



**UNIVERSIDADE DA INTEGRAÇÃO INTERNACIONAL DA LUSOFONIA AFRO-  
BRASILEIRA**

**INSTITUTO DE ENGENHARIAS E DESENVOLVIMENTO SUSTENTÁVEL (IEDS)**

**BACHARELADO EM ENGENHARIA DE ENERGIAS**

**BARNABÉ WAGNER SOARES ANTUME**

**ESTUDO DE ESFORÇOS E PERDAS EM UM CONVERSOR CC-CC  
BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO PARA APLICAÇÃO EM ARMAZENAMENTO  
DE ENERGIA**

**REDENÇÃO - CE**

**2023**

**BARNABÉ WAGNER SOARES ANTUME**

**ESTUDO DE ESFORÇOS E PERDAS EM UM CONVERSOR CC-CC  
BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO PARA APLICAÇÃO EM ARMAZENAMENTO  
DE ENERGIA**

Monografia apresentada como requisito para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Energias, na Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira.

Orientador: Prof. Dr. Hermínio Miguel de Oliveira Filho

**REDENÇÃO - CE**

**2023**

Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira  
Sistema de Bibliotecas da UNILAB  
Catalogação de Publicação na Fonte.

---

Antume, Barnabé Wagner Soares.

A636e

Estudo de esforços e perdas em um conversor CC-CC bidirecional de alto ganho para aplicação em armazenamento de energia / Barnabé Wagner Soares Antume. - Redenção, 2023.

45fl: il.

Monografia - Curso de Engenharia de Energias, Instituto de Engenharias e Desenvolvimento Sustentável, Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira, Redenção, 2023.

Orientador: Prof. Dr. Hermínio Miguel de Oliveira Filho.

1. Conversor cc-cc. 2. Esforços e perdas no semicondutor. 3. Cálculo térmico. 4. Dissipador. 5. Mosfet. I. Oliveira Filho, Prof. Dr. Hermínio Miguel de. II. Título.

CE/UF/BSCA

CDD 621.31

---

**BARNABÉ WAGNER SOARES ANTUME**

**ESTUDO DE ESFORÇOS E PERDAS EM UM CONVERSOR CC–CC  
BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO PARA APLICAÇÃO EM ARMAZENAMENTO  
DE ENERGIA**

Monografia apresentada como requisito para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Energias, na Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira.

Aprovado em: 31 / 01 / 2023

**BANCA EXAMINADORA**

---

Prof. Dr. Hermínio Miguel de Oliveira Filho (Orientador)

Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira - UNILAB

---

Prof. Dr. Vandilberto Pereira Pinto

Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira - UNILAB

---

Moisés de Oliveira Magalhães

Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira – UNILAB

## AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço à Deus por ter me concebido a vida e saúde; agradeço a Ele por ter me dado a oportunidade de estudar e por cuidar de mim durante todo o percurso porque sem Ele nada faria sentido.

Em segundo lugar, agradeço aos meus pais, Adolfo Khessana e Rosa Maria por nunca deixarem de orar por mim. Nos momentos difíceis da minha vida durante a graduação, sempre estiveram ao meu lado mesmo sendo distante para não desistir do meu sonho.

Por outro lado, sem esquecer da minha querida avó Isabel e dos meus irmãos, Lóide Mireille e Emanuel Matias por serem a minha força durante todo o percurso acadêmico. A minha família em geral, vai os meus profundos agradecimentos pelo cuidado e carinho que sempre tenho recebido da vossa parte.

O meu especial agradecimento vai para a UNILAB, uma casa, uma instituição que me deu a oportunidade e me recebeu e, além do mais, através dos profissionais que nela atuam, me fizeram tornar um homem.

A minha coordenação de curso, aos meus excelentíssimos professores e professoras que me capacitaram a se tornar um profissional habilitado para enfrentar os desafios que o mundo nos proporciona, meu muito obrigado.

Como não podia esquecer, meu agradecimento vai para os meus colegas e as minhas colegas de curso, muitos dos quais passamos tempos a compartilhar conhecimentos, dias e noites longas de estudos, preparações para as provas que sempre exigiram muito esforço, mas hoje, posso dizer que tudo valeu a pena, portanto, muito obrigado a todos.

E por fim, de uma forma muito especial, quero endereçar o meu agradecimento ao meu excelentíssimo orientador, uma pessoa na qual eu tenho muita admiração. Gratidão por ter me dado essa oportunidade de trabalhar com o senhor em um projeto de alto nível, que por sua vez, rendeu muito conhecimento para mim. Obrigado pela paciência, pela tolerância e pelo cuidado que o senhor sempre demonstrou por mim. É salutar te dizer que, sem o teu auxílio, seria mais difícil a realização deste trabalho, portanto, agradeço a Deus pela vida do senhor.

## RESUMO

Diante do atual panorama energético mundial, o uso de energia proveniente das fontes renováveis tem um papel imprescindível no processo da descarbonização do planeta, ocasionado por emissão de gases e efeito estufa. Para isto, surgiu-se a demanda de sistemas capazes de converter o fluxo de potência com menos perdas em sistemas de geração de energia oriunda das fontes renováveis. Com isso, o uso de conversores estáticos e sistemas de armazenamento de energia têm ganhado destaque nesse quesito. A estrutura utilizada no presente trabalho foi obtida através da literatura. O presente trabalho objetiva-se em realizar um estudo de esforços e perdas nos semicondutores do conversor utilizado para o estudo através do cálculo térmico e simulação. O cálculo térmico permite a garantia da temperatura de junção do semicondutor estável, evitando um valor superior do seu limite devido ao erro no dimensionamento do dissipador, com consequência em danificar o componente e prejudicar o funcionamento do conversor. Este trabalho apresenta os resultados de simulação, procedimentos para a realização do cálculo de esforços nos semicondutores, cálculo de perdas, cálculo térmico e o dimensionamento do dissipador. A escolha do transistor Mosfet foi devido a sua característica em tempo extremamente curto de comutação, desse modo, garantindo a segurança de operação em circuitos com frequências mais elevadas. Os resultados dos esforços obtidos através da simulação e cálculos realizados são apresentados. Por fim, o dissipador dimensionado apresenta uma estrutura com as características favoráveis para a dissipação do calor através do resultado da resistência térmica obtida.

**Palavras-Chave:** Conversor cc-cc. Esforços e perdas no semicondutor. Cálculo térmico. Dissipador. Mosfet.

## ABSTRACT

In view of the current global energy scenario, the use of energy from renewable sources plays an essential role in process of the planet decarbonizing, caused by gas emissions and the greenhouse effect. Thus, the need arose for the systems capable of converting the power flow with less losses in energy generation systems from renewable sources. From this, the use of static converters and energy storage systems gained prominence in this regard. The structure used in this work was gotten through the literature. Therefore, the present work aims to carry out a study of stress and losses in semiconductors of the converter used for the study through thermal calculation and simulation. The thermal calculation allows the guarantee of a stable semiconductor interaction temperature, avoiding a higher value than its limit due to the error in heatsink sizing, with the consequence of damaging the component and impairing the functioning of converter. From this assumption, this work presents the results of the simulation, procedures for carrying out the calculation of stress in semiconductors, calculation of losses, calculation of thermal and dimensioning of the heatsink. The choice of the Mosfet transistor was identified due to its extremely short switching time characteristic, thus, guaranteeing safe operation in circuits with higher frequencies. The results of the stresses obtained through the simulation and calculations performed are presented. Finally, the dimensioned heatsink has a structure with compatible characteristics for heat dissipation through the result of the thermal resistance faced.

**Keywords:** cc-cc converter. Stress and losses in the semiconductor. Thermal calculation. Heatsink. Mosfet.

## LISTA DE FIGURAS

<b>Figura 1</b> - Esquemático do conversor CC-CC bidirecional trifásico em Y/Y .....	15
<b>Figura 2</b> - Topologia convencional do conversor CC-CC bidirecional isolado Full-Bridge ..	16
<b>Figura 3</b> - conversor bidirecional CC-CC trifásico em estrela/delta .....	16
<b>Figura 4</b> - Sistema de controle do conversor bidirecional CC-CC trifásico em estrela/delta..	16
<b>Figura 5</b> - Conversor CC-CC bidirecional intercalado de meia ponte .....	17
<b>Figura 6</b> - conversor boost de alto ganho baseado na versão bidirecional da célula de comutação de três estados .....	17
<b>Figura 7</b> - conversor CC-CC trifásico isolado de três portas DAB alimentado em corrente ..	18
<b>Figura 8</b> - conversor boost bidirecional de alto ganho .....	18
<b>Figura 9</b> - Topologia do conversor estudado .....	20
<b>Figura 10</b> - Primeira etapa de operação .....	21
<b>Figura 11</b> - Segunda etapa de operação .....	22
<b>Figura 12</b> - Terceira etapa de operação .....	22
<b>Figura 13</b> - Quarta etapa de operação .....	23
<b>Figura 14</b> - Quinta etapa de operação .....	23
<b>Figura 15</b> - Sexta etapa de operação .....	24
<b>Figura 16</b> - Formas de onda teóricas das etapas de funcionamento .....	24
<b>Figura 17</b> - Circuito das resistências térmicas dos interruptores .....	33
<b>Figura 18</b> - forma geométrica do dissipador escolhido .....	35
<b>Figura 19</b> - Projeto do conversor .....	36
<b>Figura 20</b> – Valor médio da tensão de saída, corrente de saída e potência de saída .....	37
<b>Figura 21</b> - Corrente de entrada, corrente no indutor acoplado e tensão da ponte superior e inferior .....	37
<b>Figura 22</b> - Tensão nos capacitores de filtro .....	38
<b>Figura 23</b> - Característica de comutação dos interruptores $S_1$ e $S_3$ .....	39
<b>Figura 24</b> - Característica de comutação dos interruptores $S_2$ e $S_4$ .....	39
<b>Figura 25</b> - Característica de comutação dos interruptores $S_5$ e $S_6$ .....	39



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

EPE	Empresa de pesquisa energética
CO <sub>2</sub>	Dióxido de Carbono
GEE	Gases e Efeito Estufa
cc	Corrente Contínua
CA	Corrente alternada
Y/Y	Estrela/Estrela
ZVS	Zero Voltage Switching – Comutação de tensão nula
SRC	Conversores ressonantes em série
PS	Phase-Shift – Ângulo de fase
RMS	Root mean square – Raíz média quadrada
L <sub>d</sub>	Indutância de dispersão
L <sub>p1</sub>	Indutância de acoplamento do primário
L <sub>p2</sub>	Indutância de acoplamento do primário
C <sub>1</sub>	Capacitor 1
C <sub>2</sub>	Capacitor 2
C <sub>3</sub>	Capacitor 3
L <sub>s1</sub>	Indutância de acoplamento do secundário com L <sub>p1</sub>
L <sub>s2</sub>	Indutância de acoplamento do secundário com L <sub>p2</sub>
V <sub>s</sub>	Tensão no interruptor
ΔV <sub>s</sub>	Ondulação da tensão na chave
I <sub>p_ef</sub>	Corrente eficaz da ponte primária
i <sub>p</sub>	Corrente alternada da ponte primária
I <sub>d_ef</sub>	Corrente eficaz da ponte secundária
I <sub>s1_ef</sub>	Corrente eficaz no interruptor S <sub>1</sub>
I <sub>s2_ef</sub>	Corrente eficaz no interruptor S <sub>2</sub>
I <sub>s3_ef</sub>	Corrente eficaz no interruptor S <sub>3</sub>
I <sub>s4_ef</sub>	Corrente eficaz no interruptor S <sub>4</sub>
I <sub>s5_ef</sub>	Corrente eficaz no interruptor S <sub>5</sub>
I <sub>s6_ef</sub>	Corrente eficaz no interruptor S <sub>6</sub>

$i_d$	Corrente através do indutor de transferência de energias
$P_{sCd}$	Perda de condução na chave
$P_{sCom}$	Perda de comutação na chave
$P_s$	Perda total na chave
$T_d$	Temperatura do dissipador
$T_a$	Temperatura ambiente
$T_j$	Temperatura de Junção
$R_d$	Resistência do dissipador
$\varphi^o$	Ângulo de fase
$w$	Frequência angular
$T$	Período completo de um sinal
$V_{C1máx}$	Tensão máxima do capacitor 1
$V_{C2máx}$	Tensão máxima do capacitor 2
$V_{C3máx}$	Tensão máxima do capacitor 3
$V_{max\_T\_PS}$	Tensão máxima total da ponte superior
$R_{da}$	Resistência do dissipador ambiente

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	12
<b>1.1</b>	<b>Justificativa</b> .....	13
<b>1.2</b>	<b>Objetivos</b> .....	14
1.2.1	Objetivos Gerais .....	14
1.2.2	Objetivos específicos.....	14
<b>2</b>	<b>REFERENCIAL TEÓRICO</b> .....	15
<b>2.1</b>	<b>Etapas de operação</b> .....	21
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA</b> .....	25
<b>4</b>	<b>CÁLCULO DE ESFORÇOS E PERDAS</b> .....	29
<b>4.1</b>	<b>Cálculo dos esforços</b> .....	29
<b>4.2</b>	<b>Cálculo das perdas nos semicondutores</b> .....	30
4.2.1	Cálculo das perdas no interruptor $S_1$ e $S_2$ .....	30
4.2.2	Cálculo das perdas no interruptor $S_3$ e $S_4$ .....	31
4.2.3	Cálculo das perdas no interruptor $S_5$ e $S_6$ .....	32
<b>4.3</b>	<b>Cálculo térmico</b> .....	33
<b>5</b>	<b>SIMULAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO</b> .....	36
<b>6</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS</b> .....	41
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	43

## 1 INTRODUÇÃO

Devido ao alto crescimento populacional, a demanda sobre o uso da eletricidade tem crescido bastante. O fato do crescimento dessa demanda em larga escala consiste justamente na necessidade que o mundo enfrenta no uso da energia elétrica.

De acordo com EPE (2022), a matriz energética mundial está diversificada da seguinte forma: “Petróleo e derivados (31,1%), Carvão mineral (27,0%), Nuclear (5,0%), Biomassa (9,3%), Hidráulica (2,6%) e outros como a Solar, Eólica e Geotérmica (2,0%)”. Portanto, como pode-se observar, o uso das energias provenientes das fontes renováveis ainda têm as suas fracas participações nesse contexto político-energético, contudo, essas fontes se encontram em crescimento.

A preocupação com a escassez dos recursos energéticos provenientes de fontes não-renováveis, mudanças climáticas devido a problemas de Gases e Efeito Estufa (GEE) através da poluição provocada pelo excesso do CO<sub>2</sub> na atmosfera, o alto valor na conta de energia elétrica por parte dos consumidores, tudo isto, incentivou pesquisadores a desenvolverem recursos tecnológicos simples com um custo econômico baixo para resolução destes problemas.

Logo, com a preocupação em se minimizar a emissão de CO<sub>2</sub> na atmosfera proveniente de sistemas energéticos (HENN, 2008, p. 1), o mundo virou a sua atenção completamente para a busca por produção de energia elétrica com enfoque em descarbonização. Porém, o uso das fontes renováveis apresenta uma outra preocupação que é o acoplamento dos dispositivos ou componentes capazes de converter, armazenar e permitir o fluxo de potência com menos perdas.

Nesse âmbito, as técnicas usadas para o armazenamento desta energia têm ganhado cada vez mais espaço no mundo das pesquisas para a mitigação deste problema. “Além disso, aplicações em que se utilizam fontes renováveis em pequena escala necessitam, normalmente, de elementos armazenadores de energia” (PENG et al., 2004 apud MAGALHÃES, et al., 2022, p.1).

A natureza flutuante da maioria dos recursos de energia renovável torna-os inadequados para operação autônoma como a única fonte de energia. Logo, para Karshenas et al., (2011, p. 1): “uma solução comum de superar esse problema é usar um dispositivo de armazenamento de energia para compensar flutuações e manter um fluxo contínuo de energia para a carga.”

Os sistemas de armazenamento que são amplamente usados, como baterias e supercapacitores, apresentam a dupla funcionalidade como de armazenar a energia devido ao

fornecimento excessivo da energia gerada e, ora funcionam como portas para o fornecimento da energia. Portanto, “um conversor bidirecional é o melhor candidato para a transferência de energia para os sistemas de armazenamento e, também, fornecer a energia do sistema de armazenamento para a carga, isto devido a sua capacidade de fluxo bidirecional, alta confiabilidade e o controle simples” (DUNG et al., 2018, p. 1).

O presente trabalho está dividido em sete capítulos e organizados da seguinte forma: o primeiro capítulo se trata da introdução à qual se faz uma contextualização, organização, justificativa da escolha do tema e os objetivos do trabalho; o segundo capítulo vem abordando sobre o referencial teórico, na qual foi feita uma revisão bibliográfica, apresentando os autores que abordaram sobre os assuntos relacionados ao tema proposto e apresenta a topologia do conversor proposto; no terceiro capítulo, foi apresentado a metodologia utilizada durante a execução deste trabalho; no quarto capítulo, foi realizado o cálculo de esforços e perdas; no quinto capítulo foi realizado a simulação; no sexto capítulo, tratou-se das considerações finais e no último que é o sétimo capítulo, foram apresentadas as referências bibliográficas utilizadas para a sustentação do presente trabalho.

## **1.1 Justificativa**

Devido à alta demanda da energia e uma preocupação enorme com a devastação do planeta através da emissão de CO<sub>2</sub>, o uso da energia renovável tem ocupado um espaço importante no debate mundial sobre a descarbonização do planeta.

Nisto, segundo Babokany et al., (2012, p. 1), “todos os recursos renováveis de energia têm uma característica inerente que variam aleatoriamente, as quais necessitam de sistemas de armazenamento de energia que providencie uma energia limpa e segura para as cargas”.

Os conversores CC-CC bidirecionais são componentes de ímpar importância para a integração das fontes de energia renováveis e sistemas de armazenamento de energia na rede elétrica, vide a necessidade de um conversor CC-CC com elevado ganho de tensão, elevada potência, bidirecionalidade em potência, isolamento galvânica, alta eficiência e alta densidade de potência (COSTA et al., 2021, p. 1).

Para isto, surgiu-se a necessidade de desenvolver um protótipo de um conversor CC-CC bidirecional de alto ganho capaz de fazer essa ligação para elementos armazenadores de energia e garantir o fluxo de energia.

O tema do presente trabalho de conclusão de curso é uma parte do objeto de estudo de pesquisa de Iniciação Científica, à qual tem como objetivo principal a montagem do protótipo

de um conversor CC-CC bidirecional de alto ganho para aplicação em armazenamento de energia. Portanto, a parte abordada consiste na análise de esforços e perdas em semicondutores, além de cálculo térmico para dissipação de calor.

“Os MOSFETs apresentam perdas por condução, por comutação e por bloqueio do diodo. As perdas por comutação são decorrentes dos cruzamentos da corrente com a tensão, decorrentes das capacitâncias intrínsecas do componente e decorrentes do seu acionamento.” (PONTES, 2019, p. 108)

No entanto, o cálculo dos esforços e das perdas permitem a escolha dos semicondutores adequados para que operem em suas condições normais sem que haja sobretensão e fluxo de corrente excessivo sobre as chaves.

Por outro lado, o cálculo térmico permite determinar a resistência térmica e garantir que a temperatura de junção permaneça abaixo do valor máximo permitido definido pelo fabricante (OLIVEIRA FILHO, 2010, p. 125). E, os cálculos para o dimensionamento do dissipador nos permite definir a temperatura adequada para que não ocorra excesso de temperatura para situações não ideais.

## **1.2 Objetivos**

### **1.2.1 Objetivos Gerais**

O escopo do presente trabalho é analisar os esforços e perdas de semicondutores do conversor utilizado através do cálculo térmico e da simulação.

### **1.2.2 Objetivos específicos**

- Realizar cálculos dos esforços e perdas nos semicondutores;
- Realizar cálculo térmico dos semicondutores;
- Dimensionar o dissipador de calor;
- Realizar simulações para obtenção de esforços nos semicondutores;
- Realizar análise comparativa entre resultados calculados e simulações;

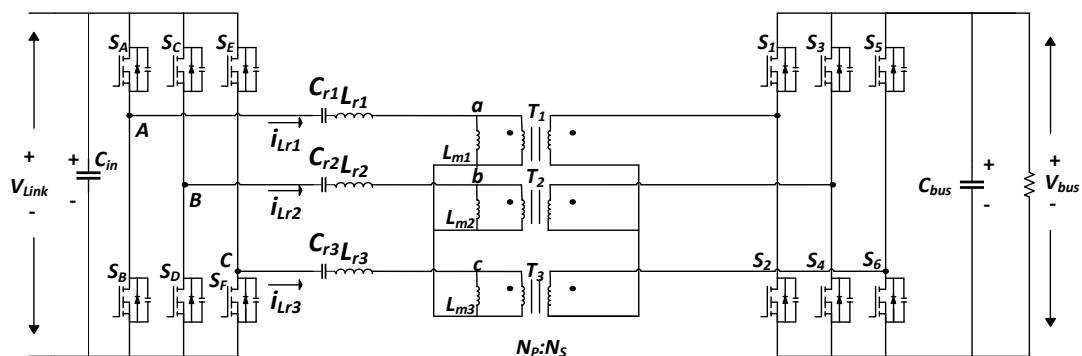
## 2 REFERENCIAL TEÓRICO

Para o presente trabalho, foi necessário fazer uma busca na literatura dos trabalhos que servirão como base para o sustento da obra a realizar-se. Para isto, apresentou-se as obras de alguns autores com os temas similares e que são destacadas em seguida.

Para Tofoli (2018, p. 12), “[...] os conversores CC-CC desempenham um papel extremamente relevante, visto que diversos tipos de aplicações requerem este tipo de conversão, a saber: carregadores de baterias, sistemas de conversão de energia solar fotovoltaica e células combustíveis, [...]”.

Dung et al., (2019) apresenta o estudo de um conversor CC-CC bidirecional para o armazenamento de energia com aplicação em alta potência. Neste projeto, apresentado na figura 1, foi utilizado um transformador trifásico com conexão em estrela/estrela para garantir a isolamento do lado da bateria e o barramento cc. Também, esse conversor trifásico permite uma baixa ondulação de corrente resultando em baixa perda de condução. Destacou-se que o conversor Buck-Boost intercalado foi empregado no lado da bateria para reduzir o *ripple* no estado do carregamento da bateria.

**Figura 1** - Esquemático do conversor CC-CC bidirecional trifásico em Y/Y

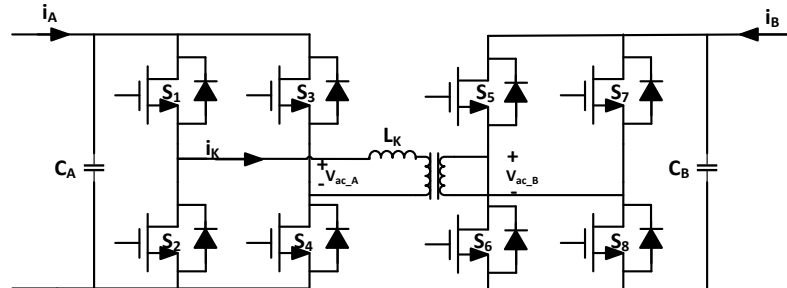


Fonte: adaptado de Dung et al., (2019)

Babokany et al., (2012) fez a revisão de um conversor bidirecional *Dual Active Bridge*, como ilustra a figura 2, onde destacou que os conversores bidirecionais isolados de ponte completa (*Full-Bridge*) usam os transformadores de alta frequência para manter uma isolamento galvânica entre os terminais de entrada e saída. Neste trabalho, foi destacado um dos métodos simples para garantir a operação do *zero voltage switching* (ZVS) que é através da colocação de um capacitor externo em paralelo com a chave, que juntamente com a capacitância parasita mantém as constantes de tensão da chave durante os intervalos de transição. E, por fim,

destacou-se que a topologia de ponte completa (*Full-Bridge*) pode ser empregada nos conversores multiportas.

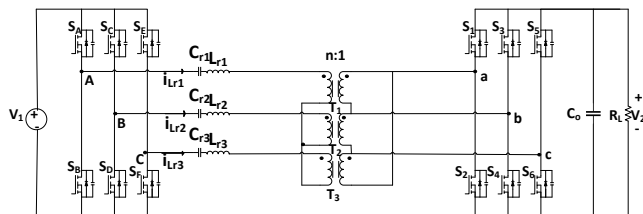
**Figura 2** - Topologia convencional do conversor CC-CC bidirecional isolado Full-Bridge



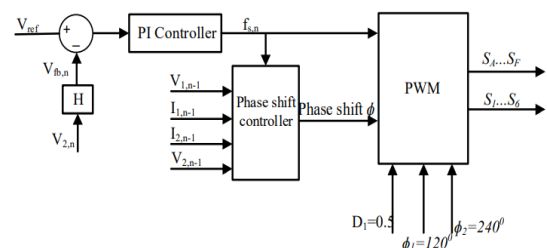
Fonte: adaptado de Bobakany et al., (2012)

Dung et al., (2018) apresentou um novo esquema de modulação de controle de um conversor CC-CC bidirecional trifásico isolado em estrela/delta para aplicação em sistemas de armazenamento de energia. Neste trabalho, foi destacado que essa topologia apresentada na figura 3, pode atender os problemas dos conversores monofásicos e conversores ressonantes em série (*SRC*). A conexão estrela/delta foi empregada para garantir a estabilidade no lado da bateria e reduzir o estresse de tensão e corrente no transformador. Um novo esquema de modulação através do controle da frequência e *phase-shift* (PS) foram empregados para limitar o valor *RMS* da corrente no indutor, limitando-se a pequena faixa de frequência de comutação e obtendo o *ZVS* para todos os *MOSFETs* na faixa completa de potência, como ilustra a figura 4.

**Figura 3** - conversor bidirecional CC-CC trifásico em estrela/delta



**Figura 4** - Sistema de controle do conversor bidirecional CC-CC trifásico em estrela/delta



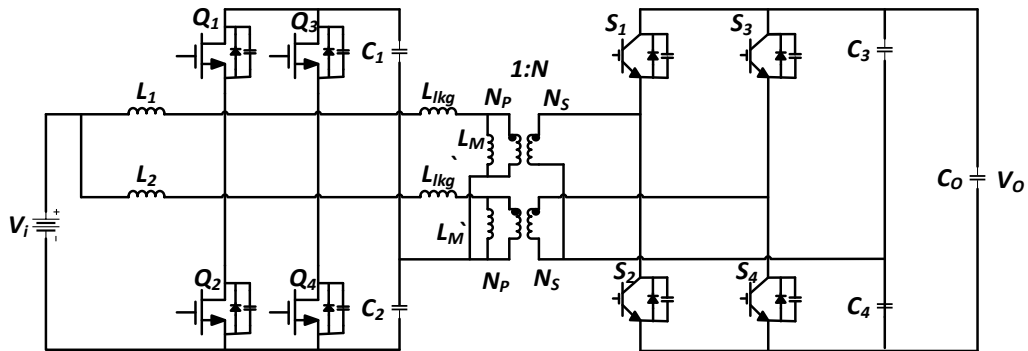
Fonte: adaptado de Dung et al., (2018)

Park e Song (2011) apresentaram um novo conversor CC-CC bidirecional *Half-Bridge* intercalado alimentado em corrente para o sistema de estabilização da rede com aplicação em sistemas de armazenamento de energia. Neste trabalho, apresentado na figura 5, destacou-se



que as perdas de chaveamento do conversor diminuem através da implementação da comutação da tensão nula (*ZVS*) em todos os dispositivos de chaveamentos ativo sem componente adicional do circuito. Portanto, obtém-se uma alta eficiência, alta densidade de conversão de potência para a aplicação em bateria com alta capacidade.

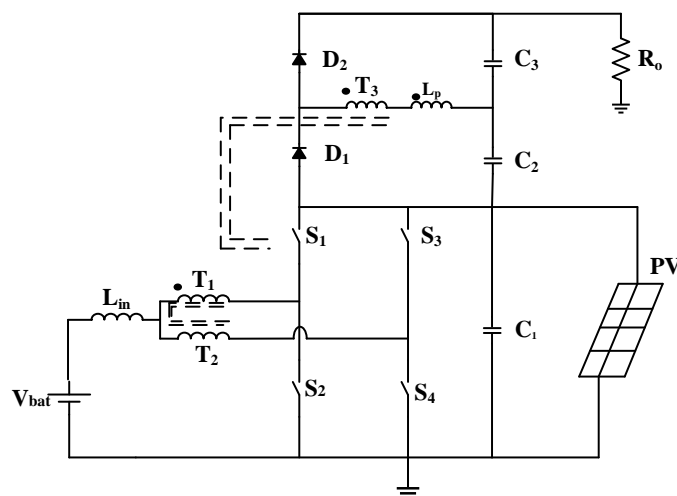
**Figura 5** - Conversor CC-CC bidirecional intercalado de meia ponte



Fonte: adaptado de Park e Song (2011)

Alves (2014) apresenta um conversor boost de alto ganho baseado na versão bidirecional da célula de comutação de três estados, ilustrado na figura 6. Este conversor faz com que todas as chaves operem com comutação em modo *ZVS*. O conversor possui alta eficiência por ter um único estágio de processamento da energia. Os resultados experimentais comprovam o fluxo bidirecional existente entre as fontes de entrada (bateria e painel fotovoltaico), pois nesta configuração o conversor trabalha com elevada tensão de entrada e baixa corrente.

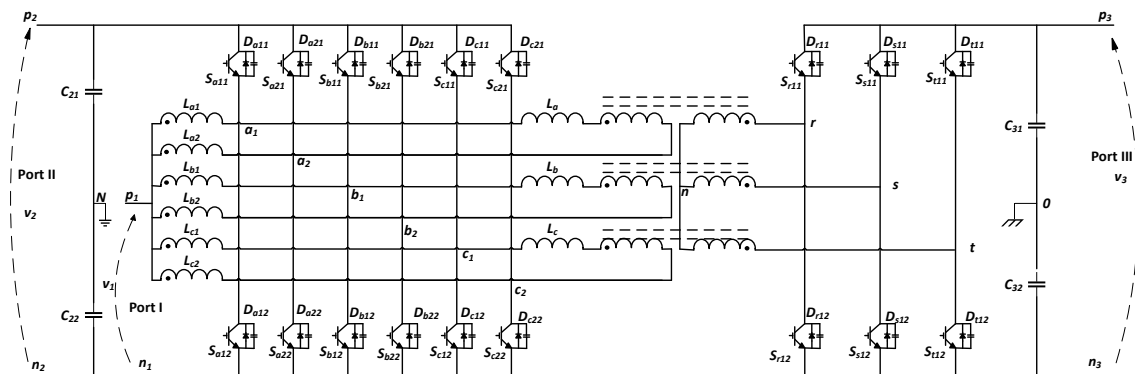
**Figura 6** - conversor boost de alto ganho baseado na versão bidirecional da célula de comutação de três estados



Fonte: adaptado de Alves (2014)

Oliveira (2019) apresentou um conversor CC-CC trifásico isolado de três portas alimentado em corrente para armazenamento de energia. O estudo demonstra que o equilíbrio entre as correntes através dos indutores cc permite a minimização dos níveis cc no transformador de alta frequência. O conversor apresentado na figura 7 apresenta uma eficiência satisfatória com 96%, onde o melhor desempenho acontece quando o uso dos indutores cc é reduzido e, neste caso, as perdas magnéticas são mínimas.

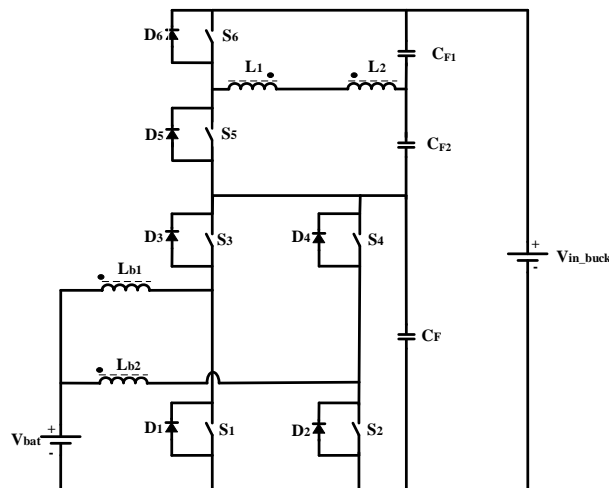
**Figura 7** - conversor CC-CC trifásico isolado de três portas DAB alimentado em corrente



Fonte: Oliveira (2019)

Henn (2008) realizou um estudo em que apresentou um conversor boost bidirecional de alto ganho, apresentado na figura 8, na qual faz-se necessário a presença de um banco de baterias para armazenar a energia excedente produzida por uma fonte qualquer, como a solar, bem como, suprir a carga quando a fonte geradora não é capaz de produzir a energia demandada pela carga. Nesse caso, utilizou-se um conversor de alto ganho para operação bidirecional.

**Figura 8** - conversor boost bidirecional de alto ganho



Fonte: adaptado de Henn (2008)

Oliveira Filho (2010) mostra que o uso de conversores estáticos bem aplicados pode servir de segurança para proteger a bateria contra sobrecarga, além de apresentar a flexibilidade quanto a número de baterias que podem ser carregadas.

O cálculo dos esforços e das perdas nos semicondutores é muito fundamental para a minimização dos estresses sobre eles. Portanto, além da perda de potência associada com a chave, existem perdas no momento em que a chave liga e desliga (HART, 2012). A perda de condução depende da corrente no momento em que a chave conduz e a sua resistência.

Segundo Lirio (2013, p. 18): “conhecimento adequado da potência dissipada pelos dispositivos semicondutores de potência do conversor é fundamental para escolha da chave, bem como, do seu dissipador de calor [...]”.

Durante a operação do *Mosfet* em que ocorra uma dissipação bem maior de potência do que a sua potência nominal, este acarretará em uma redução de vida útil do *Mosfet*. Portanto, para evitar esse tipo de situação, o cálculo adequado das perdas justifica-se na escolha de chave apropriada e também no dimensionamento do dissipador.

Lirio (2013) demonstra que o cálculo da perda de comutação do *Mosfet* depende de muitos fatores para serem feitos, à qual requer muito cuidado, pois depende da resistência do *gate*, das capacitâncias parasitas e das características intrínsecas da carga, uma vez que pode ser resistiva ou indutiva. Tudo isso, realça a importância do cálculo das perdas no *Mosfet*.

Moritz (2014) aborda sobre a consequência que a falta de cálculo de perdas em um conversor pode ocasionar. Nisto, o prejuízo em ter uma alta temperatura de junção do semicondutor a um valor superior do seu limite devido ao erro no dimensionamento do dissipador, com consequência em danificar o componente e prejudicar o funcionamento do conversor.

As perdas por condução no *Mosfet* são muito significativas, isto devido a sua característica resistiva no modo de condução. A maior parte da potência dissipada durante as comutações ocorre por sobreposição entre tensão e corrente na entrada e saída de condução, no entanto, esses tempos são proporcionais a cargas e descargas das capacitâncias parasitas do *Mosfet* (MORITZ, 2014).

A partir de todo o estudo realizado, a topologia do conversor utilizado para o presente trabalho foi baseada na topologia proposta pelo Magalhães (2022). O conversor tem uma estrutura não isolada e, além disso, é composta por três capacitores, quatro indutores

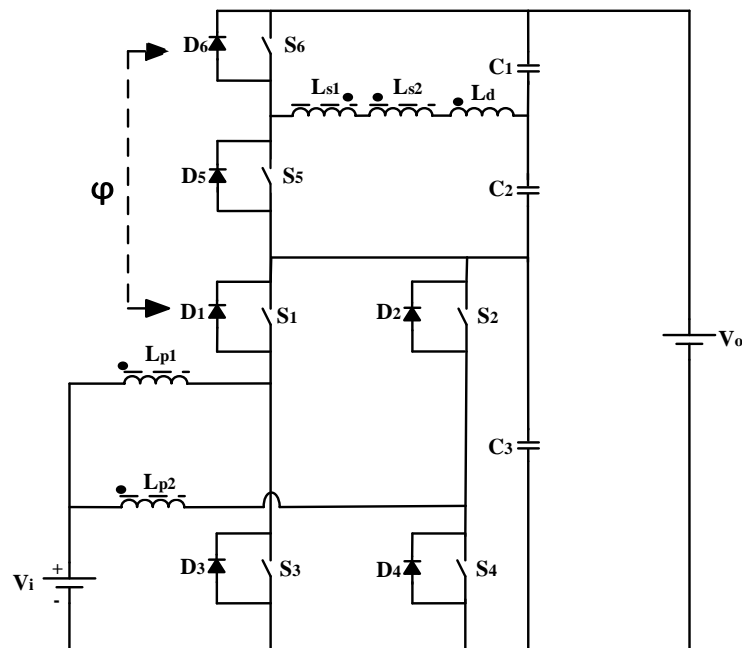
magneticamente acoplados e com uma indutância de dispersão ( $L_d$ ) para permitir a transferência de energia, à qual pode ser usada para implementação do *Phase-Shift* (PS).

A estrutura é composta por seis interruptores  $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5$  e  $S_6$ , em que o transistor utilizado para esse estudo é o *Mosfet*, pois a sua preferência em relação a outros tipos de transistores é devido a sua capacidade em realizar a comutação em tempos extremamente curtos, o que permite a sua operação em circuitos com frequências mais elevadas. Portanto, por ter esse tempo de chaveamento curto, possui menos perdas e menor conteúdo harmônico gerado pelo conversor.

A ponte inferior, na qual se encontra a porta  $V_i$ , consiste em:  $S_1, S_2, S_3, S_4, L_{p1}, L_{p2}$  e  $C_3$ . Já a ponte superior consiste em:  $S_5, S_6, L_{s1}, L_{s2}, C_1$  e  $C_2$ . A razão cíclica é fixada em 0,5.

A figura 9 representa a topologia do conversor utilizado para o estudo do presente trabalho, apresentada por Magalhães (2022).

**Figura 9** - Topologia do conversor estudado



Fonte: adaptado de Magalhães (2022)

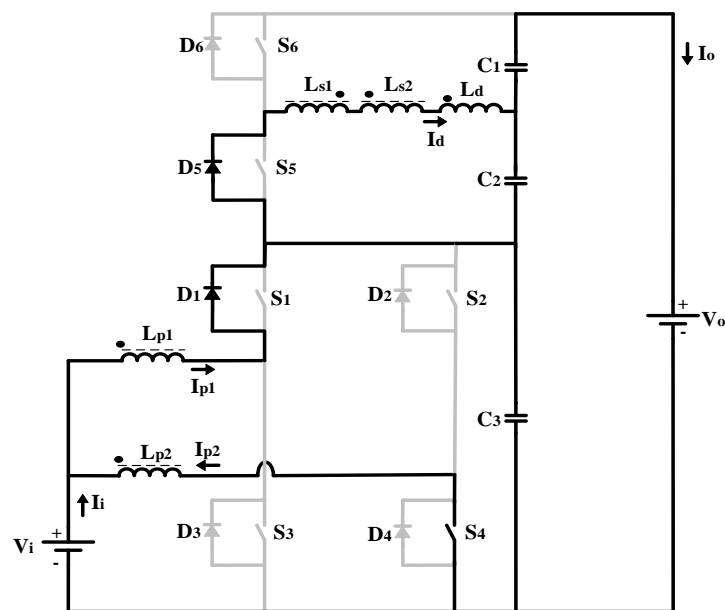
No entanto, para a realização dos cálculos das perdas, faz-se necessário o cálculo dos esforços nas chaves para a obtenção dos valores eficazes. Com isso, destaca-se as etapas de operação do conversor, para que, a partir delas consegue-se obter as equações das correntes necessárias.

## 2.1 Etapas de operação

A descrição das etapas de operação foi realizada a partir da análise de formas de onda obtidas através da simulação no software PSIM 9.1.1. No entanto, utilizou-se o sinal da corrente no indutor de transferência de energia como referência para a obtenção dessas etapas e analisado com todas as correntes que circulam nos transistores, nos quais foram os mesmos sinais apresentados por Magalhães (2022). Em seguida, foram apresentadas as etapas de operação do conversor no modo boost.

Primeira etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: esta etapa começa em  $\theta_0$ , quando a chave  $S_4$  é ligada. Conforme pode-se ver na figura 10, as chaves  $S_1$  e  $S_5$  são bloqueados e, respectivamente, os diodos  $D_1$  e  $D_5$  passam a conduzir. Os interruptores  $S_2, S_3$  e  $S_6$  estão desligadas. A corrente na ponte superior  $i_d$  através do indutor de transferência de energia  $L_d$  possui formato decrescente. O  $D_5$  continua conduzindo até que a indutância de dispersão se anule.

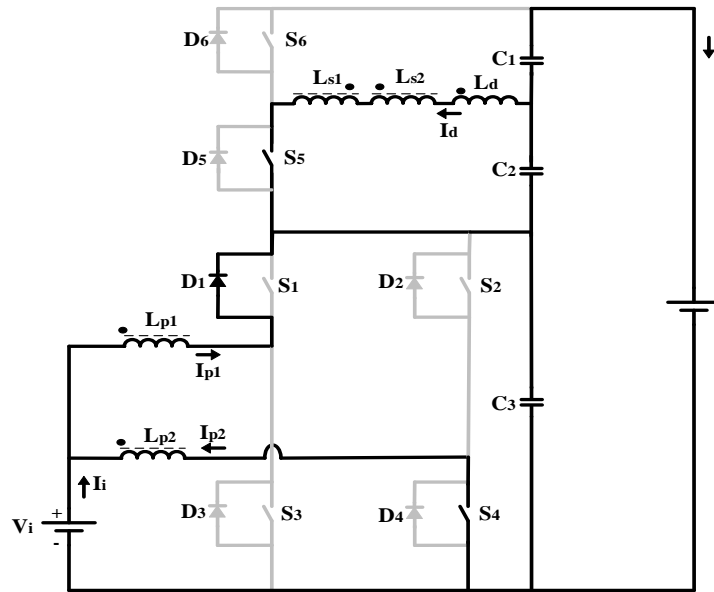
Figura 10 - Primeira etapa de operação



Fonte: adaptado de Magalhães (2022)

Segunda etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: essa etapa é semelhante à primeira etapa de operação, porém, como ilustra a figura 11, a corrente na ponte superior não circula mais pelo  $D_5$ , mas sim pela chave  $S_5$ . A corrente na ponte superior  $i_d$  através do indutor de transferência de energia  $L_d$  mantém o formato decrescente.

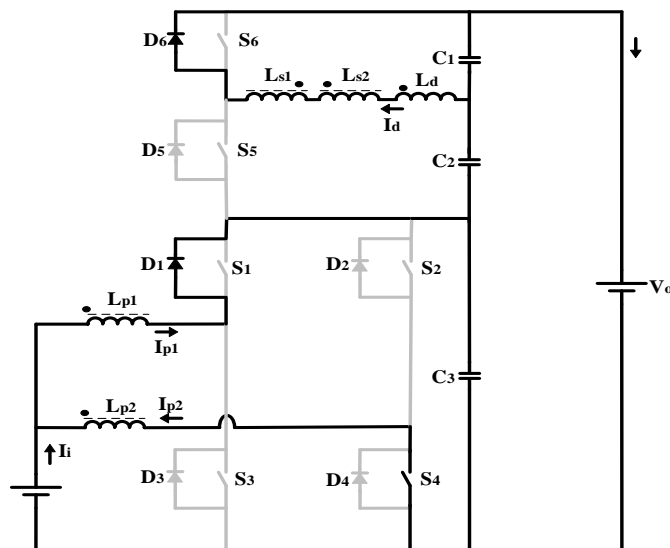
**Figura 11** - Segunda etapa de operação



Fonte: adaptado de Magalhães (2022)

Terceira etapa [ $\theta_2$ ,  $\theta_3$ ]: nessa etapa, como apresentado na figura 12, o transistor  $S_5$  é bloqueado e o transistor  $S_6$  é acionado. No entanto, devido o sentido da corrente que flui através do indutor de transferência de energia  $L_d$ , que por sua vez tem o sinal crescente, possui o mesmo sinal do transistor  $S_6$ , que acaba impossibilitando a chave  $S_6$  de entrar em condução e essa indutância de dispersão acaba forçando o diodo  $D_6$  em antiparalelo a essa chave a entrar em condução. O transistor  $S_2$ ,  $S_3$  assim como  $S_5$  ficam bloqueados, enquanto que a corrente flui pelo  $D_1$  e a chave  $S_4$ .

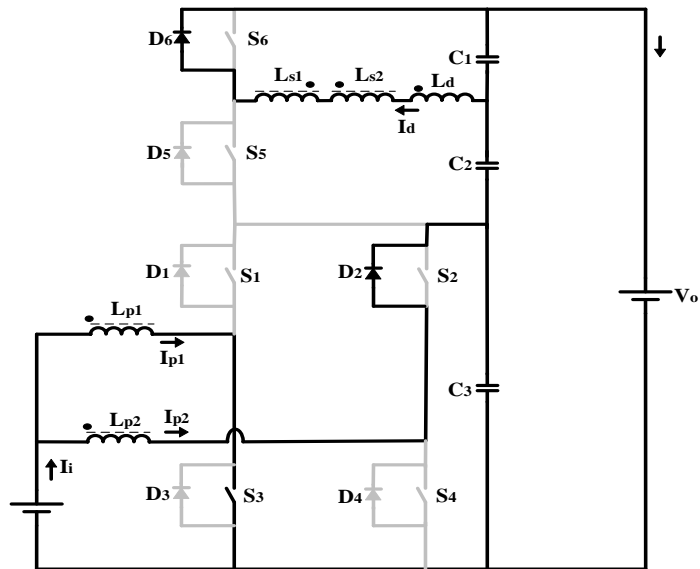
**Figura 12** - Terceira etapa de operação



Fonte: adaptado de Magalhães (2022)

Quarta etapa  $[\theta_3, \theta_4]$ : a figura 13 mostra que o transistor  $S_1$  e  $S_4$  ficam bloqueados, o diodo  $D_2$  e a chave  $S_3$  passam a conduzir. A corrente na ponte superior  $i_d$  possui o formato crescente. A corrente na ponte superior continua fluindo através do diodo antiparalelo da chave  $S_6$  até que a corrente através da indutância de dispersão se anule.

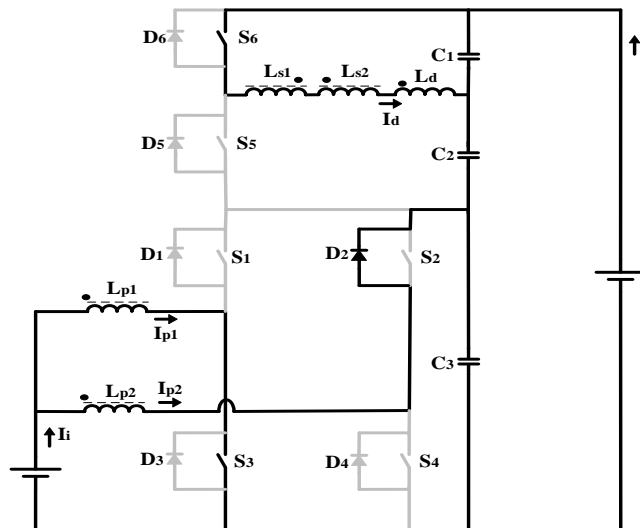
Figura 13 - Quarta etapa de operação



Fonte: adaptado de Magalhães (2022)

Quinta etapa  $[\theta_4, \theta_5]$ : o processo dessa etapa é semelhante à quarta etapa, porém a chave  $S_6$  entra em condução ao invés do diodo  $D_6$  que passa a ser bloqueado, como apresentado na figura 14. A corrente na ponte superior  $i_d$  possui formato crescente.

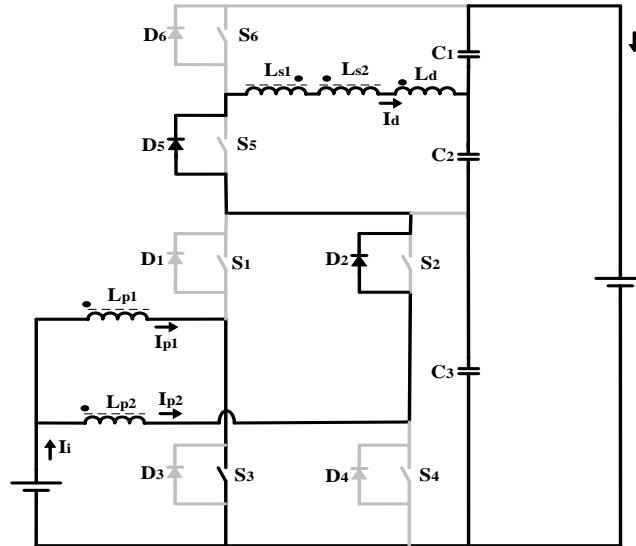
Figura 14 - Quinta etapa de operação



Fonte: adaptado de Magalhães (2022)

Sexta etapa  $[\theta_5, \theta_6]$ : como ilustra a figura 15, esse processo é semelhante à quinta etapa de operação, mas a chave  $S_6$  deixa de conduzir e o diodo  $D_5$  em antiparalelo a chave  $S_5$  entra em condução. O final desta etapa volta para o início da primeira etapa.

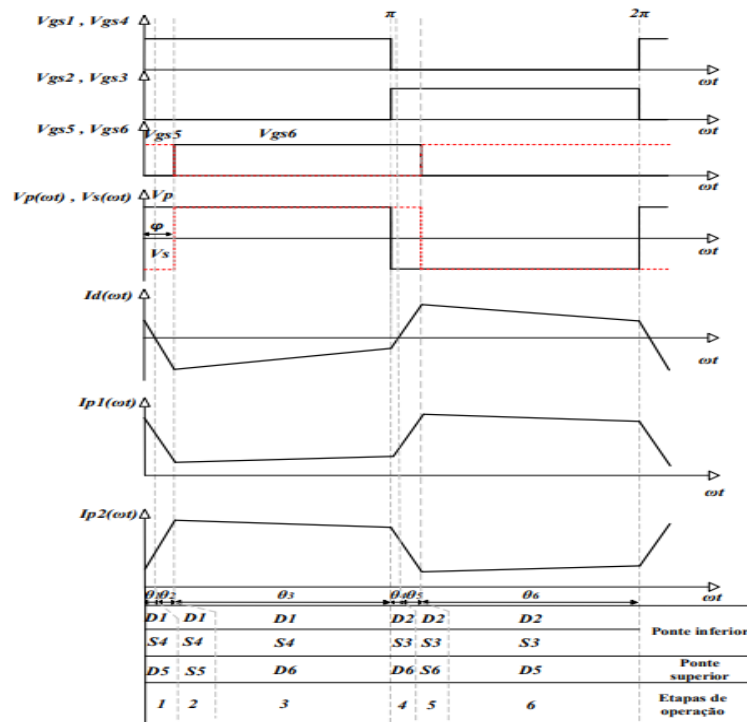
Figura 15 - Sexta etapa de operação



Fonte: adaptado de Magalhães (2022)

A figura 16 ilustra as formas de onda teóricas das etapas de funcionamento do conversor.

Figura 16 - Formas de onda teóricas das etapas de funcionamento



Fonte: Magalhães (2022)



Em seguida, para a definição das etapas de operação para o modo buck do conversor em estudo, a operação é similar, porém, o ângulo do *Phase-shift* da ponte superior vai estar adiantado em relação a ponte inferior para garantir a reversão de fluxo de potência. Portanto, não se faz necessário a apresentação dos mesmos circuitos ilustrando as etapas de operação.

### 3 METODOLOGIA

Para a realização do presente trabalho, foram utilizados dois procedimentos para atingir os objetivos específicos traçados com o intuito de obter um resultado de acordo com objetivo geral definido.

Em um primeiro momento, fez-se uma revisão bibliográfica das diferentes topologias dos conversores CC-CC existentes na literatura com aplicação em armazenamento de energias, além de levantamento teórico referente a análise de esforços e perdas de semicondutores.

Em um segundo momento, realizou-se a simulação do conversor. Também, através do equacionamento de esforços nas chaves seguindo as definições propostas por Henn (2008), será possível, através de Oliveira Filho (2010), realizar o cálculo térmico do dissipador, à qual, inclui o cálculo de perdas por condução e comutação nos semicondutores do conversor analisado neste trabalho.

Para o procedimento supracitado, adotou-se os transistores IRFP 4321 e IXFH 52N30Q. Suas especificações são apresentadas na tabela 1. Salienta-se que os parâmetros do conversor estudado foram os mesmos utilizados por Magalhães (2022) e são apresentados na tabela 2.

**TABELA 1** – Especificações dos transistores escolhidos

Tipo de Interruptor	MOSFET	
	IRFP 4321PbF	IXFH 52N30Q
Referência	IRFP 4321PbF	IXFH 52N30Q
Máxima Tensão Dreno-Source ( $V_{DSS}$ )	150 V	300 V
Máxima Corrente de Dreno (Média) ( $I_D$ )	78 A @ 25° C	52 A
Máxima Corrente de Dreno Pulsada ( $I_{DP}$ )	330 A	208 A
Resistência Térmica Junção-Capsula ( $R_{Sjc}$ )	0,49 °C/W	0,35 K/W
Resistência Térmica Capsula-Dissipador ( $R_{Scd}$ )	0,24 °C/W	0,25 K/W
Resistência Térmica Junção-Ambiente ( $R_{Sja}$ )	40 °C/W	-----
Resistência de Condução ( $R_{DS(on)}$ )	15,5 mΩ	60 mΩ
Capacitância de entrada	4460 pF	5300 pF
Faixa de Operação Para Temperatura de Junção ( $T_{Sj}$ )	-55 a 175 °C	25 a 150 °C
Tempo de subida ( $t_r$ )	60 ns	60 ns
Tempo de descida ( $t_f$ )	35 ns	25 ns

Fonte: disponível em <<https://bit.ly/3F3ZJHx>>

TABELA 2 – Parâmetros do circuito de potência

PARAMETROS	VALOR
Tensão de entrada ( $V_i$ )	28 V
Tensão de saída ( $V_o$ )	180 V
Potência de saída ( $P_o$ )	500 W
Indutância de dispersão ( $L_d$ )	14 $\mu$ H
Autoindutância ( $L_{p1}$ )	80 $\mu$ H
Ângulo de deslocamento de fase ( $\varphi^\circ$ )	30
Capacitâncias ( $C_1, C_2$ e $C_3$ )	400 $\mu$ F
Frequência de comutação das chaves ( $f$ )	50kHz

Fonte: Magalhães (2022).

Para a realização dos cálculos dos esforços nas chaves, utilizou-se o software Mathcad 15. Os equacionamentos para a obtenção dos esforços de tensão máxima, corrente na ponte primária e secundária e corrente nos interruptores são apresentados a seguir. As mesmas podem ser obtidas a partir da equação da corrente que circulam nas pontes, conforme as etapas de operações apresentadas no capítulo anterior.

$$V_{\max} = V_s + \frac{\Delta V_s \cdot V_s}{2} \quad (3.1)$$

$$I_{p\_ef} = \sqrt{\frac{2}{\omega T_s} \cdot \left[ \int_0^\varphi i_p^2(\theta) d\theta + \int_\varphi^\pi i_p^2(\theta) d\theta \right]} \quad (3.2)$$

$$I_{d\_ef} = \sqrt{\frac{2}{\omega T_s} \cdot \left[ \int_0^\varphi i_d^2(\theta) d\theta + \int_\varphi^\pi i_d^2(\theta) d\theta \right]} \quad (3.3)$$

$$I_{s1\_ef} = I_{s2\_ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\left[ \int_0^\varphi i_p^2(\theta) d\theta + \int_\varphi^\pi i_p^2(\theta) d\theta \right]}{2}} \quad (3.4)$$

$$I_{s3\_ef} = I_{s4\_ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[ 2 \cdot \int_0^\varphi i_p^2(\theta) d\theta + \int_\varphi^\pi i_p^2(\theta) d\theta \right]} \quad (3.5)$$

$$I_{s5\_ef} = I_{s6\_ef} = \sqrt{\frac{1}{\omega T_s} \cdot \left[ \int_0^\varphi i_d^2(\theta) d\theta + \int_\varphi^\pi i_d^2(\theta) d\theta \right]} \quad (3.6)$$

Como supracitado anteriormente, para a realização do cálculo de perdas de condução e comutação nos interruptores, foram utilizadas as seguintes equações apresentadas a seguir.

$$P_{sCd} = R_{DS} \cdot I_{sef}^2 \quad (3.7)$$

$$P_{sCom} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{sef} \cdot V_{s\max} \quad (3.8)$$

A perda total é calculada pela seguinte expressão abaixo:

$$P_s = P_{sCd} + P_{sCom} \quad (3.9)$$

Por outro lado, com o cálculo térmico é possível determinar a resistência térmica e garantir que a temperatura de junção permaneça abaixo do valor máximo permitido, definido pelo fabricante (BARBI, 2007, p. 159). E, para realizar o dimensionamento do dissipador, realiza-se o cálculo da temperatura do dissipador e da resistência térmica adequado para que não ocorra excesso de temperatura para situações não ideais através das equações apresentadas a seguir.

$$T_d = T_j - P_s \cdot (R_{jc} + R_{cd}) \quad (3.10)$$

$$R_d = \frac{T_d - T_a}{P_s} \quad (3.11)$$

## 4 CÁLCULO DE ESFORÇOS E PERDAS

“Para dimensionar o dissipador, o projetista deve considerar uma temperatura de junção um pouco menor que o valor máximo indicado no catálogo do semicondutor, pois podem ocorrer excessos de temperatura para certas situações não ideais [...]” (BASCOPE, 1997, apud OLIVEIRA FILHO, 2010, p. 125)

Barbi (2007) vem ressaltando que a máxima temperatura de junção é um compromisso em relação a uma vida útil saudável de um semicondutor, pois todo semicondutor tem uma vida útil limitada. Isto porque, quanto maior a temperatura de trabalho da junção, menor o tempo médio entre falhas (MTBF).

### 4.1 Cálculo dos esforços

Para a realização de cálculo dos esforços, como foi salientado previamente, utilizou-se o software Mathcad 15 para a obtenção dos resultados.

Utilizou-se a expressão (3.2) para a obtenção da corrente eficaz da ponte primária  $I_{p\_ef}$ . Este resultado foi apresentado em (4.1).

$$I_{p\_ef} = \sqrt{\frac{2}{wT_s} \cdot \left[ \int_0^\varphi i_p^2(\theta) d\theta + \int_\varphi^\pi i_p^2(\theta) d\theta \right]} = 11,55A \quad (4.1)$$

Com o uso da expressão (3.4), realizou-se o cálculo da corrente eficaz do interruptor  $S_1$  e  $S_2$ . Com isto, obtém-se o resultado apresentado em (4.2).

$$I_{s1\_ef} = I_{s2\_ef} = \frac{\sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left[ \int_0^\varphi i_p^2(\theta) d\theta + \int_\varphi^\pi i_p^2(\theta) d\theta \right]}}{2} = 2,976A \quad (4.2)$$

Através da expressão (3.5), calculou-se a corrente eficaz do interruptor  $S_3$  e  $S_4$ . Com isto, encontra-se o resultado apresentado em (4.3).

$$I_{s3\_ef} = I_{s4\_ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[ 2 \cdot \int_0^\varphi i_p^2(\theta) d\theta + \int_\varphi^\pi i_p^2(\theta) d\theta \right]} = 11,05A \quad (4.3)$$

Em seguida, por meio da expressão (3.3), foi possível realizar o cálculo da corrente eficaz da ponte secundária  $I_{d\_ef}$ , para isto, obtém-se o resultado apresentado em (4.4).

$$I_{d\_ef} = \sqrt{\frac{2}{wT_s} \cdot \left[ \int_0^\varphi i_d^2(\theta) d\theta + \int_\varphi^\pi i_d^2(\theta) d\theta \right]} = 6,72A \quad (4.4)$$

Portanto, obtendo-se o resultado do  $I_{d\_ef}$ , utilizou-se a expressão (3.6) para a realização do cálculo da corrente eficaz do interruptor  $S_5$  e  $S_6$ , onde obtém-se o resultado apresentado em (4.5).

$$I_{s5\_ef} = I_{s6\_ef} = \sqrt{\frac{1}{wT_s} \cdot \left[ \int_0^\varphi i_d^2(\theta) d\theta + \int_\varphi^\pi i_d^2(\theta) d\theta \right]} = 4,758A \quad (4.5)$$

Em seguida, através da expressão (3.1), foi possível realizar o cálculo do valor máximo da tensão sobre os dois interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , para isto, obtém-se o resultado apresentado em (4.6).

$$V_{s1max} = V_{s2max} = 56 + \frac{0,01 \cdot 56}{2} = 56,28V \quad (4.6)$$

A tensão máxima total da ponte superior é a soma das tensões máximas sobre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . A tensão máxima sobre um capacitor é igual com a tensão máxima do outro e através da expressão (3.1) obtém-se o resultado em (4.8).

$$V_{C1max} = V_{C2max} = 62 + \frac{0,01 \cdot 62}{2} = 62,31V \quad (4.7)$$

$$V_{max\_T\_PS} = V_{c1max} + V_{c2max} = 62,31 + 62,31 = 124,62V \quad (4.8)$$

## 4.2 Cálculo das perdas nos semicondutores

Para a realização dos cálculos das perdas nos semicondutores, no caso dos *MOSFETs*, foram utilizados como parâmetros as equações apresentadas na metodologia deste trabalho e os resultados dos esforços das correntes nominais e das tensões máximas nos interruptores obtidos na seção anterior. Nas subseções posteriores da seção (4.2), foram apresentados os cálculos das perdas nos semicondutores em que o conversor opera no modo boost.

### 4.2.1 Cálculo das perdas no interruptor $S_1$ e $S_2$

As perdas por condução nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são iguais e são obtidas a partir da expressão (3.7) apresentada na metodologia. Logo, substituindo o valor da resistência de condução ( $R_{DS(on)}$ ) do *MOSFET IRFP 4321* apresentado na Tabela 1 e o valor calculado da corrente eficaz apresentado na Tabela 4, encontra-se o seguinte resultado apresentado em (4.9).

$$P_{s1Cd} = P_{s2Cd} = 15,5 \cdot 10^{-3} \cdot 2,979^2 = 0,138W \quad (4.9)$$

As perdas por comutação nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são iguais e são obtidas a partir da expressão (3.8) apresentada na metodologia. Logo, substituindo os valores do *Mosfet IRFP 4321* apresentada na Tabela 1 e os valores calculados apresentados na Tabela 4, obtém-se o resultado apresentado em (4.10).

$$P_{s1Com} = P_{s2Com} = \frac{50000}{2} \cdot (60 \cdot 10^{-9} + 35 \cdot 10^{-9}) \cdot 2,979 \cdot 56,28 = 0,398W \quad (4.10)$$

A perda total é obtida a partir da expressão (3.9) apresentada na metodologia. E, substituindo-se os resultados obtidos na expressão (4.9) e (4.10), obtém-se o resultado apresentado em (4.11).

$$P_{s1} = P_{s2} = 0,138 + 0,398 = 0,536W \quad (4.11)$$

#### 4.2.2 Cálculo das perdas no interruptor $S_3$ e $S_4$

De forma análoga, as perdas por condução nos interruptores  $S_3$  e  $S_4$  são iguais e são obtidas a partir da expressão (3.7) apresentada na metodologia e obtidas da mesma forma que foram obtidas as perdas nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ . Logo, substituindo o valor da resistência de condução ( $R_{DS(on)}$ ) do *MOSFET IRFP 4321* apresentada na Tabela 1 e o valor calculado da corrente eficaz apresentada na Tabela 4, obtém-se o resultado apresentado em (4.12).

$$P_{s3Cd} = P_{s4Cd} = 15,5 \cdot 10^{-3} \cdot 11,05^2 = 1,893W \quad (4.12)$$

As perdas por comutação nos interruptores  $S_3$  e  $S_4$  são iguais e são obtidas a partir da expressão (3.8) apresentada na metodologia. Pela topologia em estudo, a tensão máxima sobre o capacitor  $C_3$  é igual para os interruptores da ponte inferior  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ . Portanto, utiliza-se o resultado obtido na equação (4.6) como a tensão máxima sobre o interruptor  $S_3$  e  $S_4$ . Para isto, utiliza-se os valores apresentados na Tabela 1 e na tabela 4, logo, encontra-se o resultado apresentado em (4.13).

$$P_{s3Com} = P_{s4Com} = \frac{50000}{2} \cdot (60 \cdot 10^{-9} + 35 \cdot 10^{-9}) \cdot 11,05 \cdot 56,28 = 1,477W \quad (4.13)$$

A perda total é obtida a partir da expressão (3.9) apresentada na metodologia. E, substituindo-se os resultados obtidos na expressão (4.12) e (4.13), obtém-se o resultado apresentado em (4.14).

$$P_{s3} = P_{s4} = 1,893 + 1,477 = 3,37W \quad (4.14)$$

#### 4.2.3 Cálculo das perdas no interruptor $S_5$ e $S_6$

Para o cálculo das perdas nos interruptores  $S_5$  e  $S_6$ , foi utilizado o transistor *IXFH 52N30Q*. Isto devido à um possível efeito da ressonância entre a capacitância das chaves e a indutância de dispersão do indutor que em algum instante pode ser que o valor em regime permanente aumente. Se esse valor por exemplo representar uns 10 V a mais, é possível que haja problemas nos transitórios, portanto, utilizou-se um transistor que suporta o maior nível de tensão.

As perdas por condução nos interruptores  $S_5$  e  $S_6$  são iguais e são obtidas a partir da expressão (3.7) apresentada na metodologia. Logo, substituindo o valor da resistência de condução ( $R_{DS(on)}$ ) do *MOSFET IXFH 52N30Q* apresentado na Tabela 1 e o valor calculado da corrente eficaz apresentada na Tabela 4, obtém-se o resultado apresentado em (4.15).

$$P_{s5Cd} = P_{s6Cd} = 60 \cdot 10^{-3} \cdot 4,758^2 = 1,358W \quad (4.15)$$

As perdas por comutação nos interruptores  $S_5$  e  $S_6$  são iguais e são obtidas a partir da expressão (3.8) apresentada na metodologia. Para isto, utiliza-se os valores apresentados na Tabela 1 do *MOSFET IXFH 52N30Q* e na tabela 4, logo, obtém-se o resultado apresentado em (4.16).

$$P_{s5Com} = P_{s6Com} = \frac{50000}{2} \cdot (60 \cdot 10^{-9} + 25 \cdot 10^{-9}) \cdot 4,758 \cdot 124,62 = 1,26W \quad (4.16)$$

A perda total é obtida a partir da expressão (3.9) apresentada na metodologia. E, substituindo-se os valores dos resultados obtidos na expressão (4.15) e (4.16), obtém-se o resultado apresentado em (4.17).

$$P_{s5} = P_{s6} = 1,358 + 1,26 = 2,618W \quad (4.17)$$

Para a realização do cálculo das perdas nos semicondutores com a operação do conversor em modo buck, espera-se que os resultados serão iguais, isto porque, o semiconductor utilizado para as duas pontes é do tipo *Mosfet*, onde o mesmo irá trabalhar no modo retificador síncrono na qual proporciona uma reversão de fluxo de corrente no *Mosfet* fazendo com que o conversor trabalhe no modo buck. Portanto, não se faz necessário a realização do cálculo das perdas nesse modo de operação.

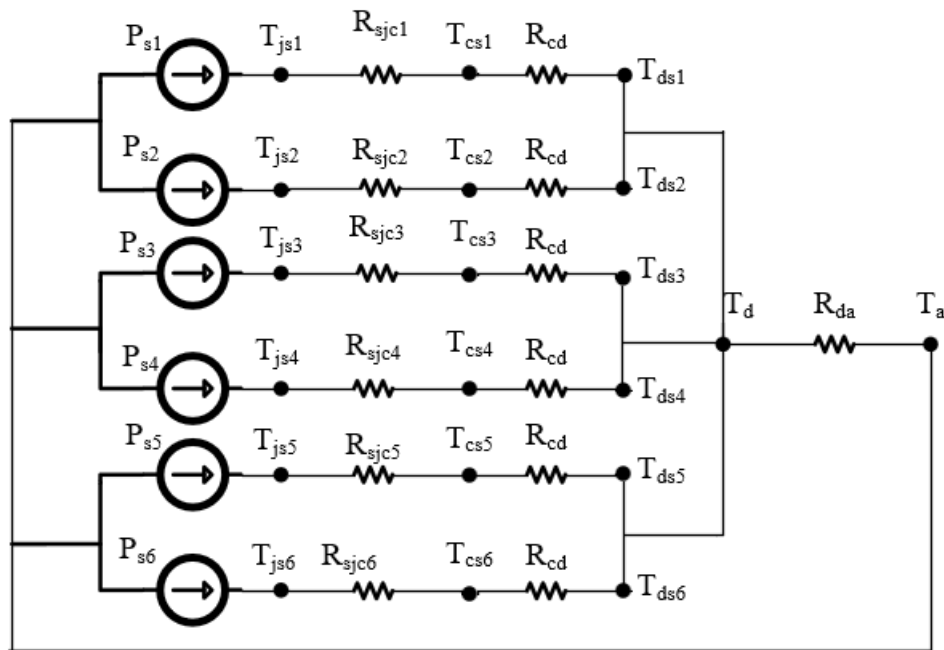


### 4.3 Cálculo térmico

Neste capítulo, foram utilizados os resultados das perdas dos semicondutores obtidos na seção anterior, juntamente com os dados da Tabela 1 para a obtenção da temperatura e a resistência térmica do dissipador que irá abrigar os interruptores.

O circuito térmico para este projeto é mostrado na figura 17.

**Figura 17** - Circuito das resistências térmicas dos interruptores



Fonte: próprio autor

Para o cálculo da temperatura do dissipador, a partir da figura 17 e dos dados apresentados na Tabela 1, considera-se a temperatura de junção de 100 °C. Através da expressão (3.10) calcula-se a temperatura do dissipador para interruptores como mostram as expressões abaixo e obtém-se os resultados destacados em (4.18) e (4.19).

$$T_{ds1} = T_{ds2} = T_{sj} - P_{s1} \cdot (R_{sjc} + R_{scd}) \rightarrow T_{ds1} = T_{ds2} = 100 - [0,536 \cdot (0,49 + 0,24)] = 99,61^\circ\text{C} \quad (4.18)$$

$$T_{ds3} = T_{ds4} = T_{sj} - P_{s3} \cdot (R_{sjc} + R_{scd}) \rightarrow T_{ds3} = T_{ds4} = 100 - [3,37 \cdot (0,49 + 0,24)] = 97,54^\circ\text{C} \quad (4.19)$$

Para calcular a temperatura do dissipador para interruptor  $S_5$  e  $S_6$ , foi necessário realizar a conversão da temperatura de junção capsula ( $R_{sjc}$ ) e a temperatura de capsula dissipador ( $R_{scd}$ ) do *MOSFET IXFH 52N30Q* para graus Celsius por Watt ( $^\circ\text{C}/\text{W}$ ). Portanto, considerando-se  $1^\circ\text{C}$ , a expressão (4.20) e (4.21) mostram os cálculos.

$$K = ^\circ C + 273,15 \rightarrow K = 1 + 273,15 = 274,15K \quad (4.20)$$

$$T_{d_{s5}} = T_{d_{s6}} = T_{s_j} - P_{s5} \cdot (R_{s_{jc}} + R_{s_{cd}}) \rightarrow T_{d_{s5}} = T_{d_{s6}} = 100 - [2,618 \cdot \{(0,35 + 0,25) \cdot \frac{1}{274,15}\}] = 99,99^\circ C \quad (4.21)$$

Segundo Oliveira Filho (2010), após a realização do cálculo da temperatura do dissipador, escolhe-se o menor valor obtido para ser considerado. Com isto, a temperatura do dissipador a ser considerada é apresentada na expressão (4.22).

$$T_d = T_{d_{s3}} = T_{d_{s4}} \rightarrow T_d = 97,54^\circ C \quad (4.22)$$

Em seguida, para o cálculo da resistência térmica, considerou-se uma temperatura ambiente de 40 °C. Através da expressão (3.11) e os resultados previamente encontrados, obtém-se o resultado apresentado em (4.23).

$$R_{da} = \frac{T_d - T_a}{2 \cdot (P_{s1} + P_{s3} + P_{s5})} \rightarrow R_{da} = \frac{97,54 - 40}{2 \cdot (0,536 + 3,37 + 2,618)} = 4,41^\circ C / W \quad (4.23)$$

A partir da expressão (4.23), o dissipador escolhido é o modelo HS 15560, pois apresenta uma resistência térmica menor do que calculado, garantindo assim uma segurança contra o aquecimento. A tabela 3 mostra as características do dissipador escolhido.

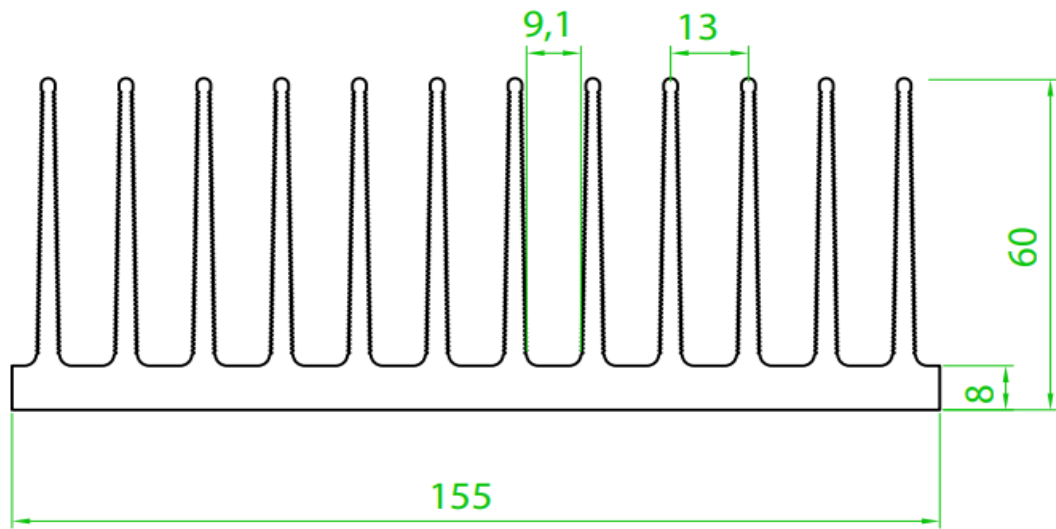
**TABELA 3 -** Especificação do dissipador escolhido

Referência (HS Dissipadores)	HS 15560
Perímetro (mm)	1980
Resistência térmica (°C/W/4'')	0,78
Dimensões (mm)	155 x 60
Unidade	1

Fonte: HS Dissipadores (2022)

A figura geométrica do dissipador escolhido está apresentada na figura 18, com valores cotados em milímetros.

**Figura 18** - forma geométrica do dissipador escolhido

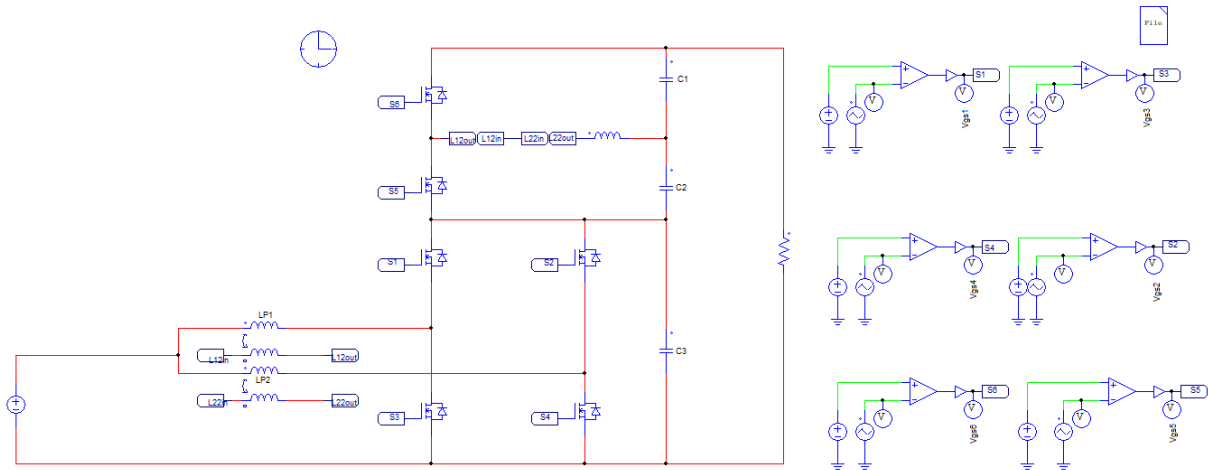


Fonte: HS Dissipadores (2022)

## 5 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO

Para a realização da simulação, utilizou-se o software PSIM 9.1.1, que é uma ferramenta com requisitos aceitáveis para a realização da simulação do conversor em estudo. Baseado na topologia em estudo, já apresentada no referencial teórico, montou-se o esquemático do circuito, conforme figura 19.

**Figura 19** - Projeto do conversor



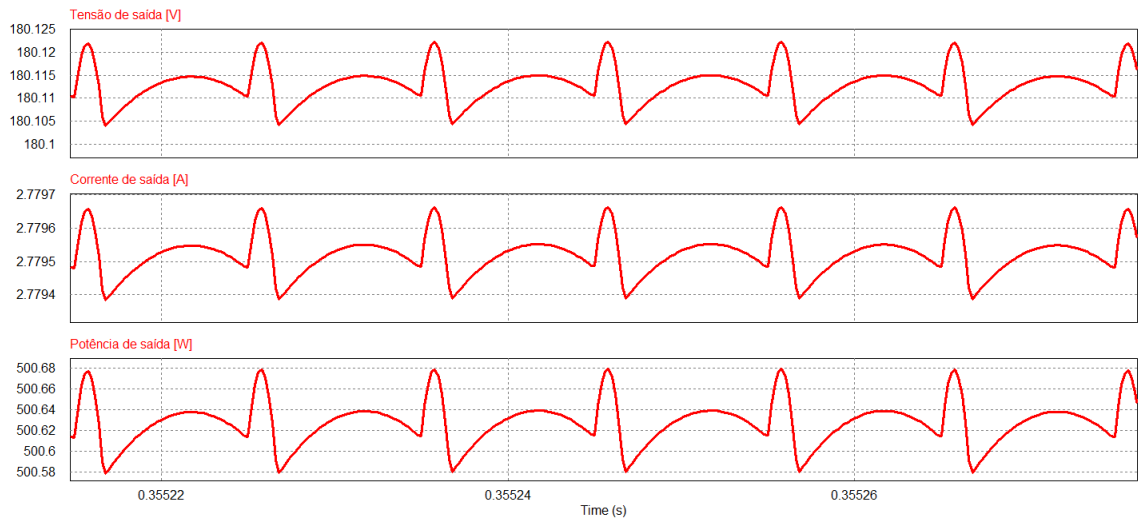
Fonte: próprio Autor

Com isto, para a realização da simulação do conversor, foram considerados e utilizados os parâmetros das características do conversor definidos por Magalhaes (2022). Estes parâmetros foram apresentados na tabela 2.

Inicialmente serão apresentadas as principais formas de onda que caracterizam a operação permanente do conversor em estudo. Após isso, e em destaque, serão apresentadas as formas de onda de corrente e tensão em cada uma das chaves da topologia, uma vez que os sinais supracitados são essenciais para a obtenção dos esforços em análise.

A figura 20 representa as formas de onda dos parâmetros de saída do conversor. Nela, estão contidas a tensão do barramento de saída em uma tensão média de 180,11 V, corrente média de 2,78 A e a potência média de saída aproximadamente 500,63 W.

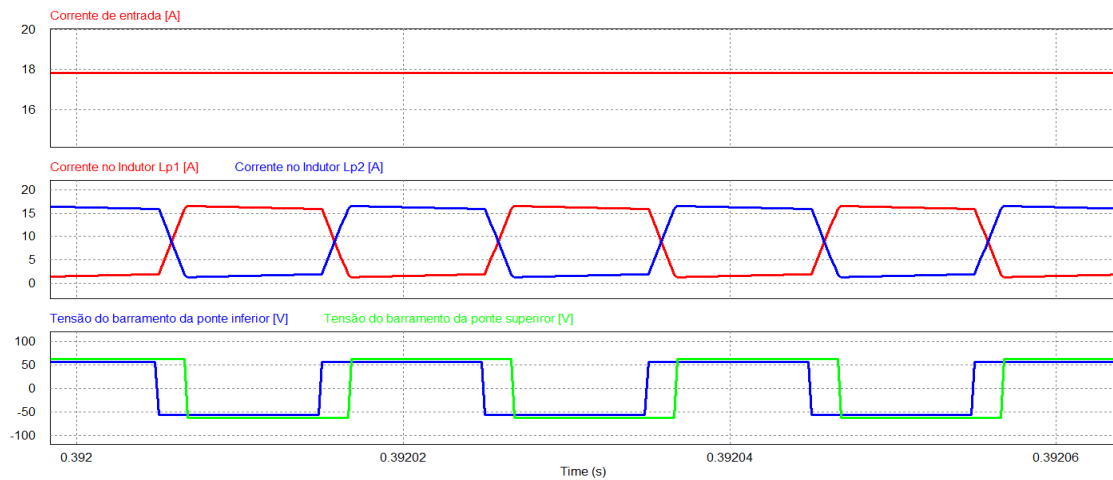
**Figura 20** – Valor médio da tensão de saída, corrente de saída e potência de saída



Fonte: próprio Autor

Na figura 21 são apresentadas as formas de ondas da corrente de entrada, correntes nos indutores magneticamente acoplados  $L_{p1}$  e  $L_{p2}$ , os quais são capazes de armazenar a energia e depois transferi-la por meio da indutância de dispersão para o barramento de saída e as tensões das duas pontes.

**Figura 21** - Corrente de entrada, corrente no indutor acoplado e tensão da ponte superior e inferior



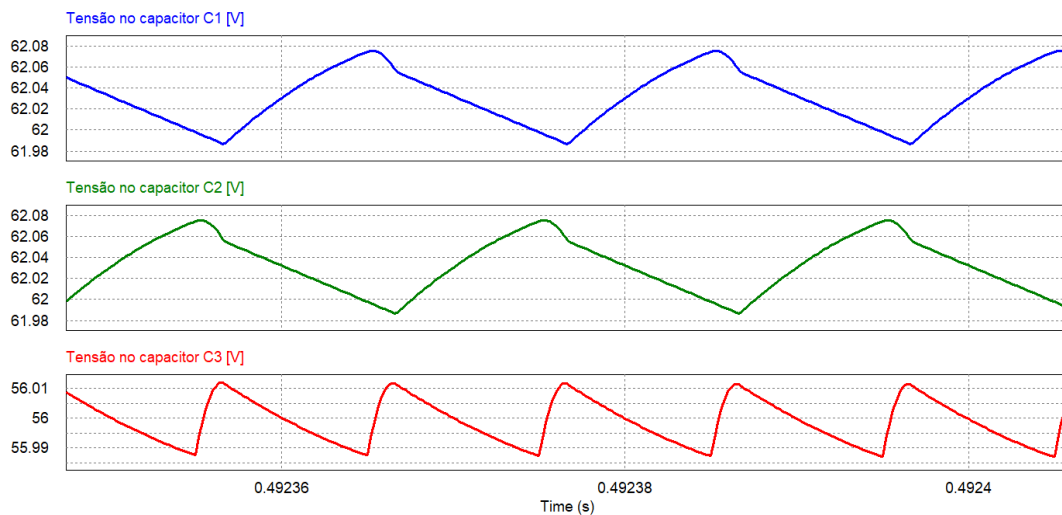
Fonte: próprio Autor

Com a figura 21 apresentada previamente, ao se observar, percebe-se que a corrente de entrada apresenta uma ondulação aproximadamente nula. Isto se deve ao fato de que a componente alternada CA dos indutores  $L_{p1}$  e  $L_{p2}$  são anuladas quando os dois sinais são somados, logo, esta apresentará um sinal aproximadamente contínuo. A corrente no indutor acoplado nunca será zero e, em cada instante de tempo, vai estar transferindo a energia através

da indutância de dispersão. Isso porque, tem a capacidade de armazenar uma certa quantidade de energia. Relativamente a tensão no barramento da ponte inferior e superior, observa-se que existe uma defasagem devido o deslocamento do ângulo *Phase-Shift* ( $\varphi^\circ$ ).

Na figura 22, são apresentadas as formas de onda da tensão nos capacitores de filtro de saída, onde é possível observar o valor de pico da tensão que fica aproximadamente na faixa de 62,075 V para cada capacitor da ponte superior e um valor de pico de aproximadamente 56,06 V para capacitor da ponte inferior. Ainda na figura 5.4, pode-se observar que a ondulação sobre o capacitor apresenta um valor máximo abaixo do especificado (1%), este valor é apresentado na tabela 4.

**Figura 22** - Tensão nos capacitores de filtro

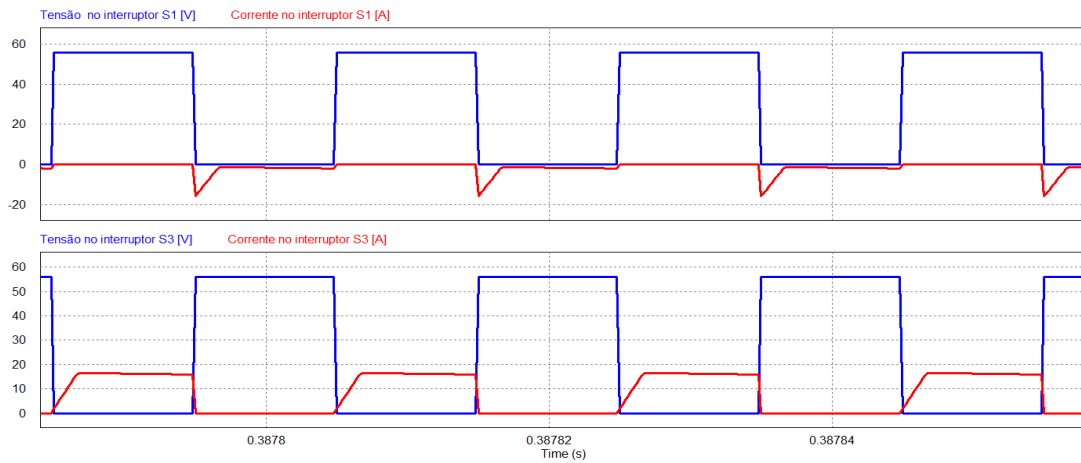


Fonte: próprio Autor

A partir da figura 23 a 25, são apresentadas as formas de onda dos esforços de tensão e corrente nos interruptores, em que cada figura representa os interruptores do mesmo braço com intuito de observar a comutação entre eles. Percebe-se claramente que o *Zero Voltage Switching* (ZVS) acontece quando os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_5$  e  $S_6$  são acionados, enquanto que, a comutação do interruptor  $S_3$  e  $S_4$  acontece no limite inicial do *Zero Voltage Switching* (ZVS).

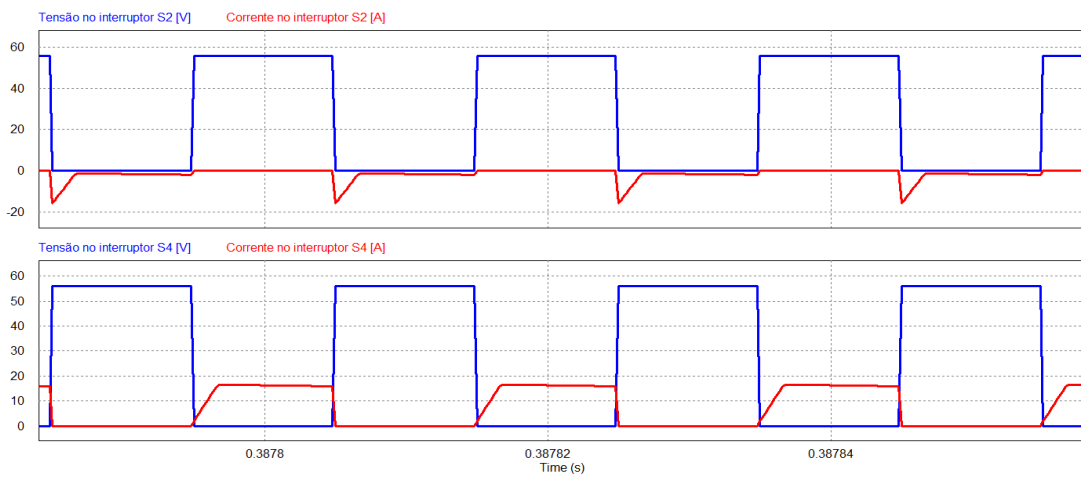
Pode-se observar que os sinais apresentam o mesmo comportamento para as formas de ondas. No entanto, os sinais da ponte inferior estão defasados em  $180^\circ$  dos sinais da ponte superior. A corrente eficaz no interruptor  $S_1$  e  $S_2$  são iguais, assim como  $S_3$  com  $S_4$  e também  $S_5$  com  $S_6$ , isto devido ao efeito da indutância equilibrada do indutor acoplado utilizado. Este elemento passivo que armazena a energia em seu campo magnético, transfere a mesma quantidade de energia para as duas chaves que conduzem no mesmo instante.

**Figura 23** - Característica de comutação dos interruptores  $S_1$  e  $S_3$



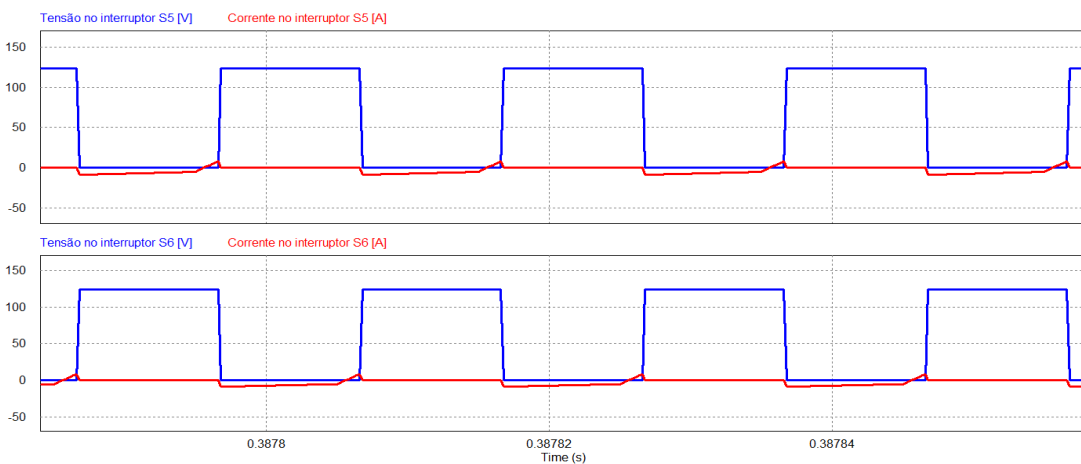
Fonte: próprio autor

**Figura 24** - Característica de comutação dos interruptores  $S_2$  e  $S_4$



Fonte: próprio autor

**Figura 25** - Característica de comutação dos interruptores  $S_5$  e  $S_6$



Fonte: próprio autor

Na tabela 4, foram apresentados o resultado dos valores calculados dos esforços nos semicondutores e os valores simulados do conversor estudado. Esta tabela por sua vez, serviu-se como uma comparação para a validação do modelo do conversor.

**TABELA 4** - Resultado dos parâmetros calculados e simulado com ( $\varphi = 30^\circ$ )

<b>PARÂMETROS</b>	<b>VALORES CALCULADOS</b>	<b>VALORES SIMULADOS</b>
Corrente eficaz no indutor ( $L_{p1}$ e $L_{p2}$ )	11,36 A	11,23 A
Corrente eficaz nos interruptores primário ( $S_1$ e $S_2$ )	2,979 A	3,07 A
Corrente eficaz nos interruptores primário ( $S_3$ e $S_4$ )	11,05 A	10,99 A
Corrente eficaz nos interruptores secundário ( $S_5$ ) e ( $S_6$ )	4,758 A	4,82 A
Tensão máxima nos interruptores $S_1$ e $S_2$	56,28 V	56,06 V
Tensão máxima dos capacitores $V_{c1}$ e $V_{c1}$	62,31 V	62,075 V
Tensão máxima da ponte superior $V_{\max\_T\_PS}$	124,62 V	124,07 V
Ondulação da Tensão ( $\Delta V$ ) no capacitor $C_1, C_2$	1%	0,14%
Ondulação da Tensão ( $\Delta V$ ) no capacitor $C_3$	1%	0,04%

Fonte: próprio autor

Com os resultados apresentados na tabela 4, pode-se perceber claramente que os valores calculados têm uma relação com os resultados obtidos através da simulação. Apesar que o valor eficaz calculado e simulado da corrente na chave  $S_1$  e  $S_2$  apresenta um erro de aproximadamente 2,9%, este não acarretará no desempenho da chave. Esta diferença pode ter sido ocasionada por algum erro devido ao fato de o cálculo ser feito a partir da análise numérica. Este problema é simples de resolver, basta realizar um dimensionamento do capacitor de polipropileno e colocá-lo em paralelo com a chave, logo, as correntes mais elevadas e indesejadas serão supridas por esse capacitor.



## 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

No presente trabalho, foi realizado um estudo de esforços e perdas nos semicondutores e a análise através do cálculo térmico, a simulação do conversor para o dimensionamento do dissipador responsável para abrigar os semicondutores.

A revisão bibliográfica realizada objetiva-se em descobrir as vantagens e desvantagens da análise dos esforços e perdas, das diferentes topologias aplicados com o foco em armazenamento de energias.

O conversor estudado no presente trabalho apresenta diversas vantagens, na qual é um circuito simples, onde pode ter uma implementação fácil por comutação suave com controle simples. Todas estas características tornam o conversor promissor para aplicações em baixa potência, especialmente com o foco em armazenamento de energia, operação em alta frequência, isto porque, o sistema deve apresentar a portabilidade e uma garantia da maximização da densidade de energia, em que o peso e o volume aos elementos filtrantes da carga elétrica será de grande relevância, e também, possui baixo custo e de alta confiabilidade.

De acordo com o cálculo dos esforços e perdas nos semicondutores, foi possível comprovar através da relação com a simulação realizada que os transistores escolhidos são ideais para implementação no projeto. Foram apresentadas as formas de ondas da simulação, em que foi possível observar os sinais em regime permanente e que a maioria dos resultados obtidos são condizentes com os cálculos dos esforços realizados, porém, percebe-se a diferença de 91 mA do valor calculado com o simulado da chave  $S_1$  e  $S_2$  correspondente a 2,96% de erro. Conclui-se que os erros percentuais dos resultados calculados e simulados não apresentam uma discrepância larga para prejudicar o desempenho do interruptor. Portanto, não existe risco em aplicar o *Mosfet IRFP 4321* e *IXFH 52N30Q*.

Com o resultado obtido através do cálculo térmico para dimensionamento do dissipador, optou-se por escolher o modelo do dissipador HS 15060 porque apresenta uma estrutura geométrica em que comprimento do dissipador é ideal para abrigar a placa com os semicondutores e que a resistência térmica é menor do que calculado. Este por sua vez, proporciona uma capacidade da dissipação do calor, em que os semicondutores nele abrigado não irão apresentar risco de aquecimento através do excesso da temperatura.

Em suma, este trabalho possibilitou a obtenção dos esforços nas chaves, perda nos semicondutores e, por fim, a obtenção do dissipador adequado. Com todos os resultados

obtidos, salienta-se que são indispensáveis para a realização dos trabalhos futuros, onde, será montado um protótipo do conversor estudado e que através dos testes a se realizar, será possível analisar a influência das perdas no rendimento do conversor e se a troca de calor através da temperatura do dissipador com o ambiente acontece como esperado.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALVES, Diego Bruno Saraiva. Conversor boost de alto ganho baseado na versão bidirecional da célula de comutação de três estados. *In*: Congresso Brasileiro de Automática, XX, 2014, Belo Horizonte, MG. Disponível em: <https://repositorio.ufc.br/handle/riufc/10663>. Acesso em: 20 nov. 2014.

BABOKANY, Abdolmajid Shahsavary; et al., A Review of Bidirectional Dual Active Bridge Converter. *In*: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL ENGINEERING/ELECTRONICS, COMPUTER, TELECOMMUNICATIONS AND INFORMATION TECHNOLOGY, ECTI-COM, 9<sup>th</sup>, 2012, Phetchaburi, Thailand. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6254316>. Acesso em: 20 nov. 2022.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência: projetos de fontes chaveadas**. 2. Ed. Florianópolis: Ed. do Autor, 2007.

CATÁLOGO HS DISSIPADORES, 2022. **Índice remissivo**: folha de dados do dissipador HS 15560. 2022, p. 13, 117 Disponível em: <https://www.hsdissipadores.com.br/catalogo.pdf>. Acesso em: 10 jan. 2023.

COSTA, Paulo Robson Melo; et al., Análise e Projeto do Conversor Dual Active Bridge - Multinível Aplicado em Sistemas de Armazenamento de Energia. *In*: Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2021), 13<sup>th</sup>, 2021, Santa Maria, Rio Grande do Sul. Disponível em: <http://repositorio.ufsm.br/handle/1/21832>. Acesso: 30 nov. 2022.

DUNG, Ahn Nguyen; CHIU, Huang-Jen; LIN, Jing-Yuan; HSIEH, Yao-Ching; CHEN, Hui-Ting; ZENG, Bo-Xiang. Novel Modulation of Isolated Bidirectional DC-DC Converter for Energ. *In*: IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 2019, IEEE. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8340163>. Acesso em: 30 nov. 2022.

DUNG, Ahn Nguyen; et al., Design of Bidirectional DC-DC Converter for Energy Storage System in High Power Application. *In*: INTERNATIONAL FUTURE ENERGY ELECTRONICS CONFERENCE (IFEEC), 4<sup>th</sup>, 2019, Singapore, 2019. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9015038>. Acesso em: 20 nov. 2022.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA - EPE. **Matriz Energética Mundial**. 2022. Disponível em: <https://bit.ly/3Es0wjF>. Acessado: 12 nov. 2022.

HART, Daniel W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. AMGH, 2012. cap. 6.

HENN, Gustavo Alves Lima. **Conversor boost bidirecional de alto ganho aplicado a um sistema fotovoltaico**. 2008. p. 1, 25 – 36. Dissertação (Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, CE, 2008. Disponível em: [https://repositorio.ufc.br/bitstream/riufc/66741/1/2008\\_dis\\_galhenn.pdf](https://repositorio.ufc.br/bitstream/riufc/66741/1/2008_dis_galhenn.pdf). Acesso em: 16 ago. 2022.

INTERNATIONAL RECTIFIER MOSFET IRFP 4321. Datasheet. Disponível em: <https://bit.ly/3F3ZJHx>. Acessado: 20 de fev. 2022.

IXIS POWER MOSFET IXFH 52N30Q. Disponível em: <https://bit.ly/3FdmRn0>. Acessado: 30 de out. 2022.

KARSHENAS, Hamid Reza; et al., Bidirectional DC-DC Converters for Energy Storage Systems. *In*: KARSHENAS, Hamid Reza; et al., **Energy Storage in the Emerging Era of Smart Grids**. 2011, p. 163 – 168.

LIRIO, Luiz Eduardo Altoé. **Contribuições para análise de perdas em conversores de potência com mosfet**. 2013. Dissertação (Pós-graduação em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio de Janeiro, RJ, 2013. Disponível em: <https://bit.ly/3RaDrtr>. Acesso em: 24 jan. 2023.

MAGALHÃES, Moisés de Oliveria. Conversor CC-CC de alto ganho e comutação suave baseado na topologia Dual Active Bridge. *In*: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA – CBA, XXIV, 2022, Fortaleza, CE. Disponível em: <https://sba.org.br/cba2022/anais-do-cba-2022/>. Acesso em: 21 nov. 2022.

MORITZ, Rodrigo Mauro Bauer. **Estudo de perdas por comutação, condução e cálculo térmico de um inversor trifásico de dois níveis**. 2014. Trabalho de Conclusão de Curso - Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, SC, 2014. Disponível em: <https://bit.ly/3RbGwrn>. Acesso em: 24 jan. 2023.

OLIVEIRA FILHO, Herminio Miguel. **Conversor estático de três estágios para carregamento de baterias a partir de sistema eólico**. 2010. Dissertação (Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, CE, 2010.

Disponível em: <http://www.gpec.ufc.br/trabalhos/Oliveira%20Filho%20-%202010.pdf>. Acesso em: 16 ago. 2022.

OLIVEIRA, Raimundo Nonato, Moura. A Three-Port Isolated Three-Phase Current-Fed DC-DC Converter Feasible to PV and Storage Energy System Connection on a DC Distribution Grid. *In: IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, 2019, IEEE. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8732459>. Acesso em: 31 nov. 2022.

PARK, Sukin; SONG, Yujin. An Interleaved Half-Bridge Bidirectional DC-DC Converter for Energy Storage System Applications. *In: International Conference on Power Electronics-ECCE Asia, 8<sup>th</sup>, 2011, Jeju, Korea (South)*. Disponível: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5944485>. Acesso em: 30 nov. 2022.

PONTES, Yuri. **Conversor CC-CC de alto ganho para aplicações fotovoltaicas e injeção de corrente em nanorredes CC**. 2019. p. 108. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e de Computação) – Universidade Federal do Ceará, Sobral, CE, 2019. Disponível em: <https://repositorio.ufc.br/handle/riufc/52267>. Acesso em: 20 ago. 2022.

TOFOLI, Fernando Lessa. **Conversores CC-CC não isolados: análise, modelagem e controle**. São Paulo: Ed. Artliber, 2018. p. 12.