

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Tainá Lersch

**ESTUDO E ANÁLISE COMPARATIVA DE PERDAS EM CHAVES  
SEMICONDUTORAS EM ACIONAMENTO DE MOTORES ELÉTRICOS**

Santa Maria, RS  
2022

Tainá Lersch

**ESTUDO E ANÁLISE COMPARATIVA DE PERDAS EM CHAVES SEMICONDUTORAS  
EM ACIONAMENTO DE MOTORES ELÉTRICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica**. Defesa realizada por videoconferência.

ORIENTADOR: Prof. Rodrigo Padilha Vieira

Santa Maria, RS  
2022

**Tainá Lersch**

**ESTUDO E ANÁLISE COMPARATIVA DE PERDAS EM CHAVES SEMICONDUTORAS  
EM ACIONAMENTO DE MOTORES ELÉTRICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica**.

**Aprovado em 15 de fevereiro de 2022:**

---

**Rodrigo Padilha Vieira, Dr. (UFSM)**  
(Presidente/Orientador)

---

**Eduardo Cattani Silva, Bel. (UFSM) (videoconferência)**

---

**Paulo Henrique Alves da Silva e Silva, Bel. (UFSM) (videoconferência)**

Santa Maria, RS  
2022

## **AGRADECIMENTOS**

*Agradeço ao ensino público brasileiro e a todos agentes públicos que me oportunizaram o acesso a educação gratuita e de qualidade. E que nunca esqueçamos dos mais de 75% da população brasileira que, apesar de não terem acesso ao ensino superior, financiam as pesquisas, o ensino e a extensão.*

*Não há uma demanda por engenheiras como há por médicas; Mas sempre há demanda por qualquer um que possa fazer um bom trabalho.*

*(Edith Clarke)*

## RESUMO

# ESTUDO E ANÁLISE COMPARATIVA DE PERDAS EM CHAVES SEMICONDUTORAS EM ACIONAMENTO DE MOTORES ELÉTRICOS

AUTOR: Tainá Lersch

ORIENTADOR: Rodrigo Padilha Vieira

Este trabalho apresenta um estudo comparativo entre as perdas de potência e eficiência de semicondutores IGBTs de silício e MOSFETs de carbeto de silício. Através deste, busca-se estabelecer embasamento teórico para a troca das chaves existentes em bancada de acionamento no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle da Universidade Federal de Santa Maria. O trabalho baseou-se em parâmetros fornecidos por um motor síncrono de ímãs permanentes com tensão nominal de 72V e 70A, acionado por de um inversor de frequência trifásico de dois níveis. O estudo comparou a eficiência de quatro chaves distintas, duas IGBT e duas MOSFET, operando em uma frequência de comutação de 10kHz. As simulações e análises basearam-se em um circuito simplificado representando o sistema de uma fonte de tensão contínua, um inversor de frequência e uma carga trifásica, implementados utilizando o *software Typhoon HIL*. A partir disso, é possível observar que a chave IGBT, atualmente utilizada em bancada, além de sobredimensionada, não foi a mais eficiente. A chave que apresentou maior eficiência foi um MOSFET SiC, que apresentou temperaturas de operação mais elevadas, mas condizentes com o projeto. Ademais, verifica-se outros pontos na bancada, como o fato de que o dissipador de calor e o *gate drives* podem ser revisados, afim de estabelecer um melhor dimensionamento para o sistema.

**Palavras-chave:** EFICIÊNCIA.IGBT.INVERSOR. MOSFET.SIMULAÇÕES.

## ABSTRACT

### STUDY AND COMPARATIVE ANALYSIS OF SEMICONDUCTOR SWITCHES TO DRIVE ELECTRIC MOTORS

AUTHOR: Tainá Lersch

ADVISOR: Rodrigo Padilha Vieira

This work presents a comparative study between the power and efficiency losses of silicon IGBTs semiconductors and silicon carbide MOSFETs. Through this, we seek to establish a theoretical basis for the exchange of existing keys in drive bench at the University's Power and Control Electronics Group Federal of Santa Maria. This was based on parameters provided by a permanent magnet synchronous circuit with rated voltage of 72V and 70A, driven by a two-level three-phase frequency inverter. The study compared the efficiency of four separate switches, two IGBTs and two MOSFETs, operating at a switching frequency of 10kHz. The simulations and analyzes were based on a simplified circuit representing the system of a DC voltage source, a frequency inverter and a load three-phase, implemented using Typhoon HIL software. From this, it is possible to observe that the IGBT key, currently used on the bench, in addition to being oversized, was not the most efficient. The key that presented the highest efficiency was a SiC MOSFET, whose operating temperatures are higher, but consistent with the project. In addition, there are other points on the bench, such as the fact that the heat sink and the *gate drives* can be different, in order to establish a better dimensioning for the system.

**Keywords:** EFFICIENCY.IGBT.INVERTER.MOSFET.SIMULATIONS.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Arquitetura dos sistemas de veículos elétricos híbridos e puros .....	13
Figura 2.2 – Inversor trifásico de dois níveis .....	15
Figura 2.3 – Modulação PWM .....	16
Figura 2.4 – Modulação PWM e inversor .....	16
Figura 2.5 – MOSFET de potência de canal-N .....	20
Figura 2.6 – Canal induzido em um MOSFET de potência .....	20
Figura 2.7 – Regiões de operação do MOSFET .....	21
Figura 2.8 – Estrutura do IGBT .....	22
Figura 2.9 – Diagrama básico de um conversor. ....	23
Figura 2.10 – Microfissuras entre o contato de dois materiais .....	24
Figura 3.1 – Capacitâncias parasitas em um MOSFET .....	26
Figura 3.2 – Tempos de operação do MOSFET .....	27
Figura 3.3 – Formas de onda durante a etapa de <i>turn-on</i> do IGBT .....	29
Figura 3.4 – Formas de onda durante a etapa de <i>turn-off</i> do IGBT .....	30
Figura 3.5 – Modelo de semicondutor com terminal extra para análise termoelétrica ..	31
Figura 3.6 – Diagrama da estrutura do modelo eletrotérmico simplificado .....	32
Figura 3.7 – Conexão do dispositivo com o dissipador de calor .....	32
Figura 3.8 – Rede térmica de (a) Cauer e (b) Foster .....	33
Figura 3.9 – Modelo de sistema termoelétrico .....	33
Figura 4.1 – Simulação no <i>software Typhoon HIL</i> .....	35
Figura 4.2 – Bloco do inversor de frequência no <i>software Typhoon HIL</i> .....	36
Figura 4.3 – Tensão Direta em função da corrente de emissor .....	36
Figura 4.4 – Bloco dos modelos termoelétricos do dissipador e da pasta térmica .....	37
Figura 4.5 – Bloco de Eficiência da Simulação .....	38
Figura 4.6 – Ambiente SCADA .....	39
Figura 4.7 – Dissipador P-300 da empresa SEMIKRON .....	40
Figura 5.1 – Sinais da modulação PWM .....	41
Figura 5.2 – Correntes de saída do inversor .....	42
Figura 5.3 – Temperatura de junção da chave S1 .....	42
Figura 5.4 – Temperatura de junção das chaves S1, S3 e S5 .....	43
Figura 5.5 – Comportamento da temperatura de junção máxima apresentada pela chave FF200R06KE3 .....	44
Figura 5.6 – Comportamento da temperatura de junção máxima apresentada pela chave AIKW75N60C .....	45
Figura 5.7 – Comportamento da temperatura de junção máxima apresentada pela chave SCT3022ALHR .....	46
Figura 5.8 – Comportamento da temperatura de junção máxima apresentada pela chave C3M0015065D .....	47



## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Propriedade dos materiais GaN, Si e SiC .....	18
Tabela 4.1 – Parâmetros das chaves selecionadas.....	40
Tabela 5.1 – Resultados encontrados nas simulações com o IGBT FF200R06KE3 ...	44
Tabela 5.2 – Resultados encontrados nas simulações com o IGBT AIKW75N60C ....	45
Tabela 5.3 – Resultados encontrados nas simulações com o MOSFET SCT3022ALHR	46
Tabela 5.4 – Resultados encontrados nas simulações com o MOSFET C3M0015065D	46

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>10</b>
1.1	MOTIVAÇÕES	10
1.2	OBJETIVOS	11
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO	12
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>13</b>
2.1	VEÍCULOS ELÉTRICOS	13
2.2	INVERSORES	14
<b>2.2.1</b>	<b>Modulação por largura de pulso</b>	<b>15</b>
2.3	MATERIAIS SEMICONDUTORES	17
<b>2.3.1</b>	<b>Características dos materiais semicondutores</b>	<b>17</b>
<b>2.3.2</b>	<b>Eficiência dos materiais semicondutores</b>	<b>18</b>
2.4	CHAVES SEMICONDUTORAS	19
<b>2.4.1</b>	<b>MOSFET de Potência</b>	<b>19</b>
<b>2.4.2</b>	<b>IGBT de Potência</b>	<b>22</b>
2.5	GATE-DRIVES	23
2.6	DISSIPADOR DE CALOR E PASTA TÉRMICA	24
<b>3</b>	<b>ESTUDO DE PERDAS</b>	<b>25</b>
3.1	PERDAS NOS MOSFETS	25
<b>3.1.1</b>	<b>Perdas por Condução</b>	<b>25</b>
<b>3.1.2</b>	<b>Perdas por Comutação</b>	<b>26</b>
3.2	PERDAS NOS IGBTs	28
<b>3.2.1</b>	<b>Perdas por Condução</b>	<b>28</b>
<b>3.2.2</b>	<b>Perdas por Comutação</b>	<b>28</b>
3.3	EFICIÊNCIA DE INVERSORES	30
3.4	MODELO TÉRMICO PARA SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA	30
<b>4</b>	<b>ESTRUTURA DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL</b>	<b>34</b>
4.1	METODOLOGIA	34
4.2	AMBIENTE TYPHOON HIL	35
<b>4.2.1</b>	<b>Inversor</b>	<b>35</b>
<b>4.2.2</b>	<b>Bloco de Eficiência</b>	<b>38</b>
<b>4.2.3</b>	<b>Análise no ambiente SCADA</b>	<b>38</b>
4.3	ELEMENTOS SELECIONADOS PARA O ESTUDO	39
<b>4.3.1</b>	<b>Chaves selecionadas</b>	<b>39</b>
<b>4.3.2</b>	<b>Dissipador térmico e pasta térmica selecionados</b>	<b>40</b>
<b>5</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>41</b>
5.1	ANÁLISES INICIAIS	41
5.2	PERDAS E EFICIÊNCIA	43
<b>6</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS</b>	<b>49</b>
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	50

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 MOTIVAÇÕES

Apesar da concepção de um veículo elétrico (VE) não representar uma inovação, a perspectiva de uma frota mundial de veículos elétricos e híbridos considerável só está sendo possível desde o início do século XXI. Muitos avanços tecnológicos, preocupações ambientais e mudanças no setor elétrico dos países foram, e ainda são, necessárias para que o mercado automobilístico de veículos elétricos continue se desenvolvendo.

Segundo o estudo *Global Electric Vehicle Outlook*, publicado em 2021 pela Agência Internacional de Energia (IEA), as projeções apontam que em 2030 a frota mundial de veículos elétricos chegará a 145 milhões. O estudo também mostra que em 2020 o estoque global de veículos elétricos atingiu a marca de 10 milhões, representando um aumento de 41% em comparação à 2019, demonstrando que as perspectivas para 2030 são realistas (IEA, 2021).

Analisando o crescimento da frota mundial, é possível verificar que nos últimos dez anos, este aumento ocorreu de forma exponencial. Referente as categorias dos veículos apresentados no estudo, a dos veículos leves para passageiros foi a que apresentou maior crescimento, representando mais de 90% da frota total, mostrando que os consumidores individuais também vêm investindo neste setor. A expansão do mercado automobilístico para VEs é impulsionada por diversos fatores, mas pode-se dizer que três deles são os principais responsáveis: a superação de entraves tecnológicos, as preocupações com o meio ambiente, e a segurança energética dos países. (CASTRO, 2010)

Sob a perspectiva do avanço tecnológico, o desenvolvimento e aprimoramento de novos bancos de baterias foi o maior entrave superado nos últimos anos, pois, é essencial que além de econômico, o veículo elétrico possua uma autonomia considerável para se tornar atrativo ao consumidor. Após diversos estudos e melhorias, a ampliação da densidade energética nas baterias possibilita que os automóveis possuam uma autonomia considerável e competitiva no mercado automobilístico. Além disso, o avanço da eletrônica de potência apresenta extrema relevância no quesito eficiência, uma vez que a diminuição das perdas ao transformar e transportar a energia das baterias para o motor elétrico torna o VE mais eficiente.

Dado que avanços tecnológicos permitem que os veículos sejam cada vez mais econômicos e eficientes, o cenário energético e as questões ambientais são as responsáveis pela viabilidade da inserção destes no mercado. A preocupação com as emissões de dióxido de carbono (CO<sub>2</sub>), e outros gases que agravam o efeito estufa, já foi, e ainda é, tema de diversos encontros internacionais entre governos, onde diversos acordos in-

ternacionais já foram firmados com o objetivo de reduzir essas emissões e incentivar o desenvolvimento sustentável de muitos setores.

No setor automobilístico, o desenvolvimento sustentável também é preconizado, uma vez que este setor representa uma das parcelas mais significativas das emissões de CO<sub>2</sub>. De encontro a isto, o elevado potencial de expansão do setor energético nos países, possibilita um olhar otimista sobre a substituição de veículos à combustão interna por veículos elétricos no futuro. Entretanto, apesar das perspectivas e do cenário mundial serem favoráveis à estas mudanças, muitas preocupações acompanham essa tendência, como os impactos da inserção de novas cargas no sistema de distribuição de energia elétrica, a sobrecarga do sistema, e principalmente, a origem da energia utilizada para o carregamento das baterias.

Neste contexto, pode-se dizer que os veículos elétricos passaram de um investimento no futuro para um investimento no presente, pois já apresentam inúmeras vantagens em comparação com veículos à combustão interna. Entretanto, existem diversos pontos à serem considerados e melhorados para aumentar a viabilidade do uso de VEs. Com isso, vê-se a importância do desenvolvimento de novas pesquisas e estudos relacionados à melhoras no projetos de veículos elétricos, uma vez que possibilitarão novos avanços neste setor e, conseqüentemente, maior atratividade ao mercado automobilístico.

Tendo em vista o cenário apresentado, em que os veículos elétricos buscam a competitividade no mercado automobilístico, é necessário que se utilizem dispositivos que apresentem um ótimo rendimento e que auxiliem na durabilidade de todo o sistema elétrico presente em um VE. A eletrônica de potência é muito importante quando se busca este aperfeiçoamento e uma melhora na eficiência destes automóveis, pendendo ser aperfeiçoada com novas técnicas de sistemas microprocessados de alto desempenho.

Neste contexto, o cálculo de perdas é uma etapa essencial em qualquer projeto de um conversor, pois, a partir desse, é possível selecionar o tipo de chave e a tecnologia do semicondutor presente no conversor. Entretanto, esse processo não limita-se em garantir que limites de tensão, corrente e frequência de comutação, é necessário analisar a aplicação específica do dispositivo semicondutor que será empregado, e qual apresenta um melhor rendimento e custo benefício. Além disso, esse cálculo é de extrema importância para o dimensionamento dos dissipadores de calor, que se subdimensionados podem causar danos aos componentes, comprometendo o funcionamento de todo o sistema.

## 1.2 OBJETIVOS

O presente trabalho tem o objetivo realizar um estudo comparativo entre as perdas de energia em aplicações de potência, considerando chaves MOSFET de carbeto de silício e chaves IGBT de silício. Tem-se como base para o estudo à aplicação do conversor

para um motor síncrono de ímãs permanentes, do inglês *permanente magnet synchronous motor* (PMSM).

Para realizar as comparações citadas, foi utilizado o *software Typhoon Hil*. Após o término das simulações, almeja-se estabelecer qual dos dispositivos apresenta melhor rendimento para o caso apresentado, assim, estabelecendo embasamento teórico que justifique a troca das chaves existente em bancada de acionamento no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM).

### 1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho está estruturado em seis capítulos: Capítulo I, com uma introdução ao mercado de veículos elétricos, a importância do cálculo de perdas em conversores e os objetivos gerais do trabalho; Capítulo II, com uma revisão bibliográfica com conceitos básicos necessários para a compreensão do que foi realizado no presente trabalho; Capítulo III, destinado a teoria necessária para realizar um estudo de perda nos semicondutores; Capítulo IV, apresentando a metodologia adotada para realizar o estudo de perdas, bem como, a explicação das simulações realizadas; Capítulo V, os resultados encontrados ao longo do trabalho e por fim, o Capítulo VI, com as conclusões encontradas.

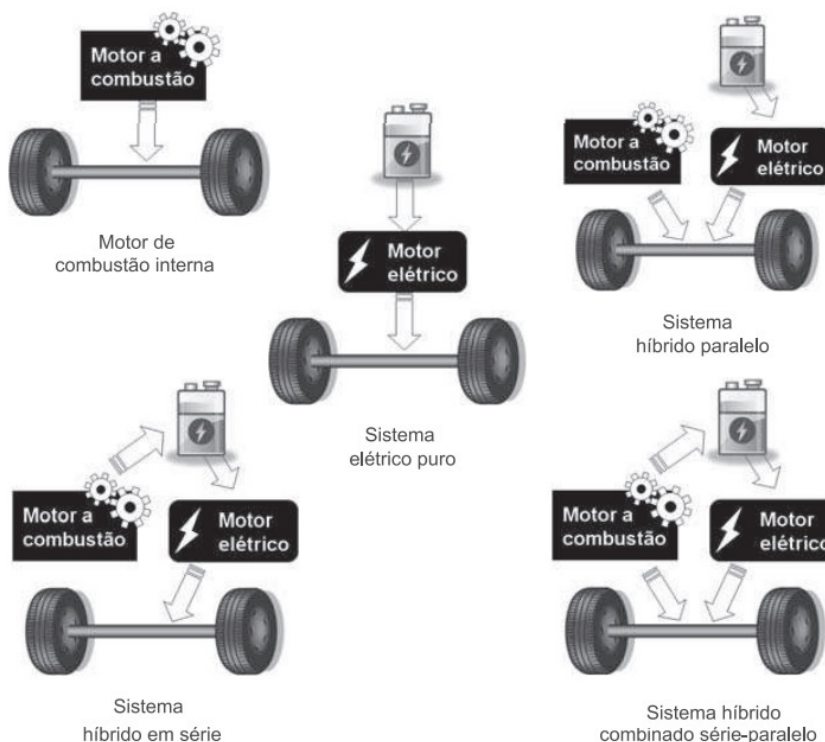
## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 VEÍCULOS ELÉTRICOS

Um veículo elétrico (VE) é aquele ao qual o motor elétrico está relacionado, diretamente ou indiretamente, à tração do veículo. Os veículos à combustão interna podem ter motores elétricos, entretanto, estes são ligados à sistemas periféricos, como o sistema de acionamento de vidros elétricos e sistema de ar condicionado do veículo (CASTRO, 2010).

Os VEs podem ser classificados em duas categorias, híbridos (VEH) e puros (VEP). Sendo que os VEHs possuem uma combinação entre um motor a combustão interna e um sistema elétrico que pode variar, e os VEPs apresentam um sistema puramente elétrico. A Figura 2.1 apresenta a arquitetura básica dos sistemas de VEs híbridos, VEs puros e veículos à combustão interna.

Figura 2.1 – Arquitetura dos sistemas de veículos elétricos híbridos e puros



Fonte: ADAPTADO DE (CASTRO, 2010).

A tração em um veículo exclusivamente com motor à combustão interna é realizada somente pelo mesmo, assim como em um veículo puramente elétrico, em que o motor elétrico, alimentado por um banco de baterias, também é o único responsável pela tração do veículo. Já nos VEHs, existem quatro combinações possíveis dos sistemas mecânicos e

elétricos: o sistema híbrido em série, em que um motor a combustão interna fornece energia ao banco de baterias, que, por sua vez, fornece energia ao motor elétrico, responsável pela tração do veículo; o sistema híbrido paralelo, em que o motor elétrico é alimentado por um banco de baterias, e compartilha a função de tracionar o veículo com o motor a combustão interna; o sistema híbrido combinado série-paralelo, em que o motor a combustão interna pode tanto carregar o banco de baterias quanto tracionar o veículo, assim como o motor elétrico, combinando as vantagens das configurações série e paralelo dos sistemas híbridos; e por fim, o sistema complexo, que não é exemplificado na Figura 2.1, este se assemelha ao sistema combinado série-paralelo, entretanto, no sistema complexo o fluxo de potência do motor elétrico é bidirecional. (CHAN, 2007)

Segundo a metodologia de estudo de CHAN (2007), os VEs podem ser divididos em três subsistemas: o subsistema de energia, envolvendo a fonte de energia e o sistema de gerenciamento e abastecimento de energia; o subsistema auxiliar, composto pela unidade de controle de temperatura, fonte de alimentação auxiliar e unidade de direção hidráulica; e o subsistema de propulsão elétrica, composto pelo controlador eletrônico, conversores estáticos, motores elétricos, transmissão mecânica e rodas motrizes.

No sistema de propulsão elétrica estão presentes conversores estáticos que são circuitos eletrônicos de potência responsáveis pelo fluxo de potência entre a fonte de energia elétrica e a aplicação final. Esses, operam de modo a alterar alguma característica da energia elétrica, como o nível de tensão, forma de onda, ou a frequência da onda, através do uso de chaves semicondutoras, que comutam de forma a realizar a mudança desejada (ARRABÇA; GIMENEZ, 2016). Os inversores de frequência são conversores estáticos que, por meio da conversão de valor fixos de tensão e frequência para valores variáveis, permitem o controle de velocidade de motores elétricos (FRANCHI, 2009).

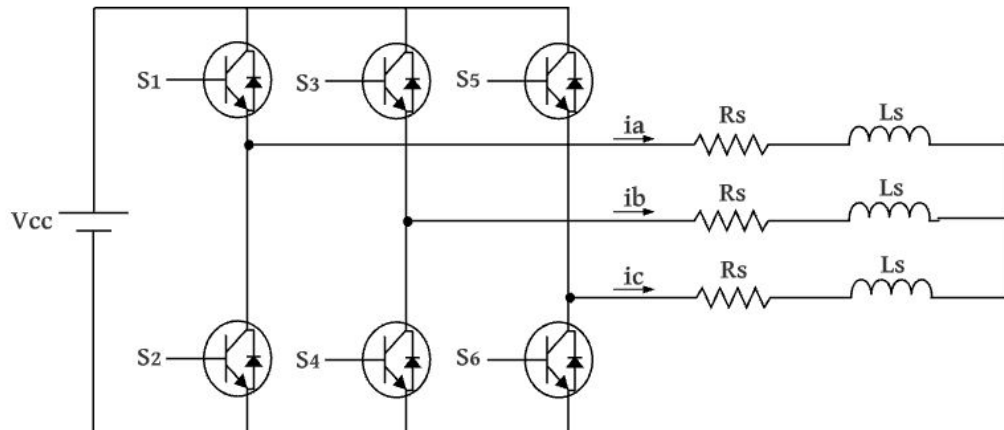
## 2.2 INVERSORES

Os inversores são compostos por duas partes: parte de controle e parte de potência. A primeira é responsável por comandar o inversor, ou seja, deve ser capaz de receber e interpretar as informações recebidas pelos sensores, e deve produzir uma lógica de controle. A parte de potência é composta por todos os dispositivos semicondutores responsáveis pelo processamento de energia, sendo responsável por receber uma tensão CC e processá-la de modo a produzir em sua saída correntes senoidais alternadas (FRANCHI, 2009).

A Figura 2.2 representa um inversor trifásico de dois níveis, cada braço do inversor é composto por duas chaves semicondutoras que comutam de forma complementares entre si, afim de produzir correntes senoidais na saída do inversor. A tensão  $V_{CC}$  representa a tensão do barramento CC;  $R_S$ ,  $L_S$  os parâmetros do motor trifásico;  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  as correntes

trifásicas da saída do conversor;  $S_1$  e  $S_2$  as chaves do primeiro braço;  $S_3$  e  $S_4$  as chaves do segundo braço;  $S_5$  e  $S_6$  as chaves do terceiro braço. O acionamento das chaves é controlado pela parte de controle do inversor, sendo abordada da Subseção 2.2.1.

Figura 2.2 – Inversor trifásico de dois níveis



Fonte: Autor.

### 2.2.1 Modulação por largura de pulso

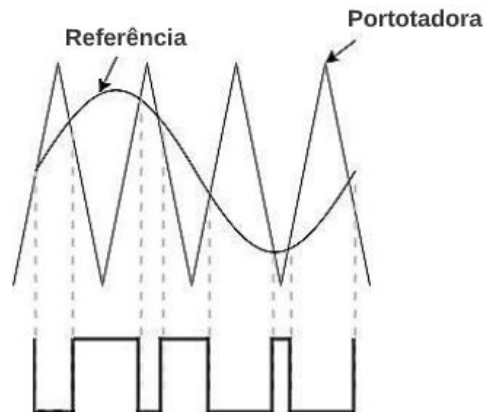
A modulação por largura de pulso, do inglês *pulse width modulation* (PWM), é uma das formas de controle mais utilizadas na eletrônica de potência. Essa técnica consiste em enviar pulsos em alta frequência de modo a acionar os dispositivos semicondutores de chaveamento, com o objetivo de comandar os períodos em que os mesmos estão ligados e desligados.

Para realizar o PWM, um sinal de controle senoidal é comparado com uma portadora triangular, e na saída do comparador tem-se pulsos de larguras que variam de acordo com o resultado da comparação realizada, à exemplo da comparação mostrada na Figura 2.3. A frequência do sinal senoidal aplicado ao comparador é estabelecida de acordo com a frequência desejada na saída do inversor, já a frequência da portadora triangular estabelece a frequência de comutação das chaves. A medida que essa frequência aumenta, a saída apresentará um sinal menos distorcido, aproximando-se cada vez mais da característica senoidal. Entretanto, quando as chaves do inversor operam em altas frequências, a temperatura de operação e as perdas por comutação aumentam, gerando perdas de energia (MORITZ, 2014).

Para motores trifásicos, são necessários três sinais de controle senoidais defasados entre si em  $120^\circ$ , cada sinal será responsável pelo acionamento de um dos braços do inversor (LAZZARI, 2020). Estes sinais senoidais serão comparados com a portadora



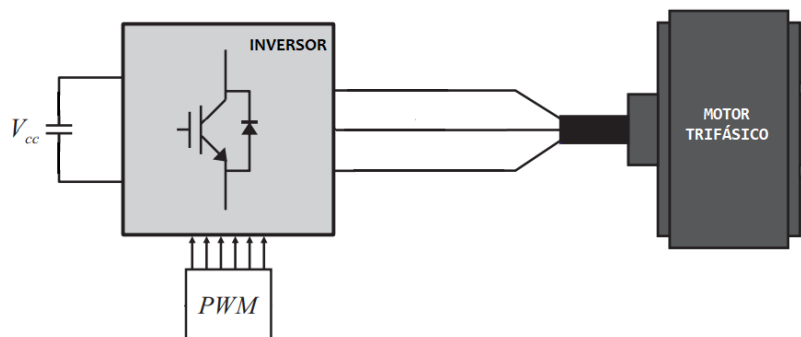
Figura 2.3 – Modulação PWM



Fonte: Autor.

triangular, assim, a saída do inversor apresentará correntes trifásicas senoidais defasadas. A Figura 2.4 apresenta um diagrama de blocos simplificado em que uma fonte de tensão contínua é aplicada a um inversor controlado por um PWM, e suas saídas são aplicadas a um motor trifásico.

Figura 2.4 – Modulação PWM e inversor



Fonte: Adaptado de (LAZZARI, 2020).

Para produzir correntes senoidais na saída do inversor, necessita-se estabelecer uma lógica de acionamento. Utilizando uma estratégia de 6 pulsos por  $120^\circ$  a partir de uma comutação nas chaves, tem-se as seguintes etapas de operação (CHAU, 2015):

- Primeira etapa:  $S_1$  e  $S_6$  estão em condução, e as demais estão bloqueando, logo a tensão na fase A é positiva, na fase B é zero e na fase C é negativa;
- Segunda etapa:  $S_3$  e  $S_6$  estão em condução, e as demais estão bloqueando, logo a tensão na fase A é zero, na fase B é positiva e na fase C é negativa;
- Terceira etapa:  $S_2$  e  $S_3$  estão em condução, e as demais estão bloqueando, logo a tensão na fase A é negativa, na fase B é positiva e na fase C é zero;

- Quarta etapa:  $S_2$  e  $S_5$  estão em condução, e as demais estão bloqueando, logo a tensão na fase A é negativa, na fase B é zero e na fase C é positiva;
- Quinta etapa:  $S_4$  e  $S_5$  estão em condução, e as demais estão bloqueando, logo a tensão na fase A é zero, na fase B é negativa e na fase C é positiva;
- Sexta etapa:  $S_1$  e  $S_4$  estão em condução, e as demais estão bloqueando, logo a tensão na fase A é positiva, na fase B é negativa e na fase C é zero;

## 2.3 MATERIAIS SEMICONDUTORES

Os semicondutores são materiais que possuem características intermediárias entre condutores e isolantes, sendo capazes de operarem como ambos, em determinadas condições. Por possuírem baixa condutividade elétrica, aproximam-se do comportamento de um material isolante, entretanto, sob certos estímulos, os átomos do material se agrupam e se tornam estáveis, passando a conduzir eletricidade. Essa mudança de isolante para condutor ocorre devido a *bandgap*, que fica localizada entre a camada de valência do átomo e a região de condução. Quando um campo elétrico é aplicado sob o material, os elétrons absorvem energia e se tornam elétrons livres, saindo da camada de valência para a camada de condução.

### 2.3.1 Características dos materiais semicondutores

Desde que Bardeen J., Brattain W. H. e Shockley W. inventaram o primeiro semicondutor, diversas pesquisas foram desenvolvidas na área de materiais elétricos, possibilitando o uso dos semicondutores nas mais diversas aplicações. Apesar do germânio ter sido a primeira matéria prima utilizada nestes dispositivos, o silício se tornou o mais utilizado em função de seu maior rendimento, sua abundância e às inúmeras pesquisas voltadas aos processos de fabricação com o material (LIDOW; STRYDOM; ROOIJ, 2015). Entretanto, suas limitações vem abrindo espaço para novos estudos que estão levando a comercialização dos semicondutores de banda larga (*wide banda semicondutores* WBS), como por exemplo o Carbetto de Silício (SiC) e o Nitreto de Gálio (GaN). A substituição do silício pelos novos semicondutores pode resultar em ganhos substanciais no desempenho, eficiência, confiabilidade e menores requisitos de gerenciamento térmico nos conversores (TOLBERT; OZIPENECI; CHINTHAVALI, 2003).

Para definir a qualidade de um elemento semicondutor, necessita-se analisar as características do material utilizado em sua fabricação. A banda de energia (*bandgap*), a

mobilidade de elétrons, o campo elétrico crítico, a permissividade, a condutividade térmica e o ponto de fusão, são as principais, e mais relevantes, características dos materiais utilizados na eletrônica de potência.

A banda de energia, ou também banda proibida, está relacionada à quantidade de energia que um elétron de um material semiconductor, deve absorver para que ultrapasse a banda de valência, e assim o material passe a conduzir eletricidade (COLINGE; COLINGE, 2005). Essa característica, em aplicações de potência, permite que as correntes de fuga sejam menores, e que a temperatura de operação se eleve (LIDOW et al., 2015).

A mobilidade de elétrons está relacionada com a velocidade na qual os elétrons se movem por um material semiconductor, quando impulsionados por um campo elétrico (DUARTE, 2017). Quanto maior a mobilidade de um material, menor a resistência do semiconductor a passagem de elétrons (COLINGE; COLINGE, 2005). Além disso, a alta mobilidade diminui os tempos de comutação e a capacitância de saída.

O campo elétrico crítico determina o valor máximo de campo elétrico à que o material pode ser submetido sem que saia da região estável de operação. Já a permissividade elétrica está relacionada a polarização do material em resposta ao campo elétrico aplicado, ou seja, determina a capacidade de uma substância para resistir ao campo elétrico.

A condutividade térmica está relacionada com a capacidade dos materiais conduzirem energia térmica, e o ponto de fusão designa a temperatura a qual uma substância passa do estado sólido ao estado líquido.

### 2.3.2 Eficiência dos materiais semicondutores

O silício (Si), o carbeto de silício (SiC) e o nitreto de gálio (GaN) são os três materiais que disputam o mercado de semicondutores com aplicações de processamento de energia, atualmente. A Tabela 2.1 apresenta as cinco principais características dos materiais semicondutores, citados anteriormente.

Tabela 2.1 – Propriedade dos materiais GaN, Si e SiC

Parâmetro	Símbolo	Si	SiC	GaN
Bandgap ( $eV$ )	$E_g$	1,12	3,26	3,39
Campo crítico ( $MV/cm$ )	$E_{crit}$	0,23	2,2	3,3
Mobilidade de elétrons ( $cm^2/V \cdot s$ )	$\mu_n$	1400	950	1500
Permissividade	$\epsilon_r$	11,8	9,7	9
Condutividade térmica ( $W/cm \cdot K$ )	$\lambda$	1,5	3,8	1,3
Ponto de fusão ( $^{\circ}C$ )	-	1414	2730	2500

Fonte: (LIDOW, STRYDOM, ROOIJ et al., 2015).

Dentre estes materiais, o carbeto de silício é a tecnologia mais promissora para aplicações de potência elevada. Apesar de possuir uma menor *bandgap*, um menor campo

crítico e pior mobilidade elétrica em comparação ao nitreto gálio, essa diferença é compensada devido sua alta condutividade térmica e elevado ponto de fusão, tornando seu uso atrativo em aplicações em altas temperaturas, frequências e potências (MILLÁN, 2013).

## 2.4 CHAVES SEMICONDUTORAS

Em 1952, R.N.Hall inventou o semicondutor de potência, esse dispositivo, feito de germânio, era capaz de conduzir 35A, sendo o primeiro diodo de potência. Já em 1958, surge o tiristor, a primeira chave com operação parcialmente controlável; e somente em 1960, desenvolveu-se o tiristor totalmente controlável, o *gate turn-off thyristor* (GTO) (ADLER, 1984).

Atualmente, existem diversas tecnologias de transistores para aplicações de chaveamento eletrônico. Entretanto, os MOSFETs e os IGBTs são os mais utilizados em aplicações de potência, uma vez que as demandas por maiores níveis de corrente e por maiores frequências de comutação têm sido exigidas (PRADO et al., 2020), e ambos aprestam bons desempenhos nesses quesitos.

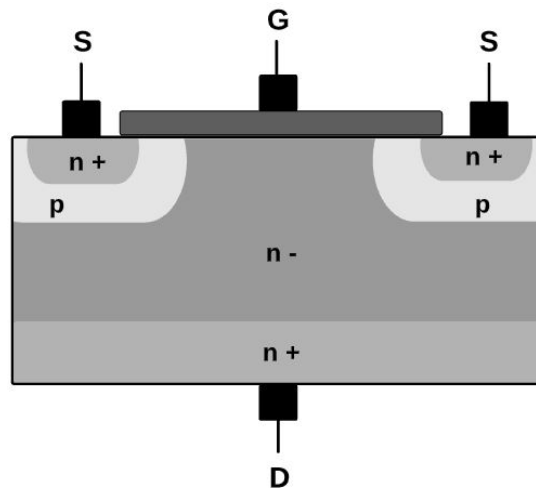
### 2.4.1 MOSFET de Potência

O *Metal Oxide Semiconductor Field Electric Transistor*, conhecido pela abreviação MOSFET, é um dispositivo de três terminais, *drain* (dreno D), a *source* (fonte S) e *gate* (porta G), conhecido como terminal de controle. O nome do dispositivo está atrelado ao seu aspecto construtivo, pois apresenta uma camada isolante composta por um óxido, localizada entre o terminal de porta e o substrato. Essa característica faz com que a impedância de entrada do dispositivo seja muito grande, e assim, a corrente para acionamento é praticamente nula (MARQUES; CRUZ; JÚNIOR, 2012).

O princípio de controle deste dispositivo se dá através da aplicação de uma tensão entre dois terminais para controlar o fluxo de corrente no terceiro terminal, deste modo, funcionando como uma fonte controlada ou como um interruptor eletrônico. A Figura 2.5 apresenta um MOSFET com estrutura vertical, a qual emprega-se em aplicações de eletrônica de potência. Neste, os contatos entre fonte e dreno estão em superfícies opostas, proporcionando ao transistor maior capacidade de suportar tensões elevadas e, assim, aumentar o nível de potência (FRANCHI, 2009).

O MOSFET é construído por camadas  $p$ , com excesso de lacunas ( $n^-$ ), e  $n$ , com excesso de elétrons ( $n^+$ ), podendo ser do tipo canal-N ou canal-P. Um MOSFET de canal-N tem em contato com os terminais dreno e fonte do dispositivo um material dopado de modo que apresente excesso de elétrons, já o substrato é composto de um material dopado

Figura 2.5 – MOSFET de potência de canal-N

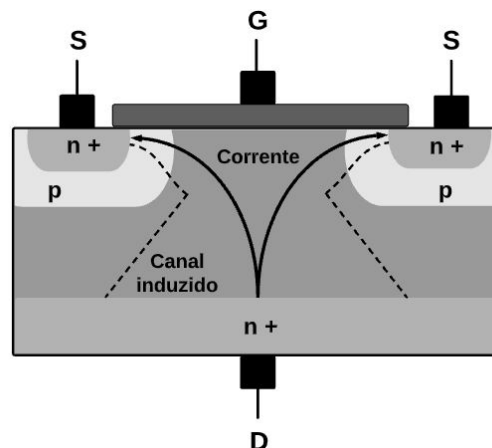


Fonte: Autor.

de forma que apresente excesso de lacunas. Devido à questões de portabilidade dos elétrons e por apresentar uma resistência de condução aproximadamente três vezes maior, os MOSFETs de canal-P são pouco utilizado em aplicações de eletrônica de potência (BALIGA, 2008).

Ao aplicar uma tensão positiva sob a porta (G) um campo elétrico surge próximo à esta região, isto ocorre devido a característica do material do tipo *p* repelir cargas positivas. Se o campo elétrico for intenso o suficiente, entre os terminais dreno (D) e fonte (S), um canal irá se formar, como mostra a Figura 2.6 (MARQUES; CRUZ; JÚNIOR, 2012).

Figura 2.6 – Canal induzido em um MOSFET de potência

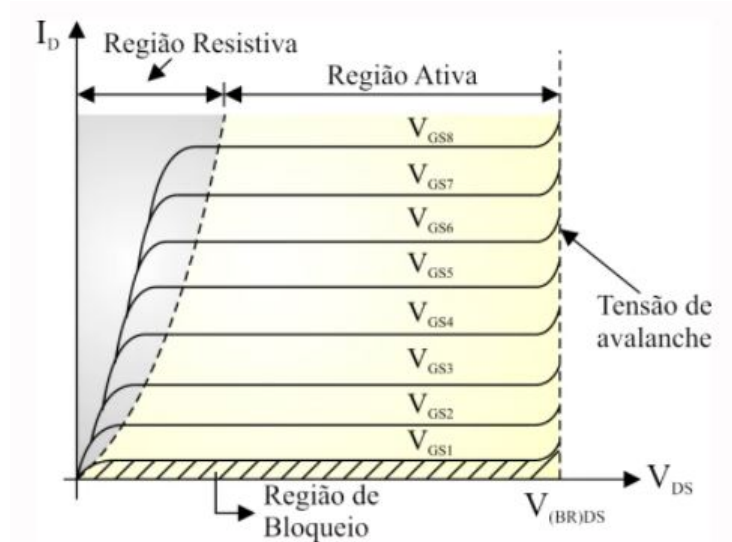


Fonte: Autor.

Na eletrônica de potência, o transistor MOSFET opera basicamente como um interruptor em que, ora está conduzindo corrente, ora bloqueando a circulação de corrente, ou seja, o sinal de controle é usado para fazer com que a corrente no terceiro terminal vá de zero até um valor desejado (PAULA, 2020). Entretanto, os MOSFETs operam de diferentes

formas conforme a região à qual são submetidos, a Figura 2.7 exemplifica as três regiões nas quais esses dispositivos podem atuar .

Figura 2.7 – Regiões de operação do MOSFET



Fonte: (MARQUES; CRUZ; JÚNIOR, 2012).

A região de bloqueio, ou região de corte, representa o estado bloqueado do transistor MOSFET, em que há ausência de tensão entre dreno e fonte  $V_{GS}$ , ou uma  $V_{GS}$  que não superar a tensão limiar, ou tensão de *threshold* ( $V_{th}$ ), a qual representa a tensão de gate mínima necessária para colocar o transistor em condução. A região ativa, ou região linear, é definida como a região em que o MOSFET opera com corrente constante. Nessa, a corrente de dreno  $I_D$  sofre pouca variação em relação a tensão entre dreno e fonte  $V_{DS}$ , e apresenta uma relação linear com  $V_{GS}$ . Entretanto, quando operando nessa região, os transistores produzem altos níveis de perdas, pois os níveis de  $I_D$  e de  $V_{DS}$  aumentam, ocasionando grandes perdas por condução. Na região regressiva, ou região de triodo, a resistência de condução entre as portas dreno e fonte ( $R_{DSon}$ ) apresenta característica constante, dependendo da tensão  $V_{DS}$ . Sendo assim, as regiões regressiva e de bloqueio, são as regiões onde se tem interesse que o MOSFET de potência opere, para funcionar como um interruptor que conduz e bloqueia com o menor número de perdas possíveis.

As três regiões de operação citadas podem ser definidas pelas equações (2.1), (2.2) e (2.3):

- Região de corte:

$$V_{GS} < V_{th} \quad (2.1)$$

- Região de Saturação:

$$V_{DS} > V_{GS} - V_{th} \quad e \quad V_{GS} > V_{th} \quad (2.2)$$

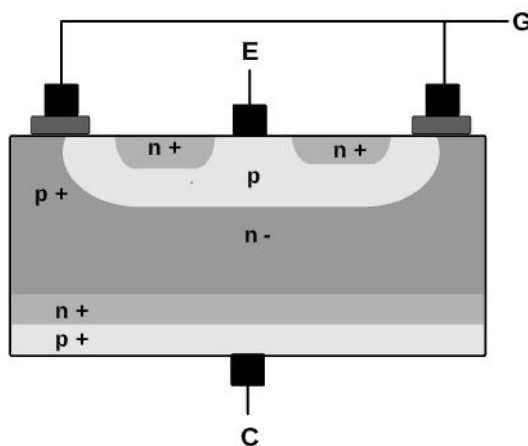
- Região de triodo:

$$V_{DS} < V_{GS} - V_{th} \quad e \quad V_{GS} > V_{th} \quad (2.3)$$

#### 2.4.2 IGBT de Potência

O *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT), é um dispositivo de três terminais com estrutura e regiões de operação muito similares à do MOSFET, tendo como principal diferença a inclusão de uma camada com excesso de lacunas ( $p^+$ ) onde é conectado o coletor. Essa camada é a responsável pela característica bipolar da chave, pois com ela, o terminal de porta é conectado à duas regiões de difusão, uma do tipo  $p^+$  e outra  $n^+$ . A Figura 2.8 mostra a estrutura do IGBT descrita.

Figura 2.8 – Estrutura do IGBT



Fonte: Autor.

Ao aplicar uma tensão positiva entre porta e emissor, uma corrente de pequena intensidade circula pela porta do dispositivo, carregando a capacitância parasita que existe entre a porta e o semiconductor abaixo do terminal, fazendo com que surja um campo elétrico que atrai os elétrons livres na região  $n^-$ . Quando a tensão aplicada supera a tensão limiar ( $V_{th}$ ), o número de elétrons livres atraídos pelo campo elétrico aumenta ao ponto de que a região passa de  $n^-$  para  $n^+$ , esta mudança é denominada de inversão ou canal.

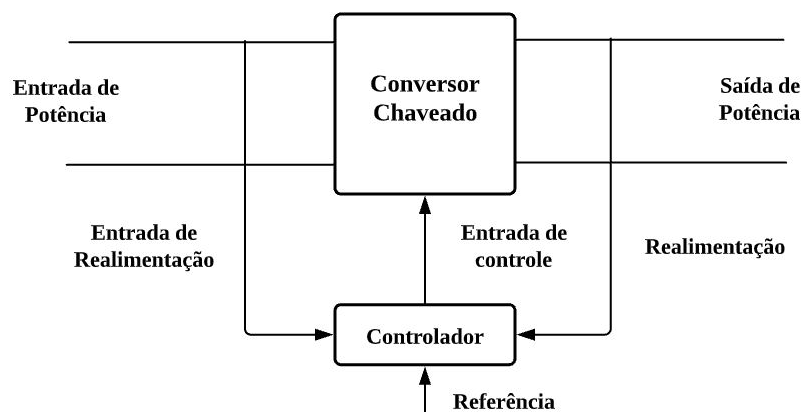
Com a formação do canal, há a condução de corrente através de uma região na junção entre  $p^+$  e  $n^+$  do terminal do emissor. Dessa forma elétrons são transportados através do canal até a região de arrastamento, indicada na Figura 2.8 como *drift region*, onde irão compor a corrente que circula pela junção J3, fazendo o dispositivo entrar em condução (BASCOPE; PERIN, 1997).

## 2.5 GATE-DRIVES

Um circuito conversor de potência pode ser dividido em três partes: o estágio de potência, ou seja, circuito que conecta a entrada à carga através circuitos de RLC e chaves semicondutoras; o estágio de controle, responsável por garantir a saída desejada através de uma lei de controle compatível com o circuito; e o sistema que conecta os dois últimos, conhecido como *gate-drives*.

A Figura 2.9 exemplifica o princípio de funcionamento de um conversor, em que a entrada de potência passa por um conversor chaveado que gera a saída de potência, que é aplicada à carga. Em paralelo à isto, a entrada de potência é aplicada ao controlador, a "entrada de realimentação", o mesmo ocorre com a saída de potência, que também é aplicada ao controlador, a "realimentação", o controlador recebe e processa ambas informações e gera a "entrada de controle", que é aplicada ao conversor afim de controlá-lo, assim como o desejado.

Figura 2.9 – Diagrama básico de um conversor.



Fonte: Adaptado de (BERNARDO, 2019).

Os gate-drives são os circuitos auxiliares que compatibilizam os sinais provenientes do circuito de controle e a tensão ou corrente necessária para acionar as chaves semicondutoras. Além disso, esses circuitos isolam os sinais entre os circuitos de comando e potência e apresentam proteções contra curto-circuitos e sobrecorrentes (RESTREPO, 2018). Por isto, os gate-drives são partes fundamentais de qualquer conversor, pois esses asseguram uma boa e íntegra comunicação entre os estágios de potência e controle, fornecendo segurança operacional ao conjunto.



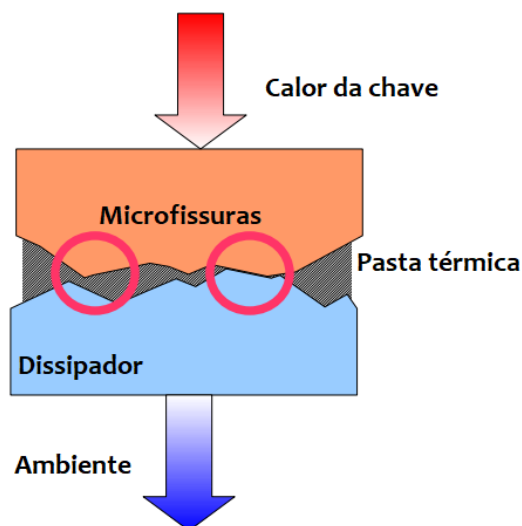
## 2.6 DISSIPADOR DE CALOR E PASTA TÉRMICA

Um dissipador de térmico, ou de calor, é um mecanismo utilizado para dissipar a energia térmica. Este sistema funciona pelo fenômeno físico da condução térmica e busca minimizar a temperatura de operação de determinados dispositivos, funcionando como uma fuga para o fluxo térmico.

Os dissipadores podem ser classificados em: passivos e ativos. Os dissipadores passivos não possuem mecanismos móveis, como ventoinhas ou líquidos resfriadores; geralmente são blocos de alumínio ou cobre que permanecem em contato com as superfícies que se deseja resfriar. Já os dissipadores ativos, possuem partes móveis, como por exemplo, as ventoinhas usadas em computadores (PEREIRA; MORAES, 2019). Os dissipadores ativos apresentam desempenho elevado quando comparado aos dissipadores passivos, entretanto, também apresentam maior custo e complexabilidade.

O desempenho dos dissipadores podem ser potencializados através da utilização de pastas térmicas, que são líquidos viscosos aplicados nas superfícies entre o dispositivo originador de calor, e o dissipador térmico. Essa pasta atua como condutor de calor e serve para minimizar o efeito da rugosidade das superfícies, uma vez que sempre que duas superfícies entrarem em contato existirão microfissuras entre os materiais, como mostra a Figura 2.10. Se tratando de transferência térmica é muito importante tratar essas fissuras, pois os pontos do material que não estiverem em contato com o dissipador de calor irão apresentar maiores temperaturas, posto que a transferência de calor não será tão efetiva quanto nos pontos que estão em contato (SCHULZ; ALLEN; POHL, 2012).

Figura 2.10 – Microfissuras entre o contato de dois materiais



Fonte: Adaptado de (SCHULZ; ALLEN; POHL, 2012).

### 3 ESTUDO DE PERDAS

As perdas nos semicondutores são divididas em: perdas por condução e perdas por comutação. As perdas por condução são oriundas da queda de tensão entre os terminais dos interruptores controlados quando estão na etapa de condução. Já as perdas por comutação são oriundas das transições entre os estados de condução e bloqueio dos interruptores, uma vez que estes não são ideais, e assim, estas não ocorrem instantaneamente. O estudo e a estimativa destas perdas são essenciais para os projetos de conversores estáticos, uma vez que são fatores cruciais para o dimensionamento do sistema de dissipação térmica, além de serem importantes para análise do rendimento do projeto.

#### 3.1 PERDAS NOS MOSFETS

##### 3.1.1 Perdas por Condução

As perdas por condução no MOSFET são oriundas da queda de tensão entre os terminais devido ao comportamento resistivo neste estágio (SARTORI, 2009). Sendo assim, a potência dissipada pela condução do MOSFET pode ser estimada como o produto entre a resistência de condução  $R_{DS_{on}}$ , e a corrente eficaz  $I_{rms}$  que percorre o dispositivo:

$$P_{cond} = R_{DS_{on}} \cdot I_{rms}^2 \quad (3.1)$$

Entretanto, a resistência  $R_{DS_{on}}$ , fornecida pela folha de dados do fabricante, apresenta elevadas variações em função do aumento da temperatura de operação, assim, necessita-se analisar este comportamento para estimar de forma mais precisa as perdas por condução. A equação (3.2) apresenta a relação entre a variação da resistência em função da temperatura (PERRET, 2009):

$$R_{DS_{on}}(T_j) = R_{DS_{on}}(25^\circ) \cdot \left(\frac{T_j}{T_{jo}}\right)^\alpha \quad (3.2)$$

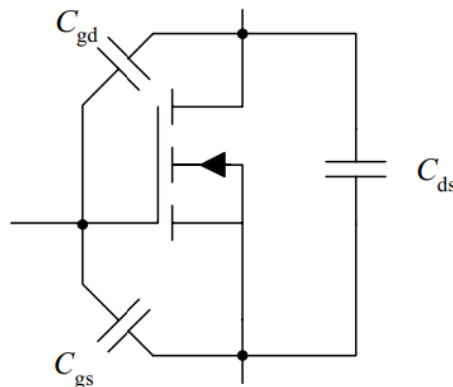
Em que  $T_j$  é a temperatura de junção e  $\alpha$  é um coeficiente padrão que varia de acordo com as tensões dreno-fonte a qual o dispositivo está submetidos. (PERRET, 2009).

### 3.1.2 Perdas por Comutação

A dissipação de energia devido a comutação das chaves é ocasionada pela não idealidade dos dispositivos, e em um regime de operação em altas frequências, estas podem superar as perdas por condução. Sendo assim, para analisar a eficiência de um conversor, é muito importante analisar as potências dissipadas nos processos de entrada de condução (*turn-on*) e de bloqueio (*turn-off*).

As capacitâncias parasitas surgem quando dois condutores elétricos estão próximos e há uma diferença de potencial entre eles, assim funcionando como um capacitor. Estão presentes nas chaves, entre seus terminais, porta-fonte ( $C_{GS}$ ), porta-dreno ( $C_{GD}$ ) e dreno-fonte ( $C_{DS}$ ), representadas na Figura 3.1, sendo parâmetros muito importantes para analisar o comportamento de comutação. Entretanto, a grande dificuldade está no fato de que essas capacitâncias não são lineares e dependem da estrutura do dispositivo e das tensões de polarização (RASHID, 2011).

Figura 3.1 – Capacitâncias parasitas em um MOSFET



Fonte: Adaptado de (RASHID, 2011).

Na folha de dados do fabricante, as capacitâncias encontradas são: capacitância de entrada  $C_{iss}$ ; capacitância de saída  $C_{oss}$ ; capacitância de transferência reversa  $C_{rss}$ . As equações (3.3), (3.4) e (3.5) relacionam as capacitâncias encontradas na folha de dados com  $C_{GS}$ ,  $C_{GD}$  e  $C_{DS}$ , citadas anteriormente (RASHID, 2011).

$$C_{GD} = C_{rss} \quad (3.3)$$

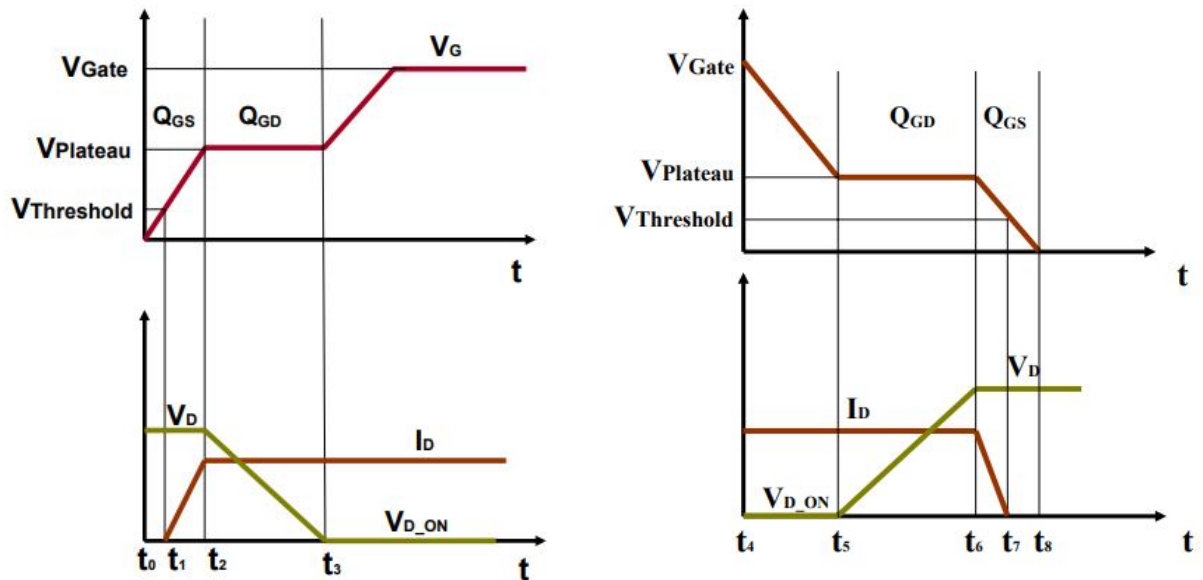
$$C_{GS} = C_{iss} - C_{rss} \quad (3.4)$$

$$C_{DS} = C_{oss} - C_{rss} \quad (3.5)$$

A sobreposição entre tensões e correntes durante a entrada e saída das etapas de condução é um fator importantíssimo para o cálculo de perdas, sendo necessário deter-

minar os tempos em que essas transições ocorrem. A Figura 3.2a representa os tempos referentes a entrada de condução e a Figura 3.2b os tempos referentes a saída de condução do MOSFET.

Figura 3.2 – Tempos de operação do MOSFET



(a) Entrada em condução do MOSFET.

(b) Saída em condução do MOSFET.

Fonte: Adaptado de (SARTORI, 2009).

O período de entrada de condução do MOSFET pode ser dividido em quatro estágios:

- $t_0$  a  $t_1$ : neste período, a tensão de porta ( $V_G$ ) ainda não superou a tensão de *threshold* ( $V_{th}$ ), logo não há circulação de corrente pelo dreno ( $I_D$ );
- ;  $t_1$  a  $t_2$ : assim que a tensão  $V_G$  supera  $V_{th}$  a corrente começa a circular pelo dreno até que o capacitor presente entre a porta e fonte ( $C_{GS}$ ) se carregue completamente;
- $t_2$  a  $t_3$ : uma vez que  $C_{GS}$  está carregado,  $C_{GS}$  passa a ser carregado durante o platô ;
- $t_3$  a  $t_4$ : neste período, o MOSFET entra em condução e a tensão sobre ele passa a ser o equivalente às perdas por condução.

O período de saída de condução do MOSFET também pode ser dividido em quatro estágios:

- $t_4$  a  $t_5$ : neste período, a tensão  $V_G$  começa a decair;
- $t_5$  a  $t_6$ : a tensão sobre o MOSFET aumenta e a corrente  $I_D$  permanece constante devido o carregamento do capacitor entre a porta e o dreno ( $C_{GD}$ );

- $t_6$  a  $t_7$ : a tensão  $V_D$  se estabiliza e a corrente  $I_D$  decai a medida que  $C_{GS}$  descarrega;
- $t_7$  a  $t_8$ : neste período toda a carga de  $C_{GS}$  descarrega e a corrente  $I_D$  é nula.

Para calcular as perdas oriundas das transição descritas, considerando a frequência de chaveamento ( $f_s$ ), utilizam-se as Equações (3.6) e (3.7), referentes a perdas por *turn-on* e *turn-off*, respectivamente. Usualmente, nas folhas de dados, os parâmetros relacionados as perdas nos dispositivos são disponibilizados através da energia, que relaciona a tensão, corrente e os tempos de transição.

$$P_{ON} = V_D \cdot \frac{I_D}{2} \cdot f_s \cdot (t_3 - t_1) \quad (3.6)$$

$$P_{OFF} = V_D \cdot \frac{I_D}{2} \cdot f_s \cdot (t_7 - t_5) \quad (3.7)$$

## 3.2 PERDAS NOS IGBTs

### 3.2.1 Perdas por Condução

As perdas por condução nos IGBTs são determinadas pelo produto da tensão coletor emissor ( $V_{CE}$ ) e pela corrente instantânea no coletor ( $I_C$ ) (SARTORI, 2009). Entretanto, estes valores são correlacionados com a temperatura de junção ( $T_j$ ), sendo disponibilizados pelos fabricantes em curvas  $V_{CE}$  X  $I_C$  em função de  $T_j$ .

A Equação (3.8) apresenta a expressão para calculo de perdas por condução em um IGBT considerando uma modulação PWM. Nessa,  $I_{CMD}$  é o valor médio da corrente de coletor durante a condução,  $V_{CEN}$  é o valor da tensão de saturação coletor-emissor na corrente nominal,  $V_{CEO}$  é o valor de limiar da tensão de saturação coletor-emissor,  $I_{CMD}$  é o valor médio da corrente de coletor durante a condução,  $I_{CN}$  é a corrente nominal de coletor e  $D$  é razão cíclica a qual a chave está operando (MORITZ, 2014).

$$P_{cond} = I_{CMD} \cdot D \cdot [(V_{CEN} - V_{CEO}) \cdot \frac{I_{CMD}}{I_{CN}} + V_{CEO}] \quad (3.8)$$

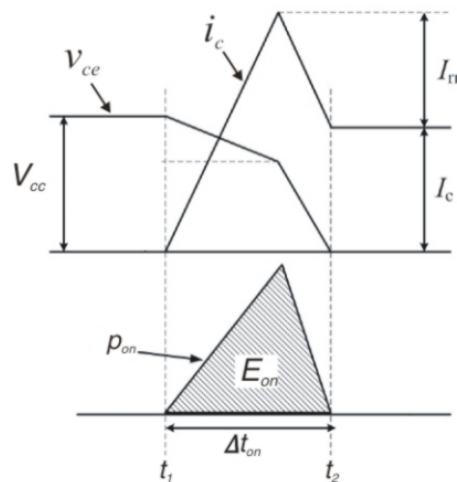
### 3.2.2 Perdas por Comutação

As perdas por comutação em um IGBT se assemelham as perdas por comutação em um MOSFET, onde deve-se considerar a influencia das capacitâncias parasitas e os

tempos de *turn on* e *turn off*. Entretanto, na saída de condução dos IGBTs, as perdas são mais elevadas devido a corrente de cauda (BAZZO, 2010).

Quando o *gate* do IGBT é acionado, a tensão  $V_G$  se eleva até superar a tensão  $V_{th}$ , durante esse período, a corrente  $I_C$  é nula; após a  $V_G$  superar  $V_{th}$ ,  $I_C$  cresce e a tensão coletor-emissor  $V_{ce}$ , que antes era equivalente a tensão de alimentação CC, sofre uma queda. A corrente  $I_c$  cresce até seu valor máximo, originando o pico de corrente oriundo da corrente de recuperação reversa do diodo e, logo após, se estabiliza em seu valor nominal (BAZZO, 2010). O comportamento descrito é representando na Figura 3.3, que traz um modelo linear das curvas de transição e a representação gráfica do somatório de perdas no período de *turn-on*.

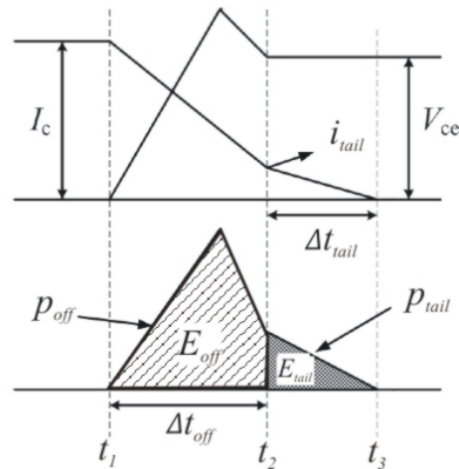
Figura 3.3 – Formas de onda durante a etapa de *turn-on* do IGBT



Fonte: (HUANG, 2008).

De maneira análoga, quando a porta do IGBT é acionada de modo a bloquear a passagem de corrente,  $I_C$  começa a decair e  $V_{ce}$  começa a crescer até seu valor máximo, logo após, essa tensão se estabiliza em seu valor nominal. Entretanto, as perdas durante o *turn-off* não se resumem as perdas por transição, nesta etapa deve-se considerar o efeito da corrente de cauda, que apresenta um decaimento mais lento em relação a corrente de coletor. O comportamento descrito é representando na Figura 3.4, que traz um modelo linear das curvas de transição e a representação gráfica do somatório de perdas no período de *turn-off* e as perdas oriundas dos efeitos da corrente de cauda.

Figura 3.4 – Formas de onda durante a etapa de *turn-off* do IGBT



Fonte: (HUANG, 2008).

### 3.3 EFICIÊNCIA DE INVERSORES

A eficiência de um inversor de frequência está diretamente associada à perda de potência, ou potência dissipada, durante o processo de conversão de corrente contínua para corrente alternada. Para realizar o cálculo da eficiência, basta saber a potência de entrada ( $P_{in}$ ) e saída ( $P_{out}$ ) do inversor, ou a potência dissipada ( $P_{diss}$ ). Assim, seguindo as Equações (3.9) e (3.10).

$$\eta(\%) = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\% \quad (3.9)$$

$$\eta(\%) = \frac{P_{in} - P_{diss}}{P_{in}} \cdot 100\% \quad (3.10)$$

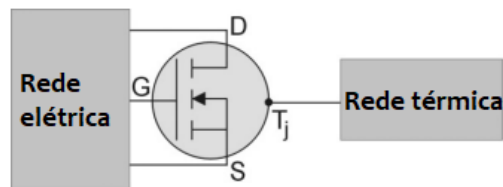
### 3.4 MODELO TÉRMICO PARA SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA

Todos os componentes, sejam capacitores, indutores ou dispositivos semicondutores possuem uma máxima temperatura de operação, que é especificada pelos fabricantes. A confiabilidade, a eficiência e a durabilidade dos componentes varia de acordo com a temperatura em que estes operam, além disso, quando excedem sua temperatura máxima de operação, colocam todo o sistema elétrico em risco.

Ademais, a temperatura e o comportamento termoelétrico, ao qual os componentes operam, afetam diversos parâmetros físicos e influenciam diretamente as perdas de energia, principalmente se tratando de dispositivos semicondutores. Para realizar análise

ses termoeletricas, diversos modelos trazem a adiçao de um terminal extra no modelo dos semicondutores, como mostra a Figura 3.5. Este terminal extra permite o acesso a informaçoes instantaneas referentes a temperatura de junçao do dispositivo ( $T_j$ ) e representa a conexao entre a parte ativa da chave e a rede termica (IGIC et al., 2002).

Figura 3.5 – Modelo de semicondutor com terminal extra para análise termoeletrica



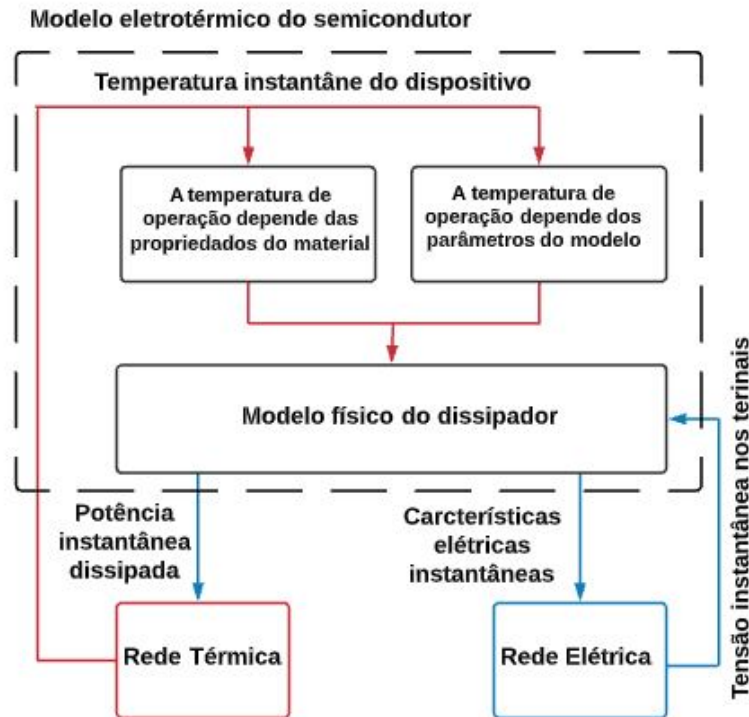
Fonte: Adaptado de (IGIC et al., 2002).

A estrutura simplificada da interaçao entre a rede elétrica e a rede térmica dos dispositivos semicondutores é representada na Figura 3.6. Os valores instantaneos estimados de temperatura são dependentes das propriedades do material semicondutor utilizado, bem como, dos parâmetros do modelo de chave. Os valores de temperatura encontrados são usados para alimentar o modelo físico simplificado do dispositivo, que também possui como entrada a tensão instantanea nos terminais. Com os resultados encontrados, é possível obter as saídas da rede elétrica, ou seja, as características elétricas instantaneas, e da rede térmica, ou seja, a potência instantanea dissipada.

Nos inversores, é inviável analisar o comportamento termoeletrico dos dispositivos semicondutores isoladamente, pois a temperatura de junção dos dispositivos dependem de outros fatores, como a temperatura ambiente, temperatura externa do dispositivo, bem como das características da pasta térmica e do dissipador de calor que estão sendo utilizados junto as chaves semicondutoras. A Figura 3.7 representa, simplificada, a interaçao física entre o componente, ou seja, os semicondutores, a pasta térmica e o dissipador de calor.

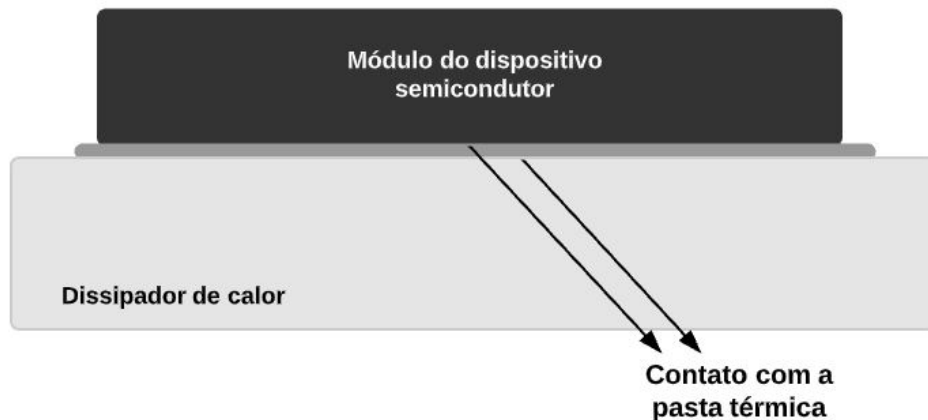


Figura 3.6 – Diagrama da estrutura do modelo eletrotérmico simplificado



Fonte: Adaptado de (IGIC et al., 2002).

Figura 3.7 – Conexão do dispositivo com o dissipador de calor

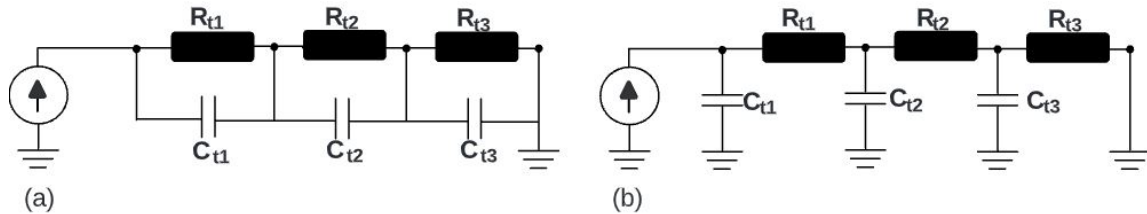


Fonte: Autor.

As redes de Cauer e Foster são usadas para modelar a parte térmica da interação termoelétrica nas chaves, ambas são baseados em circuitos RC. A rede de Foster não apresenta bom desempenho ao identificar o caminho pelo qual percorre o fluxo de calor, devido as capacitâncias nó a nó, como representa na Figura 3.8(a). Já a rede de Cauer, representada na Figura 3.8(b), apresenta uma ótima aproximação do fluxo de calor percorrido pelo dispositivo, dando um real sentido físico a modelagem, uma vez que possuiu

capacitâncias conectadas do nó a referência que faz com que a corrente, que representa o fluxo de calor, flua apenas em um sentido (MASANA, 2001).

Figura 3.8 – Rede térmica de (a) Cauer e (b) Foster

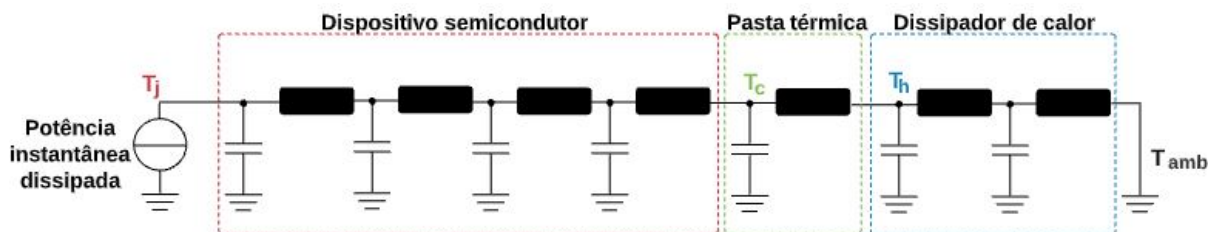


Fonte: Autor.

Existem equivalência entre as redes, por isso muitas vezes utiliza-se a rede de Foster, que apresenta uma maior facilidade para estimativa e é mais utilizada nas folhas de dados, para determinar o valor das resistências e capacitâncias, e uma mudança é realizada para a rede de Cauer. Os valores de  $R_{1,2,3}$  e  $C_{1,2,3}$  podem ser obtidos através da resposta térmica transitória do dispositivo em função de uma excitação conhecida, as folhas de dados dos dispositivos semicondutores já apresentam esses valores.

Para as análises termoelétricas de sistemas como o da Figura 3.7, baseadas em redes de Cauer e Foster, necessita-se obter as temperaturas em cada parcela do sistema para garantir que os limites operacionais não se excedam. A temperatura de junção do dispositivo semicondutor é afetada por todas as outras temperaturas, a exemplo tem-se o modelo de sistema térmico da Figura 3.9 baseado em redes de Cauer, ou modelo de fração continuada.

Figura 3.9 – Modelo de sistema termoelétrico



Fonte: Autor.

Neste modelo, analisa-se o comportamento individual de cada componente e o efeito sequencial nos adjacentes, ou seja, a temperatura ambiente ( $T_a$ ) serve como referência para a temperatura do dissipador de calor ( $T_h$ ). Por sua vez,  $T_h$  serve como referência para a temperatura do encapsulamento do dispositivo ( $T_c$ ), que por fim serve como referência para a temperatura de junção ( $T_j$ ), que também considera os parâmetros elétricos a qual o dispositivos está sendo submetido.

## 4 ESTRUTURA DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

Para realizar um estudo de perdas em inversores de frequência, devem se considerar diversos fatores de projeto, como: tecnologia utilizada para comutação, material semicondutor utilizado, frequência de operação, tensão no barramento CC e corrente máxima de operação. Sendo assim, para obter alguns destes parâmetros, necessita-se estabelecer a aplicação final do inversor, pois este deve ser pensado de forma a suprir os requisitos demandados.

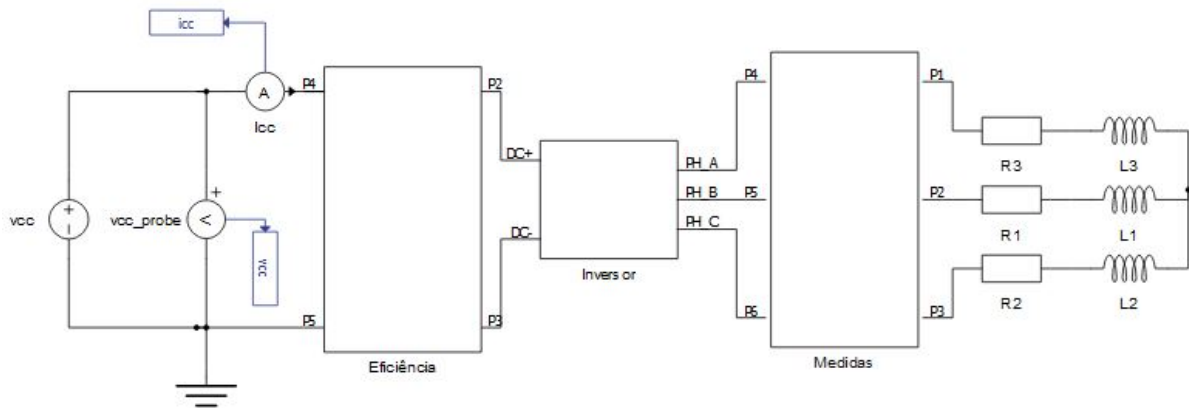
Desta forma, para realizar um comparativo entre as perdas de energia em um inversor de frequência trifásico de dois níveis utilizando transistores IGBT de silício e MOSFET de carbeto de silício, elaborou-se uma simulação de um circuito simplificado representando o sistema de uma fonte de tensão contínua, um inversor de frequência e uma carga trifásica. Essa simulação é realizada utilizando o ambiente de edição de esquemático do *software Typhoon HIL*. Os dados obtidos através da simulação são analisadas no ambiente SCADA (Sistema de Supervisão e Aquisição de Dados).

### 4.1 METODOLOGIA

Para realizar as simulações, utilizou-se o *software Typhoon HIL* da empresa *Typhoon HIL Inc.*. Este *software* permite realizar simulações em *Hardware-in-the-Loop (C-HIL)*, sistema de retroalimentação composto por versões virtuais de diversos sensores e atuadores conectados a um computador central que processa as informações. Este método é muito utilizado na área de eletrônica de potência, micro redes e redes de distribuição, uma vez que permitem analisar os sistemas em tempo real, considerando suas não idealidades.

Utilizando o ambiente de editor de esquemático do *software Typhoon HIL*, elaborou-se o circuito de teste desta monografia, como mostra a Figura 4.1. Composto por uma fonte de tensão de 72V, simulando o barramento CC de um banco de baterias; o bloco do inversor de frequência, composto por um inversor trifásico de dois níveis e pelas redes térmicas do inversor e do dissipador de calor; e uma carga trifásica variável. Utilizam-se estes elementos para simular, mesmo que simplificadamente, o circuito de acionamento do motor PMSM presente em bacada no laboratório.

Figura 4.1 – Simulação no software *Typhoon HIL*



Fonte: Autor.

## 4.2 AMBIENTE TYPHOON HIL

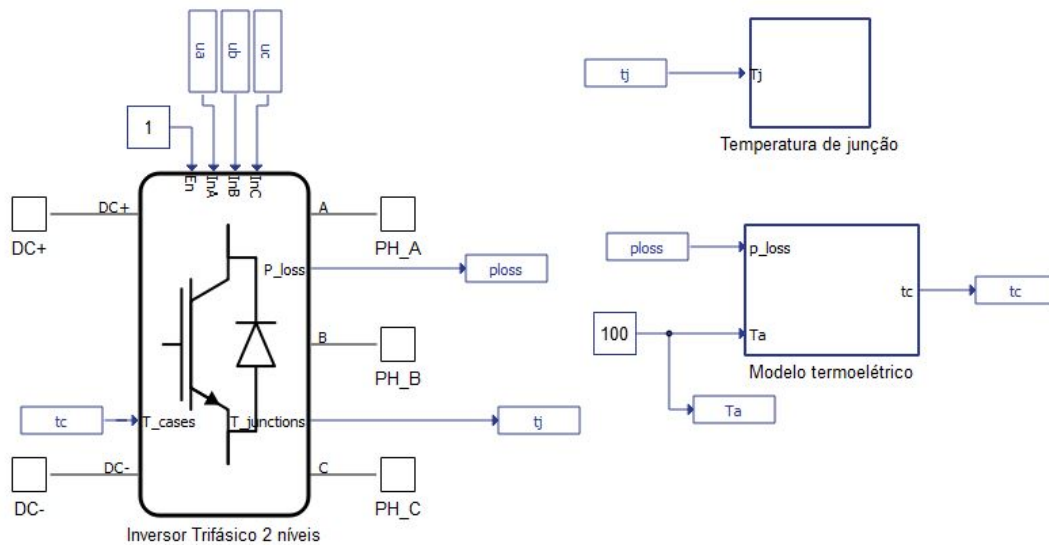
### 4.2.1 Inversor

No bloco do inversor, estão presentes os elementos mostrados na Figura 4.2, contendo três blocos: o inversor trifásico, o modelo termoelétrico e temperatura de junção. O barramento CC é diretamente conectado no bloco do inversor, assim como um sinal para ativar/desativar o modulador PWM, onde neste caso, deseja-se que a modulação sempre esteja ativa, e as entradas  $u_a$ ,  $u_b$  e  $u_c$ , representando a modulação PWM realizada no bloco do DSP.

No inversor, quando o cálculo de perdas é ativado, o componente irá calcular as perdas de energia de condução e comutação para todos os elementos de chaveamento. Esse cálculo é realizado no próprio bloco do inversor através de funções entre corrente, tensão e temperatura usando tabelas *3D Look-UP* (Typhoon HIL, 2015).

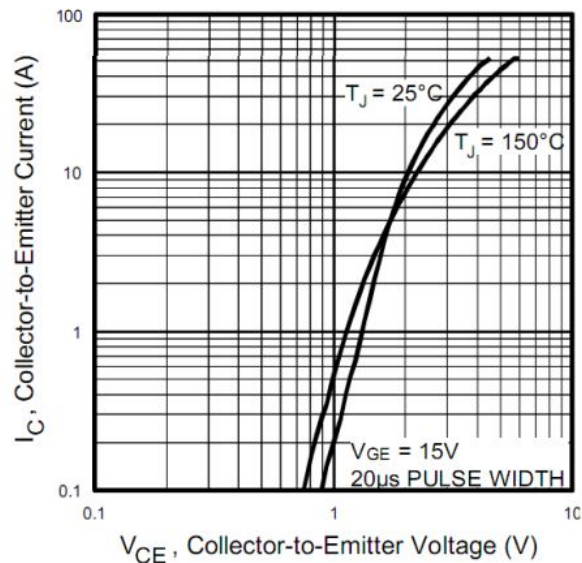
Para realizar tais cálculos, seleciona-se o tipo de chave que será simulada, IGBT ou MOSFET, e aloca-se os parâmetros da mesma, sendo: valor de corrente; tensão; temperatura; queda de tensão direta da chave  $V_{t\ table}$ ; queda de tensão direta do diodo  $V_{d\ table}$ ; perdas por entrada em modo de condução  $E_{t\ on\ table}$ ; perdas por desligamento da chave  $E_{t\ off\ table}$ ; perdas por desligamento do diodo  $E_{d\ off\ table}$ . Além disso, são necessários os valores de resistência e capacitância da rede térmica do dispositivo. Essas informações são provenientes da folha de dados do dispositivo selecionado, podendo ser obtidas através de arquivos com extensão *.xml*, ou através da extração de dados dos gráficos disponibilizados, como por exemplo a Figura 4.3 que mostra a variação da corrente de coletor em função de  $V_{ce}$  e  $T_j$ , para o IGBT IRG4BC20UD fabricado pela *International Rectifier*.

Figura 4.2 – Bloco do inversor de frequência no *software Typhoon HIL*



Fonte: Autor.

Figura 4.3 – Tensão Direta em função da corrente de emissor



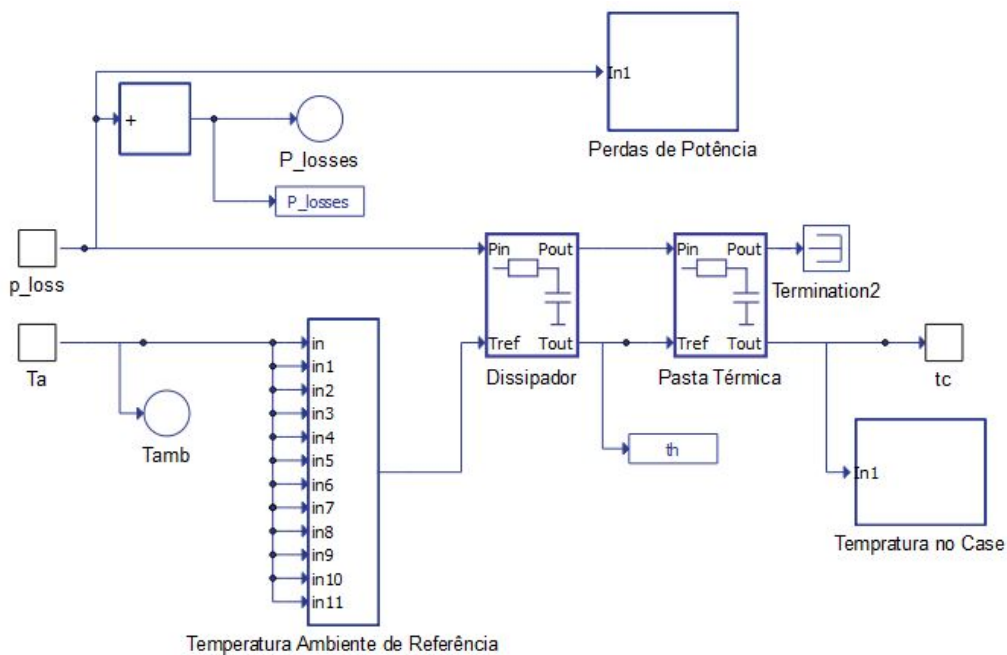
Fonte: (SARTORI, 2009).

Entretanto, como mostra a Figura 4.2, além das entradas do barramento CC, é necessária a temperatura  $T_c$ , proveniente das malhas térmicas, representando a temperatura atual do encapsulamento da chave, que por sua vez depende das informações de saída do inversor. Assim, consistindo em um sistema termoelétrico dependente de informações instantâneas.

As saídas dos inversor são: saídas trifásicas do inversor; perdas de potência ( $P_{loss}$ ) e temperaturas de junção ( $T_j$ ). Estes dados consistem em um vetor que varia de seis a doze elementos, variando quando a chave é um IGBT ou MOSFET, respectivamente.

No bloco de modelos termoelétricos, Figura 4.4, constam as redes termoelétricas do dissipador de calor e da pasta térmica, que são conectados entre si através de Redes de Cauer. A entrada da potência dissipada é representada por uma fonte de corrente que flui pelo modelo térmico do dissipador de energia, já a entrada de temperatura de referência ( $t_a$ ), consiste na temperatura ambiente. Esses dados entram no componente do dissipador, que retorna como saída a temperatura no dissipador ( $T_h$ ). Esse dado é conectado como entrada no bloco da pasta térmica, que fornece, como saída, a temperatura no case da chave ( $T_C$ ).

Figura 4.4 – Bloco dos modelos termoelétricos do dissipador e da pasta térmica



Fonte: Autor.

A temperatura de junção é dependente das redes térmicas do dissipador de calor, da pasta térmica, e de modo geral, de todo sistema do inversor. Além de ser importante verificar se os limites de temperatura estão sendo respeitados, ela afeta diversos parâmetros das chaves, sendo assim, para obter valores plausíveis nas análises, requerem-se a utilização de valores reais para os modelos do dissipador de calor e para a pasta térmica.

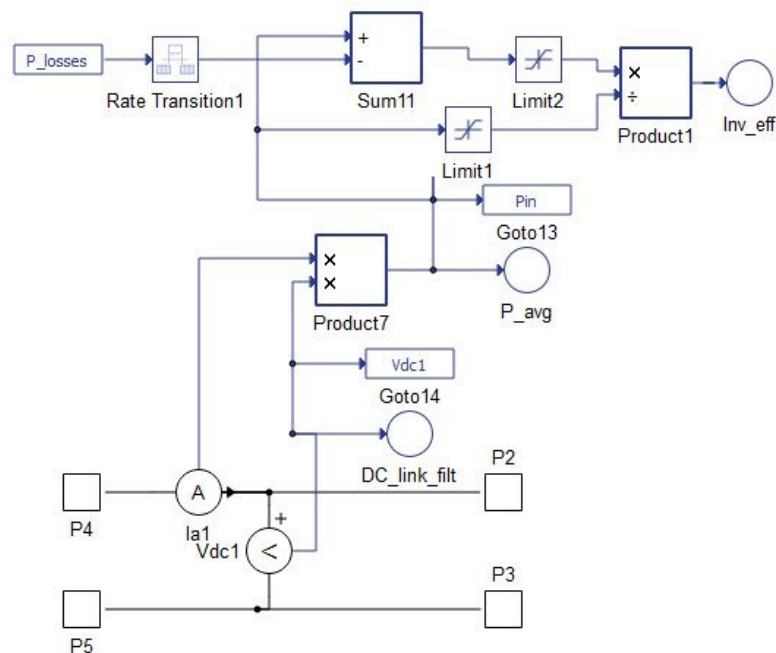
Uma vez que se utilizam chaves IGBT, necessitam-se de doze redes térmicas, uma para cada IGBT e uma para cada diodo antiparalelo. Por isso, como mostrado, existem doze conexões de temperatura ambiente, que são concatenadas em um único vetor, que serve de entrada para as redes térmicas do dissipador. Por sua vez, o dissipador é internamente configurado para estabelecer doze redes térmicas, uma para cada elemento, o mesmo é realizado no bloco da pasta térmica. Quando a chave selecionada é um MOSFET, necessitam-se apenas de seis redes térmicas, pois não há a presença dos diodos antiparalelos.

### 4.2.2 Bloco de Eficiência

O bloco denominado "Eficiência", implementado na simulação, foi adaptado dos modelos disponibilizados pelo *software Typhoon HIL*. Seu objetivo é realizar o cálculo de eficiência do inversor implementado, considerando as variações de temperatura, perdas e carga, em tempo real.

Como entrada deste bloco, tem-se a soma das perdas nas chaves do inversor, determinado no bloco dos modelos térmicos, e as entradas do barramento CC. Realiza-se o produto entre a corrente e a tensão do barramento CC, calculando assim a potência de saída do barramento CC sinalizada como  $P_{avg}$ . Realiza-se a subtração entre o valor encontrado para as perdas e  $P_{avg}$ , representando a potência de saída do conversor. Para encontrar a eficiência do mesmo, é feita a divisão da potência de saída pela potência de entrada, representando a saída  $Inv_{eff}$  do bloco.

Figura 4.5 – Bloco de Eficiência da Simulação



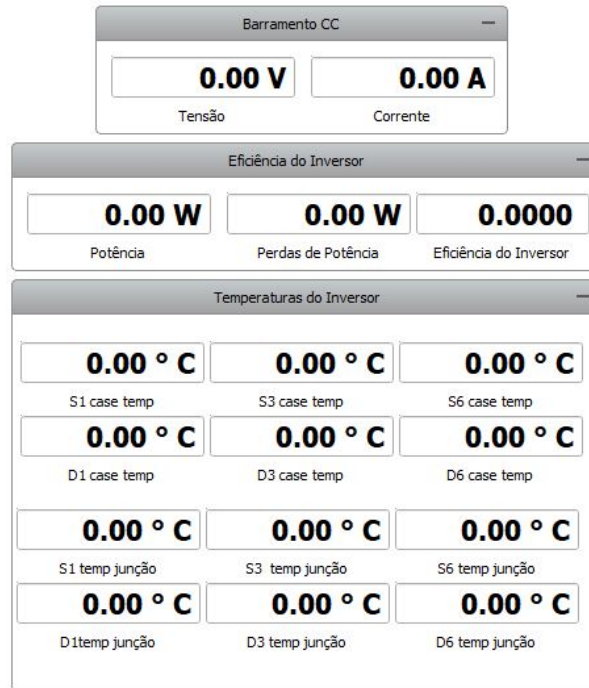
Fonte: Autor.

### 4.2.3 Análise no ambiente SCADA

Para analisar os dados encontrados através da simulação descrita anteriormente, utiliza-se o ambiente SCADA (Sistema de Supervisão e Aquisição de Dados) do *software Typhoon HIL*, como mostra a Figura 4.6. As principais informações a serem analisadas são referentes as temperaturas de operação das chaves, as perdas no inversor e a eficiência do mesmo. Sendo assim, buscando de simplificar as análises dos resultados encontrados,

utilizam-se observadores simulando mostradores digitais para todos os elementos. Também utilizam-se os indicadores para a corrente e tensão do barramento CC, para verificar se os limites não são excedidos durante a simulação.

Figura 4.6 – Ambiente SCADA



Fonte: Autor.

## 4.3 ELEMENTOS SELECIONADOS PARA O ESTUDO

### 4.3.1 Chaves selecionadas

As chaves selecionadas para realizar o estudo de perdas foram os modelos IGBT FF200R06KE3 e IKW75N60CT da empresa Infineon, MOSFET SCT3022ALHR da empresa Rohm Semiconductor e MOSFET C3M0015065 da empresa CREE. Sendo a primeira chave, a que está sendo atualmente usada para o acionamento do motor citado. Todas as chaves respeitam os limites de operação do circuito simulado em *software*, bem como para a aplicação real, sendo  $V_{CC} \geq 72V$  e  $I_{nom} \geq 70V$ . Os principais dados desses dispositivos constam na Tabela 4.1.



Tabela 4.1 – Parâmetros das chaves selecionadas

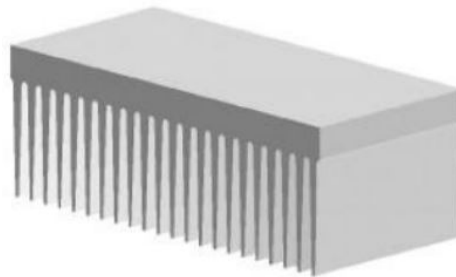
Parâmetros	IGBT FF200R06KE3	IGBT AIKW75N60CT	MOSFET SCT3022ALHR	MOSFET C3M0015065
$V$ [V]	600	600	650	650
$I_{nom}$ [A]	200	75	93	81
$T_{jmax}$ [ $^{\circ}C$ ]	150	175	175	175
$P_{dissipada25^{\circ}C}$ [W]	680	428	339	416

Fonte: (INFINEON, 2015); (INFINEON, 2013) (ROHM, 2018) (CREE, 2021).

#### 4.3.2 Dissipador térmico e pasta térmica selecionados

O dissipador térmico adotado para realizar as análises é o modelo P03/300 da empresa SEMIKRON, composto de alumínio com 300 milímetros de comprimento, 135 milímetros de altura e 125 milímetros de largura. Ele é fabricado com um padrão de aletas, como mostra a Figura 4.7. As aletas servem para facilitar a circulação natural de ar, bem como para aumentar a superfície de contato com o ambiente.

Figura 4.7 – Dissipador P-300 da empresa SEMIKRON



Fonte: (MORITZ, 2014).

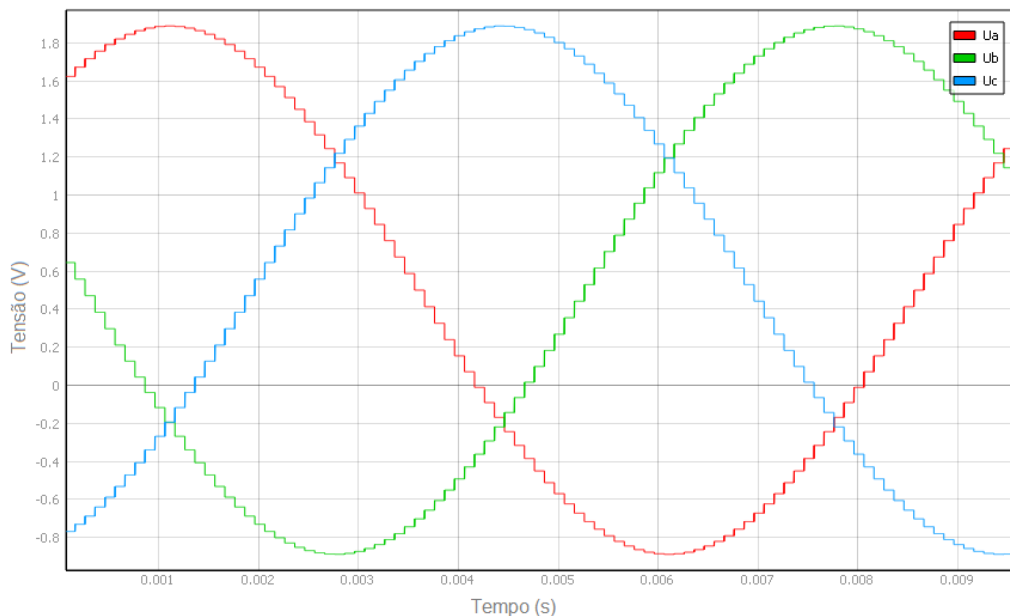
A resistência térmica adotada para o dissipador foi de  $0,37^{\circ}C/W$ , valor condizente com diversos modelos de dissipador de alumínio (MORITZ, 2014). Já as constantes de tempo térmicas são dados mais difíceis de serem encontrados, pois variam com a temperatura de operação e dimensões do dissipador, sendo assim, adotou-se  $\delta_s$ , valor condizente para o modelo de dissipador utilizado. Já para a pasta térmica, selecionou-se um modelo de alta performance com  $0,05^{\circ}C/W$  e considerou-se um aquecimento quase instantâneo de  $1ns$ .

## 5 RESULTADOS

### 5.1 ANÁLISES INICIAIS

Inicialmente, para verificar se o sistema implementado operava de forma correta, analisou-se os sinais da modulação PWM advindos do dispositivo processador de sinais (DSP). Uma vez que a frequência de comutação das chaves foi estabelecida em  $10kHz$ , esperam-se três sinais senoidais defasados entre si e, em altas frequência, um pulso a cada  $100\mu s$ . Esse comportamento foi verificado, como mostra a Figura 5.1.

Figura 5.1 – Sinais da modulação PWM

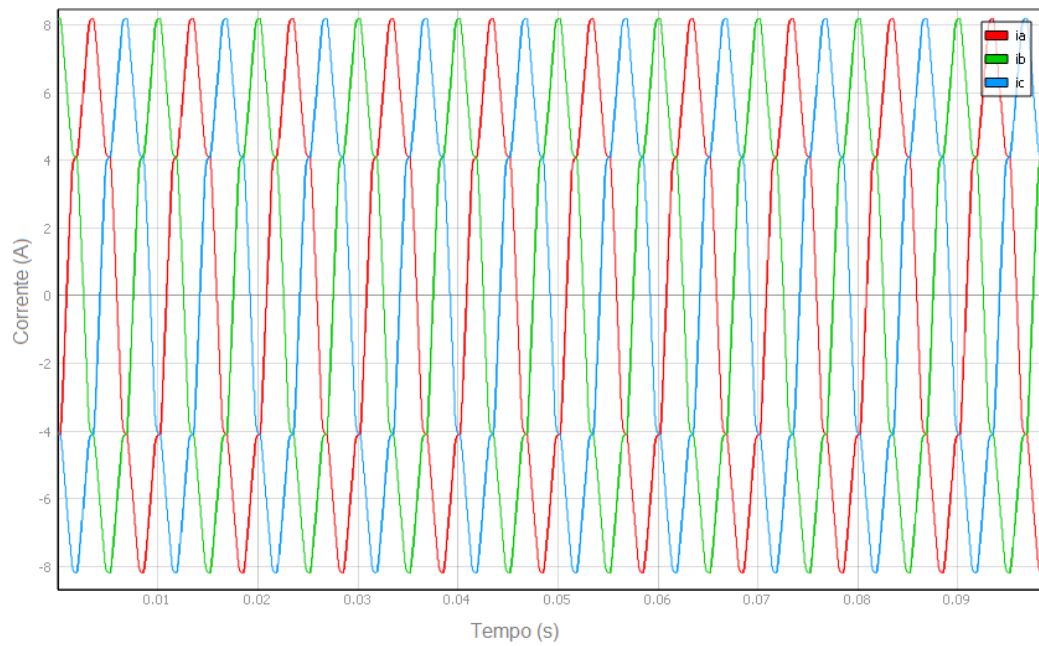


Fonte: Autor.

Uma vez verificado o funcionamento da modulação PWM, necessita-se conferir se o inversor trifásico de dois níveis está realizando a conversão CC-CA de forma correta. Da mesma forma que a modulação, em baixas frequências, as saídas apresentam comportamento senoidal com frequência de  $60Hz$ . A Figura 5.2 apresenta as correntes trifásicas na saída do inversor, onde é possível verificar que o conversor opera de acordo com o esperado.

Também foi necessário analisar se a temperatura de junção das chaves está variando de acordo com o esperado. Sendo assim, selecionando uma das chaves e alterando a constante de tempo térmica do dissipador para 2 segundos, a fim de que a análise ocorresse mais rapidamente, obteve-se o resultado apresentado na Figura 5.3. Nesta, é possível observar que a temperatura de junção  $T_j$  da chave S1 não é constante. Sendo

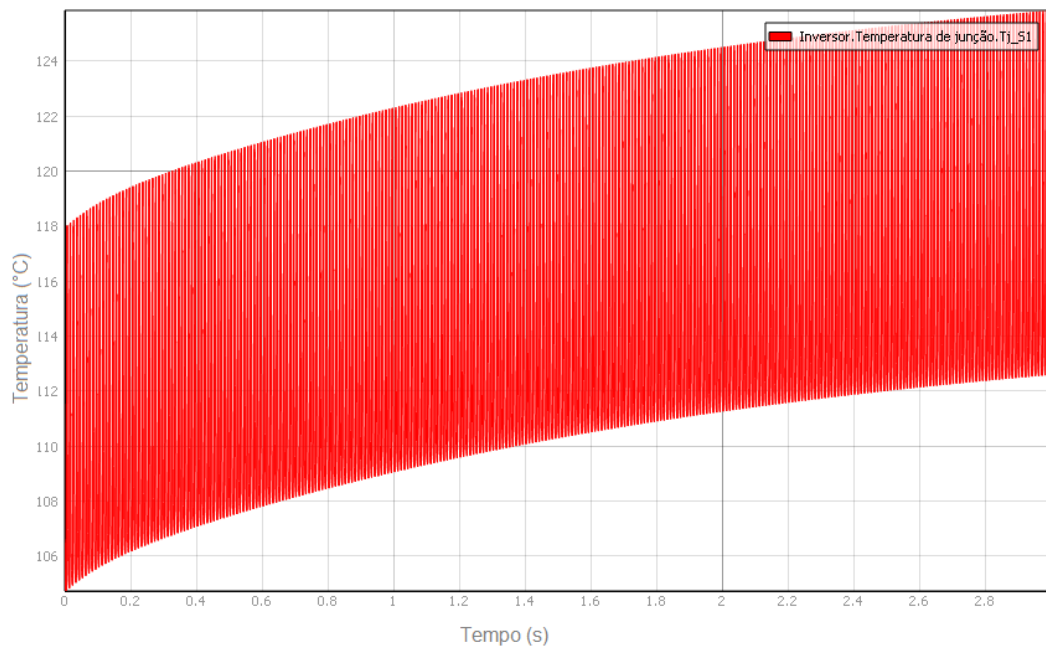
Figura 5.2 – Correntes de saída do inversor



Fonte: Autor.

que, inicialmente seu valor máximo era de aproximadamente  $110^{\circ}\text{C}$ , e após 3 segundos de simulação ultrapassava  $126^{\circ}\text{C}$ , tendo como temperatura de referência  $100^{\circ}\text{C}$ . Este comportamento condiz com o esperado, uma vez que inicialmente a chave encontra-se desligada, havendo sob o dissipador de calor apenas a temperatura ambiente.

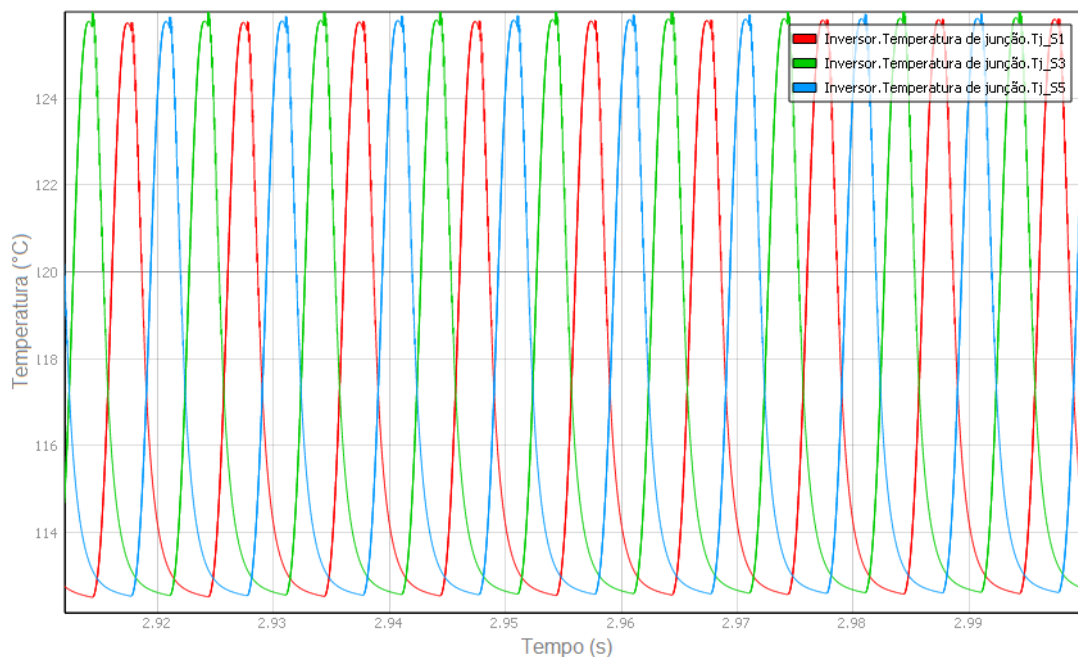
Figura 5.3 – Temperatura de junção da chave S1



Fonte: Autor.

Realizando uma análise em um menor intervalo de tempo, e agora com uma temperatura de junção por braço do inversor,  $T_{jS1}$ ,  $T_{jS3}$  e  $T_{jS5}$ , obteve-se o resultado apresentado na Figura 5.4. Nesta, observa-se que para todas as chaves existe um valor mínimo em comum, em torno de  $112^{\circ}\text{C}$ , representando a temperatura que o sistema não é capaz de dissipar em função de suas limitações físicas. Além disso, constata-se um valor máximo em torno de  $126^{\circ}\text{C}$ . As temperaturas de junção apresentam um padrão que acompanham as correntes trifásicas da saída do inversor, uma vez que quanto maior a corrente instantânea, maior será a temperatura de junção.

Figura 5.4 – Temperatura de junção das chaves S1, S3 e S5



Fonte: Autor.

Com as análises realizadas e descritas acima, foi possível concluir que a simulação implementada operava corretamente. Sendo assim, prossegue-se para as análises de perdas e eficiência.

## 5.2 PERDAS E EFICIÊNCIA

Para cada uma das quatro chaves selecionadas simulou-se três cargas trifásicas que impunham diferentes potências sob os dispositivos. A temperatura de referência, ou seja, a temperatura ambiente, foi mantida a  $100^{\circ}\text{C}$  em todos os casos, a fim de realizar as análises em uma condição de operação acima do normal, assim contemplando condições de operações extremas que podem acontecer em veículos elétricos. A resistência térmica e as constantes de tempo adotadas para o dissipador de calor e para a pasta térmica

também permaneceram constantes durante as simulações.

Os dados a serem obtidos e analisados referem-se a potência total, oriunda do barramento CC, a máxima temperatura de junção apresentada nas chaves e nos diodos, a potência total dissipada e a eficiência do conversor. Durante as simulações também foi verificado se os limites estabelecidos para a corrente não foram ultrapassados. Todos os dados foram obtidos após 30 segundos de simulação, uma vez que desejava-se analisar os resultados após o período das constantes térmicas do dissipador de calor.

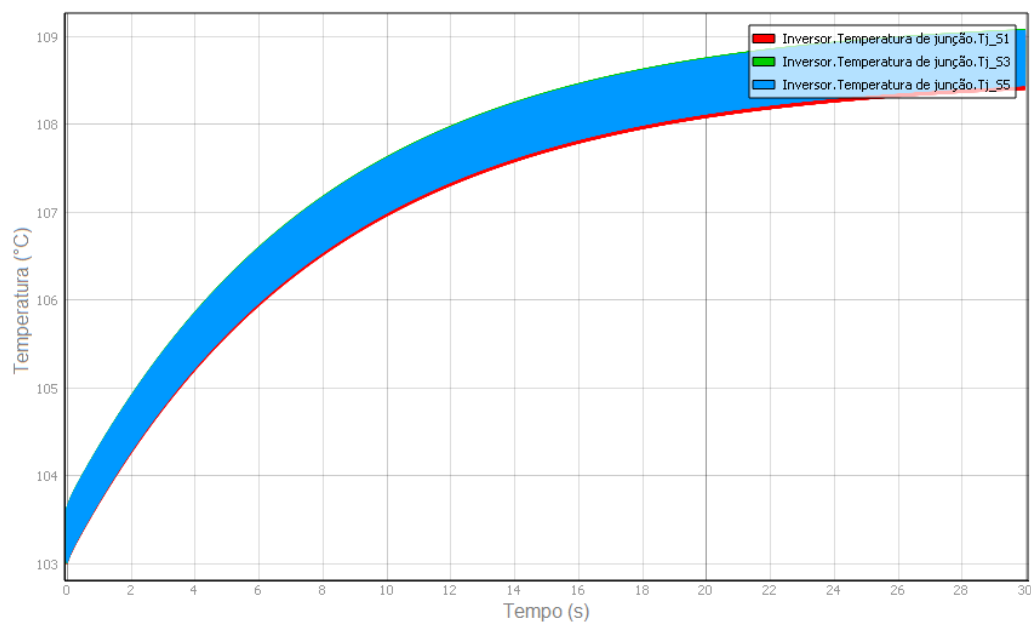
Os dados obtidos simulando a chave IGBT FF200R06KE3 constam na Tabela 5.1 e, a Figura 5.5 apresenta o comportamento da temperatura de junção para a simulação que apresentou níveis mais elevados. Já a Tabela 5.2 e a Figura 5.6, apresentam os resultados obtidos simulando a chave AIKW75N60CT.

Tabela 5.1 – Resultados encontrados nas simulações com o IGBT FF200R06KE3

Chave FF200R06KE3					
Pot. do Barramento	Temp. Máx. Chave	Temp. Máx. Diodo	Perdas de Pot.	Eficiência	
624,28 W	100,49°C	100,47 °C	5,11 W	99,17%	
3553,49 W	106,23 °C	103,79 °C	69,13 W	98,05%	
4316,91W	109,09°C	105,59 °C	102,14 W	97,60%	

Fonte: Autor.

Figura 5.5 – Comportamento da temperatura de junção máxima apresentada pela chave FF200R06KE3



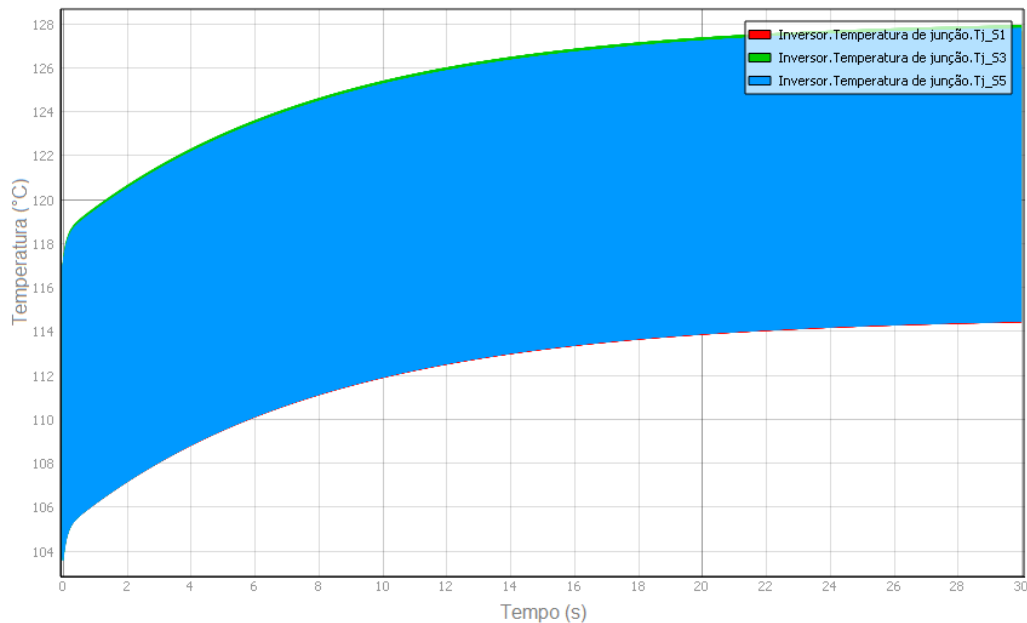
Fonte: Autor.

Tabela 5.2 – Resultados encontrados nas simulações com o IGBT AIKW75N60C

Chave AIKW75N60CT				
Pot. do Barramento	Temp. Máx. Chave	Temp. Máx. Diodo	Perdas de Pot.	Eficiência
624,82 W	101,51 °C	100,52 °C	6,85 W	98,9 %
3528,39 W	117,33 °C	108,87 °C	105,04 W	97,02 %
4303,49 W	127,89 °C	112,25 °C	169,97 W	96,06 %

Fonte: Autor.

Figura 5.6 – Comportamento da temperatura de junção máxima apresentada pela chave AIKW75N60C



Fonte: Autor.

Como esperado, o primeiro dispositivo semiconductor apresentou eficiência mais elevada e temperaturas mais baixas nos três testes. Além disso, como é possível observar ao comparar as Figuras 5.5 e 5.6, a chave FF200R06KE3 apresentou menores variações na temperatura de junção ao longo da simulação. A diferença de temperatura de operação máxima foi de 18,8 °C e uma eficiência 1,5% mais elevada.

Isso porque a chave IGBT FF200R06KE3 foi projetada para operar à uma corrente máxima de até 200 A, ou seja, mais que o dobro da corrente simulada. Sendo assim, possui características físicas que permitem, nas condições impostas, sofrer menores elevações de temperatura e maior eficiência. Entretanto, para esta aplicação, seu uso é considerado sobredimensionado.

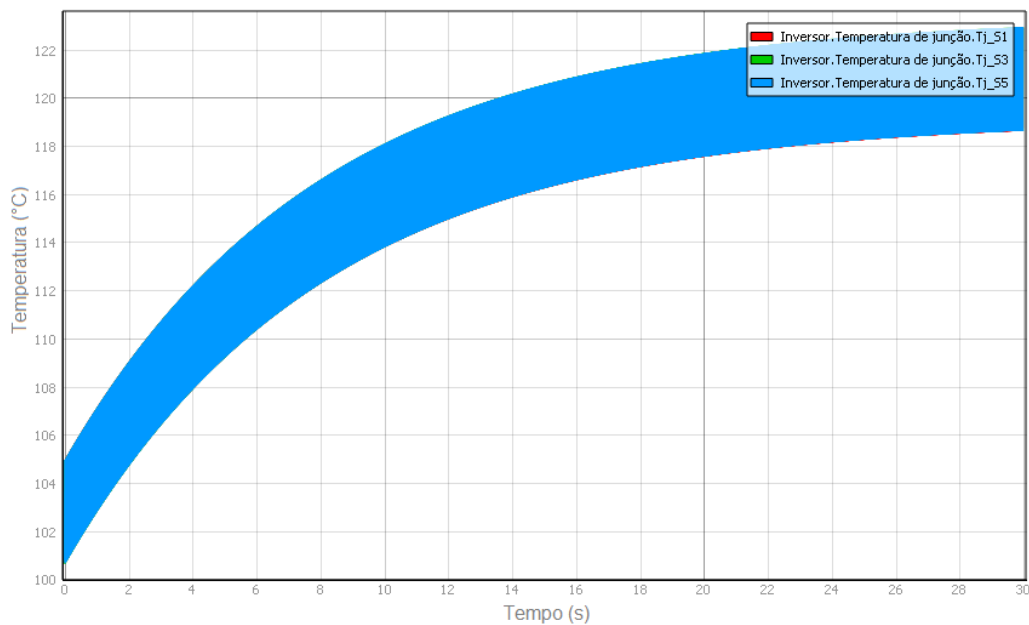
Os dados obtidos simulando a chave MOSFET SCT3022ALHR constam na Tabela 5.3 e, a Figura 5.7 apresenta o comportamento da temperatura de junção para a simulação que apresentou níveis mais elevados de temperatura. Já a Tabela 5.4 e a Figura 5.8, apresentam os resultados obtidos simulando a chave C3M0015065D.

Tabela 5.3 – Resultados encontrados nas simulações com o MOSFET SCT3022ALHR

Chave SCT3022ALHR			
Pot. do Barramento	Temp. Máx. Chave	Perdas de Potência	Eficiência
628,48 W	100,29 °C	1,27 W	99,8 %
3507,90 W	112,34 °C	47,48 W	98,65 %
4287,57 W	122,17 °C	98,91 W	97,69 %

Fonte: Autor.

Figura 5.7 – Comportamento da temperatura de junção máxima apresentada pela chave SCT3022ALHR



Fonte: Autor.

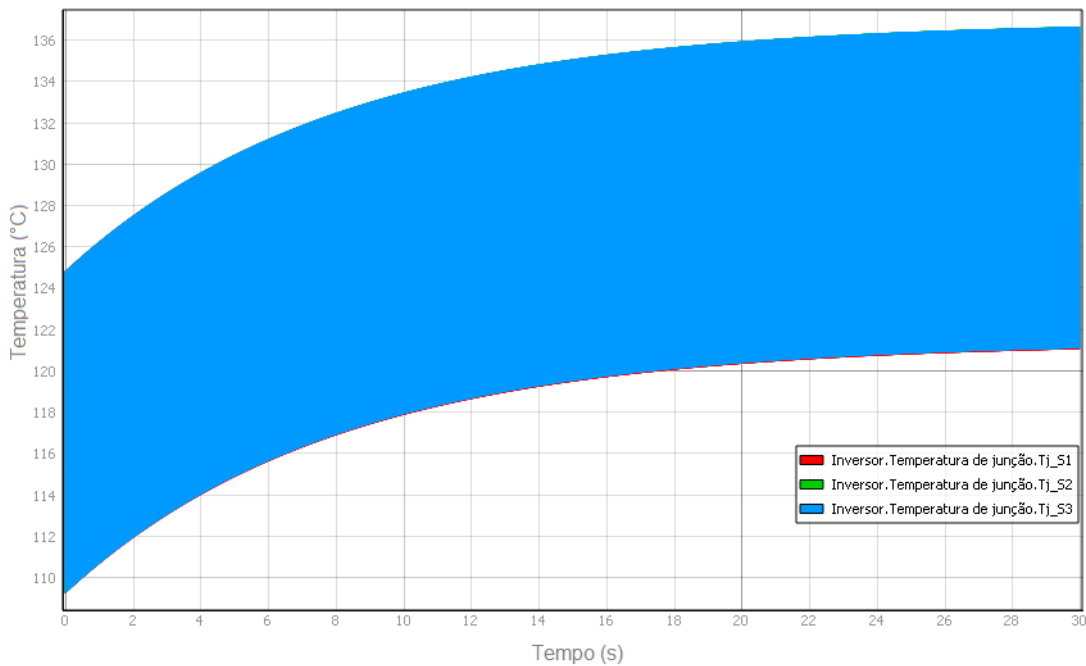
Tabela 5.4 – Resultados encontrados nas simulações com o MOSFET C3M0015065D

Chave C3M0015065D			
Pot. do Barramento	Temp. Máx. Chave	Perdas de Potência	Eficiência
625,59 W	100,51 °C	3,02 W	99,52 %
3523,12 W	119,19 °C	114,18 W	96,76 %
4310,52 W	136,89 °C	213,57 W	95,05 %

Fonte: Autor.

Comparando os resultados obtidos nas simulações das chaves MOSFET, observa-se que o primeiro dispositivo semiconductor apresentou maior eficiência e temperaturas mais baixas nos três testes. Além disso, como é possível observar ao comparar as Figuras 5.5 e 5.6, a chave FF200R06KE3 apresentou menores variações na temperatura de junção ao longo da simulação. A diferença de temperatura de operação máxima foi de 14,72°C e uma eficiência 2,64% mais elevada.

Figura 5.8 – Comportamento da temperatura de junção máxima apresentada pela chave C3M0015065D



Fonte: Autor.

Comparando os resultados obtidos entre o IGBT AIKW75N60CT e o MOSFET SCT3022ALHR, observa-se que o segundo apresenta melhores resultados, uma vez que a diferença entre as temperaturas de junção máxima é de  $5,72^{\circ}\text{C}$  e a eficiência é 1,63% mais elevada. Mesmo comparando os resultados do MOSFET SCT3022ALHR com o IGBT FF200R06KE3, que apresentou maior eficiência nos testes, observa-se que o MOSFET segue apresentando melhor eficiência, apesar de apresentar temperaturas de junção mais elevadas.

Com os testes realizados foi possível determinar que, para todos os casos, a chave MOSFET SCT3022ALHR apresentou maior eficiência e atingiu menores temperaturas de junção quando comparada as chaves de parâmetros semelhantes. Além disso, uma vez que apresentou uma temperatura de junção máxima de  $122,17^{\circ}\text{C}$ , pode-se analisar a substituição do dissipador térmico por um que ocupe um espaço menor, uma vez que um dos objetivos é realizar um dimensionamento mais adequado à bancada presente no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC).

Ademais, além de considerar a troca das chaves e do dissipador de calor, abre-se a discussão para a mudança dos *gate drives*, uma vez que o acionamento dos módulos IGBT F200R06KE3 é, atualmente, realizado pelos *gate drives* da *Power Integrations*, modelo 2SC0106T (LAZZARI, 2020). Esses dispositivos são utilizados em aplicações de até 1200V, 450 A e 50kHz (INTEGRATIONS, 2018). Sendo assim, como os módulos IGBT, os *gate drives* também apresentam sobredimensionamento. Outras análises podem ser ne-



cessárias a respeito dos *gate drives*, uma vez que na folha de dados consta que a máxima tensão de saída é de 15V e, para o MOSFET SCT3022ALHR a tensão de gate recomendada pelo fabricante é de 0 a 18V.

## 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Os objetivos do trabalho foram alcançados, visto que foi possível realizar um estudo teórico à respeito de perdas em semicondutores de potência. Bem como, realizar um comparativo entre a eficiência em chaves MOSFET de carbeto de silício e chaves IGBT de silício, em aplicações de potência. A execução da metodologia foi realizada em simulações no *software Typhoon HIL*, tendo como base alguns modelos trazidos pelo próprio *software*.

A partir da análise realizadas ao longo deste trabalho foi possível determinar qual dos dispositivos selecionados apresentou melhor rendimento para o caso apresentando. Assim, estabelecendo embasamento teórico que justifique a troca das chaves existente em bancada de acionamento no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM).

Por fim, como proposta para estudos futuros, sugere-se a implementação de uma simulação detalhada do estudo de perdas, contendo o modelo do motor síncrono de ímãs permanentes e considerando os impactos das variações de carga no sistema. Dessa forma, seria possível obter um embasamento teórico mais aprofundado à respeito das perdas de potência e da eficiência do conversor. Sugere-se também, realizar efetivamente a troca dos módulos IGBT Si para MOSFET SiC, considerando uma possível mudança do sistema de acionamento das chaves, e se necessário, do dissipador de calor.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ADLER, M. S. The evolution of power device technology. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 11, p. 1570–1591, 1984.
- ARRABÇA, D. A.; GIMENEZ, S. P. **Eletrônica de Potência: Conversores de Energia (CA/CC) Teoria, Prática e Simulação**. São Paulo: Érica, 2016. 337 p.
- BALIGA, B. J. **Fundamentals of Power Semiconductor Devices**. USA: Springer, 2008. 1093 p.
- BASCOPE, R. P. T.; PERIN, A. J. **Transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência**. Porto Alegre: Sagra Luzzato, 1997.
- BAZZO, J. P. **Avaliação da influência da temperatura de junção no desempenho de um módulo IGBT empregando sensores a fibra ótica**. 2010. 98 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2010.
- BERNARDO, D. N. **Módulo de gate drives para circuitos de potência**. In: SIMPÓSIO DE INICIAÇÃO CIENTÍFICA DIDÁTICA E DE AÇÕES SOCIAIS DA FEI, 19., 2019, São Bernardo do Campo. São Bernardo do Campo: Centro Universitário da Fundação Educacional Inaciana, 2019. Acesso em: 02 de fev. de 2021. Disponível em: <[https://fei.edu.br/sites/sicfei/2019/eletrica/SICFEI\\_2019\\_paper\\_16.pdf](https://fei.edu.br/sites/sicfei/2019/eletrica/SICFEI_2019_paper_16.pdf)>.
- CASTRO, B. H. R. d. Veículos elétricos: aspectos básicos, perspectivas e oportunidades. **Banco Nacional de Desenvolvimento Econômico e Social**, n. 32, p. 267–310, 2010.
- CHAN, C. The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles. **Proceedings of the IEEE**, v. 95, n. 4, p. 704–7018, 2007.
- CHAU, K. **Electric Vehicle Machines and Drives - Design, Analysis and Application**. Singapura: Wiley-IEEE Press, 2015. 423 p.
- COLINGE, N.-P.; COLINGE, C. A. **Physics os semiconductor devices**. Califórnia: Kluwer Academic Publishers, 2005. 441 p.
- CREE. **Technical Information C3M0015065D**. [S.l.], 2021. 11 p. Acesso em 20 dez. 2021. Disponível em: <<https://assets.wolfspeed.com/uploads/2020/12/C3M0015065D.pdf>>.
- DUARTE, R. R. **Estudo comparativo entre semicondutores de silício e nitreto de gálio em circuitos de acionamento de leds**. 2017. 127 f. Dissertação (Mestrado em Sistemas de Iluminação) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2017.
- FRANCHI, C. M. **Inversores de Frequência: Teoria e Aplicações**. São Paulo: Érica, 2009. 193 p.
- HUANG, K. S. an L. **A Method of Power Loss Calculation for RB-IGBT Matrix Converter**. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS, 2008. Wuhan: IEEE, 2008. Acesso em: 18/12/2021. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4770996>>.

IGIC, P. et al. **Thermal Model os Power Semiconductor Devices for Electro-Thermal Circuit Simulation**. In: IPROC. 23RD INTERNATIONAL CONFERENCE ON MICROELECTRONICS, 23., 2002, Iugoslávia. Iugoslávia: IEEE, 2002. Acesso em: 21/12/2021. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1003167>>.

INFINEON. **Technical Information FF200R06KE3**. [S.l.], 2013. 8 p. Acesso em 20 dez. 2021. Disponível em: <[https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF200R06KE3-DataSheet-v03\\_00-EN.pdf?fileId=db3a304412b407950112b434a07960d4](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF200R06KE3-DataSheet-v03_00-EN.pdf?fileId=db3a304412b407950112b434a07960d4)>.

\_\_\_\_\_. **Technical Information AILW75N60CT**. [S.l.], 2015. 16 p. Acesso em 20 dez. 2021. Disponível em: <[https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AIKW75N60CT-DS-v02\\_01-EN.pdf?fileId=5546d4625c167129015c5382c93a7ca3](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AIKW75N60CT-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=5546d4625c167129015c5382c93a7ca3)>.

INTEGRATIONS, P. **SCALE-2+2SC0106T: Preliminary Description and Application Manual**. [S.l.], 2018. 19 p. Acesso em 12 jan. 2021. Disponível em: <[https://www.power.com/sites/default/files/documents/2SC0106T\\_Manual.pdf](https://www.power.com/sites/default/files/documents/2SC0106T_Manual.pdf)>.

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **Global EV Outlook 2021: Accelerating ambitions despite the pandemic**. Santa Maria, 2021. 101 p. Acesso em 21 out. 2021. Disponível em: <<https://iea.blob.core.windows.net/assets/ed5f4484-f556-4110-8c5c-4ede8bcba637/GlobalEVO Outlook2021.pdf>>.

LAZZARI, T. **Desenvolvimetro de sistemas de controle para motores de ímãs permanentes para tração de veículos elétricos**. 2020. 95 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2020.

LIDOW, A.; STRYDOM, J.; ROOIJ, M. **GaN Transistors for Efficient Power Conversion**. Chichester: Wiley, 2015. 266 p.

LIDOW, A. et al. GaN: A reliable future in power conversion: Dramatic performance improvements at a lower cost. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 2, n. 1, p. 20–26, 2015.

MARQUES Ângelo E. B.; CRUZ, E. C. A.; JÚNIOR, S. C. **Dispositivos Semicondutores: Diodos e Transistores**. São Paulo: Érica, 2012. 403 p.

MASANA, F. A new approach to the dynamic thermal modelling of semiconductor packages. **Microelectronics Reliability**, v. 41, p. 901–912, 06 2001.

MILLÁN, J. A survey of wide bandgap power semiconductor devices. **IEEE transactions on Power Eletronics**, v. 29, n. 5, p. 2155–2163, 2013.

MORITZ, R. M. B. **Estudo de perdas por comutação, condução e cálculo térmico de um inversor trifásico de dois níveis**. 2014. 124 p. Dissertação (Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2014.

PAULA, W. J. de. **Análise Numérica de Perdas em MOSFETs de Potência**. 2020. 186 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2020.

PEREIRA, P. B. V. A.; MORAES, R. de. Análise térmica por métodos de elementos finitos em dissipadores de alumínio utilizados em luminárias led. **evista Brasileira de Mecatrônica**, v. 3, p. 15–39, 2019.

PERRET, R. **Power Electronics semiconductor devices**. Londres: John Wiley Sons, 2009. 570 p.

PRADO, E. de O. et al. Como selecionar transistores de potência para aplicações em conversores estáticos? **A aplicação do conhecimento científico na engenharia elétrica**, v. 1, p. 175–189, 2020.

RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook**. Londres: Academic press, 2011. 892 p.

RESTREPO, C. A. P. **Controle de um conversor CC-CA para conexão à rede com emulação de máquina síncrona**. 2018. 181 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2018.

ROHM. **Technical Information SCT3022ALHR**. [S.l.], 2018. 13 p. Acesso em 20 dez. 2021. Disponível em: <<https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/datasheet/discrete/sic/mosfet/sct3022alhr-e.pdf>>.

SARTORI, H. C. **Uma nova metodologia de projeto para a otimização do volume do conversor Boos PFC**. 2009. 143 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.

SCHULZ, M.; ALLEN, S. T.; POHL, W. **Optimizing Thermal Interface Material for the Specific Needs of Power Electronics**. In: PCIM EUROPE, 2012, Nuremberg. 2012. Acesso em: 20/12/2021. Disponível em: <[https://www.compel.ru/wordpress/wp-content/uploads/2018/09/infineon\\_-\\_pcim-paper\\_2012\\_-\\_optimizing\\_thermal\\_interface\\_material\\_for\\_the\\_specific\\_needs\\_of\\_power\\_electronics.pdf](https://www.compel.ru/wordpress/wp-content/uploads/2018/09/infineon_-_pcim-paper_2012_-_optimizing_thermal_interface_material_for_the_specific_needs_of_power_electronics.pdf)>.

TOLBERT, L. M.; OZIPENECI, B.; CHINTHAVALI, S. K. I. and M. S. Wide bandgap semiconductors for utility applications. In: IASTED INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER AND ENERGY SUSTEMS, 19., 2003, Palm Springs. **Anais...** [S.l.], 2003. p. 1–5.

Typhoon HIL. **Typhoon HIL Documentation: Three phase inverter**. Typhoon HIL, 2015. Acesso em 09 dez. 2021. Disponível em: <[https://www.typhoon-hil.com/documentation/typhoon-hil-software-manual/References/three-phase\\_two-level\\_inverter\\_rectifier.html](https://www.typhoon-hil.com/documentation/typhoon-hil-software-manual/References/three-phase_two-level_inverter_rectifier.html)>.