do processo transitório, informações sobre a estrutura interna do sistema podem ser reveladas. Transientes que finalizam o processo, ou seja, chegam ao estado estacionário, fornecem as informações mais completas sobre a estrutura interna do encapsulamento, enquanto transientes curtos, onde o pulso faz com que não se chegue ao equilíbrio, oferecem dados limitados a regiões específicas do encapsulamento.

Em geral, os equipamentos eletrônicos operam em uma faixa de temperatura estreita, onde a dependência da temperatura das propriedades térmicas muitas vezes pode ser desprezada. Isso permite que o comportamento térmico de sistemas compostos por semicondutores seja descrito pela teoria de sistemas lineares. No entanto,

limitações surgem em sistemas com materiais de mudança de fase, ou em altas temperaturas, onde outros métodos de condução de calor se tornam relevantes, como convecção e radiação (RENCZ; FARKAS; POPPE, 2023).

Ao assumir que há este comportamento linear, é possível realizar a superposição de vários degraus de potência e calcular a T_{vj} . Devido ao princípio de superposição de sinais, um pulso arbitrário de potência pode ser discretizado, e T_{vj} pode ser calculado, por meio de uma soma de vários pulsos discretos de largura e tamanhos distintos (GUTZWILLER; SYLVAN, 1961).

Ao isolar T_{vj} na Equação 3.3 e estender o somatório para uma Integral, obtém-se um contínuo de capacitâncias e resistências térmicas, visto na Equação 3.5.

$$T_{vj}(t) = T_0 + \int_0^t P(\tau) dZ_{th}(t - \tau) d\tau \quad (3.5)$$

3.1.2 Espectro de Constante de Tempo

A temperatura em módulos de potência pode ser modelada por meio de uma rede de capacitores e resistores térmicos. Essa abordagem pode ser realizada, pois o módulo é composto por diferentes materiais, cada um com características térmicas distintas, resultando em valores variados de C_{th} e R_{th} ao longo de suas regiões.

Quando uma potência constante é aplicada a um sistema previamente desenergizado, observa-se uma elevação contínua da temperatura até que um novo estado estacionário, conhecido como estado "quente", seja alcançado. As diferentes magnitudes de R_{th} e as constantes térmicas τ_{th} tornam a curva de temperatura em função do tempo, $T(t)$, "irregular". A caracterização completa do sistema pode ser obtida a partir de um número adequado de pares de τ_{th} e R_{th} .

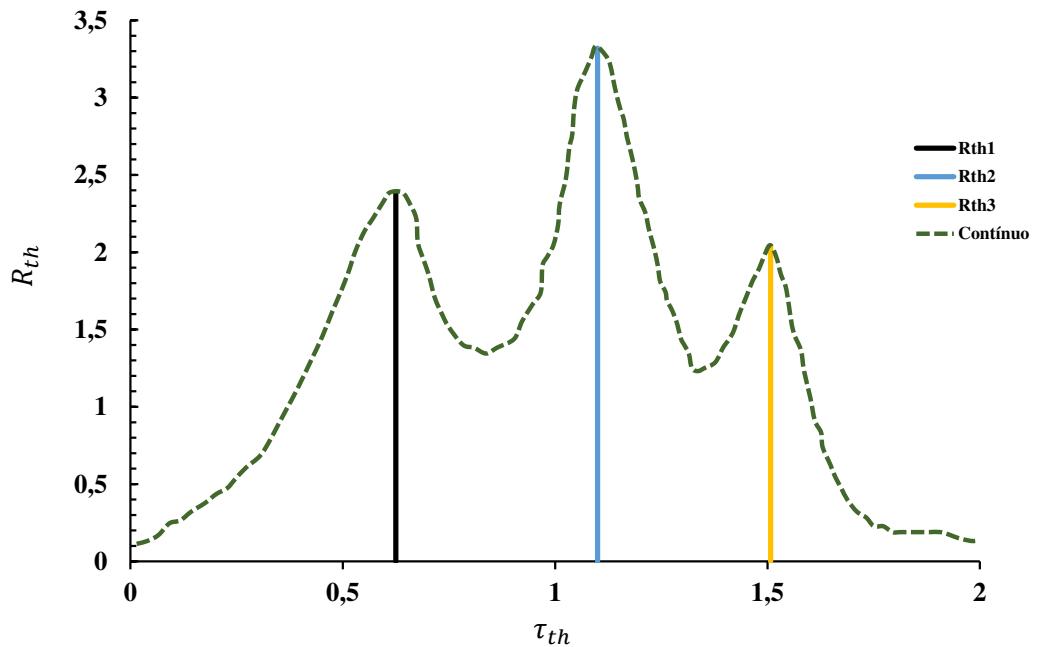
Se o sistema térmico for subdividido em várias camadas finas, podemos criar um modelo contínuo de seções elementares que transferem energia entre si. Esses dispositivos, em geral, são montados em dissipadores de calor maiores. Assim, as constantes de tempo térmicas de um sistema eletrônico real podem variar desde microsegundos, referentes a transientes térmicos dentro do chip, até horas, que estão relacionadas à elevação da temperatura em um dissipador. Devido a essa ampla variação, as curvas de transientes térmicos são frequentemente representadas em uma escala de tempo logarítmica (RENCZ; FARKAS; POPPE, 2023).

Para sistemas RC com parâmetros distribuídos como os sistemas térmicos, o número de estágios considerados se torna infinito, e os valores discretos das constantes de tempo térmica são substituídos por um espectro contínuo que abrange todas as possíveis constantes térmicas ao longo do módulo. Com isso, o cálculo de Z_{th} para um pulso unitário de potência pode ser descrito pela Equação 3.6, onde $R(\tau)$ representa o espectro das constantes de tempo térmicas.

$$Z_{th} = \int_0^{\infty} R(\tau)(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})d\tau \quad (3.6)$$

Cada elemento infinitesimal de material exibe tanto comportamento resistivo quanto capacitivo. A capacidade térmica é distribuída ao longo da resistência térmica do material, formando uma rede de parâmetros térmicos distribuídos. Esta estrutura pode ser aproximada por uma malha muito fina, onde obtemos um contínuo de constantes térmicas (SCHWEITZER et al., 2011). A Figura 3.3 exibe o espectro de constante de tempo. Os valores de máximo da constante espectral são usados para a criação do modelo de Foster (RENCZ; FARKAS; POPPE, 2023).

Figura 3.3 – Constante Espectral



Fonte: Adaptado de (SCHWEITZER et al., 2011)

3.1.3 Modelo de Foster

O modelo de Foster é amplamente utilizado em aplicações práticas para a análise térmica de módulos de potência. Os fornecedores frequentemente disponibilizam as constantes associadas a esse modelo em suas folhas de dados, o que facilita a implementação em projetos de engenharia. A Figura 3.4 a) ilustra a conexão dos capacitores e resistências térmicas que compõem o modelo de Foster. Este modelo é representado por uma rede de elementos térmicos em paralelo, onde cada elemento

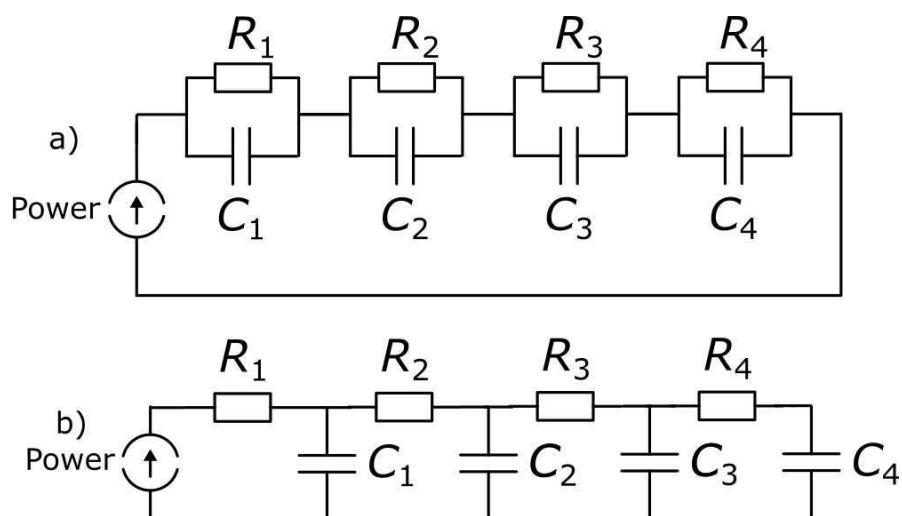
consiste em uma resistência térmica e uma capacitância térmica. Embora o modelo de Foster seja útil, é importante notar que ele não possui validade física direta; trata-se de uma representação empírica ajustada com base na impedância térmica do módulo. Os parâmetros R_{th} e C_{th} , são determinados através de ajustes empíricos da curva de impedância térmica, que pode ser obtida por meio de experimentos (MA et al., 2016).

O modelo de Foster é especialmente valioso em simulações térmicas, análise de estresse térmico e otimização de design de dissipadores. Contudo, suas limitações incluem a dependência da qualidade dos dados experimentais para ajustes, além de potenciais imprecisões em transientes rápidos ou condições extremas.

3.1.4 Modelo de Cauer

O modelo de Cauer é amplamente reconhecido por sua complexidade e precisão na análise térmica de módulos de potência. Este modelo requer informações detalhadas sobre a geometria interna, os materiais utilizados e a espessura das camadas que compõem o módulo. Esses dados são cruciais para estabelecer como a temperatura se propaga em cada camada do módulo, o que é essencial para a avaliação do desempenho térmico. O modelo é baseado em uma rede de elementos térmicos, composta por resistências térmicas e capacitâncias térmicas. As resistências térmicas representam a dificuldade de condução de calor através das diferentes camadas, enquanto as capacitâncias térmicas representam a capacidade de armazenamento de calor em cada camada. A Figura 3.4 b) mostra a ligação interna das resistências e capacitâncias térmicas (RENCZ; FARKAS; POPPE, 2023).

Figura 3.4 – Modelos Eletrotérmicos - a) Modelo de Foster. b) Modelo de Cauer.



Fonte: Adapatado de (MA et al., 2016)

A configuração interna das resistências e capacitâncias térmicas pode ser representada como uma rede *RC*, onde cada elemento da rede está associado a uma camada específica do módulo. Essa abordagem permite que se modele a transferência de calor de maneira mais granular e precisa. O modelo de Cauer não apenas fornece resultados quantitativos, mas também possui uma interpretação física clara. A representação em forma de rede facilita a identificação de quais camadas contribuem mais significativamente para o aquecimento e permite a análise de como alterações nas características do material ou na geometria do módulo podem impactar a dissipação térmica. Isso é particularmente útil na otimização do design térmico de dispositivos semicondutores. É possível converter o modelo de Foster em Cauer, o procedimento matemática é descrito em (MA et al., 2016).

3.2 FUNÇÃO ESTRUTURAL CUMULATIVA

Os dispositivos semicondutores e seus encapsulamentos podem ser representados graficamente por meio da Função Estrutural Cumulativa (FEC), uma abordagem moderna para modelos térmicos, desenvolvida por Székely (SZÉKELY; Van Bien, 1988). Dentre suas diversas aplicações, a FEC pode ser utilizada para a análise de falhas nas estruturas internas do módulo.

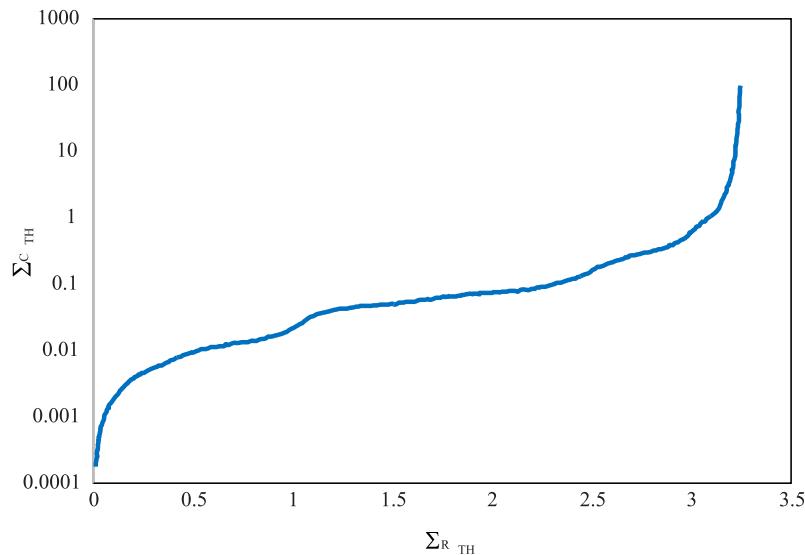
O uso da FEC para detectar a degradação dos módulos tem se mostrado eficaz para avaliar quais regiões do módulo sofrem maiores degradações (ALIYU; CASTELLAZZI, 2018). Em outras palavras, a FEC pode ser vista como uma representação gráfica do modelo de Cauer, baseada na Equação 3.7 e Equação 3.8.

$$R_{th} \sum = \sum_i R_{thi} \quad (3.7)$$

$$C_{th} \sum = \sum_i C_{thi} \quad (3.8)$$

A FEC é representada graficamente por dois eixos ortogonais entre si, onde um representa o somatório das capacitâncias térmicas, e outro o somatório das resistências térmicas, bem como apresentado na Figura 3.5. Neste gráfico a FEC inicia na origem e apresenta um crescimento monótono até alcançar um ponto singular, que corresponde à capacidade tendendo ao infinito. Este fenômeno ocorre porque o módulo é completamente caracterizado e o ambiente é considerado com capacidade infinita. A discretização dessa curva resulta na formação da rede de Cauer, na qual cada segmento do gráfico corresponde a uma resistência e uma capacidade térmicas específicas.

Figura 3.5 – Representação da FEC.



Fonte: Adapatado de (SZÉKELY; Van Bien, 1988)

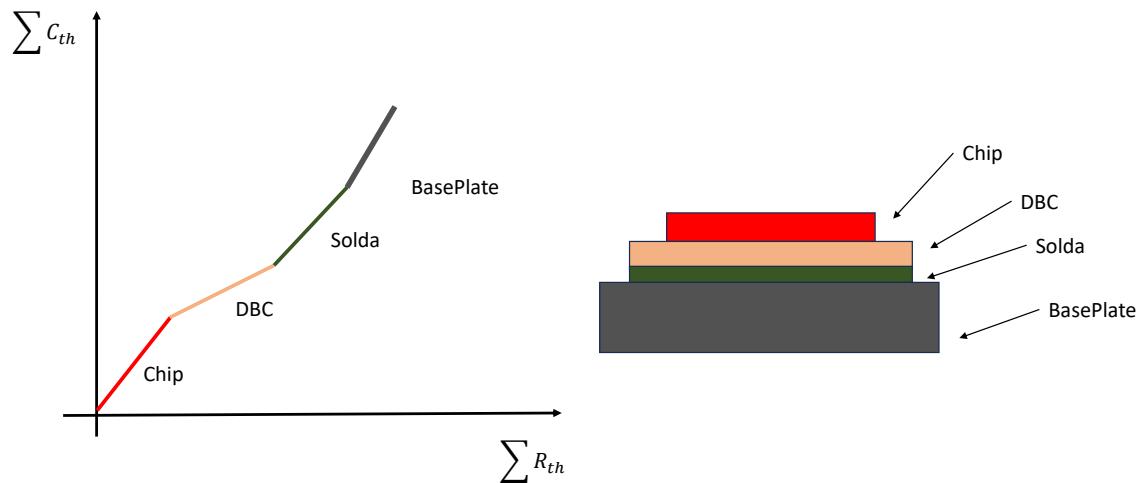
O termo cumulativa refere-se à ideia de que as capacitâncias e resistências térmicas se acumulam ao longo do módulo, refletindo a interação térmica entre os diferentes componentes. Essa abordagem fornece uma visão holística do comportamento térmico do dispositivo, permitindo uma análise mais profunda da dinâmica de aquecimento e resfriamento.

Podemos relacionar a FEC com as camadas do módulo e compreender como ocorre a distribuição da R_{th} e C_{th} ao longo do mesmo. A Figura 3.6 detalha cada camada do módulo e sua respectiva representação na FEC, onde cada região no gráfico está associada a uma parte específica do módulo. Assim, as áreas que apresentam as maiores variações durante um ensaio, em relação ao valor inicial, correspondem às partes do módulo que estão se deteriorando. Essa relação é fundamental, pois permite identificar quais seções estão mais suscetíveis a falhas.

Portanto, a análise utilizando a FEC é uma ferramenta para detectar regiões críticas que merecem atenção especial. Ao focar nessas áreas é possível implementar medidas preventivas para potencializar a confiabilidade e a vida útil do módulo, e dessa forma contribuir para um desempenho mais robusto e seguro em aplicações práticas.

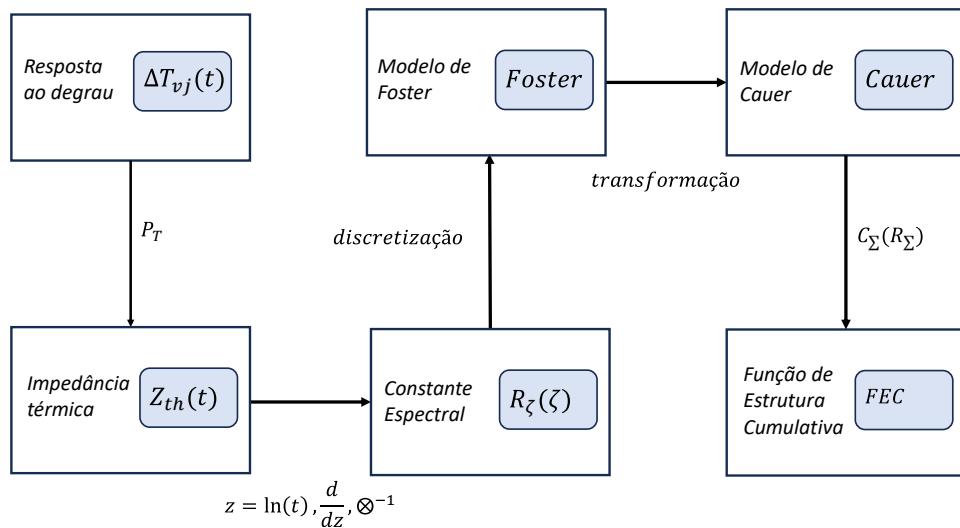
O procedimento matemático para obter FEC é complexo, como pode ser visto na Figura 3.7. Atualmente, existem softwares especializados que realizam esses cálculos (ALIYU; CASTELLAZZI, 2018).

Figura 3.6 – Relação da FEC com as regiões do encapsulamento



Fonte: Adapatado de (RENCZ; FARKAS; POPPE, 2023).

Figura 3.7 – Fluxograma calculo da FEC.



Fonte: Adaptado de (LASANCE, 2013)

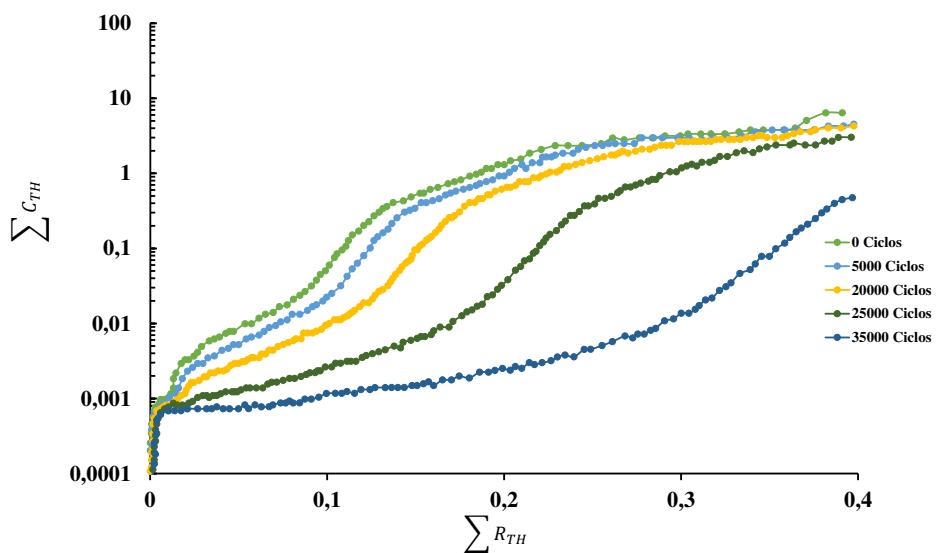
3.2.1 Aplicações da Função Estrutural Cumulativa

Em ensaios de *Power Cycling*, a FEC do dispositivo sob teste pode ser monitorada para analisar suas alterações ao longo do ensaio. Dessa forma, é possível identificar quais partes do *Device under test* DUT estão se degradando (LASANCE,

2013).

A Figura 3.8 exibe a degradação de um módulo durante um ensaio de *Power Cycling*. É possível detectar como a FEC do módulo varia ao longo do ensaio, evidenciando as alterações nas R_{th} e C_{th} . Essas variações ajudam a identificar as regiões do módulo que estão se deteriorando, destacando potenciais pontos frágeis que necessitam de melhoria.

Figura 3.8 – Alteração da FEC durante ensaio de *Power Cycling*.



Fonte: Adaptado de (SARKANY; VASS-VARNAI; RENCZ, 2013)

3.3 ESTIMATIVA DE VIDA ÚTIL

A estimativa de vida útil de módulos IGBT em aplicações reais, onde os perfis de carga são complexos, exige uma abordagem sistemática para quantificar o impacto dos ciclos térmicos e suas condições operacionais. O processo envolve uma sequência de etapas, que podem afetar a vida útil do módulo.

Aplicações reais de módulos IGBT geralmente operam sob condições variáveis e complexas, isso resulta em perfis de temperatura de junção que oscilam de forma não uniforme. Esse perfil complexo é representado em gráficos de variação de temperatura ao longo do tempo. Para tornar possível a análise desses perfis complexos, o primeiro passo é decompor as variações de temperatura em ciclos de potência mais simples e idênticos, dessa maneira uma modelagem mais prática é possível. Essa decomposição é comumente realizada com o algoritmo de contagem *Rainflow*, que identifica e conta os ciclos de temperatura característicos. Esse método organiza as variações de temperatura de junção em um conjunto de ciclos com amplitude e duração

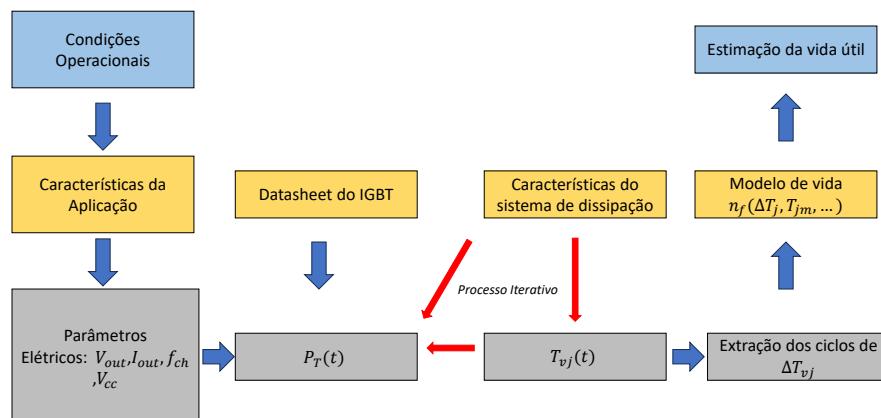
específicas, possibilitando uma análise sistemática dos impactos térmicos (DOWNING; SOCIE, 1982).

Após a decomposição dos ciclos térmicos, a previsão de vida útil utiliza um modelo de degradação cumulativa para somar o impacto de cada ciclo na durabilidade do módulo. Entre os modelos de degradação mais populares está o Modelo de Miner, que assume que o dano causado por cada ciclo de temperatura pode ser agregado de forma linear (MINER, 1945). Este modelo quantifica a vida útil do módulo em termos de um número acumulado de ciclos até falha. A contagem de ciclos a partir do algoritmo *Rainflow* é combinada com a estimativa de ciclos à falha, obtida de um modelo de vida útil específico para IGBT para calcular o dano acumulado total (CIAPPA, 2016).

Contudo, o modelo de Miner possui limitações. Ele pressupõe que cada ciclo térmico afeta a durabilidade de forma independente e que o dano evolui linearmente com a amplitude do ciclo. Em aplicações reais, esse comportamento não linear de degradação é observado devido a fatores como a magnitude variável dos ciclos, a interação entre diferentes sequências de carga, múltiplos estágios de dano e a evolução não linear do dano. Devido a essas limitações, o modelo de Miner, mesmo sendo amplamente usado, pode não ser suficientemente preciso para estimativas detalhadas em perfis complexos de carga (ABUELNAGA; NARIMANI; BAHMAN, 2021).

A Figura 3.9 apresenta o fluxograma utilizado para a estimativa da vida útil do módulo com base em um perfil de T_{vj} . Inicialmente, realiza-se a contagem dos ciclos de variação de temperatura ΔT_{vj} . Com o número de ciclos identificado, e considerando a quantidade máxima de ciclos suportados para cada faixa de temperatura, é possível aplicar a Regra de Miner para estimar a porcentagem de vida útil consumida pelo módulo.(LUTZ HEINRICH SCHLANGENOTTO, 2014)

Figura 3.9 – Fluxograma para o cálculo da estimativa de vida útil.



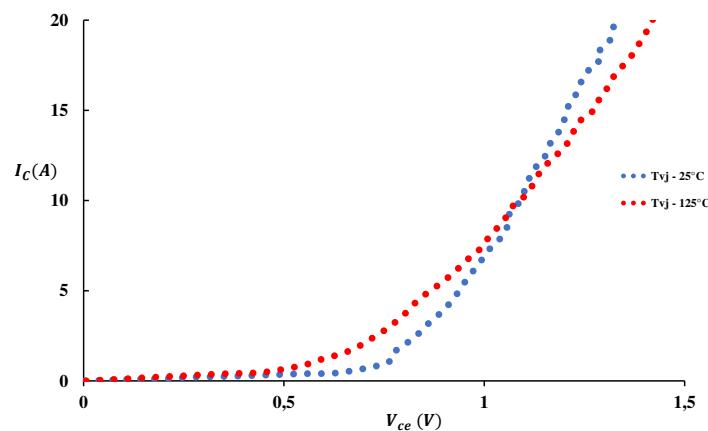
Fonte: Adaptado de (LUTZ HEINRICH SCHLANGENOTTO, 2014)

3.4 SIMULAÇÕES NO PLECS

O IGBT foi modelado no PLECS com os valores informados em sua folha de dados, com o objetivo de avaliar as características termoelétricas do módulo. Para simular uma degradação real no módulo IGBT foi aplicado um fator de degradação no modelo, por meio da variação dos valores de R_{th_n} e τ_n para cada camada do módulo. Isso se baseia nos resultados experimentais, que mostram que ocorre um aumento da resistência térmica com ciclos de temperatura (HERNES et al., 2021).

A Figura 3.10 exibe os pontos de dados utilizados na simulação. Foram considerados dois pontos de temperatura de operação: 25°C e 125°C. Com esses pontos, foi possível realizar uma interpolação linear entre essa faixa de dados para estimar o comportamento das perdas por condução ao longo da faixa de temperatura. A Figura 3.11 exibe os resultados da simulação, nesta foram considerados um pulso de potência de 27W com duração de 1s em 25°C, e I_C de 20A

Figura 3.10 – I_C e V_{ce} em função da Temperatura.

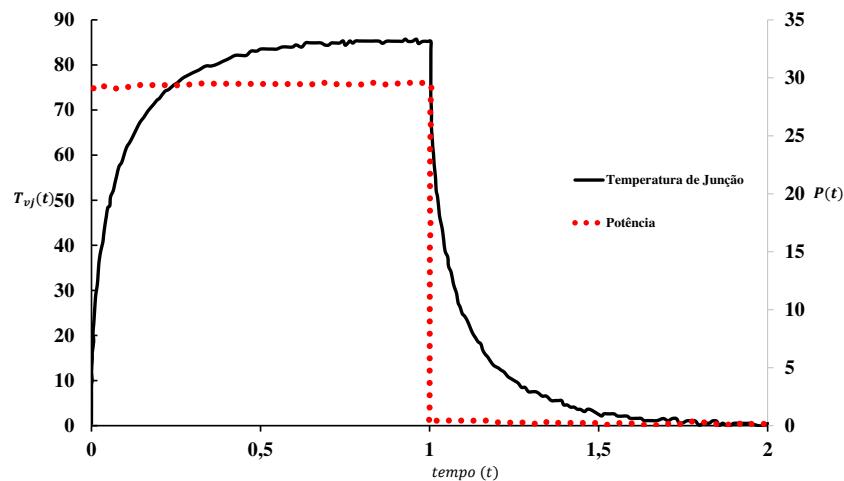


Fonte: Autoria própria.

A variação de T_{vj} na Figura 3.12 é devido aos diferentes níveis de degradação simulados. As curvas oferecem uma perspectiva sobre como a degradação impacta diretamente o comportamento térmico do módulo, refletido no aumento progressivo da T_{vj} . A T_{vj} é uma variável crítica, pois ela reflete o estado de aquecimento do dispositivo em resposta à dissipação térmica. Em um módulo sem degradação ("Novo"), a temperatura de junção se estabiliza em um valor relativamente baixo e constante. No entanto, com o aumento da degradação (como no caso de 50%), a temperatura de junção atinge valores significativamente mais altos, sob as mesmas condições de operação.

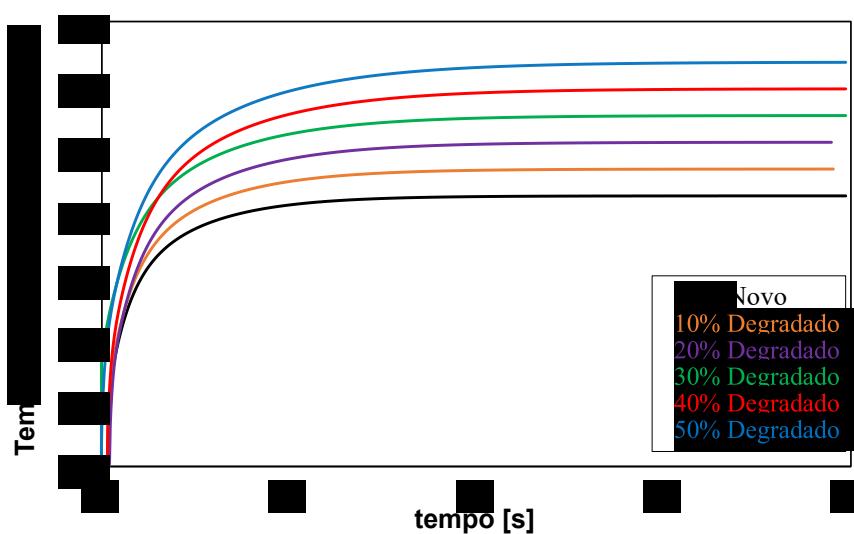
Esses aumentos ocorrem devido à deterioração das interfaces térmicas e pos-

Figura 3.11 – Simulação de um pulso de potência.



Fonte: Autoria própria.

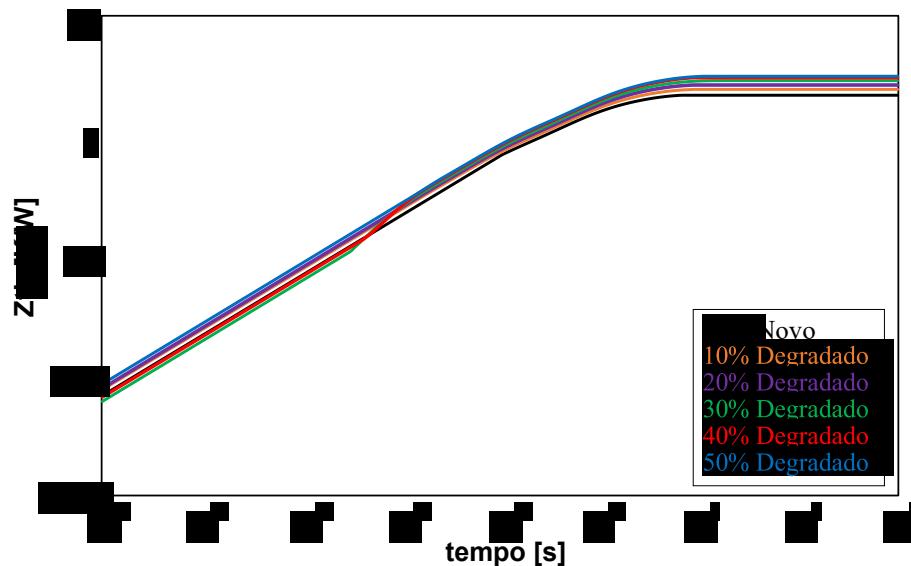
síveis mudanças nas propriedades dos materiais, como a condutividade térmica. A degradação nos parâmetros RC do modelo de Foster implica na ineficiência do sistema em dissipar de calor. Isso sugere que o dispositivo opera mais quente e está mais suscetível a mecanismos de falha relacionados a temperatura.

Figura 3.12 – T_{vj} para diferentes valores de degradação

Fonte: Autoria própria.

As curvas de Z_{th} do módulo simulado visto na Figura 3.13 representam a resposta térmica do sistema sob condições de degradação crescente, simulando o efeito do envelhecimento nos parâmetros térmicos do módulo. Ao observar a curva com 50% de degradação, nota-se um aumento significativo na impedância térmica em comparação ao módulo "Novo". Isso indica que o calor leva mais tempo para ser dissipado, desta forma este é um sistema que acumula mais calor internamente e está mais propenso a sobreaquecimento.

Figura 3.13 – Z_{th} para diferentes valores de degradação.

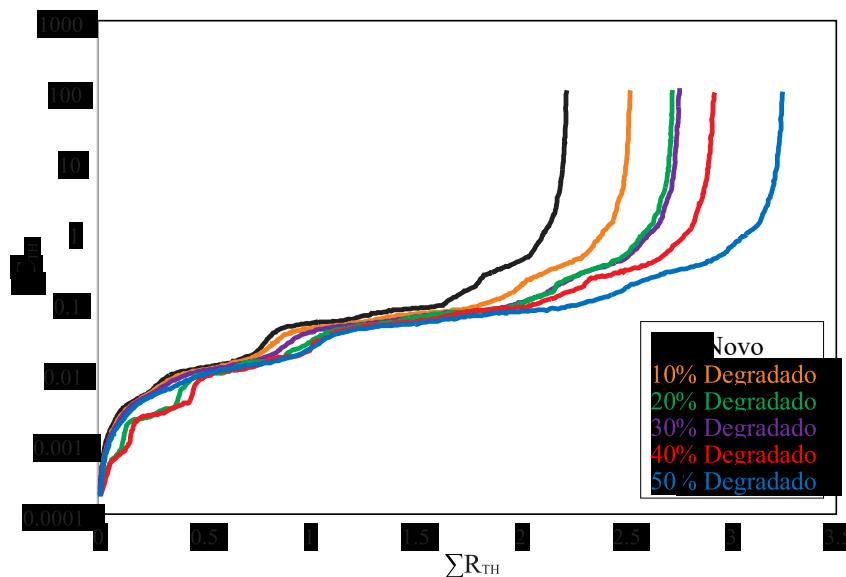


Fonte: Autoria própria.

Através do uso do software TDIM-Master foi calculada a FEC apresentada na Figura 3.14. No gráfico observa-se um aumento da resistência térmica nas proximidades do chip, e para níveis de degradação mais altos entre 40% e 50% há um aumento gradual na resistência térmica em comparação com o módulo "Novo". Isso sugere uma possível degradação da interface entre o chip e o DBC, que pode ser causada por pequenas fissuras ou descontinuidades devido ao estresse termo-mecânico, que impacta na dissipação inicial do calor logo após sua geração.

Essas observações sobre o gráfico da função de estrutura permitem identificar como cada camada do módulo é impactada pela degradação. O aumento progressivo na resistência térmica ao longo das regiões indica que, à medida que o módulo envelhece, ele se torna menos eficiente em dissipar o calor gerado. Esse fenômeno compromete a confiabilidade do sistema, pois as camadas que apresentam maior resistência térmica com o tempo acabam contribuindo para a elevação da temperatura de junção, acelerando ainda mais os mecanismos de falha.

Figura 3.14 – FEC para diferentes valores de degradação.



Fonte: Autoria própria.

3.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foram abordados os conceitos de modelagem eletrotérmica, possibilitando a realização de previsões térmicas com base em modelos existentes na literatura. Além disso, foi introduzido o conceito da FEC, que se mostrou uma ferramenta eficaz para a análise de regiões do módulo sujeitas à degradação. Simulações foram conduzidas com o objetivo de compreender os efeitos da degradação do módulo em um ambiente virtual, por meio da variação nos parâmetros do modelo de Foster. Os resultados das simulações se mostraram em concordância com os estudos teóricos iniciais, indicando que esta abordagem é uma forma eficaz de detectar e prever o comportamento do módulo durante seu envelhecimento.

4 MÉTODOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo aborda os métodos experimentais necessários para a realização dos ensaios. Na Seção 4.1, são discutidas as técnicas de medição da T_{vj} e formas de melhorar sua acurácia. Na Seção 4.2, são apresentados os métodos de medição de Z_{th} , juntamente com as respectivas vantagens e desvantagens de cada método.

4.1 MÉTODO DE MEDIÇÃO DE TEMPERATURA VIRTUAL DE JUNÇÃO

A temperatura de junção é um parâmetro fundamental para a confiabilidade e durabilidade do IGBT, ela influencia diretamente o desempenho e a vida útil do dispositivo. Monitorar essa temperatura é essencial para um gerenciamento térmico eficaz do conversor.

É importante destacar que o datasheet do componente especifica um valor máximo de temperatura de junção, o qual não deve ser ultrapassado para evitar falhas prematuras e danos irreversíveis ao dispositivo. A manutenção dessa temperatura dentro dos limites recomendados é, portanto, uma condição crítica para o funcionamento seguro e eficiente do IGBT.

Há diversas abordagens para medir a T_{vj} do IGBT, que podem ser classificadas em três categorias: óptica, contato físico e *Temperature sensitive electrical parameters*(TSEP) (BLACKBURN, 2004). Cada método possui suas vantagens e limitações.

A medição da temperatura de junção em módulos IGBT por meio de câmaras infravermelhas, embora eficaz, enfrenta desafios significativos de custo e praticidade, limitando seu uso em muitas aplicações. Para realizar essa medição, é necessário remover o encapsulamento do módulo, expondo o chip para visualização direta. Além disso, a superfície do módulo deve ser pintada de preto para aumentar a emissividade e melhorar a precisão das medições térmicas. Esses requisitos tornam a técnica mais apropriada para ambientes laboratoriais, onde uma preparação detalhada do módulo é viável e o impacto da modificação na integridade do dispositivo não compromete seu uso.

Os termopares embutidos, que operam com contato físico direto, representam uma alternativa mais econômica para a medição da temperatura de junção em IGBT. No entanto, eles apresentam uma resposta dinâmica mais lenta, o que pode limitar a detecção de variações rápidas de temperatura (AVENAS; DUPONT; KHATIR, 2012). Além disso, há questões relacionadas à isoliação elétrica, fundamentais devido às altas frequências de chaveamento presentes nos módulos, que podem comprometer a segurança e a precisão das medições. A viabilidade comercial desse método também é limitada, pois o termopar precisa ser inserido durante o processo de fabricação do módulo. Isso implica na necessidade de solicitar uma amostra personalizada ao fabricante, o que torna essa solução pouco prática e viável para aplicações de larga

escala.

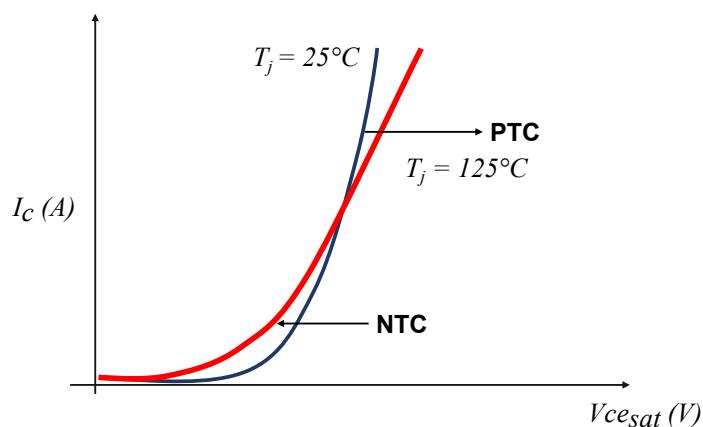
A abordagem TSEP baseia-se na relação entre temperatura e tensão, conforme deduzida pela teoria dos semicondutores (LASANCE, 2013). Este método utiliza o próprio semicondutor do IGBT como sensor térmico, estabelece uma correlação entre os parâmetros elétricos externos e a temperatura interna de junção, sendo uma solução viável e promissora para a medição rápida da temperatura em módulos IGBT.

A aquisição dos parâmetros TSEP pode ser realizada de duas formas principais: métodos estáticos e dinâmicos. Os TSEP estáticos referem-se aos parâmetros medidos quando o dispositivo está em estado de condução ou de bloqueio, enquanto os TSEP dinâmicos são obtidos durante as transições de comutação.

4.1.1 Método TSEP de medição de Temperatura Virtual de Junção

Para o método estático, são utilizados os parâmetros nos estados de condução e bloqueio, sendo a tensão de saturação coletor-emissor comumente utilizado (V_{cesat}) . Durante o procedimento, uma pequena corrente, tipicamente da ordem de 100 mA, é injetada entre o emissor e o coletor, e a tensão V_{cesat} é medida. O IGBT apresenta características térmicas distintas sob diferentes condições de operação e níveis de corrente. A Figura 4.1 ilustra as regiões de coeficiente de temperatura negativo (NTC) e coeficiente de temperatura positivo (PTC) conforme a corrente e a temperatura de operação. Para uma corrente específica V_{cesat} tende a diminuir à medida que a temperatura aumenta, mas pode mostrar um comportamento de aumento na região PTC (BAKER, 2016). Ao compreender a relação entre V_{cesat} e a temperatura para uma corrente específica, é possível calibrar o dispositivo e correlacionar a temperatura de junção com o valor medido de V_{cesat} .

Figura 4.1 – Comportamento NTC e PTC do modulo IGBT.



Fonte: Adaptado de (RENCZ; FARKAS; POPPE, 2023)

O processo de calibração é realizado em uma câmara climática, onde o módulo IGBT em análise é mantido em estado de condução, com uma pequena corrente aplicada entre o emissor e o coletor. A temperatura da câmara é aumentada gradualmente até atingir um ponto de estabilização, momento em que o valor de V_{cesat} é medido e registrado para a temperatura correspondente. Esse procedimento é repetido em diferentes temperaturas, de modo a permitir a construção de uma curva de calibração que relaciona V_{cesat} e a T_{vj} . Desta forma é possível obter a equação que relaciona V_{cesat} com T , conforme descrito em Equação 4.1

$$V_{cesat}(T) = \alpha_{calibração}T + V_{cesat0} \quad (4.1)$$

Para definir a sensibilidade térmica do dispositivo e a precisão da medição é calculado o coeficiente de $\alpha_{calibração}$ definido pela Equação 4.2. Em prática, pequenos erros na determinação desta constante podem levar a desvios na estimativa de T_{vj} , isso afeta a acurácia da medição. O processo de calibração deve ser realizado cuidadosamente, em um ambiente controlado, para garantir a precisão e reproduzibilidade das leituras.

$$\alpha_{calibração} = \left| \frac{V_{ce_{sat1}} - V_{ce_{sat2}}}{T_2 - T_1} \right| \quad (4.2)$$

4.1.1.1 Método de Medição pela Raiz Quadrada do Tempo

O método *Square-Root-t* é uma técnica desenvolvida para melhorar a precisão da medição da T_{vj} quando aplicada em conjunto com a técnica TSEP. Esta abordagem é especialmente eficaz para enfrentar desafios relacionados a variações elétricas e processos de difusão de portadores dentro do semicondutor (LUTZ HEINRICH SCH-LANGENOTTO, 2014).

Após o processo de aquecimento do módulo, a corrente de aquecimento é reduzida a zero, enquanto a corrente de sensoriamento, à qual o dispositivo foi calibrado, permanece no circuito. Essa transição resulta na geração de um transiente elétrico no sistema. Esse transiente impacta a medição de V_{cesat} no instante inicial ($t = 0$), e a sua influência precisa ser adequadamente ajustada para evitar erros na determinação da T_{vj} .

O transiente é um fenômeno temporário que ocorre devido à rápida mudança nas condições elétricas do circuito. Quando a corrente de aquecimento é desligada, a temperatura do módulo começa a diminuir, mas a tensão de coletor pode apresentar variações momentâneas que não refletem a verdadeira temperatura de junção.

Para mitigar os efeitos do transiente, um atraso (t_d) de aproximadamente 400 μs é aplicado na medição de V_{cesat} . Após esse intervalo, procede-se com um ajuste na curva de V_{cesat} com base na Equação (4.3), de modo a permitir a extrapolação da temperatura de junção inicial (T_{vj0}). Essa técnica pressupõe que todos os parâmetros da Equação (4.3) são constantes e estabelece uma relação direta entre a temperatura de junção (T_{vj}) e a raiz quadrada do tempo (\sqrt{t}) durante o processo de resfriamento (HEROLD et al., 2013).

$$T_{vj}(t) - T_{vj0} = \frac{2P}{\sqrt{kA}}\sqrt{t} \quad (4.3)$$

Após a extrapolação obtém-se um valor mais preciso de T_{vj0} , que é fundamental para o cálculo de Z_{th} . Esse valor representa a temperatura de junção inicial do módulo IGBT e serve como base para as análises térmicas subsequentes. A precisão na determinação de T_{vj0} é crucial, pois ela influencia diretamente a avaliação do desempenho térmico do módulo e, consequentemente, a sua confiabilidade e durabilidade em aplicações práticas. Com o valor de T_{vj0} é possível calcular Z_{th} de forma mais precisa.

4.2 MÉTODO DE MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA TÉRMICA

A determinação experimental da impedância térmica é importante para o dimensionamento adequado de dissipadores de calor, a estimativa precisa da temperatura de junção por métodos analíticos e a previsão da vida útil dos módulos (GUTZWILLER; SYLVAN, 1961). A impedância térmica fornece informações sobre a transferência de calor em dispositivos semicondutores, influenciando diretamente seu desempenho e confiabilidade.

A busca por técnicas mais precisas, eficientes e simplificadas para a obtenção dessa grandeza é essencial, não apenas para o desenvolvimento de projetos de alta confiabilidade, mas também para a produção em larga escala de módulos de potência. Métodos otimizados permitem uma análise mais rápida e confiável do comportamento térmico dos módulos, facilitando a implementação de soluções que garantam a eficiência e a durabilidade dos sistemas em que são aplicados. Essa abordagem não só melhora o desempenho térmico, mas também contribui para a redução de custos e aumento da competitividade no mercado de dispositivos eletrônicos.

4.2.1 Método Dinâmico de Medição

O método dinâmico para a medição da Z_{th} consiste na aplicação de pulsos de potência de diferentes larguras no semicondutor. Essa abordagem permite um aquecimento progressivo do semicondutor, dessa forma a avaliação de sua resposta

térmica a cada pulso aplicado e, consequentemente, o cálculo da impedância térmica correspondente à duração do pulso são possíveis.

Conforme discutido no Capítulo 3, o módulo pode ser modelado como uma rede equivalente de capacitores e resistores térmicos. A aplicação de pulsos de diferentes durações resulta em uma transferência de calor gradual, que ocorre do semicondutor em direção ao encapsulamento. À medida que a largura do pulso aumenta, mais camadas internas do módulo são aquecidas, o que leva a um aumento gradual da temperatura do chip. Desta maneira, $Z_{th}(t = t_{pulso})$ é determinada com base na T_{vj} alcançada durante o pulso. Essa metodologia permite a construção de uma curva de impedância térmica ponto a ponto, que facilita a análise de regiões específicas do módulo (SINGH; PROULX; VASS-VARNAI, 2021).

4.2.2 Método Estático de Medição

O método estático para a determinação de Z_{th} consiste na aplicação de um único pulso de potência com duração suficientemente longa para que T_{vj} do módulo alcance um estado de regime permanente, no qual o equilíbrio térmico é estabelecido antes da interrupção do fornecimento de energia.

O fornecimento de potência é interrompido, inicia-se o monitoramento da curva de resfriamento, que registra a variação da temperatura de junção ao longo do tempo após a interrupção do pulso. Essa variação é registrada por meio de medições contínuas de V_{cesat} , refletindo as mudanças na temperatura de junção durante o processo de resfriamento.

A análise da curva de resfriamento fornece informações detalhadas sobre a dissipação de calor do módulo e sua impedância térmica. Ao utilizar um pulso de potência suficiente o bastante para chegar ao equilíbrio térmico, é possível obter todas as constantes térmicas e realizar a caracterização completa do módulo (INFINEON, 2015).

4.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foi apresentado o ferramental necessário para a execução dos experimentos. As técnicas de medição de T_{vj} foram discutidas, com destaque para a escolha do método TSEP, reconhecido por sua simplicidade. Além disso, os métodos de medição de Z_{th} foram detalhados, incluindo uma análise de suas vantagens e desvantagens.

O método dinâmico envolve a aplicação de vários pulsos de potência com larguras diferentes, durante os quais T_{vj} é medido para cada pulso. A partir dessas medições, calcula-se Z_{th} para cada condição. Por outro lado, o método estático utiliza um único pulso de potência suficientemente longo para atingir o regime permanente.

Após isso, toda a curva de resfriamento é monitorada, permitindo o cálculo de Z_{th} ao longo de toda a curva.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo apresenta os resultados experimentais da caracterização da impedância térmica em módulos de potência, utilizando o método de medição TSEP. O processo de obtenção da temperatura de junção T_{vj} é descrito em detalhe, assim como as abordagens estática e dinâmica para a medição de Z_{th} .

Na Seção 5.1, é descrito o setup experimental utilizado. Em seguida, na Seção 5.2, são abordados os resultados de medição de T_{vj} . A Seção 5.3 apresenta as medições de Z_{th} em módulos IGBT. Na Seção 5.4, é demonstrado o método para determinar o valor de $Z_{th,JC}$ em módulos sem baseplate. Na Seção 5.5, são realizados testes de medição de Z_{th} com diferentes potências aplicadas, acompanhados de uma análise dos efeitos do aquecimento e das não linearidades sobre a impedância térmica. Por fim, na Seção 5.6, os resultados experimentais são comparados com os valores de referência fornecidos pelo fabricante.

5.1 SETUP DO ENSAIO

O arranjo experimental utilizado para obter os resultados está parcialmente representado na Figura 5.1, nele estão incluídos diversos equipamentos e sensores para controlar e monitorar o comportamento térmico e elétrico do módulo de potência em teste. A fonte Chroma 62012P-40-120 foi utilizada para fornecer uma corrente constante ao DUT, sendo responsável pelo aquecimento do módulo, este equipamento é uma fonte de alimentação programável ideal para testes de alta corrente, como os realizados em módulos de potência. Ao aplicar uma corrente constante, o DUT aquece devido as perdas por condução, que gera calor proporcional à corrente aplicada.

A carga eletrônica foi configurada para fornecer uma corrente fixa de 100 mA, utilizada para a leitura da V_{cesat} . O interruptor auxiliar foi usado para controlar a largura dos pulsos de corrente que atravessam o DUT. Este interruptor deve ser o mais rápido possível, é recomendado o uso de MOSFET devido a sua velocidade de comutação ser superior ao do IGBT. A duração desses pulsos foi definida pelo PLC, este garantiu que os pulsos aplicados de maneira precisa e repetitiva, permitindo o controle exato sobre o tempo em que o DUT foi submetido ao aquecimento.

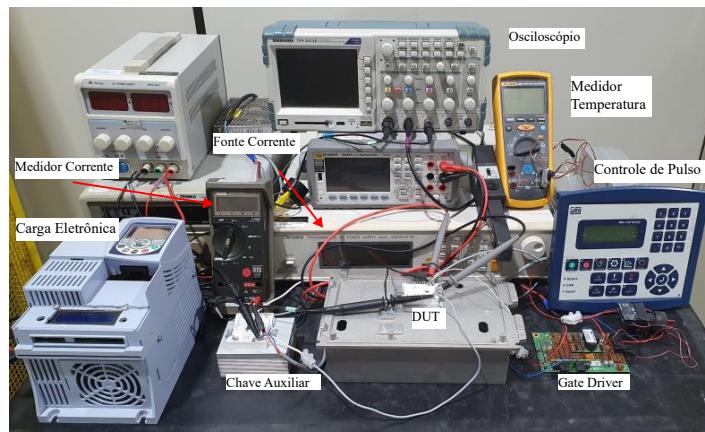
A temperatura ambiente ao redor do DUT foi monitorada com um multímetro digital Fluke 1587, que inclui um sensor de temperatura. A medição da temperatura ambiente é importante para garantir que qualquer variação ambiental seja contabilizada durante o teste, evitando interferências nos resultados.

O osciloscópio MSO44 foi responsável por realizar a leitura dinâmica do V_{cesat} durante o experimento. Esse osciloscópio captura a variação da tensão em tempo real, assim permitiu o monitoramento detalhado do comportamento elétrico do DUT durante a aplicação dos pulsos de corrente. A leitura do V_{cesat} foi utilizada para saber a T_{vj} do

módulo.

O monitoramento da temperatura em pontos críticos do DUT, como o case e o dissipador, foram utilizados termopares do tipo T. Esses sensores de temperatura são conectados ao coletor de dados GP20, junto com o módulo de aquisição GX90XA-04-H0N-3N. O GP20 é um sistema de aquisição de dados capaz de registrar múltiplas entradas simultaneamente, enquanto o GX90XA-04-H0N-3N é um módulo específico para leitura de termopares com alta taxa de amostragem. Esse conjunto permitiu o monitoramento preciso das temperaturas do DUT durante os testes de aquecimento e resfriamento. A taxa de aquisição de temperatura foi de 1ms, desta forma foi possível detectar variações no Case do módulo e no dissipador. O osciloscópio Tektronix TPS2014B foi empregado para realizar medições adicionais de grandezas elétricas durante o experimento, para complementar as leituras realizadas pelo MSO44.

Figura 5.1 – Setup de ensaios.



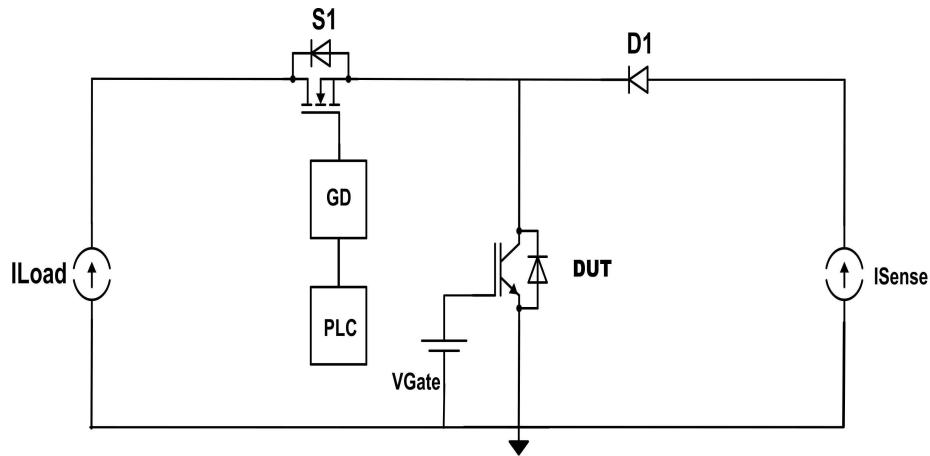
Fonte: Autoria própria.

5.1.1 Procedimento Experimental

A Figura 5.2 ilustra a configuração básica do circuito utilizado para realizar os testes. O circuito em estudo utiliza o interruptor S1 como elemento responsável por controlar o tempo de aquecimento do DUT. Esse tempo é gerenciado pelo PLC, que regula a duração e assegura que o DUT permaneça sob condições térmicas específicas para análise.

A fonte de corrente, denominada Iload, aquece o DUT devido às perdas por condução, garantindo um aquecimento controlado e uniforme. Durante o tempo estipulado pelo PLC, a corrente de aquecimento flui pelo DUT, promovendo o aquecimento necessário. Após o período de aquecimento determinado, o interruptor S1 é aberto, interrompendo o fornecimento de corrente ao DUT. Nesse momento, inicia-se a transição

Figura 5.2 – Diagrama elétrico do circuito de ensaios.



Fonte: Adaptado de (IEC,).

térmica, e o V_{cesat} é monitorado. Essa medição é essencial para avaliar o desempenho térmico do DUT.

A corrente de Isente é fundamental para a monitoração do V_{cesat} , ao qual o IGBT foi previamente calibrado. Por meio dessa corrente, torna-se possível determinar a T_{vj} em função do valor medido de V_{cesat} durante o processo de resfriamento do módulo.

Para analisar a Z_{th} do DUT, são empregados dois métodos principais: o método estático e o dinâmico. No método estático, o DUT é aquecido por um longo período até alcançar o regime térmico, ou seja, um estado de equilíbrio térmico estável. Após a abertura do interruptor S1, a curva de resfriamento do DUT é monitorada e registrada por meio de medições da tensão V_{cesat} . Assim, ao monitorar toda a curva de resfriamento, é possível determinar a resposta térmica do módulo.

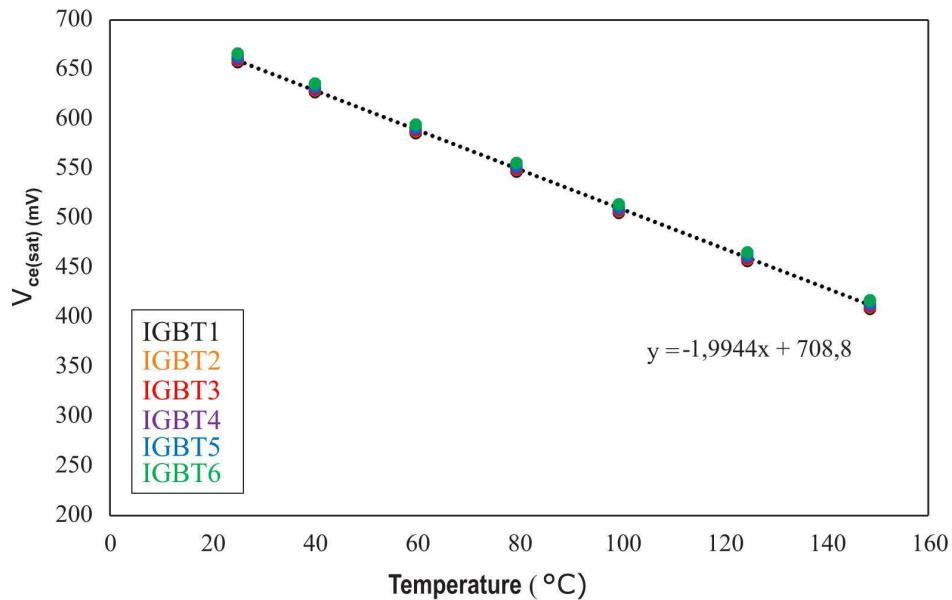
No método dinâmico, aplicam-se pulsos de diferentes larguras ao DUT, e a T_{vj} é medida para cada pulso. Com base nessas medições, a impedância térmica é calculada para cada largura de pulso. Para obter a resposta térmica completa do módulo, é necessário realizar uma varredura em uma faixa de pulsos entre 1 ms e 10 s.

5.2 MEDIÇÃO DA TEMPERATURA VIRTUAL DE JUNÇÃO POR TSEP

As curvas de calibração, apresentadas na Figura 5.3, possuem ótima linearidade e com coeficiente de calibração em $1,99 \text{ mV/K}$. A acurácia da fonte de corrente é fundamental, pois uma pequena variação na corrente pode causar variação significativa na tensão V_{cesat} devido a relação existente ser da ordem de $\frac{\text{mV}}{\text{K}}$.

Os ensaios foram realizados no IGBT FP30R06W1E3, da Infineon, em uma câmara climática. O processo de calibração é necessário devido às variações inerentes ao processo de fabricação do módulo. Por este motivo, não é possível assumir o valor do coeficiente de calibração como uma constante.

Figura 5.3 – Curva experimental de calibração dos IGBT.



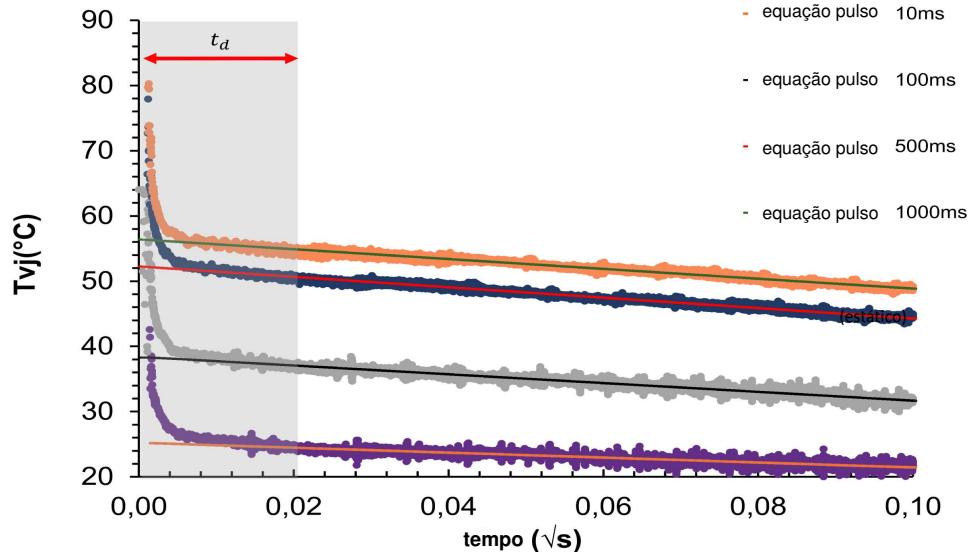
Fonte: Autoria própria.

5.2.1 Melhoria da Acurácia da Temperatura Virtual de Junção

A curva que relaciona T_{vj} em relação à raiz quadrada do tempo para diferentes larguras de pulso é apresentada na Figura 5.4. Observa-se que, à medida que a largura do pulso aumenta, o valor medido de T_{vj0} também se eleva, pois existe maior aquecimento. O tempo de atraso t_d utilizado foi de $400 \mu\text{s}$, com isso, os valores de T_{vj} são linearizados, e então é efetuada a extração de T_{vj0} conforme a Equação 4.3.

Essa correção é necessária, uma vez que incertezas na medição de T_{vj} podem resultar em erros significativos na estimativa da vida útil dos módulos (HEROLD et al., 2013). Portanto, assegurar uma medição precisa de T_{vj} não é apenas importante para a determinação dos parâmetros térmicos associados, mas também para garantir uma avaliação confiável da durabilidade dos módulos em operação, ou durante ensaios de *Power Cycling*.

Figura 5.4 – T_{vj} ajustado por meio do método raiz quadrado do tempo.



Fonte: Autoria própria.

5.3 RESULTADOS MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA TÉRMICA

5.3.1 Resultados Método Dinâmico

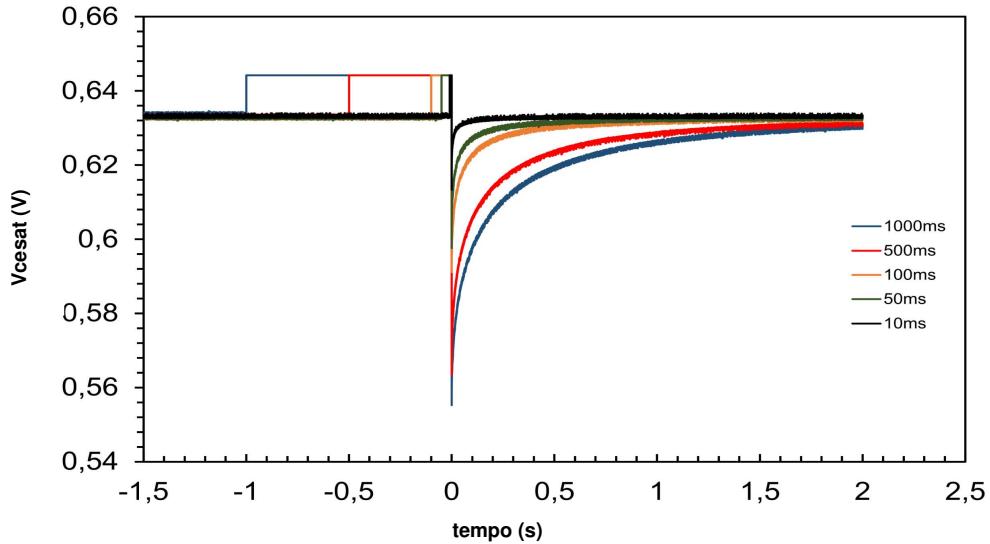
A Figura 5.5 ilustra o comportamento de V_{cesat} após a aplicação de pulsos de potência de diferentes larguras no módulo, escalonados em intervalos de tempo iguais. A partir da figura, observa-se que, quanto maior a largura do pulso, maior é a variação de ΔV_{ce} , o que indica um maior aquecimento do módulo devido ao tempo prolongado de exposição à potência aplicada. Esse comportamento sugere que pulsos mais longos permitem que o calor se dissipe por mais camadas internas, que por sua vez aumenta a temperatura de junção.

Após a aplicação do pulso, o valor de V_{cesat} começa a aumentar até retornar ao valor de referência inicial, devido ao comportamento NTC do módulo.

Esse método permite analisar regiões específicas do módulo. Por exemplo, para estudar a solda entre o semicondutor e o DBC, um pulso curto pode ser utilizado para aquecer de forma predominante essa área sem atingir significativamente outras camadas térmicas mais profundas.

Para calcular Z_{th} para o valor específico de cada pulso, utiliza-se a Equação 3.3. Contudo, é fundamental ajustar o valor de T_{vj0} utilizando a Equação 4.3 para cada pulso aplicado.

Figura 5.5 – Comportamento do V_{cesat} para diferentes valores de pulsos de aquecimento



Fonte: Autoria própria.

5.3.2 Resultados Método Estático

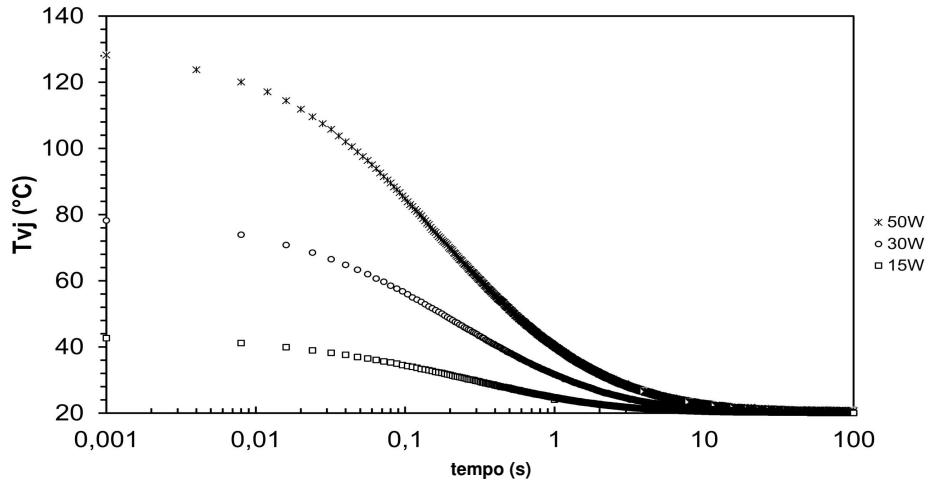
A curva de resfriamento do IGBT para diferentes potências de aquecimento pode ser vista na Figura 5.6. A partir de um único pulso suficiente longo, até o mesmo chegar ao equilíbrio térmico, é monitorado o V_{cesat} e a partir da equação de calibração, é possível obter a T_{vj} . Com isso aplicando a Equação 3.3 em todos os pontos adquiridos, obtém-se a curva de impedância térmica.

5.4 MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA TÉRMICA EM MÓDULOS SEM BASEPLATE

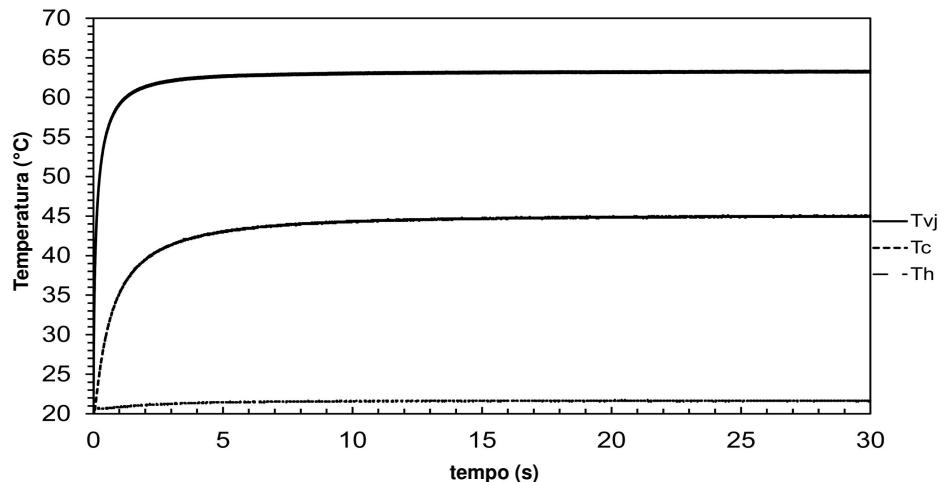
Ao medir a T_{vj} , a Temperatura do Case (T_c) e a Temperatura do dissipador (T_h) durante a aplicação de um pulso longo de potência, observa-se que a dinâmica térmica em cada um desses pontos é distinta. Essas diferenças têm implicações significativas no cálculo de Z_{th} . A Figura 5.7 exibe as curvas de temperatura correspondentes.

A análise das curvas revela que a taxa de variação da T_{vj} é significativamente alta, enquanto a T_h permanece praticamente constante durante a aplicação do pulso. Isso se deve ao grande reservatório térmico do dissipador, que atenua as variações térmicas. Desta maneira, é possível calcular $Z_{th,JH}$.

Ao observar a dinâmica da temperatura T_c , nota-se que a taxa de variação é mais lenta do que a de T_{vj} , porém, existe uma grande variação de temperatura comparado ao T_h . Ao analisar a Figura 5.7, percebe-se que ocorre um aumento de T_c enquanto T_{vj} já está em equilíbrio. Esse comportamento faz com que, no momento de

Figura 5.6 – T_{vj} para diferentes valores de potência de aquecimento

Fonte: Autoria própria.

Figura 5.7 – Medição de T_{vj} , T_c e T_h 

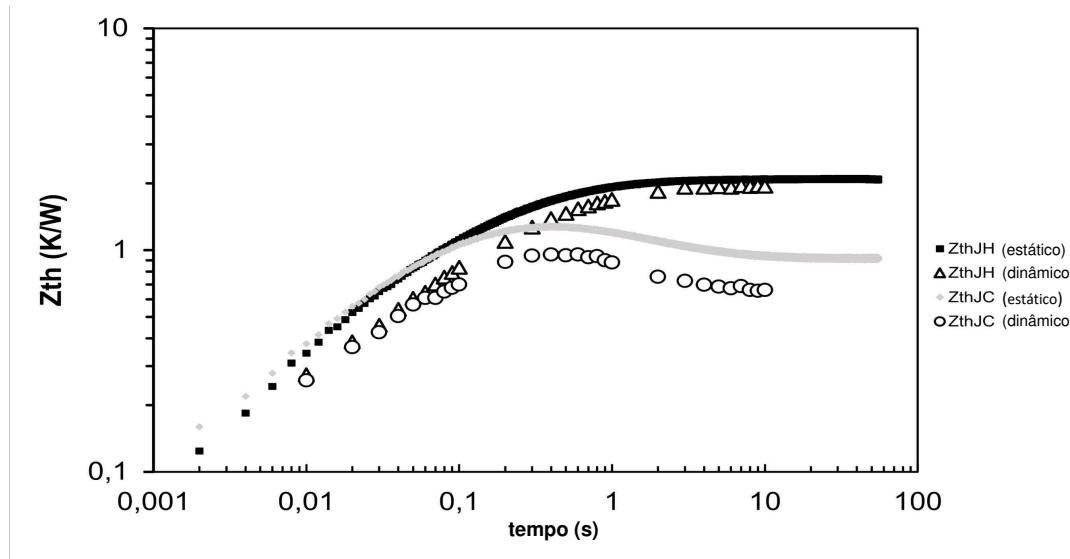
Fonte: Autoria própria.

calcular Z_{thJC} , surje um comportamento anômalo em uma parte da curva de impedância, devido a esse atraso (SOFIA, 1995).

Normalmente os módulos que não possuem *baseplate* não fornecem o valor de Z_{thJC} em suas folhas de dados devido ao comportamento térmico diferenciado observado. Por outro lado, é comum que essas folhas de dados fornecam o valor de Z_{thJH} , uma vez que o dissipador tende a ter um comportamento térmico mais previsível e estável comparado ao case.

As curvas de Z_{thJH} e Z_{thJC} exibidas na Figura 5.8, foram obtidas com os métodos dinâmico e estático de medição de Z_{th} . As duas técnicas mostram que o Z_{thJH} é estável, pois T_h é praticamente constante durante todo o pulso, sendo um valor de referência. Na curva de Z_{thJC} , existe um ressalto, pois Z_{th} diminui em uma região da curva. Esta diminuição é devido ao momento em que T_{vj} já está fixo, porém T_c ainda está aumentando, o que faz com que o valor de Z_{thJC} diminua. Em ambas as técnicas, dinâmico e estático é observado este comportamento anômalo.

Figura 5.8 – Medição de Z_{thJC} e Z_{thJH}



Fonte: Autoria própria.

Existe na Figura 5.8 uma região em que as curvas Z_{thJC} e Z_{thJH} estão juntas e depois começam a divergir. Em ambas as técnicas, este fenômeno pode ser observado em torno de 100 ms. Pode-se inferir que esta região está associada ao aquecimento interno do módulo, onde T_c e T_h estão constantes, apenas T_{vj} está aumentando. Desta maneira, comprehende-se que nesta região as curvas começam a divergir é o valor de Z_{thJC} .

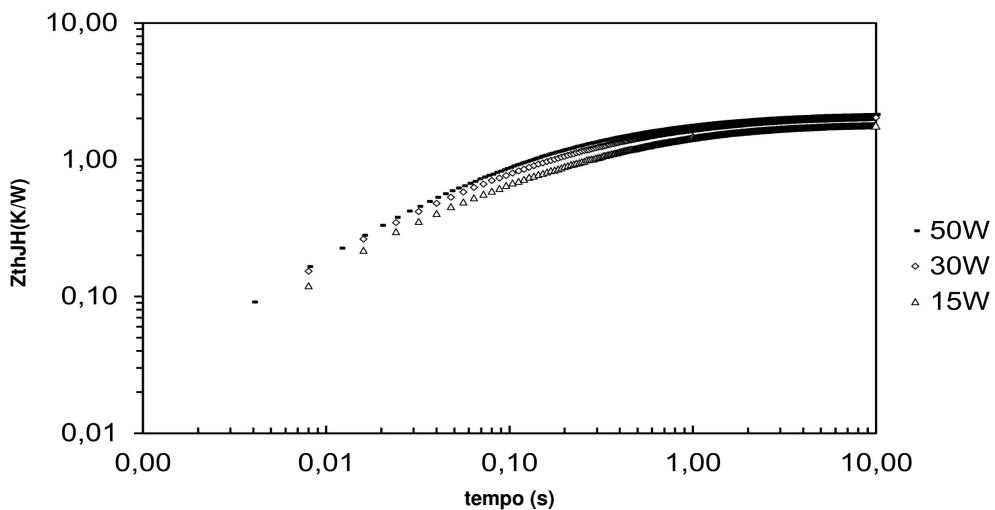
5.5 MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA TÉRMICA COM DIFERENTES VALORES DE POTÊNCIA

Como já visto, a Figura 5.6 apresenta três curvas de resfriamento de T_{vj} para diferentes potências aplicadas, ao manter o mesmo tempo de pulso. Observa-se uma variação significativa nos valores de T_{vj} para pulsos de 15W, 30W e 50W. Para um pulso de 50W, T_{vj} atingiu valores superiores a 120°C, enquanto para um pulso de 15W, T_{vj} alcançou aproximadamente 50°C. A diferença de mais de 70°C em ΔT_{vj} influencia

diretamente o valor de Z_{th} , devido à alta dependência da condutividade térmica do silício em relação à temperatura. Isso afeta a capacidade de dissipação de calor do sistema.

Os valores de Z_{thJH} correspondentes aos diferentes valores de potência aplicadas podem ser vistos na Figura 5.9. Observa-se que, para potências menores, a impedância térmica também é menor. Esse comportamento está associado às variações dos parâmetros térmicos nos materiais do encapsulamento.

Figura 5.9 – Z_{thJH} para diferentes valores de potência



Fonte: Autoria própria.

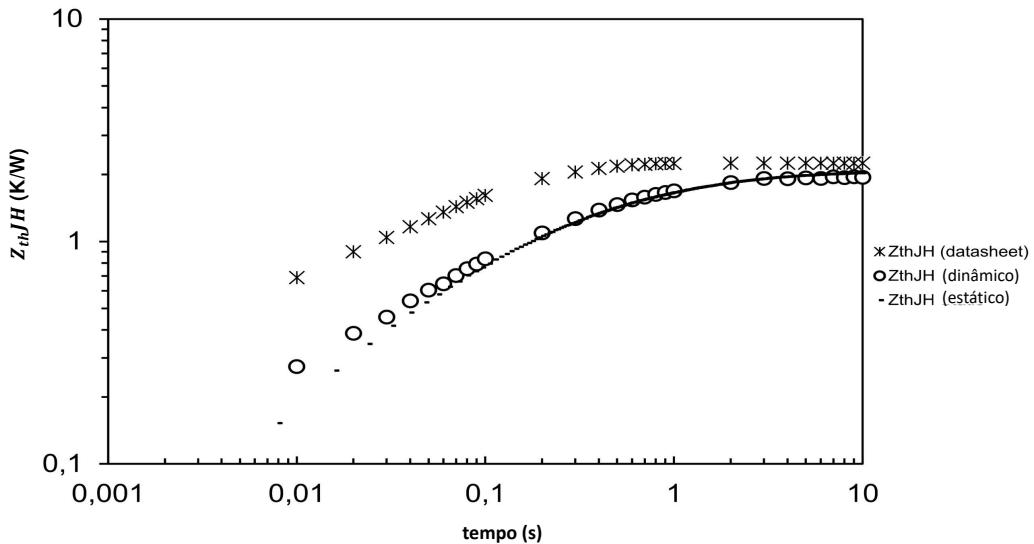
5.6 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS COM OS VALORES DO FABRICANTE

É apresentado na Figura 5.10 a comparação entre os métodos estático e dinâmico para a determinação da impedância térmica, em relação aos valores especificados no datasheet do componente, observa-se que as curvas obtidas pelos dois métodos mostram uma boa sobreposição, indicando consistência nas medições de Z_{thJH} quando ambos os métodos são empregados.

No entanto, a diferença em relação aos valores fornecidos no datasheet pode ser atribuída a vários fatores. Entre esses, destaca-se a margem de segurança adotada pelo fabricante, o método de dissipação de calor utilizado (neste caso, apenas o dissipador), o método de medição de T_{vj} , entre outros fatores.

Os valores especificados no datasheet frequentemente representam uma média de múltiplos módulos testados sob condições e métodos que podem diferir daqueles aplicados neste estudo. É sabido que alguns fabricantes utilizam sistemas de dissipação de calor mais sofisticados, como dissipadores refrigerados a água, para testes de

Figura 5.10 – Comparação entre os resultados experimentais com os valores de datasheet



Fonte: Autoria própria.

impedância térmica. Esses métodos podem resultar em valores de Z_{thJH} distintos dos obtidos com métodos convencionais.

Essa abordagem enfatiza a importância de considerar as condições específicas de medição e os métodos de teste ao interpretar e comparar dados de impedância térmica entre diferentes estudos e especificações de fabricantes.

5.7 CONCLUSÃO

Os resultados experimentais mostraram a viabilidade da medição de Z_{th} , os dois métodos de medição se mostraram válidos, e obtendo resultados semelhantes. A influencia da temperatura nas não linearidades foi analisado. A medição de Z_{thJC} pode ser estimada utilizando o ponto de divergência das curvas Z_{thJH} e Z_{thJC} .

6 CONCLUSÃO

Nesta pesquisa, foram investigados e comparados dois métodos para a medição da Z_{th} de módulos de potência: o método estático e o método dinâmico. O método estático aplica um único pulso de potência longo o suficiente para que a T_{vj} atinja o estado estacionário, permitindo, em seguida, a análise da curva completa de resfriamento após a remoção da potência. Em contrapartida, o método dinâmico utiliza múltiplos pulsos de potência com larguras variadas, para que a análise ponto a ponto da curva de impedância térmica, seja possível, e assim permita uma avaliação detalhada da resposta térmica em diferentes regiões do módulo.

Cada método possui vantagens e desvantagens: o método estático, por seu caráter simplificado, facilita a análise do comportamento térmico em estado estacionário, mas pode não captar de forma completa o comportamento transitório do módulo. Por outro lado, o método dinâmico, ao oferecer uma visão mais detalhada, enfrenta desafios de interpretação dos dados e na identificação de áreas críticas devido à complexidade dos testes.

Um aspecto importante abordado neste estudo é a não linearidade na condutância térmica dos materiais, especialmente pela dependência com a temperatura. Esse fator pode influenciar significativamente a dissipação de calor e, ao longo do tempo, a durabilidade dos componentes.

A obtenção precisa das curvas de Z_{th} é fundamental para a caracterização térmica e a estimativa de confiabilidade, além de aprimorar modelos teóricos eletrotérmicos. Essa precisão permite ajustes mais confiáveis nas equações teóricas, resultando em previsões de temperatura mais acuradas e seguras.

Outro ponto relevante foi a estimativa do valor de Z_{thJC} com base na região de separação entre as curvas Z_{thJH} e Z_{thJC} . Essa estimativa é especialmente valiosa, pois informações sobre Z_{thJC} frequentemente não estão disponíveis nas folhas de dados devido às dificuldades associadas à medição simultânea de T_c e T_{vj} . Assim, a possibilidade de estimar Z_{thJC} com base na análise das curvas contribui para uma melhor compreensão das características térmicas de módulos que não possuem *baseplate*.

O estudo também aborda modos de falha em módulos IGBT e destaca a importância de prever a confiabilidade em aplicações de eletrônica de potência, especialmente em cenários críticos. O modelo de Foster foi escolhido para ajustar a curva de Z_{th} do módulo, simulando variações paramétricas graduais que refletem a degradação do módulo. Além disso, utilizou-se a análise da FEC, que fornece insights importantes sobre os modos de falha em pacotes semicondutores, ao correlacionar regiões físicas do módulo com variações na curva da FEC, identificando áreas, como a região de DBC, mais suscetíveis a falhas.

Por fim, os resultados experimentais também abordam a medição de T_{vj} , uma

variável essencial para estudos de confiabilidade e previsão de vida útil, e discutem o método de medição do Z_{th} e a instrumentação necessária para obtê-lo. A medição de Z_{th} pode ser usada como um indicador do fim da vida útil do módulo, fornecendo um recurso valioso para avaliar a durabilidade dos dispositivos em aplicações de alta confiabilidade.

Para trabalhos futuros, pode-se empregar uma abordagem estatística utilizando múltiplos módulos para analisar a dispersão dos valores de Z_{th} . Além disso, o estudo poder ser estendido para módulos de potência maiores, com os resultados experimentais validados por meio de modelos de simulação.

REFERÊNCIAS

- ABUELNAGA, A.; NARIMANI, M.; BAHMAN, A. S. A review on igbt module failure modes and lifetime testing. *IEEE Access*, v. 9, p. 9643–9663, 2021.
- ALIYU, A. M.; CASTELLAZZI, A. Prognostic system for power modules in converter systems using structure function. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 1, p. 595–605, 2018.
- AVENAS, Y.; DUPONT, L.; KHATIR, Z. Temperature measurement of power semiconductor devices by thermo-sensitive electrical parameters—a review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 6, p. 3081–3092, 2012.
- BAKER, N. *An Electrical Method for Junction Temperature Measurement of Power Semiconductor Switches*. Tese (Doutorado), 2016. PhD supervisor: Prof. Stig Munk-Nielsen, Aalborg University, Denmark.
- BALIGA, B. *The IGBT Device: Physics, Design and Applications of the Insulated Gate Bipolar Transistor*. [S.I.]: William Andrew, 2015. ISBN 9781455731534.
- BAYERER, R. et al. Model for power cycling lifetime of igbt modules - various factors influencing lifetime. In: *5th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*. [S.I.: s.n.], 2008. p. 1–6.
- BAYERER, R.; TEIGELKOETTER, J. Measuring the thermal resistance of igbt modules. In: . [S.I.: s.n.], 1989.
- BLACKBURN, D. Temperature measurements of semiconductor devices - a review. In: *Twentieth Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium (IEEE Cat. No.04CH37545)*. [S.I.: s.n.], 2004. p. 70–80.
- CALLISTER, W. *Ciência E Engenharia De Materiais - Uma Introdução*. [S.I.]: LTC, 2020. ISBN 9788521637288.
- CIAPPA, M. Lifetime modeling and prediction of power devices. In: _____. [S.I.: s.n.], 2016. p. 223–243. ISBN 978-1-84919-901-8.
- DOWNING, S.; SOCIE, D. Simple rainflow counting algorithms. *International Journal of Fatigue*, v. 4, n. 1, p. 31–40, 1982. ISSN 0142-1123. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0142112382900184>>.
- DURIVAGE, M. *The Certified Reliability Engineer Handbook*. [S.I.]: ASQ Quality Press, 2017. ISBN 9781951058814.
- FALCK, J. et al. *Reliability of Power Electronic Systems: An Industry Perspective*. [S.I.], 2018. v. 12, n. 2, 24-35 p.
- GUTZWILLER, F. W.; SYLVAN, T. P. Power semiconductor ratings under transient and intermittent loads. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part I: Communication and Electronics*, v. 79, n. 6, p. 699–706, 1961.
- HANINI, W.; AYADI, M. Comparison of igbt switching losses modeling based on the datasheet and an experimental study. In: *2019 19th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*. [S.I.: s.n.], 2019. p. 382–387.

HARDER, T. *Qualification of Power Modules for Use in Power Electronics Converter Units in Motor Vehicles*. [S.I.], 2021. v. 1, n. 1, 1-129 p.

HELD, M. et al. Fast power cycling test of igbt modules in traction application. In: *Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. [S.I.: s.n.], 1997. v. 1, p. 425–430 vol.1.

HERNES, M. et al. Failure analysis and lifetime assessment of igbt power modules at low temperature stress cycles. *IET Power Electronics*, v. 14, 04 2021.

HEROLD, C. et al. Improving the accuracy of junction temperature measurement with the square-root-t method. In: [S.I.: s.n.], 2013. p. 92–94. ISBN 978-1-4799-2271-0.

HU, K. et al. Ensuring a reliable operation of two-level igbt-based power converters: A review of monitoring and fault-tolerant approaches. *IEEE Access*, v. 8, p. 89988–90022, 2020.

IEC. *IEC*.

IEEE Standard Framework for Reliability Prediction of Hardware. *IEEE Std 1413-2010 (Revision of IEEE Std 1413-1998)*, p. 1–20, 2010.

INFINEON. An 2015-10 - transient thermal measurements and thermal equivalent circuit models. 2015.

IWAMURO, N.; LASKA, T. Igbt history, state-of-the-art, and future prospects. *IEEE Transactions on Electron Devices*, v. 64, n. 3, p. 741–752, 2017.

JIYA, I. N.; GOUWS, R. Overview of power electronic switches: A summary of the past, state-of-the-art and illumination of the future. *Micromachines*, v. 11, 2020.

LASANCE, A. P. C. J. *Thermal Management for LED Applications*. [S.I.], 2013. v. 1, n. 1, 1-551 p.

LUTZ HEINRICH SCHLANGENOTTO, U. S. R. D. D. J. *Semiconductor Power Devices*. [S.I.], 2014. v. 1, n. 2, 1-723 p.

MA, K. et al. Frequency-domain thermal modeling and characterization of power semiconductor devices. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 10, p. 7183–7193, 2016.

MCPHERSON, J. W. *Reliability Physics and Engineering*. [S.I.], 2010. v. 1, n. 1, 1-323 p.

MINER, M. A. Cumulative damage in fatigue. American Society of Mechanical Engineers, 1945.

MÄRZ, P. N. M. *Thermal Modeling of Power-electronic Systems*. [S.I.], 1997. v. 1, n. 1, 1-20 p.

OHRING, M. *Reliability and Failure of Electronic Materials and Devices*. [S.I.]: Academic Press, 1998. ISBN 9780125249850.

PEYGHAMI, S.; PALENSKY, P.; BLAABJERG, F. An overview on the reliability of modern power electronic based power systems. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, v. 1, p. 34–50, 2020.

RASHID, M. *Eletrônica De Potência: DISPOSITIVOS, CIRCUITOS E APLICAÇÕES*. [S.I.]: PRENTICE HALL BRASIL, 2014. ISBN 9788543005942.

REIGOSA, P. D. et al. Prediction of bond wire fatigue of igbts in a pv inverter under a long-term operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 10, p. 7171–7182, 2016.

RENCZ, M.; FARKAS, G.; POPPE, A. *Theory and Practice of Thermal Transient Testing of Electronic Components*. [S.I.]: Springer International Publishing, 2023. ISBN 9783030861742.

RENCZ, M.; SZEKELY, V. Non-linearity issues in the dynamic compact model generation [package thermal modeling]. In: *Nineteenth Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium, 2003*. [S.I.: s.n.], 2003. p. 263–270.

RODRIGUEZ, J.; BLAABJERG, F.; KAZMIERKOWSKI, M. P. Energy transition technology: The role of power electronics. *Proceedings of the IEEE*, v. 111, n. 4, p. 329–334, 2023.

SARKANY, Z.; RENCZ, M. Methods for the separation of failure modes in power-cycling tests of high-power transistor modules using accurate voltage monitoring. *Energies*, v. 13, n. 11, 2020. ISSN 1996-1073.

SARKANY, Z.; VASS-VARNAI, A.; RENCZ, M. Investigation of die-attach degradation using power cycling tests. In: *2013 IEEE 15th Electronics Packaging Technology Conference (EPTC 2013)*. [S.I.: s.n.], 2013. p. 780–784.

SCHEUERMANN, U.; SCHMIDT, R. A new lifetime model for advanced power modules with sintered chips and optimized al wire bonds. In: *Proc. of Int. Exhibition and Conf. for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM)*. [S.I.: s.n.], 2013. v. 1, p. 810–817.

SCHWEITZER, D. et al. Transient dual interface measurement — a new jedec standard for the measurement of the junction-to-case thermal resistance. *2011 27th Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium*, p. 222–229, 2011.

SINGH, S.; PROULX, J.; VASS-VARNAI, A. Measuring the rthjc of power semiconductor components using short pulses. p. 1–4, 2021.

SOFIA, J. Analysis of thermal transient data with synthesized dynamic models for semiconductor devices. *IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology: Part A*, v. 18, n. 1, p. 39–47, 1995.

SOUZA, D. Faria de; GREFF, D. S.; VIDOR, D. L. R. Estimation of igbt module degradation using foster's model and structure function. In: *2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP)*. [S.I.: s.n.], 2023. p. 1–7.

SZÉKELY, V.; Van Bien, T. Fine structure of heat flow path in semiconductor devices: A measurement and identification method. *Solid-State Electronics*, v. 31, n. 9, p. 1363–1368, 1988. ISSN 0038-1101.

WANG, H.; BLAABJERG, F. Power electronics reliability: State of the art and outlook. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 9, n. 6, p. 6476–6493, 2021.

WANG, H.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F. Toward reliable power electronics: Challenges, design tools, and opportunities. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 7, n. 2, p. 17–26, 2013.

WINTRICH ULRICH NICOLAI, W. T. T. R. A. *Application Manual Power Semiconductors*. [S.I.], 2015. v. 1, n. 2, 1-464 p.