

**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS**

Luciano Gonçalves Bacelar da Silva

**Projeto e Estudo de um Conversor CC-CC
Bidirecional para Aplicação em Veículos Elétricos**

São Carlos

2025

Luciano Gonçalves Bacelar da Silva

**Projeto e Estudo de um Conversor CC-CC
Bidirecional para Aplicação em Veículos Elétricos**

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica com Ênfase em Eletrônica, da Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Augusto Matheus dos Santos Alonso

**São Carlos
2025**

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da
EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

S586p Silva, Luciano Gonçalves Bacelar da
Projeto e Estudo de um Conversor CC-CC Bidirecional
para Aplicação em Veículos Elétricos / Luciano
Gonçalves Bacelar da Silva; orientador Augusto Matheus
dos Santos Alonso. São Carlos, 2025.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com
ênfase em Eletrônica) -- Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, 2025.

1. Conversor CC-CC Bidirecional. 2. Dual Active
Bridge. 3. Single Phase Shift. 4. Veículos Elétricos.
I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Luciano Gonçalves Bacelar da Silva

Título: “Projeto e Estudo de um Conversor CC-CC Bidirecional para Aplicação em Veículos Elétricos”

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 28 / 04 / 2025,

com NOTA dez (10 , 00), pela Comissão Julgadora:

Prof. Dr. Augusto Matheus dos Santos Alonso - Orientador -
SEL/EESC/USP

Dr. Thales Augusto Fagundes - Pós-Doutorando EESC/USP

Mestre Lucas Jony Ribeiro Silva - Doutorando EESC/USP

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Professor Associado José Carlos de Melo Vieira Júnior

AGRADECIMENTOS

A realização deste trabalho não seria possível sem o apoio e contribuição de muitas pessoas, às quais aqui expresso minha gratidão.

Ao meu professor-orientador, Prof. Dr. Augusto Matheus dos Santos Alonso, pelo seu apoio e orientação ao longo deste trabalho.

Aos meus colegas, pelo suporte, amizade e companheirismo ao longo da graduação, trazendo leveza e alegria aos desafios e conquistas que enfrentamos juntos.

À minha companheira, Isabella, pelo incentivo constante, pela paciência nos momentos difíceis e pelo apoio que me fortaleceu em cada etapa desta jornada.

Aos meus pais, Julio e Vanda, por me proporcionarem a oportunidade de cursar esta graduação, pelo incentivo constante aos meus estudos e por toda a dedicação ao longo da minha vida. Todas as minhas conquistas também são de vocês.

Por fim, agradeço ao CNPq pelo financiamento e apoio à realização desta pesquisa, que possibilitou o desenvolvimento deste trabalho.

RESUMO

SILVA, L. **Projeto e Estudo de um Conversor CC-CC Bidirecional para Aplicação em Veículos Elétricos.** 2025. 72 p. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2025.

Na contramão dos objetivos globais de desenvolvimento sustentável, o crescimento industrial e populacional tem impulsionado o aumento da emissão de carbono. Um dos principais responsáveis por essa emissão é o setor de transportes, especialmente os veículos movidos apenas a combustão, que dependem de combustíveis fósseis. Para reduzir esse impacto ambiental, a eletrificação automotiva surge como uma alternativa viável, permitindo o uso de sistemas de armazenamento de energia provenientes de fontes renováveis. Diante desse cenário, este trabalho desenvolveu um conversor eletrônico de potência CC-CC bidirecional para gerenciar de forma eficiente a carga e a descarga de um banco de baterias, viabilizando sua utilização como principal fonte de energia em veículos elétricos e híbridos. Foi realizada uma análise teórica de diferentes topologias de conversores, seguida pela avaliação e pela implementação, tanto computacional quanto experimental, da alternativa mais adequada às características do setor automotivo, como o isolamento galvânico e elevada densidade de potência. O conversor escolhido, *Dual Active Bridge*, foi modelado com base no método de operação *Single Phase Shift*, e seus componentes foram dimensionados para uma potência nominal de 500 W. Os resultados obtidos validaram a análise teórica, demonstrando que o conversor opera de acordo com sua modelagem e atende aos parâmetros estabelecidos em projeto. Assim, este trabalho reforça a importância da pesquisa em conversores eletrônicos de potência como ferramenta essencial para a transição energética e a redução das emissões de carbono no setor automotivo.

Palavras-chave: Conversor CC-CC Bidirecional. Veículos Elétricos. Recarga elétrica. Dual Active Bridge. Single Phase Shift. Eletrônica de Potência. Desenvolvimento Sustentável.

ABSTRACT

SILVA, L. **Design and Computational Study of a Bidirectional DC-DC Converter for Electric Vehicle Applications.** 2025. 72 p. Monograph (Conclusion Course Paper) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2025.

Contrary to global sustainable development goals, industrial and population growth have driven an increase in carbon emissions. The transportation sector, particularly combustion-engine vehicles reliant on fossil fuels, is a major contributor to these emissions. To reduce this environmental impact, automotive electrification has emerged as a viable alternative, enabling the use of energy storage systems powered by renewable sources. In this context, this work developed a bidirectional DC-DC power converter to efficiently manage the charging and discharging of a battery pack, making it the main energy source for electric and hybrid vehicles. A theoretical analysis of different converter topologies was conducted, followed by computational and experimental evaluation of the most suitable alternative for the automotive sector's requirements, such as galvanic isolation and high power density. The selected converter, the Dual Active Bridge, was modeled using the Single Phase Shift operation method, and its components were sized for a nominal power of 500 W. The obtained results validated the theoretical analysis, demonstrating that the converter operates as expected and meets the design specifications. This work highlights the importance of power electronic converters as a key tool for the energy transition and the reduction of carbon emissions in the automotive sector.

Keywords: Bidirectional DC-DC Converter. Electric Vehicles. Electric Charging. Dual Active Bridge. Power Electronics. Sustainable Development.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Estrutura de um veículo elétrico com um conversor CC-CC bidirecional interfaceando um banco de baterias com o barramento de tensão CC.	20
Figura 2 – Diagrama de fluxo de potência de um conversor CC-CC.	23
Figura 3 – Conversor bidirecional derivado de Buck e Boost.	26
Figura 4 – Conversor bidirecional Flyback.	28
Figura 5 – Conversor bidirecional Dual Active Bridge.	29
Figura 6 – Transferência de Potência em um Transformador no Modo de Operação SPS.	32
Figura 7 – Deslocamento de Fase na Forma de Onda da Tensão nos Enrolamentos do Transformador.	33
Figura 8 – Tensão no Indutor de Vazamento.	34
Figura 9 – Corrente no Indutor de Vazamento.	35
Figura 10 – Corrente de Entrada da Ponte Primária.	36
Figura 11 – Corrente de Saída da Ponte Secundária.	36
Figura 12 – Transferência de Potência normalizada.	37
Figura 13 – Variação de carga no capacitor.	39
Figura 14 – Cálculo da variação de carga obtido via integração.	40
Figura 15 – Modelo do Conversor Dual Active Bridge no Simulink em Malha Aberta.	41
Figura 16 – Gerador de ondas quadradas.	42
Figura 17 – Tensões nos terminais do Indutor ($\phi = 30^\circ$).	43
Figura 18 – Corrente do indutor ($\phi = 30^\circ$).	44
Figura 19 – Corrente da ponte primária e secundária.	45
Figura 20 – Análise do capacitor na ondulação de tensão da saída.	47
Figura 21 – Análise do capacitor na ondulação de tensão da entrada.	48
Figura 22 – Resposta de tensão - Malha aberta	50
Figura 23 – Comparativo entre o modelo computacional e o modelo médio.	50
Figura 24 – Resposta de corrente - Malha aberta	51
Figura 25 – Controlador PI para corrente e tensão	52
Figura 26 – Resposta de tensão - Malha fechada	52
Figura 27 – Resposta de corrente - Malha fechada	53
Figura 28 – Chave e gate driver utilizados no conversor.	56
Figura 29 – Montagem das chaves do conversor.	56
Figura 30 – Montagem do conversor após a adição dos capacitores de snubber e PCBs.	57
Figura 31 – Transformadores utilizados nos experimentos	58
Figura 32 – Placa de desenvolvimento STM32F407G-DISC1.	58
Figura 33 – Placa de controle do conversor.	59

Figura 34 – Montagem final do conversor Dual Active Bridge - Desligado	60
Figura 35 – Montagem final do conversor Dual Active Bridge - Ligado	60
Figura 36 – Tensões e Correntes do transformador - $f_s = 60\text{Hz}$ e $\phi = 0^\circ$	61
Figura 37 – Tensões e Correntes do conversor - $f_s = 60\text{Hz}$ e $\phi = 0^\circ$	63
Figura 38 – Zoom da corrente da ponte primária do conversor - $f_s = 60\text{Hz}$ e $\phi = 0^\circ$	64
Figura 39 – Corrente do capacitor de saída - $f_s = 60\text{Hz}$ e $\phi = 0^\circ$	64
Figura 40 – Tensões e Correntes do conversor - $f_s = 25\text{kHz}$ e $\phi = -30^\circ$ a 30°	66

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações do projeto Dual Active Bridge.	38
Tabela 2 – Componentes e parâmetros utilizados no modelo do Conversor Dual Active Bridge no MATLAB/Simulink.	41
Tabela 3 – Comparativo das correntes de entrada e saída do conversor.	45
Tabela 4 – Parâmetros do transformador de 25kHz.	57
Tabela 5 – Parâmetros do transformador de 60Hz.	57
Tabela 6 – Resultados experimentais para diferentes defasagens.	65
Tabela 7 – Resultado experimental para operação inversa.	67

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	Conversor Analógico-Digital
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC-CC	Conversor de Corrente Contínua para Corrente Contínua
CO_2	Dióxido de Carbono
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
DDP	Diferença de Potencial
DPS	<i>Dual Phase Shift</i>
DSP	Processador Digital de Sinais
EESC	Escola de Engenharia de São Carlos
EMI	Interferência Eletromagnética
EPS	<i>Extended Phase Shift</i>
HVDC	Corrente Contínua em Alta Tensão
IEA	Agência Internacional de Energia
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada
LAFAPE	Laboratório de Fontes Alternativas de Energia
PCB	Placa de Circuito Impresso
PI	Controlador Proporcional-Integrativo
PWM	Modulação por Largura de Pulso
RC	Resistor-Capacitor
RMS	Valor Eficaz
S1	Chave 1
S2	Chave 2
SEL	Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação

SPS *Single Phase Shift*
TPS *Triple Phase Shift*
USP Universidade de São Paulo

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	Objetivos do Trabalho	20
1.2	Organização do Trabalho	21
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	23
2.1	Conversor derivado de Buck e Boost	26
2.2	Conversor Flyback	27
2.3	Conversor Dual Active Bridge (DAB)	28
3	MODELAGEM E PROJETO	31
3.1	Modelagem	31
3.1.1	Single Phase Shift	32
3.1.2	Modelo médio	37
3.2	Projeto	38
3.2.1	Transformador	38
3.2.2	Indutor	39
3.2.3	Capacitor	39
4	IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL E RESULTADOS	41
4.1	Análise do modelo computacional	42
4.2	Respostas em malha aberta	49
4.3	Resposta em malha fechada	51
5	IMPLEMENTAÇÃO EXPERIMENTAL	55
5.1	Recursos e Implementação do Protótipo	55
5.1.1	Drivers e Chaves	55
5.1.2	Transformador	56
5.1.3	Digital Signal Processor (DSP)	58
5.1.4	Fonte e Carga	59
5.2	Resultados Experimentais	60
5.2.1	Análise das Formas de Onda do Conversor	61
5.2.2	Análise do método <i>Single Phase Shift</i>	65
5.2.3	Operação Inversa	66
6	CONCLUSÃO	69
	REFERÊNCIAS	71

1 INTRODUÇÃO

As emissões de dióxido de carbono (CO_2) atingiram cerca de 36,8 gigatoneladas (Gt), de acordo com o relatório de emissões de dióxido de carbono em 2022 da Agência Internacional de Energia (IEA), apresentando um aumento de 0,9% em relação à estimativa do ano anterior (IEA, 2023). Essa tendência de crescimento é insustentável para a manutenção do equilíbrio ambiental do nosso planeta, exigindo a intensificação das medidas que impliquem na redução da emissão de poluentes. O mesmo relatório aponta que 22% dessas emissões são provenientes do setor de transporte, sendo 40% dessa parcela atribuída a carros e outros veículos de passageiros (Rodrigue, 2020). Esses dados reforçam o impacto da queima de combustíveis fósseis nesse setor como um dos principais responsáveis pela liberação de CO_2 na atmosfera.

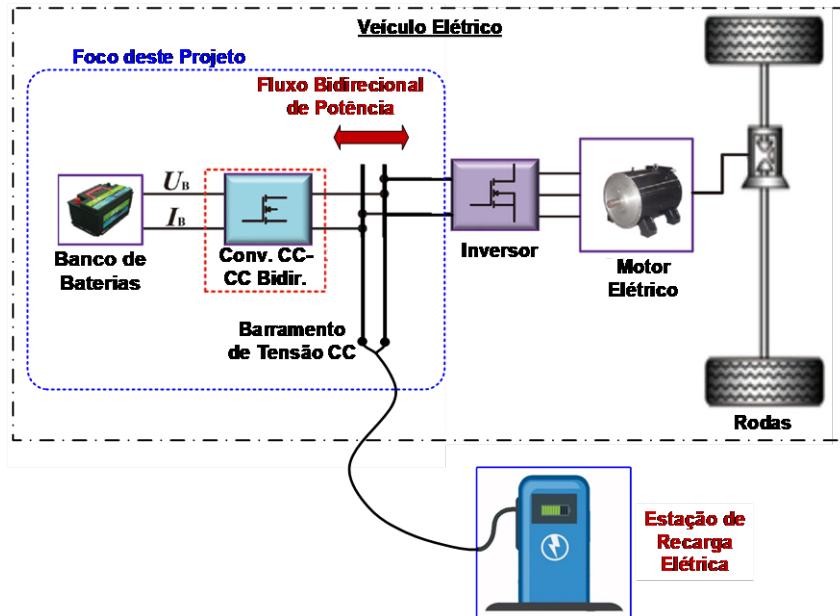
Sendo assim, a descarbonização do setor automobilístico torna-se essencial para a promoção do desenvolvimento sustentável, e uma solução viável é a eletrificação dos veículos. Isso se deve ao fato de que, diferentemente dos automóveis a combustão, os carros elétricos não geram emissões diretas durante a operação, sendo suas emissões associadas à sua produção e ao carregamento de suas baterias, processo esse que pode utilizar fontes de energia sustentável (Chan; Chau, 1997). A relevância dessa transição já pode ser observada, visto que, em 2022, a substituição de veículos a combustão por modelos elétricos evitou um acréscimo de 13 megatoneladas (Mt) de emissões de poluentes no setor de transportes (IEA, 2023).

Além disso, o aumento do número de veículos elétricos também possibilita a redução da emissão de carbono no setor de geração e distribuição de energia. Suas baterias, que possuem alta capacidade de armazenamento de energia, têm o potencial de atuar em conjunto com a rede elétrica quando estão ociosas. Assim, elas possibilitam o armazenamento de energia em momentos de maior disponibilidade de fontes renováveis, para que esta seja utilizada nos horários de pico, quando a demanda supera a geração renovável e é preciso acionar fontes não renováveis (Littlejohn; Proost, 2022). Para viabilizar essa integração, é necessário incluir um dispositivo eletrônico dentro do veículo que controla o fluxo de energia entre a bateria, o veículo e a rede elétrica, sendo esse um conversor CC-CC bidirecional (Isla; Rafin; Mohammed, 2022).

Portanto, este trabalho realizou o estudo de uma topologia de conversor CC-CC bidirecional para viabilizar o fluxo de energia em veículos elétricos, com foco na avaliação de seu gerenciamento, visando um controle flexível da transferência de energia. Conforme observado na Figura 1, este conversor deve possibilitar a extração de energia de um sistema de baterias para alimentar a tração de um motor elétrico. Adicionalmente, deve ser capaz de absorver energia de uma estação de recarga, de forma a propiciar o carregamento do

banco de baterias respeitando os seus limites de carga e atendendo os limites operacionais do barramento de tensão CC formado no veículo.

Figura 1 – Estrutura de um veículo elétrico com um conversor CC-CC bidirecional interfaciando um banco de baterias com o barramento de tensão CC.



Fonte: Adaptado de Wang *et al.* (2022).

1.1 Objetivos do Trabalho

Este trabalho tem como objetivo geral o estudo, modelagem e implementação de um conversor CC-CC bidirecional aplicado a veículos elétricos. Para atingir esse objetivo, foram definidos os seguintes objetivos específicos:

- Realizar uma revisão bibliográfica sobre topologias de conversores CC-CC com capacidade bidirecional, avaliando suas características físicas, requisitos técnicos e complexidade de implementação;
- Realizar a modelagem e o projeto eletrônico e de controle de uma topologia de conversor CC-CC, considerando a perspectiva de operação bidirecional. Deve-se tomar como referência para o projeto a integração com um sistema de armazenamento de energia, a fim de prover bidirecionalidade do fluxo de potência elétrica com o barramento de tensão CC de um veículo elétrico, conforme apresentado na Figura 1;
- Implementar o conversor CC-CC projetado em um software de simulação de circuitos elétricos, com a intenção de realizar estudos computacionais para comprovar a viabilidade do projeto realizado.

- Realizar um levantamento dos requisitos técnicos necessários para a implementação física do conversor CC-CC projetado;
- Realizar testes experimentais para verificar o modo de operação do conversor, utilizando os recursos disponíveis em laboratório, ainda que distintos dos especificados na seção de projeto.

1.2 Organização do Trabalho

Este trabalho está estruturado em seis capítulos. **Introdução** apresenta o escopo do projeto, sua motivação e seus objetivos. Em seguida, a **Revisão Bibliográfica** discute as principais características de conversores CC-CC, bem como o modo de operação e a comparação entre três topologias avaliadas. No capítulo de **Modelagem e Projeto**, são detalhadas a modelagem e o funcionamento do conversor *Dual Active Bridge* (DAB), escolhido para dar continuidade ao projeto.

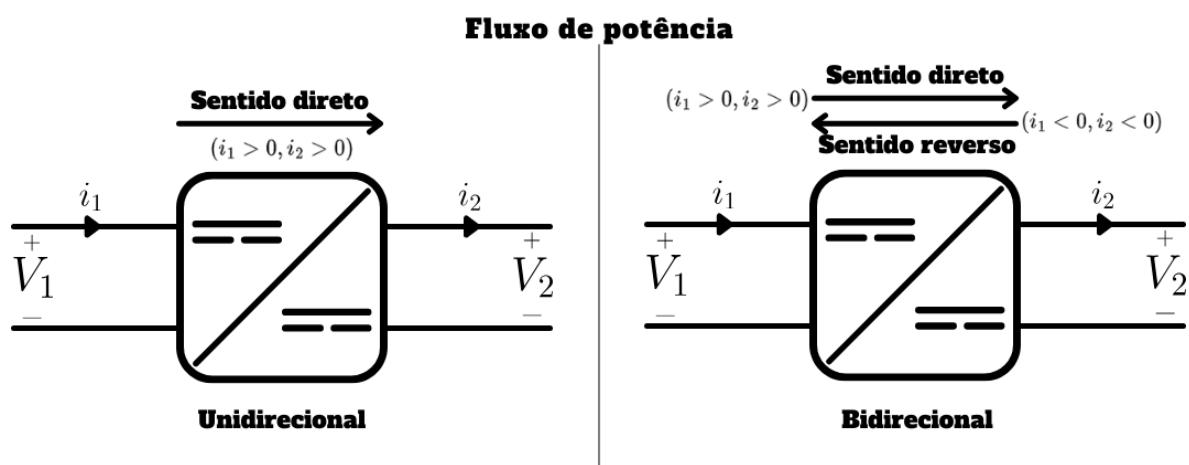
A **Implementação Computacional** demonstra o modelo computacional do conversor e os resultados obtidos nas simulações. Já a **Implementação Experimental** descreve os recursos utilizados para a implementação do DAB e os testes realizados em laboratório. Por fim, a **Conclusão** destaca os principais resultados do trabalho e sugere direções para estudos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Os conversores elétricos de potência do tipo CC-CC são circuitos eletrônicos que alteram a tensão de uma fonte de corrente contínua para um valor de saída, maior ou menor, também em corrente contínua. Para tanto, esses dispositivos fazem uso de componentes de chaveamento de alta frequência como transistores, sendo o ciclo de trabalho destes determinante na definição da razão entre a tensão de entrada e saída (Rahman; Rabbi; Sarowar, 2021).

Conversores mais básicos permitem o fluxo de energia em apenas uma direção, conforme apresentado na Figura 2, sendo suficientes em aplicações nas quais o fluxo de potência é unidirecional, como quando uma fonte deve alimentar um circuito de tensão diferente. Contudo, não são aplicáveis em sistemas que requerem a reversão do fluxo de energia, como é o caso de um veículo elétrico. Nesse modelo, a bateria é recarregada durante o processo de frenagem ou carga do carro, enquanto, em outros momentos, fornece energia ao barramento CC, permitindo o funcionamento do veículo ou a devolução de energia à rede elétrica. Para sistemas desse tipo, faz-se necessário o uso de conversores bidirecionais, os quais permitem que o fluxo de energia ocorra em ambas as direções, detalhado na Figura 2 (Gorji *et al.*, 2019).

Figura 2 – Diagrama de fluxo de potência de um conversor CC-CC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Os conversores bidirecionais apresentam uma ampla variedade de aplicações que vão além de veículos elétricos. Estes dispositivos estão presentes em sistemas de geração de energia solar e eólica que utilizam armazenamento de energia, como baterias e supercapacitores. Além disso, também são empregados em aplicações aeronáuticas, em Smart Grids e em sistemas de transmissão HVDC. Devido a essa versatilidade, eles representam

uma tendência na área da eletrônica de potência e têm sido objeto de intensa pesquisa (Gottapu; Bekkam; Karthikeyan, 2021). Dessa forma, os conversores CC-CC bidirecionais possuem diversas topologias propostas na literatura, sendo que cada uma apresenta vantagens e desvantagens. Sendo assim, ao analisá-las, seus contextos de aplicação devem ser considerados.

As principais características a serem avaliadas na análise de um conversor CC-CC referem-se ao isolamento do conversor, ao ganho de tensão, à densidade de potência, à ondulação de corrente, ao estresse devido à tensão e à corrente, à eficiência e à complexidade de controle e projeto (Wang *et al.*, 2022).

- **Isolamento:** Existem dois tipos de conversores no que diz respeito ao seu isolamento: isolados e não isolados. Conversores não isolados realizam a transferência de potência sem isolação galvânica, ou seja, não fazem uso de transformadores e, em muitos casos, apresentam um terra comum. Por não utilizarem transformadores, operam com uma frequência de chaveamento menor, o que reduz a interferência eletromagnética (EMI) e simplifica o sistema de controle. Entretanto, são mais suscetíveis à propagação de ruído e surtos elétricos (Gorji *et al.*, 2019; Wang *et al.*, 2022).

Decorrente disso, os conversores isolados galvanicamente são mais adequados para aplicações em veículos elétricos. A quebra do laço de terra garante que quaisquer surtos que ocorram na microrrede CC não afetem as baterias do carro e vice-versa. Além disso, o uso de transformadores permite a adição de um grau de liberdade no conversor, pois possibilita um alto ganho de tensão em função da relação de espiras do transformador. No entanto, isso resulta em um aumento da complexidade e do peso do projeto (Rahman; Rabbi; Sarowar, 2021; Gorji *et al.*, 2019).

- **Ganho de tensão:** O ganho de tensão de um conversor CC-CC é a relação entre a tensão de entrada e de saída do conversor, sendo que em conversores bidirecionais essa relação pode ser tanto de aumento quanto de redução, dependendo da direção do fluxo de potência. Para aplicações de alta potência como sistemas automotivos, é necessária uma elevada relação de ganho de tensão (Gorji *et al.*, 2019). Nesses sistemas, o conversor deve apresentar uma ampla faixa de conversão de tensão, considerando que as condições de operação do veículo variam conforme o seu uso, como ocorre com a tensão do banco de baterias, que varia com seu estado de carga (Wang *et al.*, 2022).

- **Densidade de potência:** A densidade de potência de um conversor é a relação entre a potência transferida pelo circuito e o volume ou peso deste. Sendo assim, como em sistemas automotivos o espaço para os seus componentes é limitado, busca-se que o conversor apresente uma alta densidade de potência (Wang *et al.*, 2022). Essa densidade é diretamente influenciada pela quantidade de componentes no circuito,

tipo de material semicondutor utilizado nas chaves e frequência de operação dessas (Wang *et al.*, 2022; Gorji *et al.*, 2019).

- **Ondulação de corrente:** A ondulação de corrente é o resultado das componentes harmônicas do circuito e representa variações na corrente contínua que flui pelos terminais do conversor. Sua origem se deve à carga e descarga dos elementos armazenadores de energia durante o chaveamento do circuito (Wang *et al.*, 2022). A presença dessa ondulação nos terminais conectados a bancos de baterias ou supercapacitores pode ser prejudicial à saúde desses componentes e reduzir sua vida útil (Zhang *et al.*, 2020). Por esse motivo, em aplicações que envolvem esses dispositivos, como em veículos elétricos, é importante que a ondulação de corrente seja baixa.
- **Estresse elétrico:** O estresse elétrico de um conversor diz respeito ao estresse devido a tensão e corrente que as chaves do conversor estão expostas durante sua operação. Dessa forma, deve-se considerar que quanto maior a tensão reversa e corrente que a chave deve suportar, maior e mais caro será esse componente (Wang *et al.*, 2022). Além disso, o estresse a que esses componentes estão sujeitos pode ser atenuado por meio de métodos de controle, da inclusão de chaves complementares e de técnicas como cascamenteamento e entrelaçamento de conversores. No entanto, essas estratégias podem aumentar tanto o volume quanto o custo do projeto (Wang *et al.*, 2022; Gorji *et al.*, 2019).
- **Eficiência:** A eficiência de um conversor está relacionada à proporção entre a potência fornecida à carga e a potência de entrada, sendo que essa relação nunca é unitária devido às perdas inerentes aos conversores de potência. Essas perdas estão associadas tanto às resistências intrínsecas dos componentes quanto ao seu modo de operação. Por exemplo, as chaves utilizadas nos conversores estão sujeitas a perdas durante o processo de comutação, cujo valor depende do instante em que ocorre a transição de estado da chave e do método de acionamento empregado (Wang *et al.*, 2022).

A comutação é considerada *hard switch* quando há sobreposição significativa de tensão e corrente na chave durante a transição de estado, resultando em perdas elevadas. Já a comutação *soft switch* ocorre com tensão ou corrente reduzidas no instante da comutação, o que minimiza as perdas. Isso pode ser obtido por meio de técnicas de controle ou do uso de circuitos ressonantes (Rahman; Rabbi; Sarowar, 2021; Edmunds, [s.d.]). Portanto, em aplicações de veículos elétricos, busca-se otimizar a eficiência dos conversores para otimizar o aproveitamento da carga das baterias e reduzir as perdas energéticas durante a operação do veículo.

- **Complexidade:** A complexidade de um conversor está relacionada ao grau de dificuldade envolvido no dimensionamento dos componentes, no desenvolvimento

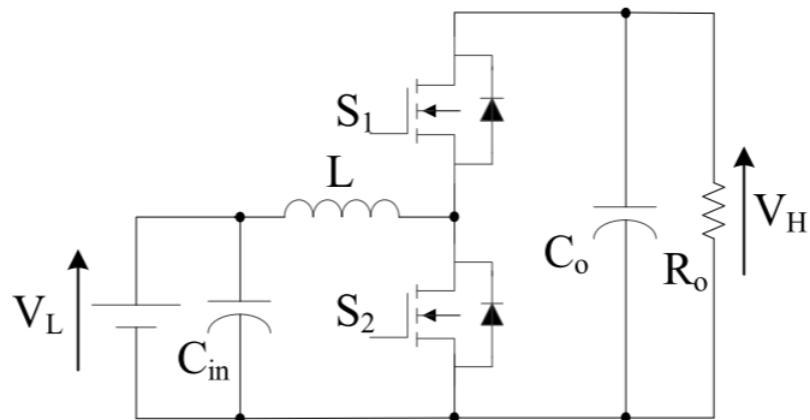
do sistema de controle e nos custos associados. Logo, a escolha da topologia deve considerar sua viabilidade prática, garantindo que o conversor seja manufaturável e de fácil implementação e controle.

Com isso, são analisadas três topologias existentes, conforme apresentadas por Wang *et al.* (2022), Chakraborty *et al.* (2019), Gorji *et al.* (2019), Zhao *et al.* (2014), com o objetivo de selecionar a mais adequada para aplicação em veículos elétricos, a ser utilizada ao longo do trabalho.

2.1 Conversor derivado de Buck e Boost

A primeira topologia avaliada é a do conversor derivado de Buck e Boost não isolado, representada na Figura 3. Essa topologia consiste em uma evolução dos conversores unidirecionais Buck (redutor) e Boost (elevador), sendo considerada a mais simples topologia bidirecional disponível (Gorji *et al.*, 2019). Ela é obtida substituindo os diodos de potência dos conversores unidirecionais correspondentes por chaves, conforme explicado por Wang *et al.* (2022).

Figura 3 – Conversor bidirecional derivado de Buck e Boost.



Fonte: Gorji *et al.* (2019).

Sua bidirecionalidade está atrelada ao fato de que o conversor opera em dois sentidos, o elevador e o redutor de tensão. A operação desses sentidos depende do ciclo de trabalho das chaves, conforme descrito a seguir.

- **Sentido elevador:** Neste sentido a chave S_2 opera com chaveamento, enquanto S_1 permanece desligada. No momento em que S_2 está fechado, o indutor é magneticamente carregado, armazenando a energia fornecida pela fonte no terminal primário. Em seguida, no estado complementar, o indutor passa a descarregar no capacitor e na fonte do terminal secundário. Devido ao seu descarregamento, uma tensão reversa é induzida em seus terminais, a qual entra em série com a tensão da fonte no terminal primário. Dessa forma, a tensão presente no terminal secundário é dada pela soma da fonte primária e a tensão reversa do indutor.
- **Sentido redutor:** Neste sentido a chave S_1 opera com chaveamento, enquanto S_2 permanece desligada. No momento em que S_1 está fechado, parte da energia fornecida pela fonte secundária é armazenada pelo indutor e como consequência menos energia chega ao terminal da fonte primária. Em seguida, no estado complementar, o indutor passa a descarregar sua energia acumulada no capacitor e fonte do terminal primário. Assim, a tensão presente no terminal primário é a tensão do capacitor.

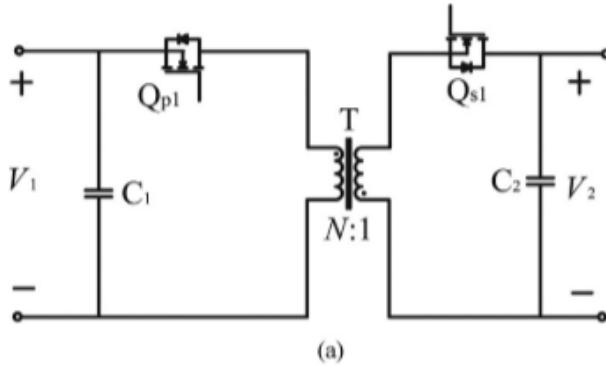
Essa topologia de conversor possui um número reduzido de componentes eletrônicos e dispensa o uso de um transformador. Por esse motivo, é uma opção leve, econômica e de fácil projeto e controle. Devido à ausência de um transformador, a geração de EMI é reduzida, mas as desvantagens da falta de isolamento galvânico se sobressaem (Gorji *et al.*, 2019). Além de não apresentar proteção contra surtos, a ausência da relação de espiras que permitiria um aumento no ganho do circuito o torna ineficaz para a amplificação de altas tensões.

Dessa maneira, quando este conversor tenta atuar com altos fatores de trabalho, parâmetros parasitários reduzem a eficiência do mesmo, limitando, assim, a faixa de conversão de tensão (Wang *et al.*, 2022).

2.2 Conversor Flyback

A segunda topologia analisada é a do conversor Flyback, apresentada na Figura 4. Devido à necessidade de um isolamento magnético na aplicação, essa topologia é obtida através da substituição do indutor no Buck e Boost por um transformador. Além das vantagens de segurança proporcionadas pelo isolamento galvânico, essa troca de componentes permite ao conversor aumentar o ganho do circuito em comparação ao do conversor anterior.

Figura 4 – Conversor bidirecional Flyback.



Fonte: Wang *et al.* (2022).

Esse conversor opera de forma simétrica, e a distinção entre os sentidos de fluxo de potência é determinada pela relação de espiras do transformador. Sua operação é baseada no uso desse componente não apenas como um elemento de transferência de potência, mas também como um indutor acoplado que realiza armazenamento de energia. No momento em que Q_{p1} está fechado, o transformador é magneticamente carregado, armazenando a energia fornecida pela fonte no terminal primário. Devido à polaridade do secundário ser invertida, a tensão induzida é negativa, e por isso a chave Q_{s1} deve estar aberta, sendo o capacitor responsável por alimentar a carga. Em seguida, no estado complementar das chaves, o secundário do transformador passa a descarregar sua energia acumulada no capacitor e na fonte do terminal secundário. Devido ao seu descarregamento, uma tensão positiva é gerada nos terminais da carga (Luan, 2013).

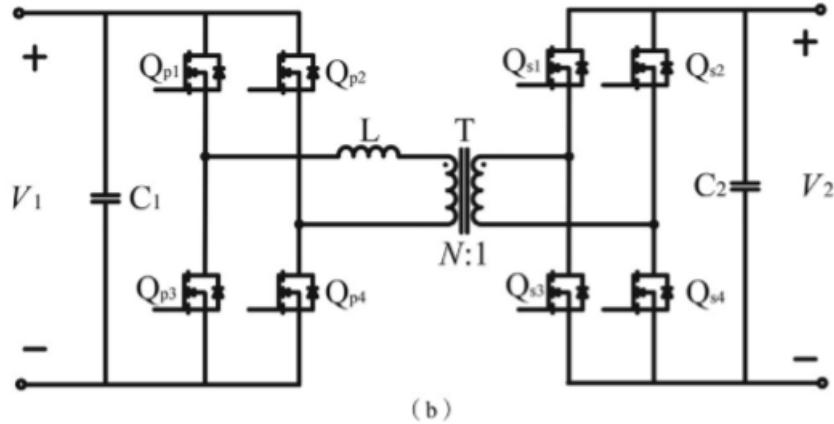
Os conversores Flyback bidirecionais dispõem de uma estrutura simples, um número reduzido de componentes, têm um baixo custo e respondem rapidamente a transientes. Entretanto, devido ao baixo número de componentes e à utilização de apenas uma chave para cada enrolamento, essas chaves devem suportar sozinhas o fluxo de potência que atravessa o conversor. Como consequência, estão sujeitas a um alto estresse elétrico e sofrem grandes perdas por chaveamento. Dessa forma, em aplicações de alta tensão, sua eficiência começa a decair, tornando esta topologia de conversor mais indicada para aplicações de baixa potência (Wang *et al.*, 2022).

2.3 Conversor Dual Active Bridge (DAB)

A próxima topologia avaliada é a do conversor Dual Active Bridge (DAB), conforme apresentado na Figura 5. Essa topologia incorpora os benefícios do isolamento galvânico, atendendo às necessidades específicas da aplicação desejada. Além disso, para atender à exigência de maior densidade de potência em comparação com o conversor Flyback, o DAB utiliza um maior número de chaves, o que permite um maior ganho e, ao mesmo

tempo, reduz o estresse elétrico desses componentes (Gorji *et al.*, 2019; Wang *et al.*, 2022).

Figura 5 – Conversor bidirecional Dual Active Bridge.



Fonte: Wang *et al.* (2022).

Esse conversor também opera de maneira simétrica, pois é composto por duas pontes completas nos enrolamentos do transformador. A transferência de energia ocorre por meio do ajuste do deslocamento de fase entre as formas de onda de tensão CA nos enrolamentos primários e secundários do transformador (Gorji *et al.*, 2019). No primeiro estágio, uma das pontes realiza a conversão do nível de corrente contínua em corrente alternada. Em seguida, esse nível é modificado pelo transformador e, finalmente, no último estágio, a outra ponte completa retifica essa forma de onda de CA em CC (Gorji *et al.*, 2019).

Os conversores DAB contam com um maior número de componentes em comparação com as outras topologias mencionadas, o que gera um custo mais elevado e uma complexidade adicional no projeto. No entanto, essa topologia simplifica a implementação de comutação suave, e o acréscimo no número de chaves oferece benefícios significativos, como a redução do estresse elétrico sobre as chaves, o que resulta em um aumento da eficiência do conversor (Zhao *et al.*, 2014; Wang *et al.*, 2022).

Além disso, conforme indicado na literatura (Zhao *et al.*, 2014; Krismer; Kolar, 2010), a capacidade de transmissão de potência dos conversores bidirecionais é proporcional ao número de chaves de potência utilizadas. Portanto, “a presença de oito desses componentes nessa topologia, juntamente com o isolamento galvânico, torna-a especialmente adequada para aplicações de alta potência com uma alta relação de ganho de tensão, como sistemas automotivos” (Gorji *et al.*, 2019, p. 6).

3 MODELAGEM E PROJETO

A escolha da topologia de conversor para a modelagem e o dimensionamento dos componentes é fundamentada nas especificações do projeto, conforme detalhado a seguir.

- **Potência Nominal:** 500W.
- **Tensão Nominal da bateria:** 48V.
- **Tensão do barramento CC:** Entre 300V a 500V.
- **Corrente Máxima do barramento CC:** Entre 1A a 2A.
- **Frequência de operação:** Entre 10 kHz a 50kHz.

Embora a potência nominal adotada seja considerada baixa para os padrões do setor automotivo, essa escolha tem como objetivo viabilizar a etapa experimental do trabalho, facilitando a implementação em laboratório. Além disso, optou-se por uma topologia escalável, que permita adaptações futuras para aplicações em potências mais elevadas.

Portanto, com base nas características dos conversores mencionados na revisão bibliográfica, conclui-se que a topologia que melhor atende às especificações do projeto é o Dual Active Bridge. Isso ocorre devido ao seu alto ganho de tensão e isolamento galvânico, proporcionados pelo transformador, além da capacidade de transferir níveis elevados de potência sem exigir excessivamente de cada chave.

3.1 Modelagem

O conversor DAB possui quatro modos de operação distintos, sendo que cada um está vinculado ao grau de liberdade de três variáveis específicas: o deslocamento de fase das pontes ativas (ϕ) e o ciclo de trabalho de cada uma (d_1 e d_2), conforme apresentado por Silva (2019).

- ***Single Phase Shift (SPS)*:** O ciclo de trabalho de cada ponte é mantido fixo, geralmente em 0.5, enquanto o deslocamento entre as fases é variado.
- ***Extended Phase Shift (EPS)*:** O ciclo de trabalho da ponte primária é variado, enquanto o da ponte secundária é mantido constante; além disso, o deslocamento entre fases também é variado.
- ***Dual Phase Shift (DPS)*:** O ciclo de trabalho de cada ponte é igual e ajustável. Além disso, o deslocamento entre fases é variado.

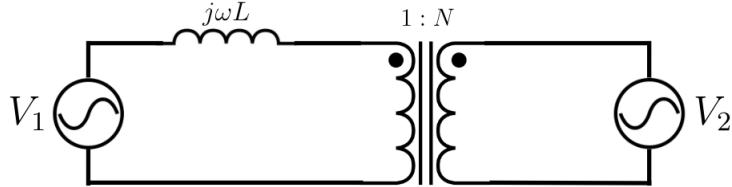
- **Triple Phase Shift (TPS):** O ciclo de trabalho de cada ponte é distinto, e o deslocamento entre fases é variado.

Dada a sua abordagem clássica e maior simplicidade de controle em relação aos outros, o modo Single Phase Shift foi selecionado para conduzir a modelagem do conversor Dual Active Bridge (Silva, 2019).

3.1.1 Single Phase Shift

A modelagem do conversor no modo de operação SPS pode ser mais facilmente compreendida ao estudar o funcionamento de um circuito análogo a um estágio do DAB. O circuito, apresentado na Figura 6, consiste em duas fontes de corrente alternada conectadas a um transformador e sua indutância de vazamento. Esses elementos realizam a transferência de potência entre as duas fontes, as quais operam com fases deslocadas. Essa dinâmica é semelhante no DAB, onde as fontes alternadas são substituídas pelas saídas das pontes ativas.

Figura 6 – Transferência de Potência em um Transformador no Modo de Operação SPS.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A corrente no enrolamento primário é determinada em função da fonte primária, da tensão presente no enrolamento primário do transformador e da impedância do indutor, conforme expresso em (3.1). Essa relação também pode ser refletida no enrolamento secundário do transformador, conforme demonstrado em (3.2) e (3.3).

$$\dot{I}_1 = \frac{V_1 \angle 0^\circ - \frac{V_2}{N} \angle \phi^\circ}{j\omega L} \quad (3.1)$$

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{I}_1}{N} = \frac{V_1 \angle 0^\circ - \frac{V_2}{N} \angle \phi^\circ}{jN\omega L} \quad (3.2)$$

$$\Rightarrow I_2(t) = \frac{V_1}{N\omega L} \sin(\omega t) - \frac{V_2}{N^2\omega L} \sin(\omega t - \phi) \quad (3.3)$$

A partir da corrente no enrolamento secundário e da tensão da fonte V_2 , defasada em ϕ em relação a V_1 , a potência instantânea da fonte pode ser expressa por (3.5).

$$V_2(t) = V_2 \cos(\omega t - \phi) \quad (3.4)$$

$$P_2(t) = \frac{V_1 V_2}{N \omega L} \sin(\omega t) \cos(\omega t - \phi) - \frac{V_2^2}{N^2 \omega L} \sin(\omega t - \phi) \cos(\omega t - \phi) \quad (3.5)$$

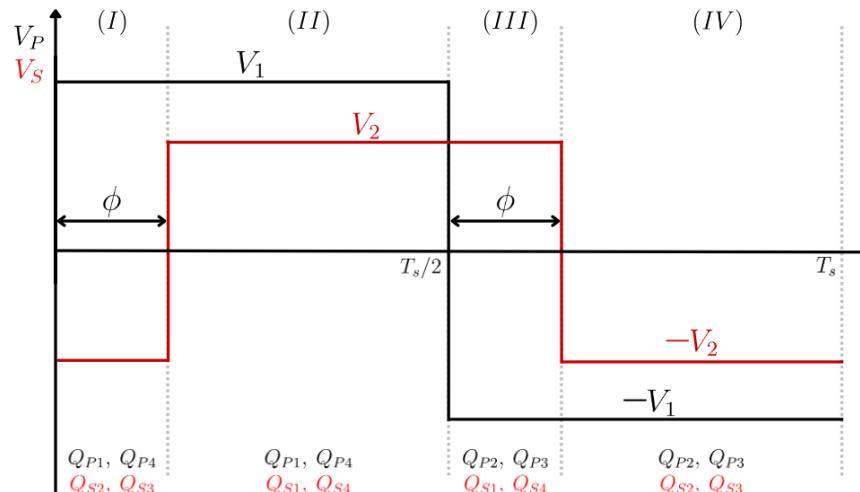
Com isso, a potência média transferida para a fonte secundária pode ser calculada por (3.6). É importante destacar que, dependendo do valor do ângulo ϕ , a fonte secundária pode alternar entre consumir e fornecer potência. Essa variabilidade torna-se o objeto de controle no método SPS, em seguida implementado no DAB.

$$\langle P_2 \rangle = \frac{V_1 V_2}{2 N \omega L} \sin(\phi) \quad (3.6)$$

Do ponto de vista do Dual Active Bridge, a diferença de funcionamento para o circuito especificado é que as fontes de tensão alternadas correspondem às saídas das pontes ativas, que atuam sobre fontes CC. Dessa maneira, a forma de onda esperada é uma onda quadrada com ciclo de trabalho de 50%, devido ao modo de operação escolhido, estando essas ondas defasadas por ϕ .

Na Figura 7, é apresentada a forma de onda da tensão nos terminais primário e secundário do transformador para o conversor. Observa-se que esta foi dividida em quatro momentos, nos quais as chaves atuantes naquele instante estão indicadas na parte inferior do gráfico. Informações referentes ao enrolamento primário estão indicadas em preto, enquanto as relacionadas ao secundário estão em vermelho.

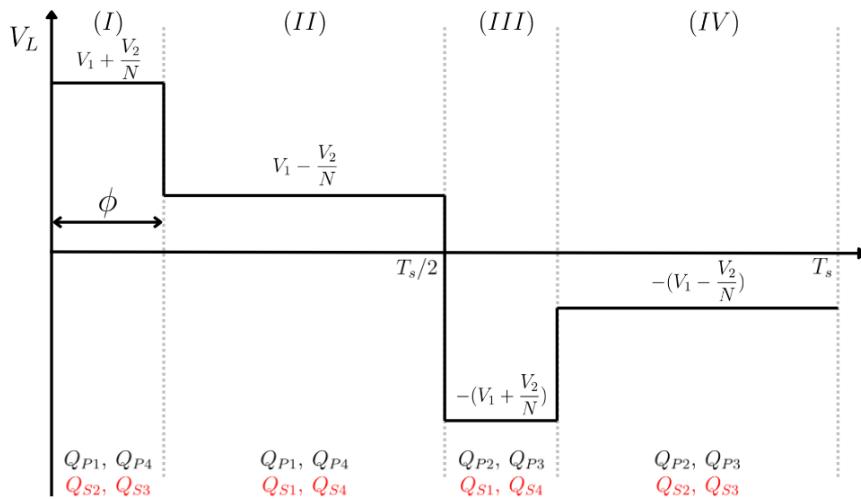
Figura 7 – Deslocamento de Fase na Forma de Onda da Tensão nos Enrolamentos do Transformador.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A partir das tensões aplicadas ao transformador, a diferença de potencial observada sobre o indutor de vazamento é demonstrada na Figura 8. Essa tensão é de interesse, pois, ao utilizar a relação tensão-corrente de um indutor, conforme descrito em (3.7), torna-se possível determinar a forma de onda da corrente que flui para dentro ou para fora do transformador.

Figura 8 – Tensão no Indutor de Vazamento.



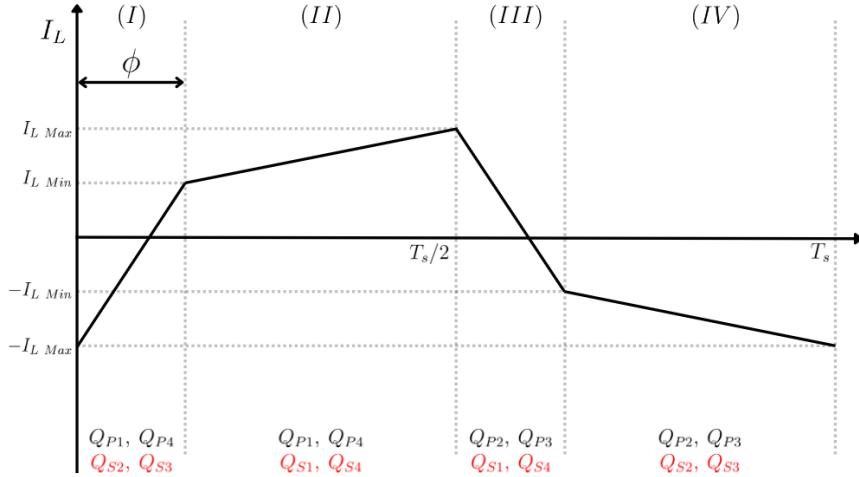
Fonte: Elaborado pelo autor.

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (3.7)$$

Dessa maneira, a forma de onda da corrente está apresentada na Figura 9. Observa-se, pela relação de tensão-corrente de um indutor, que nos momentos (I) e (II) a inclinação é positiva, enquanto em (III) e (IV) a inclinação é negativa. Os valores máximos e mínimos absolutos de cada meio período são simétricos devido à simetria da forma de onda da tensão.

É válido destacar que, do ponto de vista de projeto, é interessante buscar uma aproximação na proporção entre a tensão da fonte primária e a secundária, considerando o ganho do transformador. Essa abordagem visa anular a inclinação nos momentos (II) e (IV) da forma de onda da corrente, resultando em valores máximos e mínimos absolutos iguais. Essa equalização contribui para a redução do fator de ondulação tanto na fonte primária quanto na secundária, além de diminuir a corrente RMS e de pico, o que, por sua vez, reduz as perdas do conversor, conforme sugerido por Zhao *et al.* (2014).

Figura 9 – Corrente no Indutor de Vazamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Os valores máximos e mínimos locais podem ser determinados por funções lineares em diferentes momentos de operação do conversor, originando o sistema de equações representado em (3.8). A solução desse sistema resulta nas equações detalhadas em (3.9).

$$\begin{cases} I_{L \text{ Max}} = I_{L \text{ Min}} + \frac{1}{L}(V_1 - \frac{V_2}{N})(\frac{T_s}{2} - \Delta t_\phi) \\ I_{L \text{ Min}} = -I_{L \text{ Max}} + \frac{1}{L}(V_1 + \frac{V_2}{N}) \Delta t_\phi \end{cases} \quad (3.8)$$

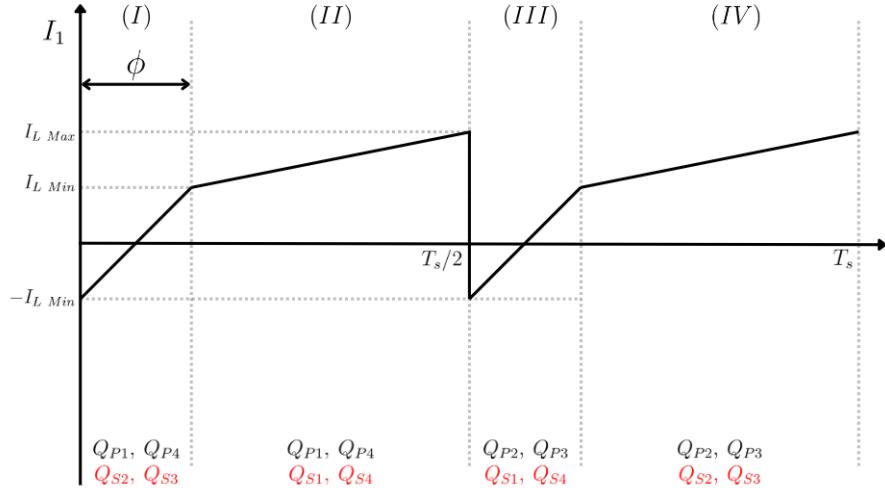
$$\begin{cases} I_{L \text{ Max}} = \frac{V_2}{NL} \cdot \Delta t_\phi + \frac{1}{2L}(V_1 - \frac{V_2}{N}) \cdot \frac{T_s}{2} \\ I_{L \text{ Min}} = \frac{V_1}{L} \cdot \Delta t_\phi - \frac{1}{2L}(V_1 - \frac{V_2}{N}) \cdot \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad (3.9)$$

Com base na análise das correntes que atravessam o indutor, é possível determinar a forma de onda das correntes provenientes das fontes primária e secundária. Para tanto, é necessário analisar a direção da corrente em função das chaves ativas no momento considerado. A relação entre esses elementos é expressa em (3.10).

$$\begin{cases} P_1, P_4 \text{ on : } I_1 = i_L \\ P_2, P_3 \text{ on : } I_1 = -i_L \\ S_1, S_4 \text{ on : } I_2 = N i_L \\ S_2, S_3 \text{ on : } I_2 = -N i_L \end{cases} \quad (3.10)$$

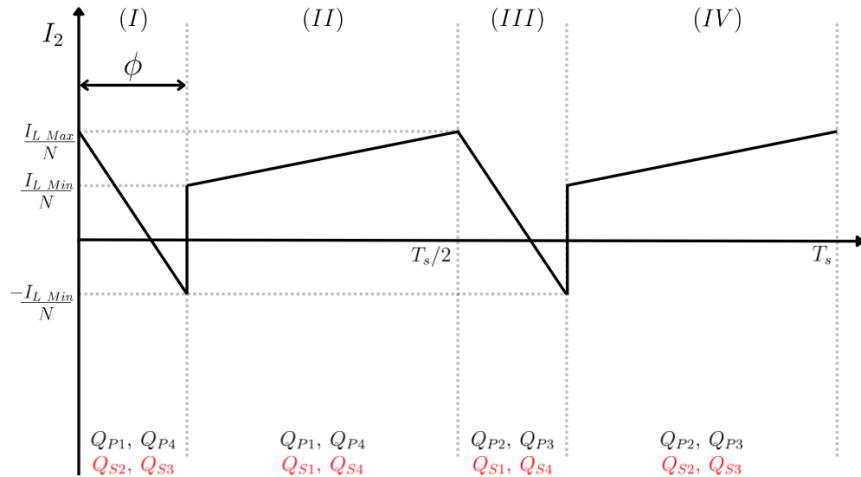
Com isso, as características das formas de onda de corrente provenientes da fonte primária e secundária são representadas, respectivamente, pelas Figuras 10 e 11.

Figura 10 – Corrente de Entrada da Ponte Primária.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 11 – Corrente de Saída da Ponte Secundária.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Através da integração dessas curvas, torna-se viável determinar os valores médios das correntes de entrada e saída, conforme expressos em (3.11). A multiplicação desses valores médios pelas tensões de suas respectivas fontes resulta na potência média transferida pelo conversor, indicada em (3.12).

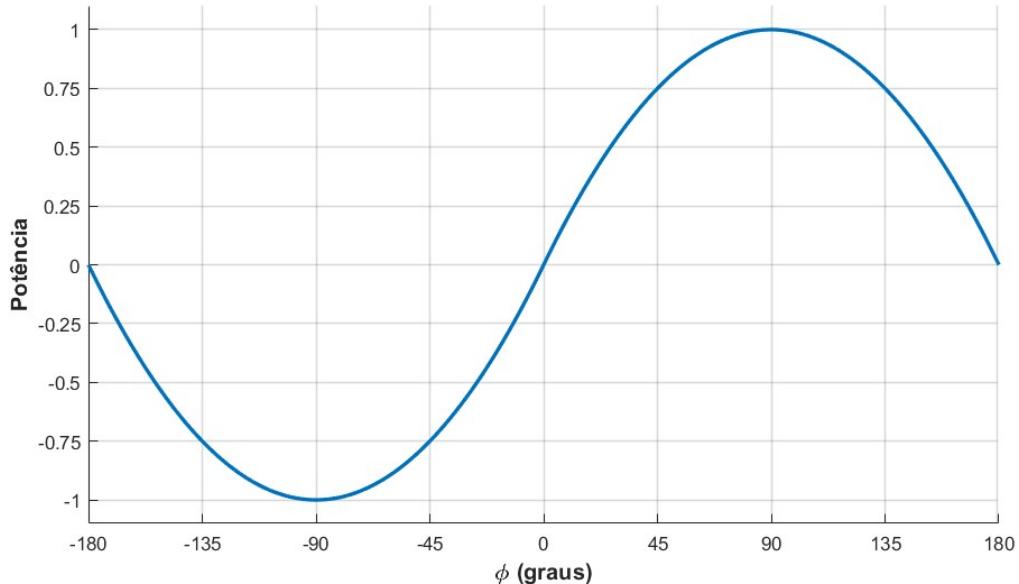
$$\begin{cases} I_1 = \frac{V_1(\frac{\phi}{\pi})(1 - \frac{|\phi|}{\pi})}{2Lf_s} \\ I_2 = \frac{V_1(\frac{\phi}{\pi})(1 - \frac{|\phi|}{\pi})}{2NLf_s} \end{cases} \quad (3.11)$$

$$P_2 = \frac{V_2 V_1(\frac{\phi}{\pi})(1 - \frac{|\phi|}{\pi})}{2NLf_s} \quad (3.12)$$

Essas equações estabelecem a relação entre os parâmetros do DAB e a variável de atuação do método SPS. É importante observar que a potência transferida para a fonte do secundário possui características semelhantes àquelas descritas em (3.6). Destaca-se que o ângulo ϕ desempenha a função de controlar o valor e a direção do fluxo de potência do conversor, conforme esperado pelo método.

A Figura 12 apresenta a curva de potência transferida normalizada em função do ângulo de defasagem, destacando a não linearidade dessa relação. Nota-se que a máxima potência transferida ocorre a 90° e há simetria em diferentes intervalos de operação do DAB. Dessa forma, a operação do conversor pode ser limitada ao intervalo de -90° a 90° sem comprometer seu desempenho (Silva, 2019).

Figura 12 – Transferência de Potência normalizada.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Vale destacar que em (3.12), a frequência de chaveamento é inversamente proporcional ao valor da indutância, que atua como elemento armazenador de energia. Assim, ao aumentar a frequência, é possível reduzir as dimensões do transformador e o valor da indutância. Contudo, percebe-se que esse aumento na frequência pode resultar em desafios, como problemas de Interferência Eletromagnética (EMI) e um aumento na complexidade do controle do sistema.

3.1.2 Modelo médio

Em Silva (2019), o autor desenvolve um modelo médio baseado nas correntes de saída do conversor, considerando uma aplicação em que o terminal secundário está conectado a uma carga resistiva, em vez de outra fonte de tensão. Embora essa aplicação

não seja bidirecional, ela ainda é útil para a análise do conversor. O modelo utiliza a relação entre a corrente do capacitor no barramento CC de saída e sua tensão, conforme definido por (3.15).

$$I_2 = I_R + I_C \quad (3.13)$$

$$\frac{V_1 \left(\frac{\phi}{\pi} \right) \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right)}{2NLf_s} = \frac{V_2}{R} + C \frac{dV_2}{dt} \quad (3.14)$$

$$\frac{dV_2}{dt} = \frac{V_1 \left(\frac{\phi}{\pi} \right) \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right)}{2NLCf_s} - \frac{V_2}{RC} \quad (3.15)$$

3.2 Projeto

O projeto do conversor é estabelecido por meio do dimensionamento de seus componentes passivos e pela seleção de outros elementos, considerando os valores máximos que esses devem suportar. No caso do conversor Dual Active Bridge, os principais componentes a serem analisados incluem o transformador, o indutor e os capacitores. Logo, nesta seção, são descritos os métodos empregados para realizar o dimensionamento destes componentes, tendo como base os requisitos de projeto da Tabela 1.

Tabela 1 – Especificações do projeto Dual Active Bridge.

Descrição	Símbolo	Valor
Fonte primária (V1)	V_1	48 V
Resistência interna V1	r_1	0.03 Ω
Fonte secundária (V2)	V_2	380 V
Resistência interna V2	r_2	0.24 Ω
Potência nominal	P_N	500W

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.2.1 Transformador

Para o projeto do transformador do conversor, é necessário analisar dois parâmetros principais: a relação de transformação e a frequência de operação.

Conforme destacado por Zhao *et al.* (2014), é vantajoso que a relação de transformação seja próxima à razão entre a tensão de saída e a de entrada. Essa equalização das tensões contribui para a redução do fator de ondulação nas fontes primária e secundária, além de diminuir as correntes RMS e as de pico. Considerando tal ponto, foi escolhido um ganho de 1:8 para o transformador.

A frequência de operação do conversor foi escolhida com base em Müller e Kimball (2016), Hurley, Wolfe e Breslin (1998), considerando que frequências mais elevadas permitem a redução do tamanho e peso do transformador. Assim, adotou-se 25 kHz, respeitando também os limites de comutação dos semicondutores utilizados.

3.2.2 Indutor

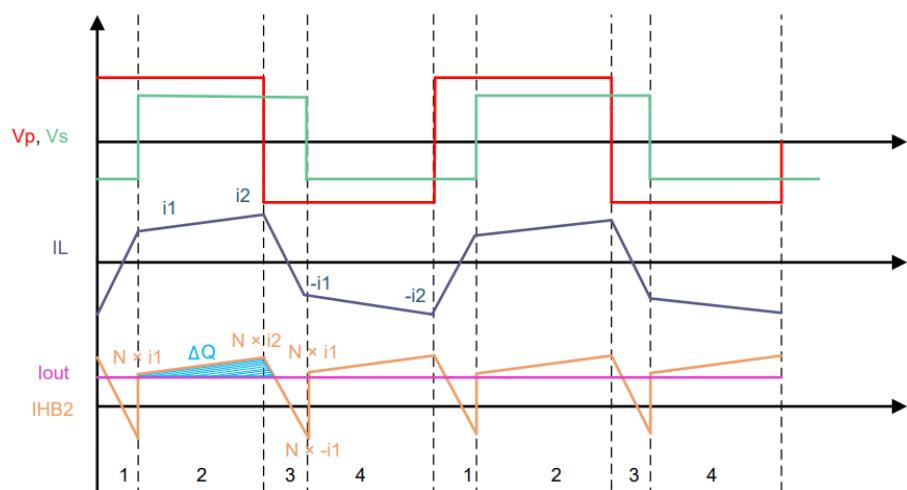
De acordo com Silva (2019), o dimensionamento do indutor de vazamento do DAB pode ser realizado pelo rearranjo de (3.12), que representa a potência média do conversor. Nesse processo, isola-se a indutância L e substitui-se a potência média pela potência especificada para o projeto no ângulo de defasagem desejado. Em (3.16) é apresentado o método para dimensionamento do indutor do circuito, onde, para a potência nominal de operação do conversor, foi escolhido um ponto de 30° de defasagem. Essa escolha permite ao conversor operar com uma margem para potências superiores, se necessário (até 950 W), ao mesmo tempo em que restringe a operação usual a um intervalo com maior linearidade na relação entre potência e ângulo.

$$L = \frac{V_2 V_1 (\frac{\phi}{\pi}) (1 - \frac{\phi}{\pi})}{2Nf_s \cdot P_{max}} \quad (3.16)$$

3.2.3 Capacitor

O dimensionamento do capacitor em paralelo ao barramento CC é determinado com base na ondulação de corrente ou tensão máxima especificada pelo projetista. Em Instruments (2019), o valor do capacitor de saída do conversor é calculado com base na variação máxima de sua carga ΔQ e na variação máxima permitida da tensão ripple ΔV_{ripple} . A variação de carga ΔQ é obtida a partir da integração da corrente do capacitor, que é a diferença entre a corrente de saída da ponte H e a corrente que realmente chega à carga, como apresentado na Figura 13. A fórmula para calcular a capacitância requerida é dada por (3.17).

Figura 13 – Variação de carga no capacitor.



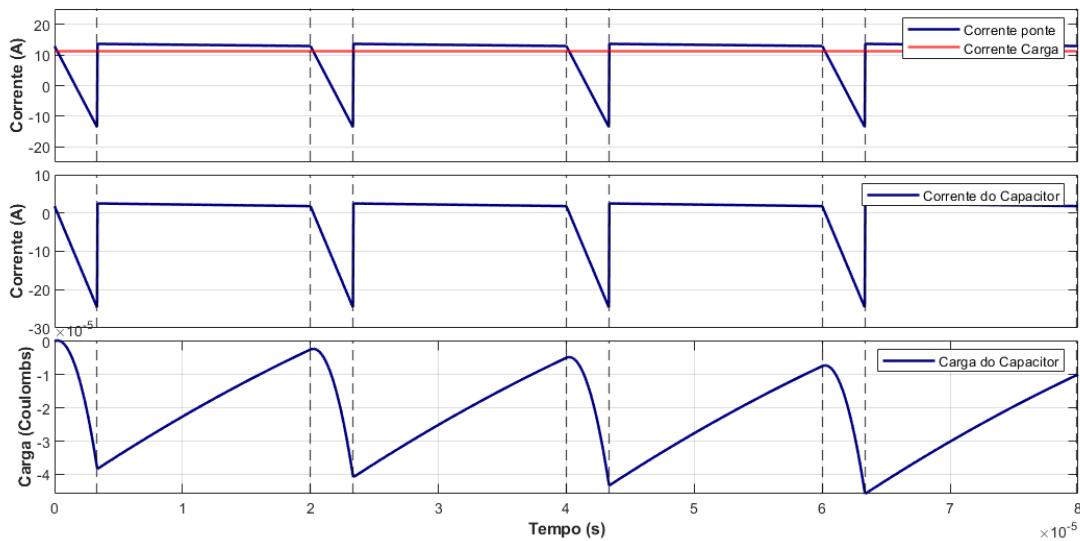
Fonte: Instruments (2019).

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta V_{ripple}} \quad (3.17)$$

Para este projeto, o cálculo do capacitor foi realizado considerando um *ripple* de 0.1 V para os barramentos primário e secundário. Verifica-se que, devido à menor corrente de saída do conversor, o capacitor CC requer uma capacitância reduzida. No entanto, ele deve suportar uma tensão mais elevada.

As etapas do projeto do capacitor, detalhadas graficamente na Figura 14, foram executadas utilizando o *MATLAB*.

Figura 14 – Cálculo da variação de carga obtido via integração.



Fonte: Elaborado pelo autor.

4 IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL E RESULTADOS

O modelo de conversor escolhido para o projeto, o Dual Active Bridge, foi implementado no *software Matlab/Simulink*. Para tanto, foi utilizada a biblioteca *Simscape Electrical*. A modelagem foi realizada com os parâmetros do projeto descritos na Seção 3, assim como com os componentes passivos listados na Tabela 2, que foram calculados com base nas equações descritas na Seção 3.2. É importante ressaltar que os valores dos componentes passivos foram ajustados para os valores comerciais mais próximos dos calculados.

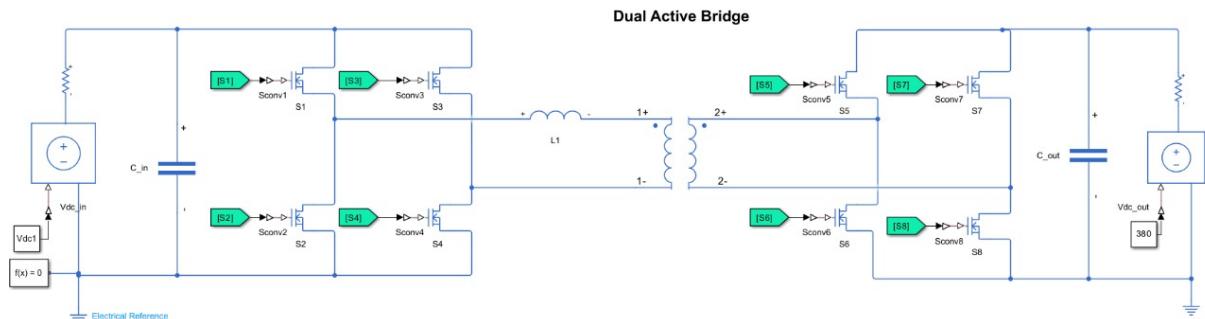
Tabela 2 – Componentes e parâmetros utilizados no modelo do Conversor Dual Active Bridge no MATLAB/Simulink.

Descrição	Símbolo	Valor
Defasagem	ϕ	30°
Razão Transformador	N	1:8
Indutância de Vazamento	L_K	$12 \mu H$
Frequência de operação	f_s	$25 kHz$
Fonte do terminal primário (V1)	V_1	$48 V$
Resistência interna V1	r_1	0.03Ω
Capacitor CC Link V1	C_1	$470 \mu F$
Fonte do terminal secundário (V2)	V_2	$380 V$
Resistência interna V2	r_2	0.24Ω
Capacitor CC Link V2	C_2	$100 \mu F$

Fonte: Elaborado pelo autor.

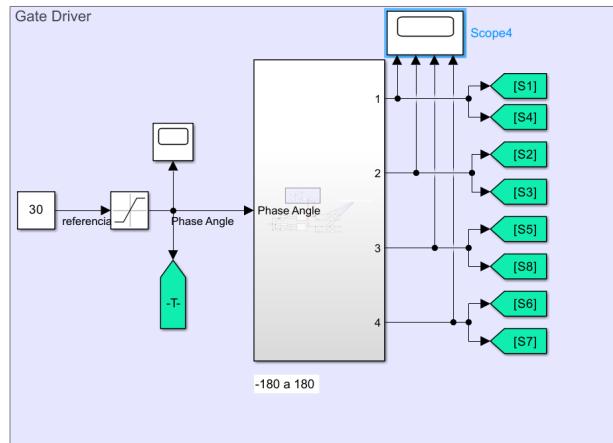
Com isso, o modelo do conversor desenvolvido no *Simulink* em malha aberta é ilustrado na Figura 15. Nesse modelo, um gerador de ondas quadradas é utilizado para controlar cada ponte ativa, onde os pulsos da fonte secundária são defasados por um ângulo ϕ em relação à fonte primária. O diagrama do gerador de ondas e sua respectiva saída são mostrados na Figura 16.

Figura 15 – Modelo do Conversor Dual Active Bridge no Simulink em Malha Aberta.

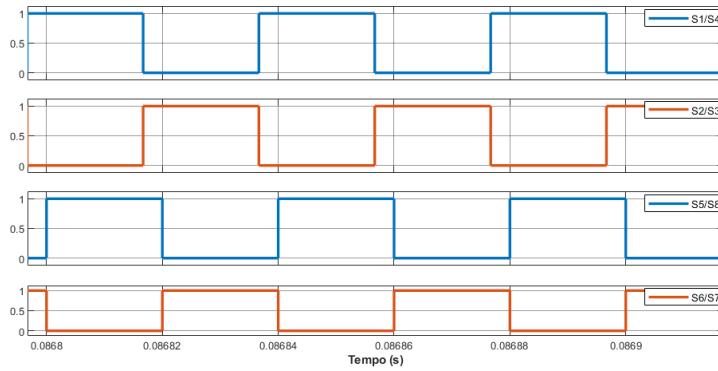


Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 16 – Gerador de ondas quadradas.



(a) Diagrama.



(b) Saída.

Fonte: Elaborado pelo autor.

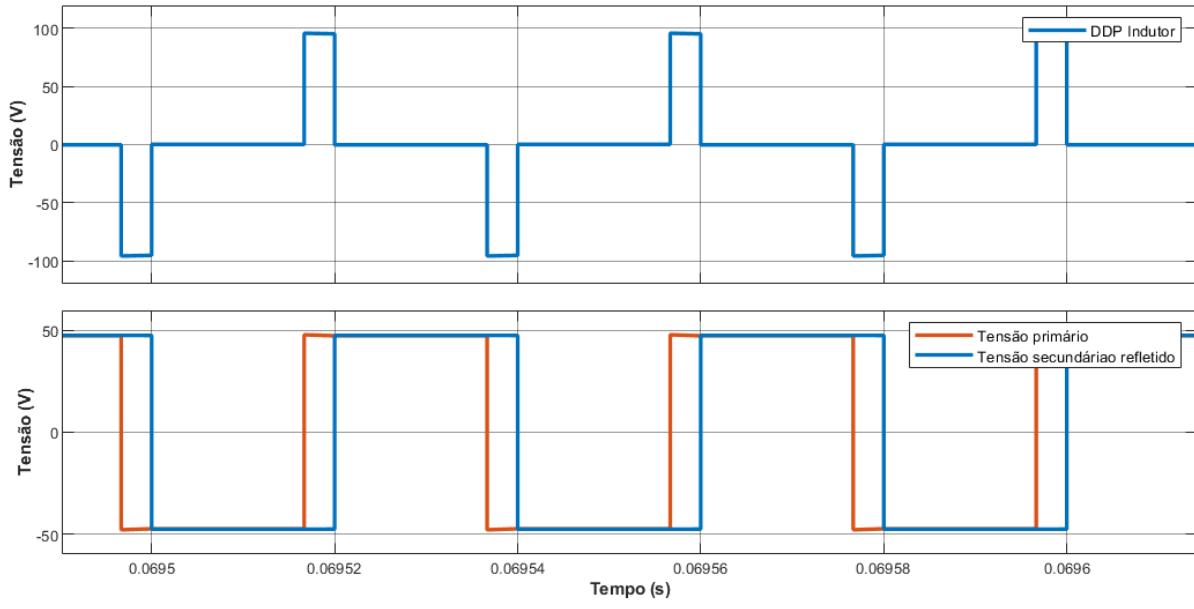
4.1 Análise do modelo computacional

A verificação do modelo computacional do conversor foi realizada comparando os comportamentos e parâmetros discutidos teoricamente ao longo do estudo com os resultados obtidos por simulação. Ressalta-se que, diferentemente do modelo teórico, o modelo simulado considera características não ideais dos componentes, como as resistências internas e a queda de tensão na condução dos *MOSFETs*, com valores de $0,01\ \Omega$ e 0.08 V , respectivamente. Essas considerações podem resultar em pequenas diferenças nos valores absolutos obtidos na simulação em relação aos resultados teóricos.

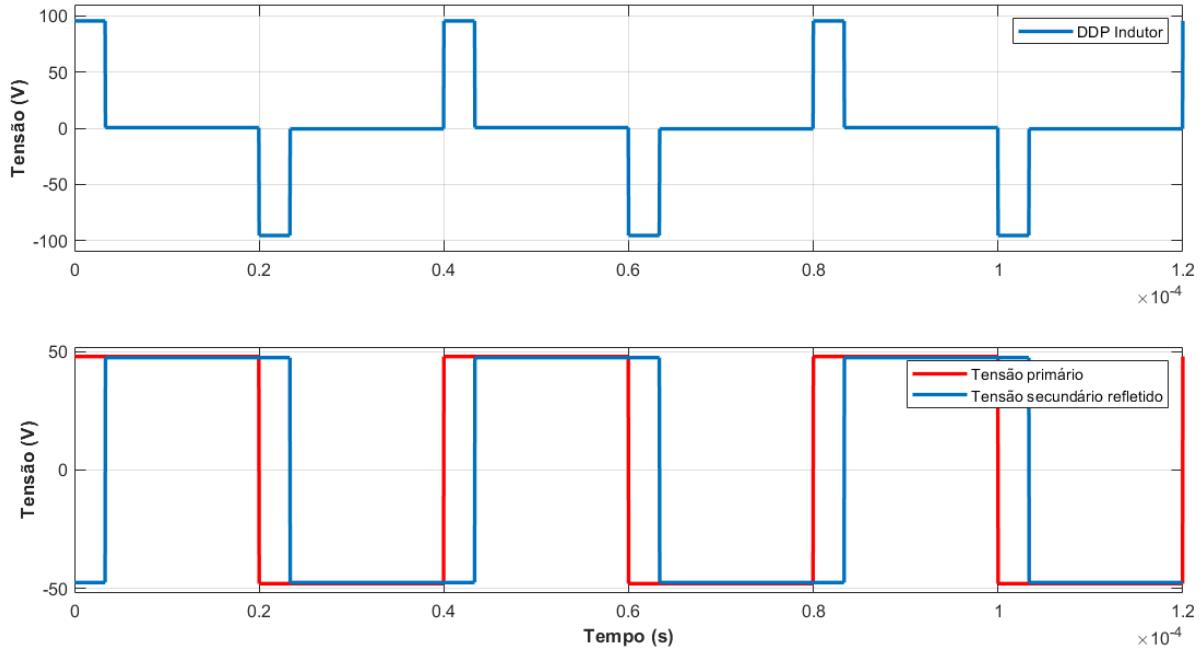
Na Figura 17, é apresentada a forma de onda da tensão nos terminais do indutor de vazamento, assim como a sua diferença de potencial (V_L). Observa-se que a relação de transformação do transformador foi escolhida para aproximar a proporção entre as tensões de entrada e saída. Como resultado, a tensão no terminal secundário, refletida no lado primário do transformador, ficou muito próxima da tensão no terminal primário. Isso fez com que a diferença de potencial durante os instantes de sobreposição das ondas fosse próxima de zero, com um valor de 0.2 V na simulação, enquanto o valor teórico era de 0.5 .

V. A diferença de potencial encontrada foi reduzida devido às quedas de tensão adicionais em outros pontos do circuito no modelo simulado.

Figura 17 – Tensões nos terminais do Indutor ($\phi = 30^\circ$).



(a) Simulado.



(b) Teórico.

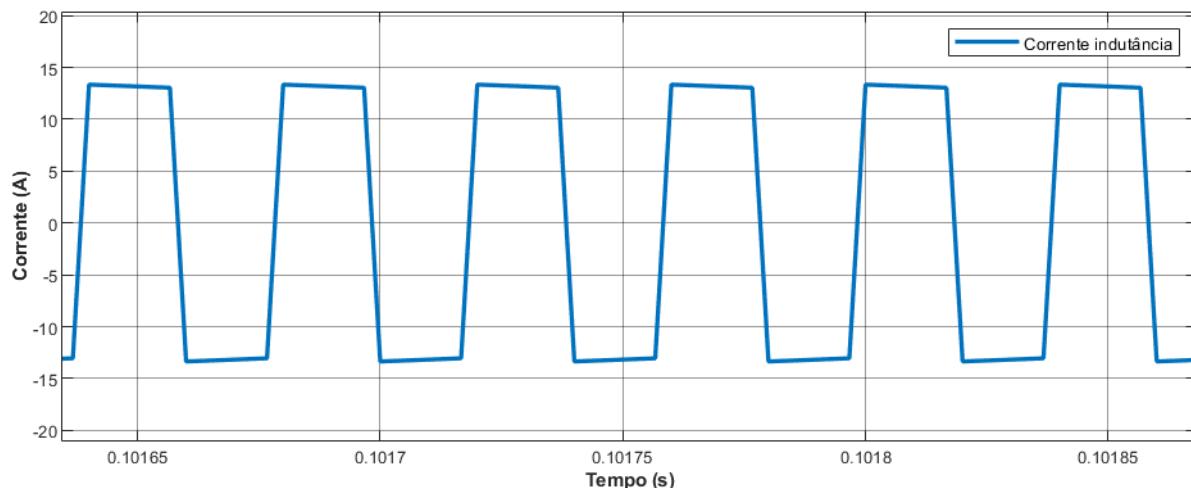
Fonte: Elaborado pelo autor.

Dado que as formas de onda da tensão no indutor e seus valores foram próximos, a forma de onda da corrente do indutor, expressa na Figura 18, também se mostrou

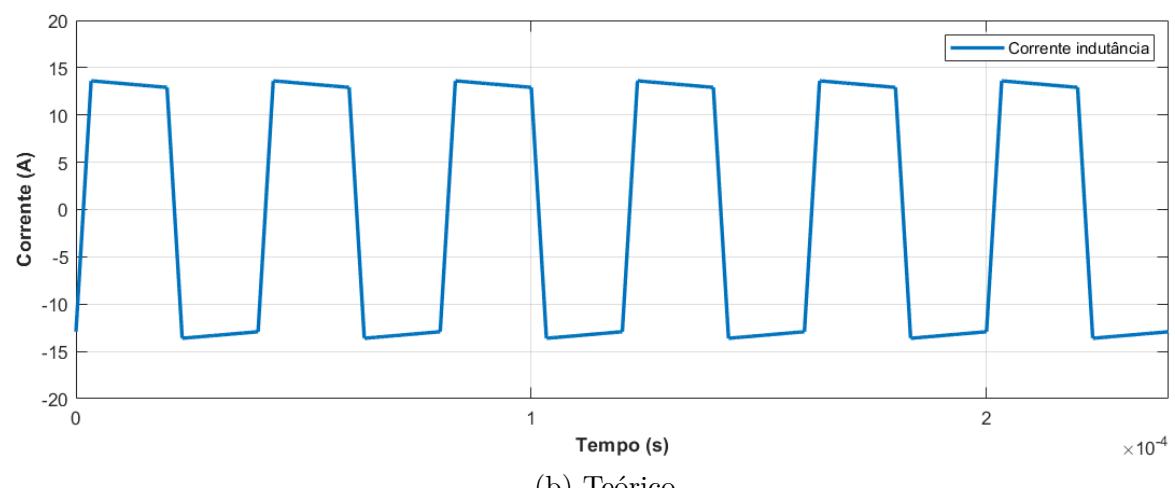
bastante similar. Os valores absolutos da corrente durante as transições de cada etapa de funcionamento do conversor foram de 12.9A e 13.6A para o modelo teórico, e 13.1A e 13.4A para o modelo simulado.

Embora os valores sejam relativamente próximos, o modelo simulado indicou menor variação de corrente nos estágios (II) e (IV). Isso ocorreu porque a diferença de potencial no indutor foi inferior no modelo simulado em comparação ao modelo teórico, resultando em uma inclinação reduzida no intervalo. No entanto, os valores ainda são bastante próximos aos calculados por (3.8) e (3.9).

Figura 18 – Corrente do indutor ($\phi = 30^\circ$).



(a) Simulado.



(b) Teórico.

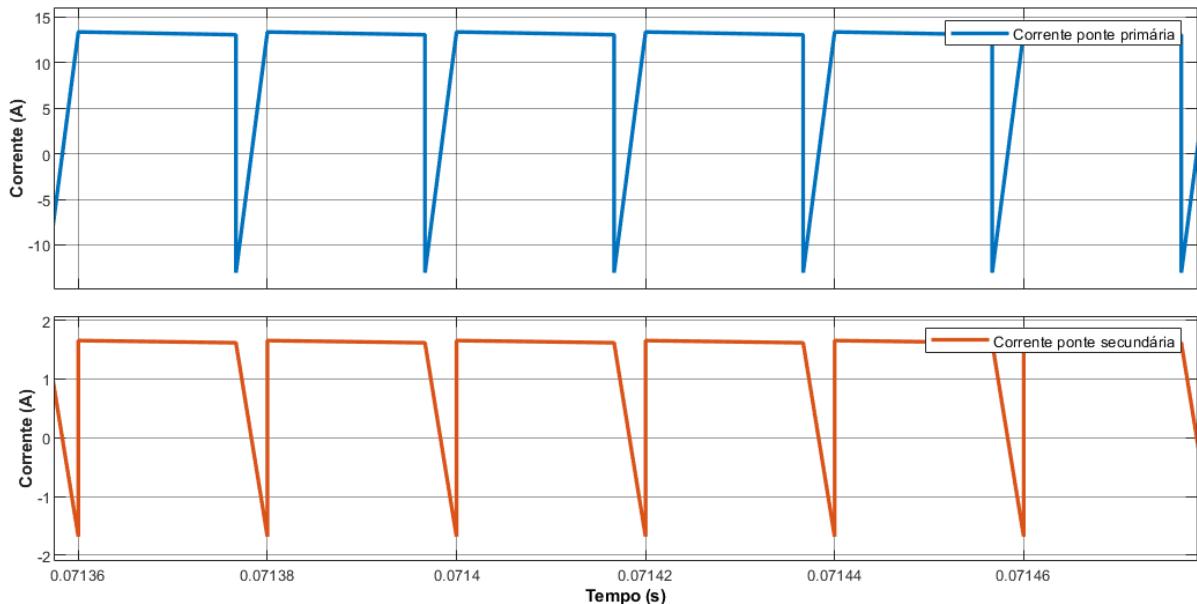
Fonte: Elaborado pelo autor.

Em seguida, ao comparar as correntes de entrada e saída de cada ponte H do conversor (Figura 19), observa-se que as formas de onda são muito próximas. No entanto, em relação aos seus valores (Tabela 3), há uma diferença significativa no valor médio entre o modelo simulado e o teórico, sendo essa discrepância mais evidente na ponte primária.

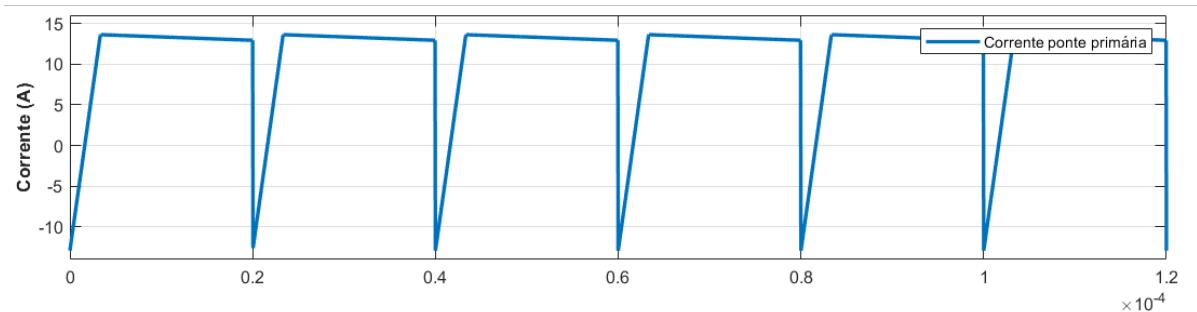
Tabela 3 – Comparativo das correntes de entrada e saída do conversor.

Descrição	Valores de pico (A)	Corrente média (A)
Ponte primária - Teórico	12.9-13.6	11.1
Ponte primária - Simulado	13.1-13.4	9.7
Ponte secundária - Teórico	1.61-1.70	1.38
Ponte secundária - Simulado	1.62-1.68	1.2

Figura 19 – Corrente da ponte primária e secundária.



(a) Simulado.



(b) Teórico.

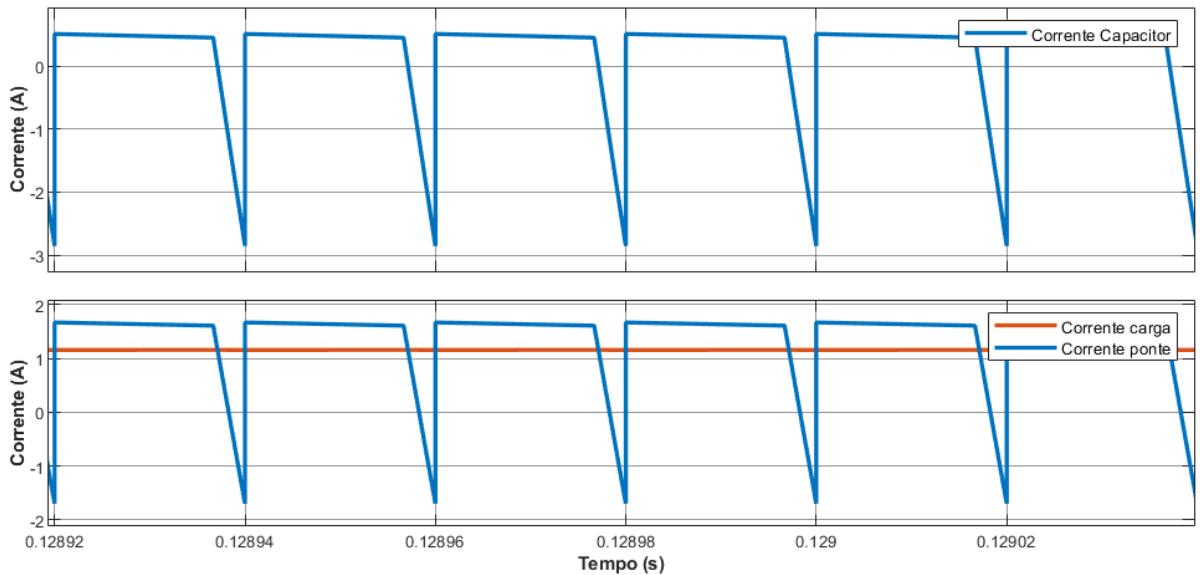
Fonte: Elaborado pelo autor.

Por fim, a ondulação de tensão no modelo simulado foi analisada utilizando diferentes configurações de carga. Cada fonte foi substituída por uma carga resistiva, individualmente, pois a carga resistiva permite observar a ondulação de tensão na saída, ao contrário da fonte, que mantém a tensão fixa.

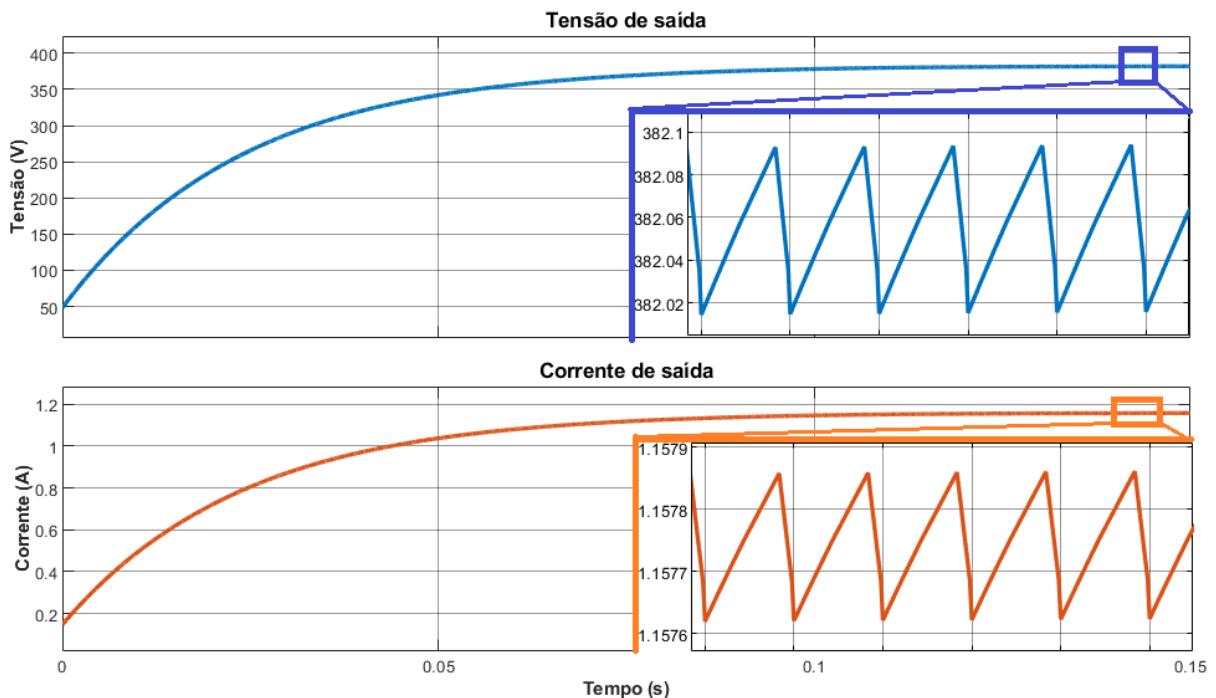
Primeiramente, foi aplicada uma carga de 330Ω no lugar da fonte secundária. Posteriormente, a fonte primária foi substituída por uma carga de 5Ω . Com isso, analisou-se em cada caso a corrente de saída da ponte, a corrente no capacitor e a corrente que efetivamente alimentou a carga. Além disso, a tensão e a corrente na carga foram exibidas com uma ampliação da curva para permitir a visualização da variação de tensão.

Na Figura 20, a distribuição das correntes de saída do conversor mostrou-se bastante semelhante à apresentada na Figura 14, utilizada para calcular a capacidade do barramento CC. Além disso, a variação de tensão permaneceu abaixo do valor projetado de 0.1V, validando o procedimento adotado.

Figura 20 – Análise do capacitor na ondulação de tensão da saída.



(a) Distribuição das correntes.

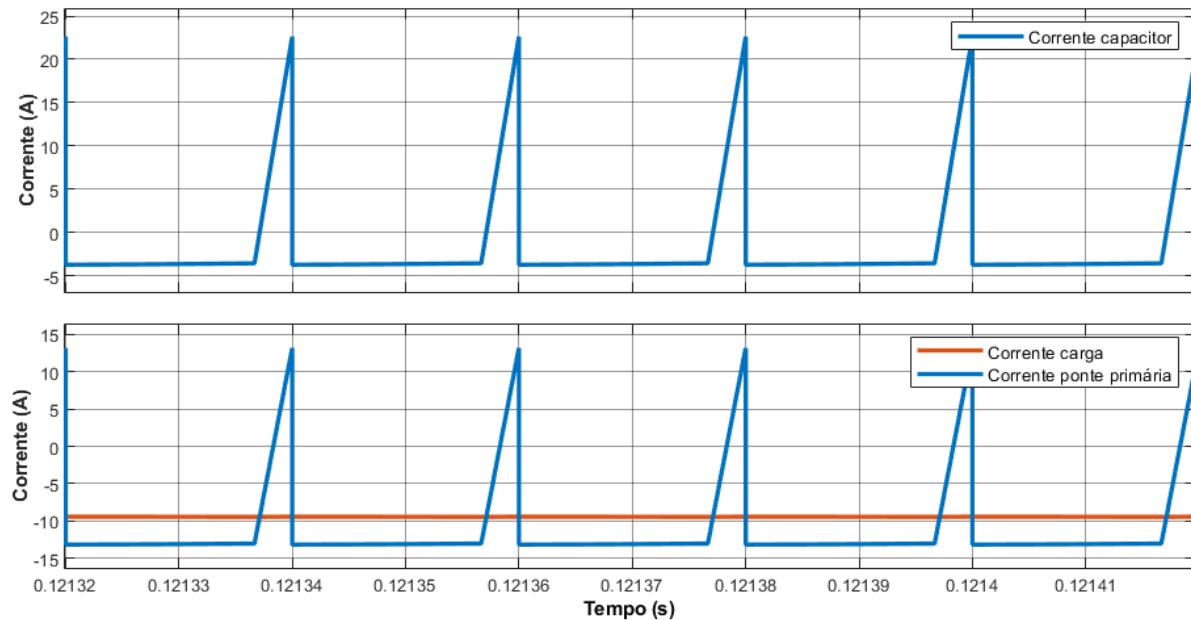


(b) Tensão e corrente da carga.

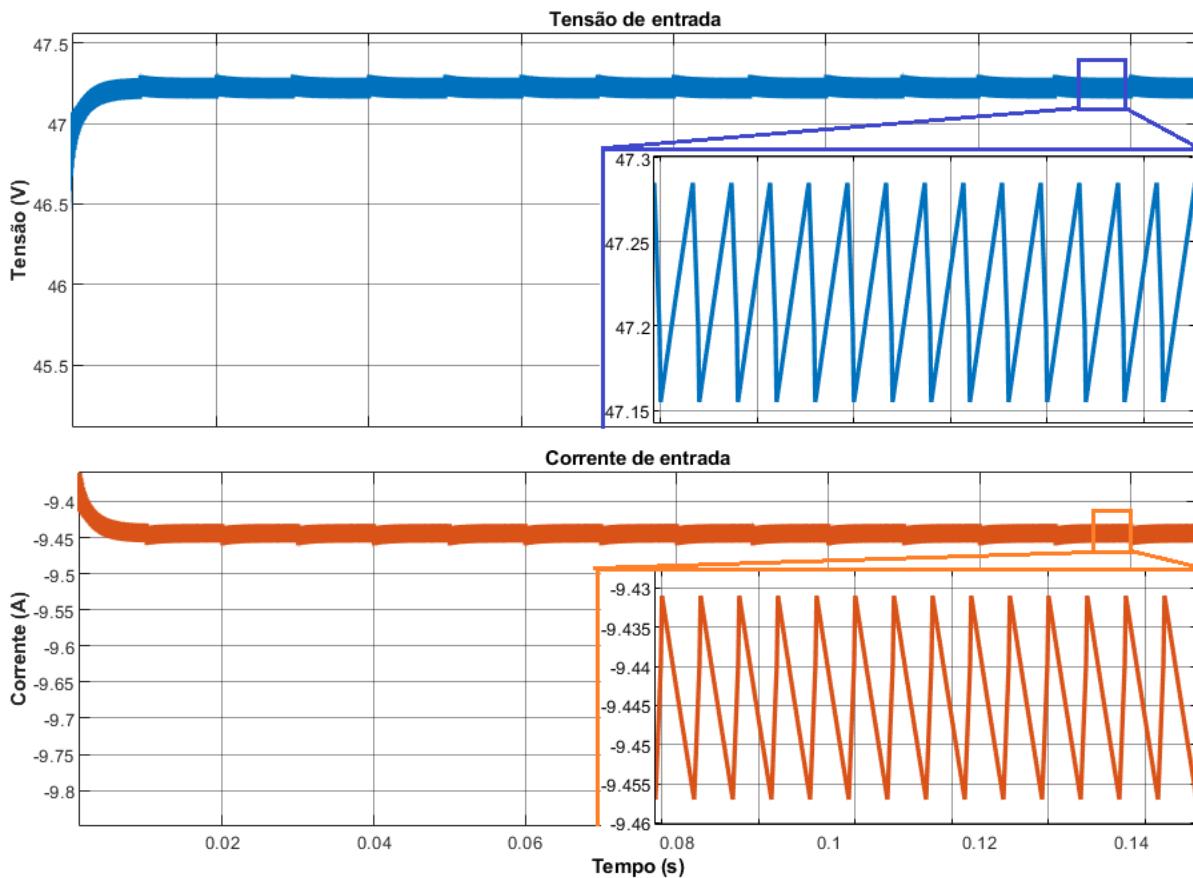
Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 21, é analisado o comportamento do conversor quando a fonte primária é substituída por uma carga resistiva, mantendo a fonte secundária ativa. Esse cenário permite a observação de dois aspectos: a distribuição de correntes e a ondulação de tensão, além de destacar o comportamento bidirecional do conversor.

Figura 21 – Análise do capacitor na ondulação de tensão da entrada.



(a) Distribuição das correntes.



(b) Tensão e corrente da carga.

Fonte: Elaborado pelo autor.

As correntes de entrada do conversor tornam-se negativas, indicando que a carga na

entrada está sendo alimentada pela fonte secundária. Esse fenômeno comprova a capacidade do conversor de operar em ambos os sentidos, ou seja, de transferir energia da saída para a entrada, caracterizando a bidirecionalidade do sistema.

No que diz respeito à ondulação de tensão, a variação registrada foi de 0.13 V, valor bastante próximo do 0.1 V projetado.

Por fim, nota-se que as tensões medidas nas cargas, 47 V e 382 V, apresentaram pequenas variações em relação aos valores nominais especificados, 48 V e 380 V. Essa diferença ocorre porque o conversor está operando sem um controlador dedicado para regular a tensão de saída e corrigir os erros de regime.

Com isso, é possível concluir que as formas de onda e as modelagens realizadas no desenvolvimento teórico da pesquisa apresentaram forte coerência com o comportamento observado no modelo computacional do conversor. Algumas variações nos valores de operação são evidentes, o que pode ser atribuído à presença de parâmetros não considerados na modelagem. No entanto, cabe ao projetista avaliar se essa diferença é relevante para a aplicação, uma vez que a adição de mais impedâncias e termos não lineares como a tensão de condução das chaves complexifica a modelagem.

4.2 Respostas em malha aberta

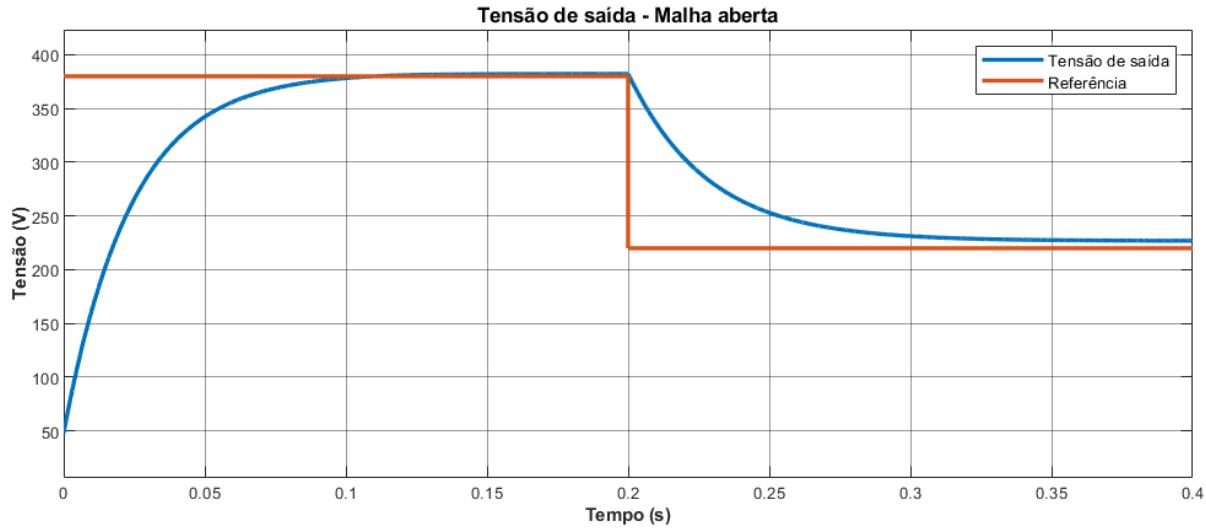
Após a validação do modelo computacional, a análise da resposta em malha aberta do conversor foi realizada. Para isso, foram avaliadas duas respostas: a resposta de tensão na saída do conversor com uma carga resistiva e a resposta de corrente com uma fonte conectada à saída.

A partir da referência de tensão ou corrente, juntamente com (3.6), que descreve a transferência de potência, é possível calcular o ângulo de defasagem ϕ . Nesse cálculo, uma equação quadrática é resolvida, resultando em duas soluções. Por convenção, adota-se a solução correspondente aos ângulos menores que 90° . Dessa forma, as equações utilizadas para determinar o ângulo ϕ com base na referência de entrada estão apresentadas em (4.1).

$$\begin{cases} \left(\frac{\phi}{\pi}\right)\left(1 - \frac{|\phi|}{\pi}\right) = \frac{2NLf_s}{V_1 R} \cdot V_{2Ref} \\ \left(\frac{\phi}{\pi}\right)\left(1 - \frac{|\phi|}{\pi}\right) = \frac{2NLf_s}{V_1} \cdot I_{2Ref} \end{cases} \quad (4.1)$$

Com isso, a resposta em malha aberta para uma referência de tensão de 380 V, com um degrau até 220 V, é ilustrada na Figura 22. Observa-se um erro de regime de 2 V e 7 V, decorrente da ausência de realimentação para fechamento da malha de controle. O tempo de resposta do sistema foi de 80 ms.

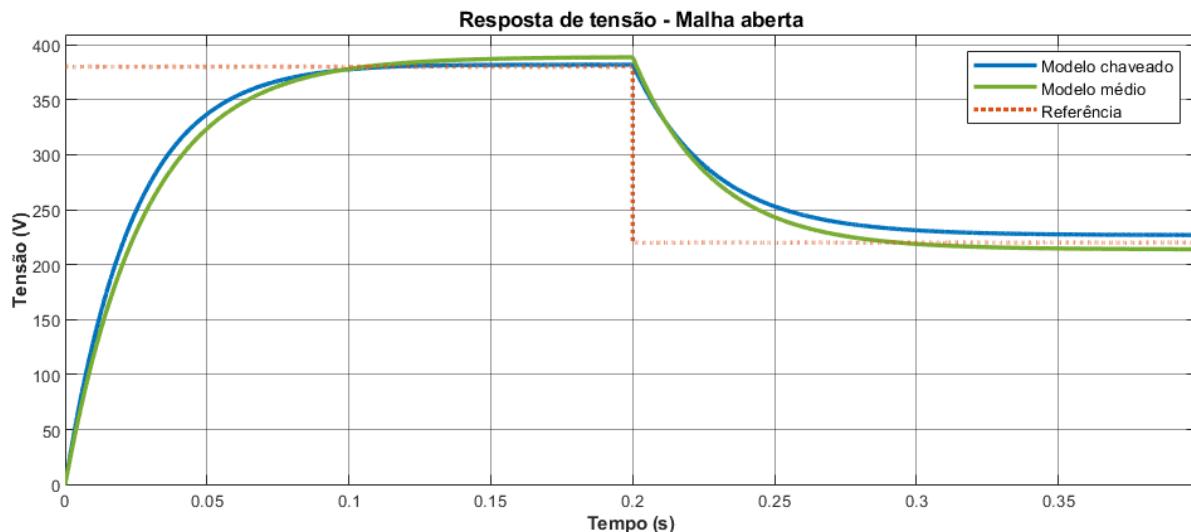
Figura 22 – Resposta de tensão - Malha aberta



Fonte: Elaborado pelo autor.

Com base no modelo médio desenvolvido por Silva (2019), descrito na Seção 3.1.2, foi realizada uma comparação entre sua resposta e a do modelo computacional (Figura 23). O comportamento das respostas é semelhante, embora com valores finais diferentes. Essas diferenças resultam dos parâmetros não considerados no modelo teórico, conforme discutido no final da seção 4.1. No entanto, o modelo é considerado próximo o suficiente para o desenvolvimento de controladores para a aplicação.

Figura 23 – Comparativo entre o modelo computacional e o modelo médio.

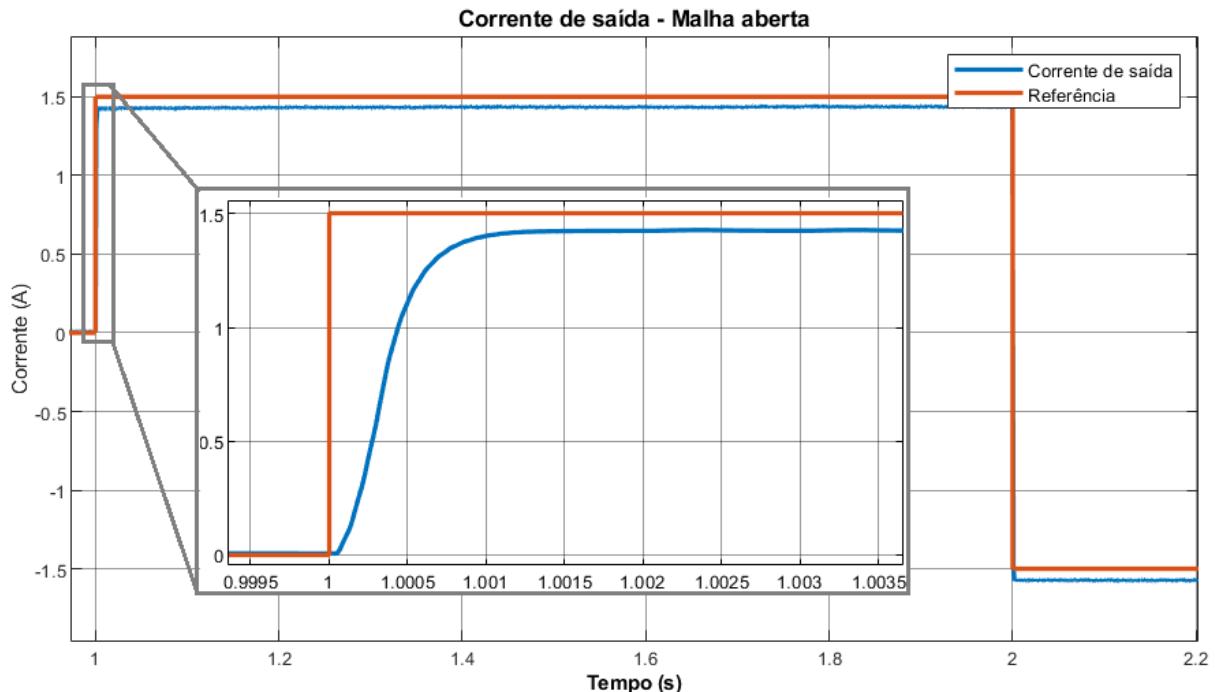


Fonte: Elaborado pelo autor.

Por último, foi analisada a resposta em malha aberta da corrente de saída do conversor com uma referência de 1.5A com degrau a -1.5A, apresentada na Figura 24. Essa simulação permite observar a troca na direção do fluxo de potência, resultando na

situação em que a carga secundária passa a alimentar a carga primária. O erro de regime registrado é de 0.1 A, e o tempo de resposta do sistema foi de 1 ms.

Figura 24 – Resposta de corrente - Malha aberta



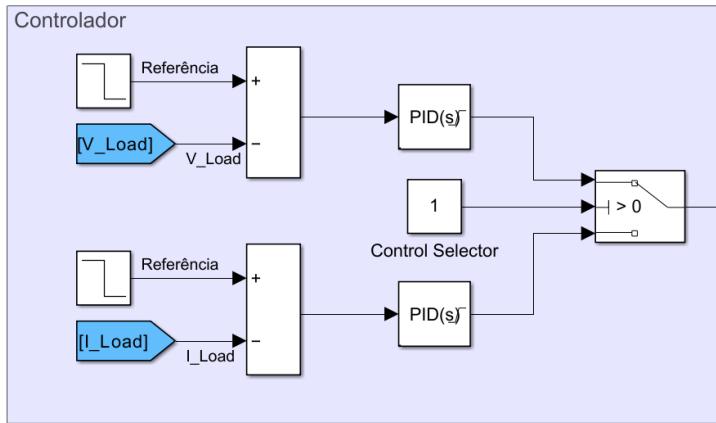
Fonte: Elaborado pelo autor.

Comparando as duas aplicações, o tempo de resposta para a entrada de corrente é significativamente mais rápido do que para a entrada de tensão. Esse comportamento ocorre porque, quando uma fonte é utilizada no terminal secundário, a tensão de saída é fixada pela fonte, reduzindo as variações de tensão no capacitor e, por consequência, acelerando a dinâmica do sistema. No entanto, essa característica tem consequências no controle, discutidas a seguir.

4.3 Resposta em malha fechada

Para as análises em malha fechada do sistema, foi utilizado um controlador PI sintonizado para cada caso. Este controlador recebe como entrada o erro entre a referência e a saída do sistema, seja de tensão ou corrente. A saída do controlador é saturada entre -90° e 90° e é então aplicada ao bloco de atuação do sistema, representado na Figura 16. Os controladores utilizados estão representados na Figura 25; eles foram sintonizados manualmente até se obter uma resposta mais rápida e sem oscilações em relação à tentativa inicial.

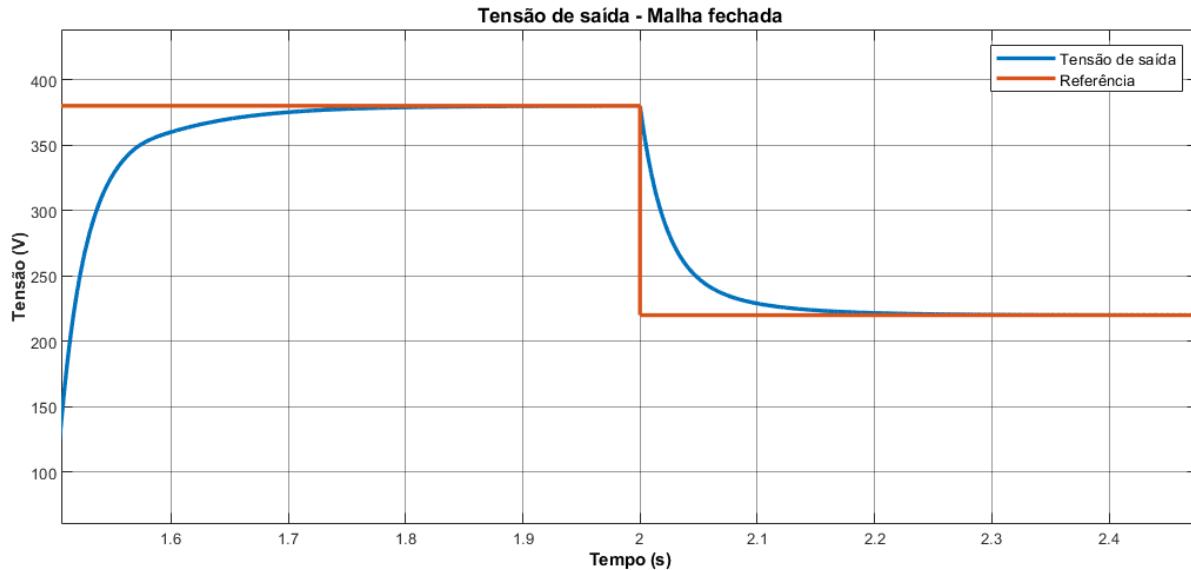
Figura 25 – Controlador PI para corrente e tensão



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 26, observa-se a resposta do sistema para o controle de tensão utilizando um controlador PI, com parâmetros $K_P = 0.1$ e $K_I = 1.8$. O erro de regime presente na resposta em malha aberta foi eliminado pelo termo integrador do controlador. Além disso, o tempo de resposta foi reduzido para 75 ms.

Figura 26 – Resposta de tensão - Malha fechada

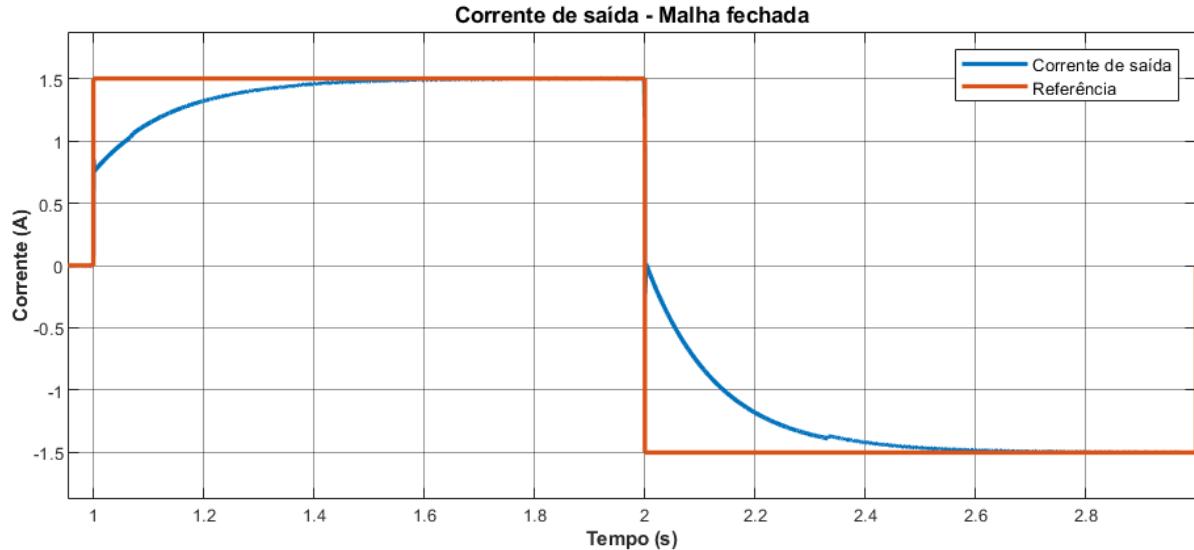


Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 26 demonstra a resposta do sistema para o controle de corrente utilizando um controlador PI, com parâmetros $K_P = 10$ e $K_I = 150$. Nota-se que o erro de regime presente na resposta em malha aberta também foi eliminado pelo termo integrativo do controlador. No entanto, o tempo de resposta aumentou significativamente para 225 ms. Esse resultado indica que o desenvolvimento de um controlador de corrente para a aplicação com duas fontes é mais complexo em comparação ao controle de tensão. Porém, apesar da

lentidão adicional, o controlador conseguiu cumprir seu papel ao eliminar o erro de regime e seguir a referência.

Figura 27 – Resposta de corrente - Malha fechada



Fonte: Elaborado pelo autor.

Portanto, ao analisar as respostas do sistema para os controladores de malha fechada de tensão e corrente, é perceptível que o uso do termo integrativo elimina o erro de regime na resposta. A utilização de controladores PI demonstra ser adequada para a operação básica do conversor, embora não represente a solução mais otimizada para a aplicação.

5 IMPLEMENTAÇÃO EXPERIMENTAL

Com o objetivo de avaliar experimentalmente o funcionamento e as características do conversor Dual Active Bridge, foi montado um protótipo no Laboratório de Fontes Alternativas e Processamento de Energia (LAFAPE), pertencente à SEL/EESC. Esse protótipo foi desenvolvido utilizando componentes distintos dos especificados no projeto original, aproveitando os recursos disponíveis no laboratório.

O conversor opera em malha aberta com a técnica Single Phase Shift, e as correntes e tensões nos terminais primário e secundário, tanto do conversor quanto do transformador, foram instrumentadas para análise na seção de resultados. Para trabalhos futuros, a implementação de um controlador pode viabilizar a operação em malha fechada, permitindo a avaliação de estratégias de controle.

Para garantir a segurança e simplificar os testes, o protótipo foi inicialmente avaliado com uma carga resistiva e uma fonte de alimentação de baixa tensão.

5.1 Recursos e Implementação do Protótipo

Esta seção apresenta os recursos técnicos utilizados na montagem e experimentação do conversor.

5.1.1 Drivers e Chaves

Para o protótipo, foram utilizados IGBTs da fabricante Semikron nas duas pontes do conversor. O modelo SKM100GB063D, ilustrado na Figura 28, integra duas chaves em um único encapsulamento, formando uma meia ponte. Esse modelo foi utilizado em conjunto com o circuito gate driver da mesma fabricante, o SKYPER 32 R, também mostrado na mesma figura. Vale destacar que essa chave possui um limite de corrente contínua máxima de 100A, valor muito superior aos 10A (500W @48V) especificados no projeto. Essa escolha se deu pela disponibilidade do material no laboratório e possibilita a reutilização da montagem em projetos futuros de maior potência.

A Figura 29 ilustra a estrutura montada do conversor, onde os componentes estão fixados em um bloco dissipador. Essa configuração melhora a fixação mecânica e permite uma dissipação térmica mais eficiente do calor pelas chaves.

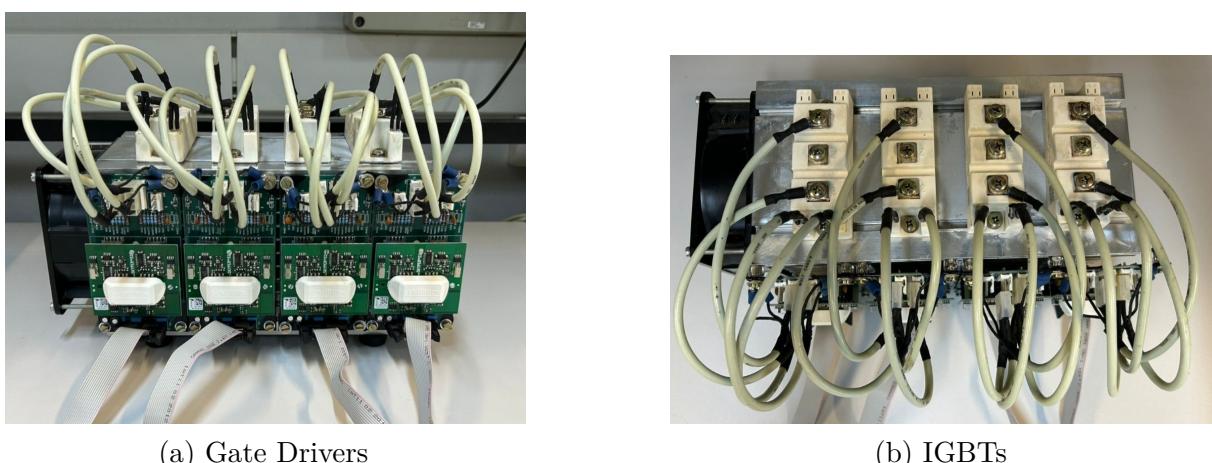
Para mitigar transientes de tensão durante as transições de borda das ondas quadradas, foram adicionados capacitores *snubber* de $1 \mu\text{F}/1 \text{kV}$, modelo G122097165 656S600, em azul na Figura 30. Essa modificação foi implementada após a identificação desses transientes em testes preliminares realizados em laboratório.

Figura 28 – Chave e gate driver utilizados no conversor.



Fonte: © 2024 Semikron Danfoss

Figura 29 – Montagem das chaves do conversor.



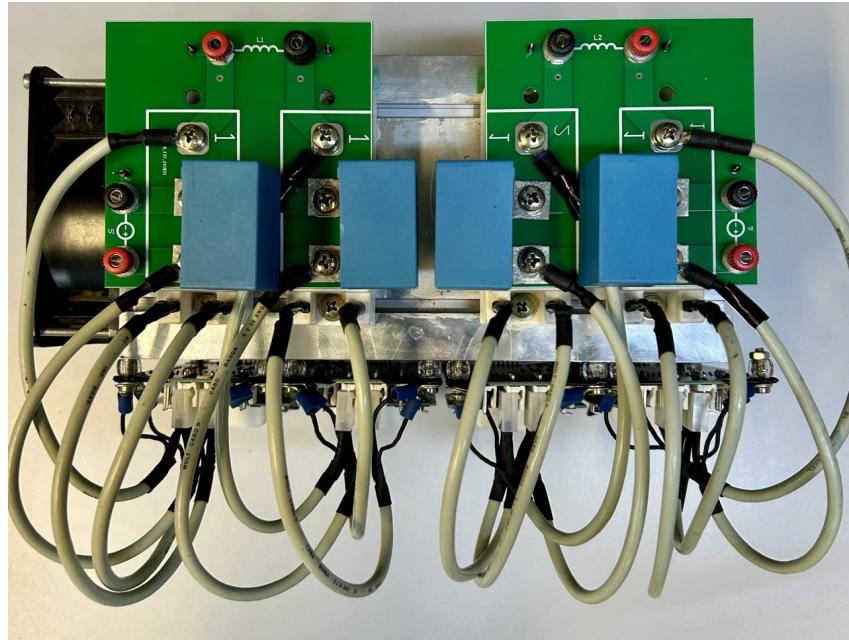
Fonte: Elaborado pelo autor.

Além disso, foram incorporadas placas de circuito impresso (PCBs) para interligar as meias pontes, formando as duas pontes H do conversor. Cada PCB possui bornes para conexão tanto com o barramento CC quanto com o transformador. A montagem, incluindo as PCBs e os capacitores snubber, está ilustrada na Figura 30.

5.1.2 Transformador

Para a experimentação do protótipo, estavam disponíveis dois transformadores, ambos testados durante os ensaios. O primeiro é um transformador de alta frequência de 500 W, o qual não possui uma frequência de operação fixa. Detalhes sobre seus parâmetros estão na Tabela 4.

Figura 30 – Montagem do conversor após a adição dos capacitores de snubber e PCBs.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 4 – Parâmetros do transformador de 25kHz.

Parâmetro	Primário	Secundário
Número de espiras (N)	8	100
Indutância (L)	128 μ H	29.3 mH

Fonte: Elaborado pelo autor.

O segundo transformador é um modelo de 60 Hz, com entrada de 127 V e saída dupla de ± 15 V. Neste caso, utilizou-se o terminal de +15 V como enrolamento primário do Dual Active Bridge e o terminal de 127 V como enrolamento secundário. Os parâmetros desse transformador estão listados na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros do transformador de 60Hz.

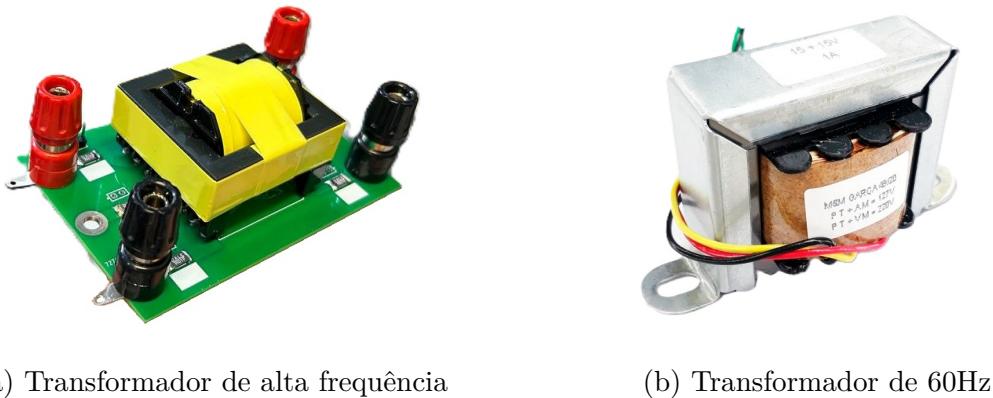
Parâmetro	Primário	Secundário
Tensão de operação (V)	15	127
Indutância (L)	27.3 mH	1.8 H

Fonte: Elaborado pelo autor.

Durante os experimentos, foi evidenciado que o transformador de alta frequência apresentava maior capacidade de entregar potência, com menores perdas. No entanto, as formas de onda do conversor estavam distorcidas. Em contraste, o transformador de 60

Hz apresentava formas de onda mais bem definidas, pois sua frequência de operação era conhecida. No entanto, sua corrente de saída máxima é de 1 A, o que resulta em maiores perdas. Além disso, sua frequência de operação tornava os capacitores dimensionados para 25 kHz ineficientes na redução da ondulação de tensão. A Figura 31 exibe ambos os transformadores.

Figura 31 – Transformadores utilizados nos experimentos

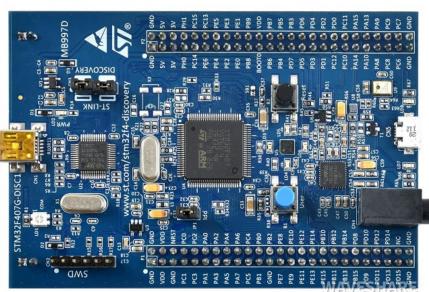


Fonte: Elaborado pelo autor.

5.1.3 Digital Signal Processor (DSP)

Para a operação do conversor, foi utilizado um microcontrolador da família F4 da fabricante STMicroelectronics, por meio da placa de desenvolvimento STM32F407G-DISC1, conforme ilustrado na Figura 32.

Figura 32 – Placa de desenvolvimento STM32F407G-DISC1.



Fonte: © 2024 STMicroelectronics

Este microcontrolador é baseado na arquitetura Arm® Cortex®-M4, com frequência de operação de até 180 MHz e ADCs de 12 bits. Sua função no projeto é controlar o

chaveamento e a defasagem das chaves do conversor, por meio de 8 sinais PWM que acionam os gate drivers.

Foi utilizada uma placa de suporte ao acionamento, que inclui filtros RC de primeira ordem nas entradas analógicas dos sensores (que poderão ser adicionados posteriormente) e buffers para a saída PWM do microcontrolador.

Os buffers operam elevando a tensão de 3.3 V do microcontrolador para 15 V, exigida pelo *gate driver* para acionar as chaves. Esta placa foi desenvolvida em um projeto anterior do laboratório (Fagundes *et al.*, 2024) e pode ser observada na Figura 33.

Figura 33 – Placa de controle do conversor.



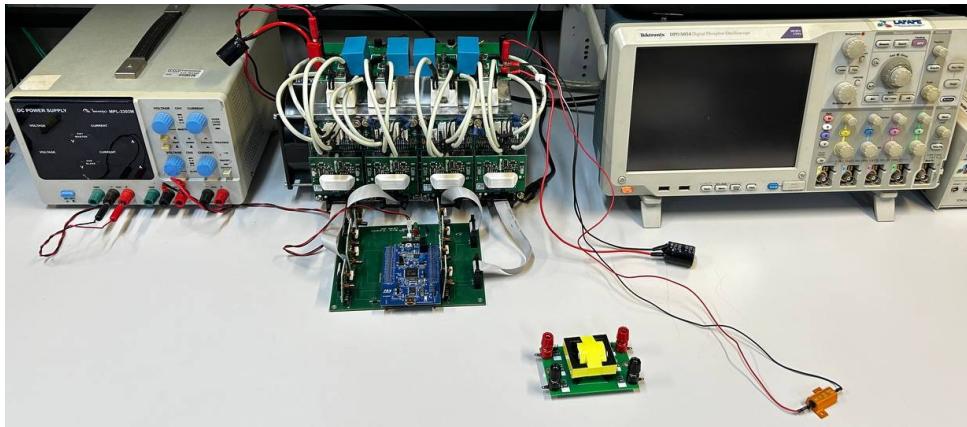
Fonte: Desenvolvido em Fagundes *et al.* (2024).

5.1.4 Fonte e Carga

Para a alimentação do conversor, utilizou-se uma fonte de bancada modelo MPL-3303M, de corrente máxima 3A, em paralelo com um capacitor de $300 \mu F$ no barramento. A carga utilizada foi uma resistência de 390Ω e 25 W, modelo HSA25390RJ, em paralelo com um capacitor de $100 \mu F$.

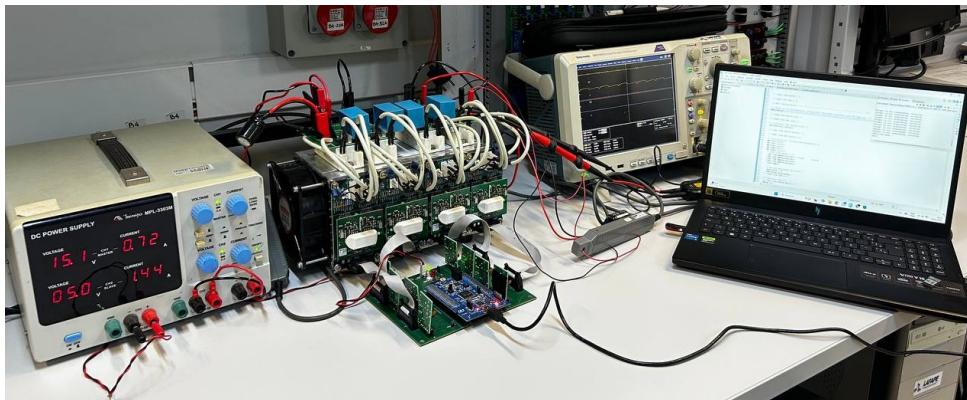
Com a adição desses componentes, a montagem completa está representada nas Figuras 34 e 35, com os resultados discutidos a seguir.

Figura 34 – Montagem final do conversor Dual Active Bridge - Desligado



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 35 – Montagem final do conversor Dual Active Bridge - Ligado



Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2 Resultados Experimentais

Nesta seção, são apresentados os resultados dos experimentos com o conversor Dual Active Bridge. A análise é dividida em duas partes principais: a verificação das formas de onda do conversor utilizando o transformador de 60 Hz e a avaliação da operação Single Phase Shift com o transformador de 25 kHz, que possibilita maior variação na potência transferida. Por fim, são apresentados dados relativos à operação do conversor com inversão do fluxo de potência, isto é, com possibilidade de carregamento da fonte armazenadora, demonstrando sua capacidade bidirecional.

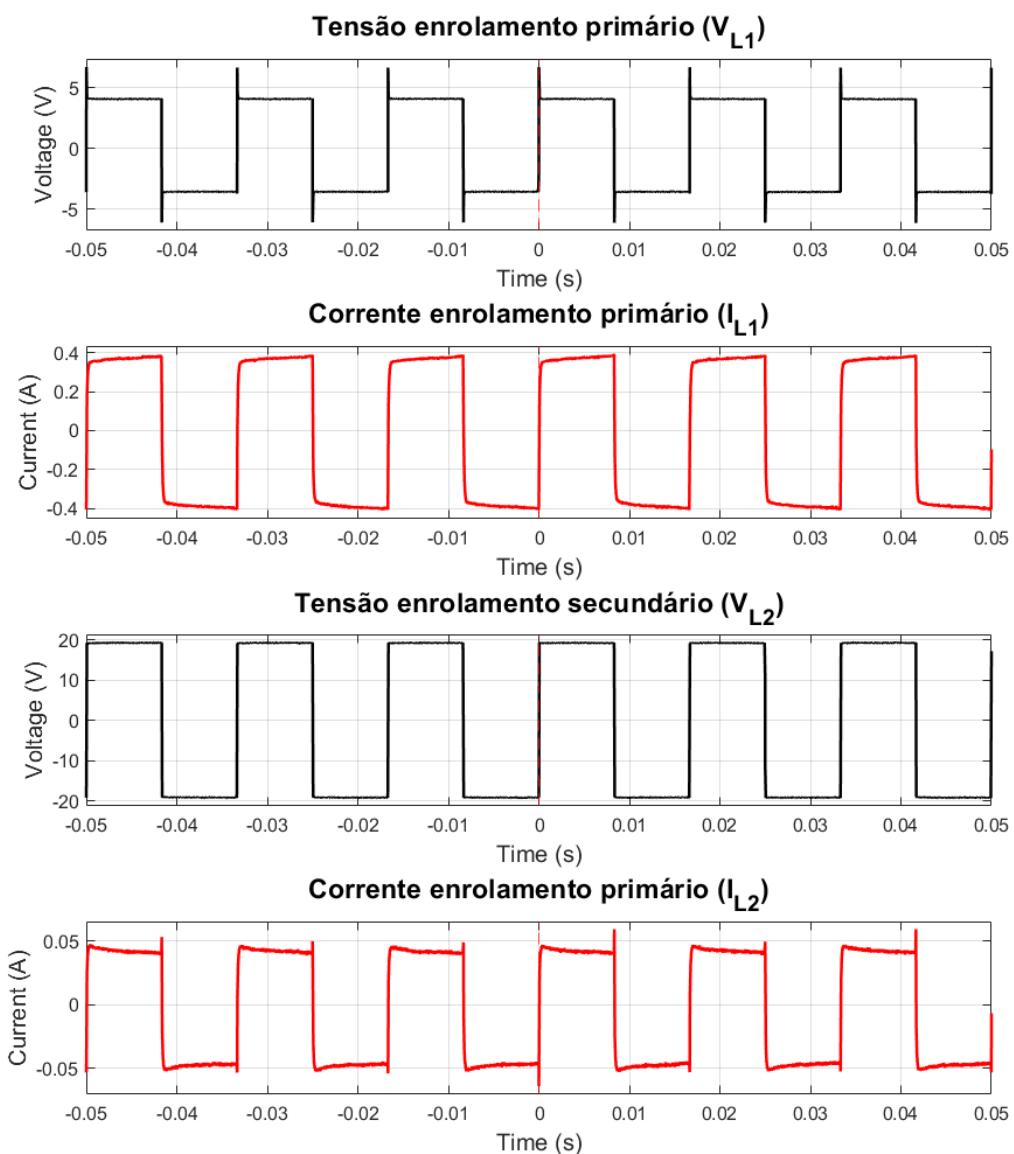
Os dados apresentados a seguir foram obtidos a partir do salvamento dos pontos do osciloscópio e, posteriormente, utilizados na construção de gráficos no *MATLAB*.

5.2.1 Análise das Formas de Onda do Conversor

Neste experimento, o conversor operou com uma frequência de chaveamento de 60 Hz, tensão de entrada de 5.3 V e ângulo de defasagem de 0° .

A Figura 36 apresenta as formas de onda da tensão e corrente nos enrolamentos primário e secundário do transformador do conversor. Na figura, observam-se duas ondas quadradas de tensão nos enrolamentos do transformador, com período de 16,67 ms, confirmando a frequência de chaveamento do conversor em 60 Hz. Nota-se ainda que a onda quadrada no secundário do transformador tem um ganho de cinco vezes em relação à do primário.

Figura 36 – Tensões e Correntes do transformador - $f_s = 60\text{Hz}$ e $\phi = 0^\circ$



Fonte: Elaborado pelo autor.

Dessa maneira, as formas de onda de tensão do transformador estão de acordo com os gráficos construídos anteriormente na Figura 7. No entanto, vale ressaltar que há uma queda de tensão da fonte de entrada até o enrolamento primário, resultando em uma onda quadrada com amplitude reduzida, de aproximadamente $\pm 4V$, o que implica em menor ganho e maiores perdas no conversor. Essa queda de 1 V torna-se expressiva, considerando a baixa tensão de entrada.

No que diz respeito às formas de onda de corrente dos enrolamentos do transformador, estas são aproximadamente quadradas, porém apresentam uma leve inclinação no topo, assim como as formas de onda teóricas mostradas nas Figuras 9 e 18.

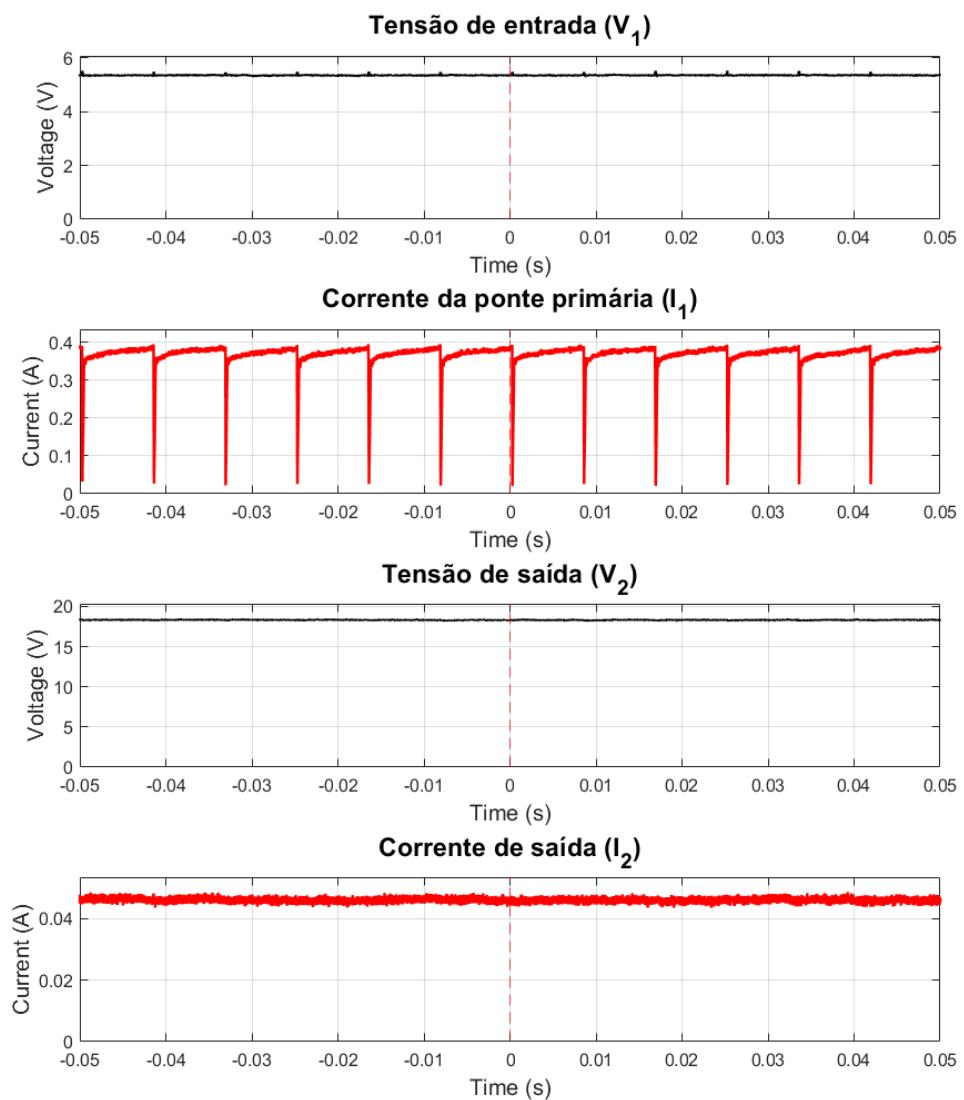
A Figura 37 apresenta as formas de onda da tensão e corrente nos terminais de entrada e saída do transformador do conversor. A corrente da ponte H do conversor na entrada apresenta forte concordância com a prevista no desenvolvimento teórico, como ilustrado nas Figuras 10 e 19, validando assim a análise teórica experimentalmente.

Na saída, a corrente demonstra um comportamento distinto, pois a carga recebe uma corrente filtrada pelo capacitor de saída. Além disso, assim como ocorreu da tensão de entrada até o transformador, evidencia-se uma queda de tensão de aproximadamente 1 V entre a saída do transformador e a saída do conversor.

A Figura 38 mostra a forma de onda da corrente de entrada da ponte H primária em uma visão ampliada, o que permite identificar com maior clareza os intervalos característicos da operação do conversor descritos anteriormente. Destacam-se os momentos (I) e (III), nos quais ocorrem descontinuidades e variações mais acentuadas na corrente, enquanto os momentos (II) e (IV) apresentam apenas uma leve inclinação na forma de onda. Esses intervalos foram apresentados na Figura 10, na seção de modelagem.

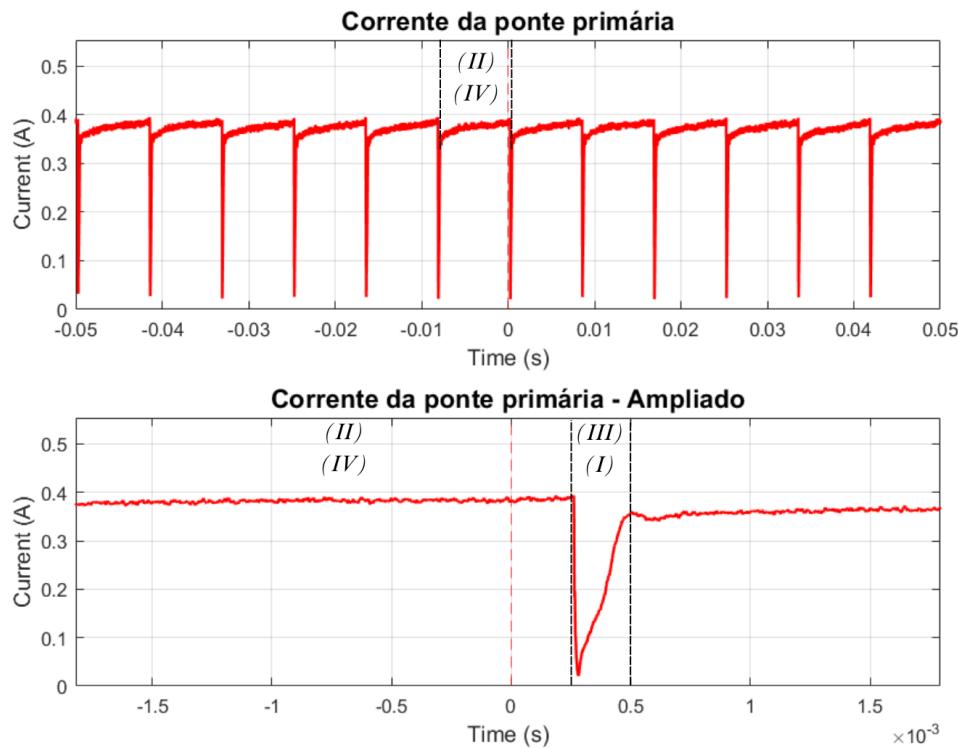
Por fim, a Figura 39 apresenta as formas de onda da corrente de saída do conversor e da corrente do capacitor. Observa-se o papel do capacitor do barramento CC na filtragem dos transientes de corrente, permitindo que apenas a componente com menor ondulação seja entregue à carga. Além disso, essa figura está em conformidade com as formas de onda previstas na seção de projeto, conforme ilustrado nas Figuras 13 e 14.

Figura 37 – Tensões e Correntes do conversor - $f_s = 60\text{Hz}$ e $\phi = 0^\circ$



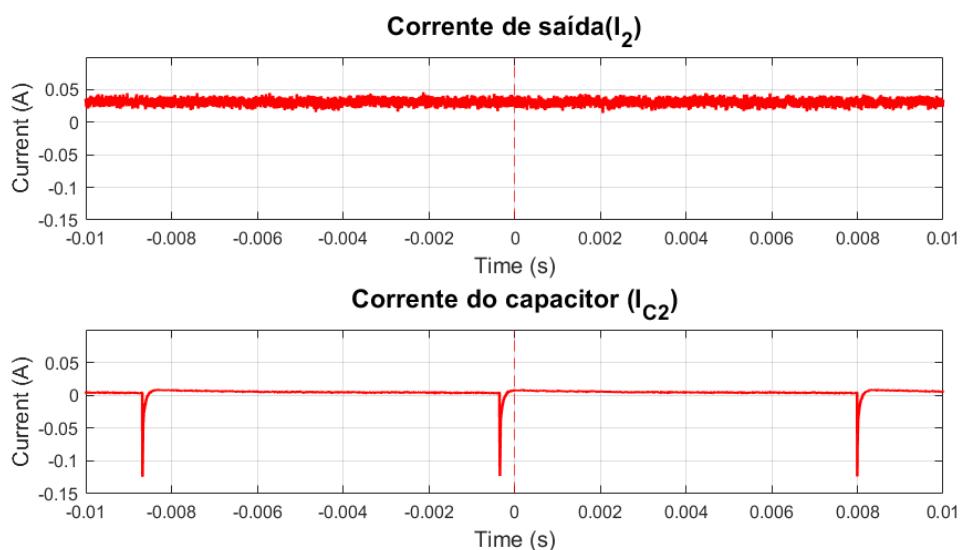
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 38 – Zoom da corrente da ponte primária do conversor - $f_s = 60\text{Hz}$ e $\phi = 0^\circ$



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 39 – Corrente do capacitor de saída - $f_s = 60\text{Hz}$ e $\phi = 0^\circ$



Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.2 Análise do método *Single Phase Shift*

Neste experimento, o conversor operou com uma frequência de chaveamento de 25 kHz e uma tensão de entrada de 8.5 V. Esse valor foi aumentado em relação ao experimento da subseção 5.2.1 para melhorar a eficiência do conversor e mitigar a queda de tensão nas pontes H. A defasagem entre a operação das duas pontes H foi variada, permitindo observar seu efeito sobre a tensão, a potência de saída e o ganho do conversor. Os dados obtidos estão apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 – Resultados experimentais para diferentes defasagens.

Defasagem (°)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	Ganho	P_{out} (W)	Efici. (%)
-30	8.5	2.7	71.9	0.20	8.46	14.4	63
-15	8.5	2.5	72.5	0.20	8.53	14.5	68
0	8.5	2.5	74.8	0.20	8.80	15.0	70
15	8.5	2.7	75.4	0.21	8.87	15.1	66
30	7.7	3.2	71.2	0.20	9.25	14.2	58

Fonte: Elaborado pelo autor.

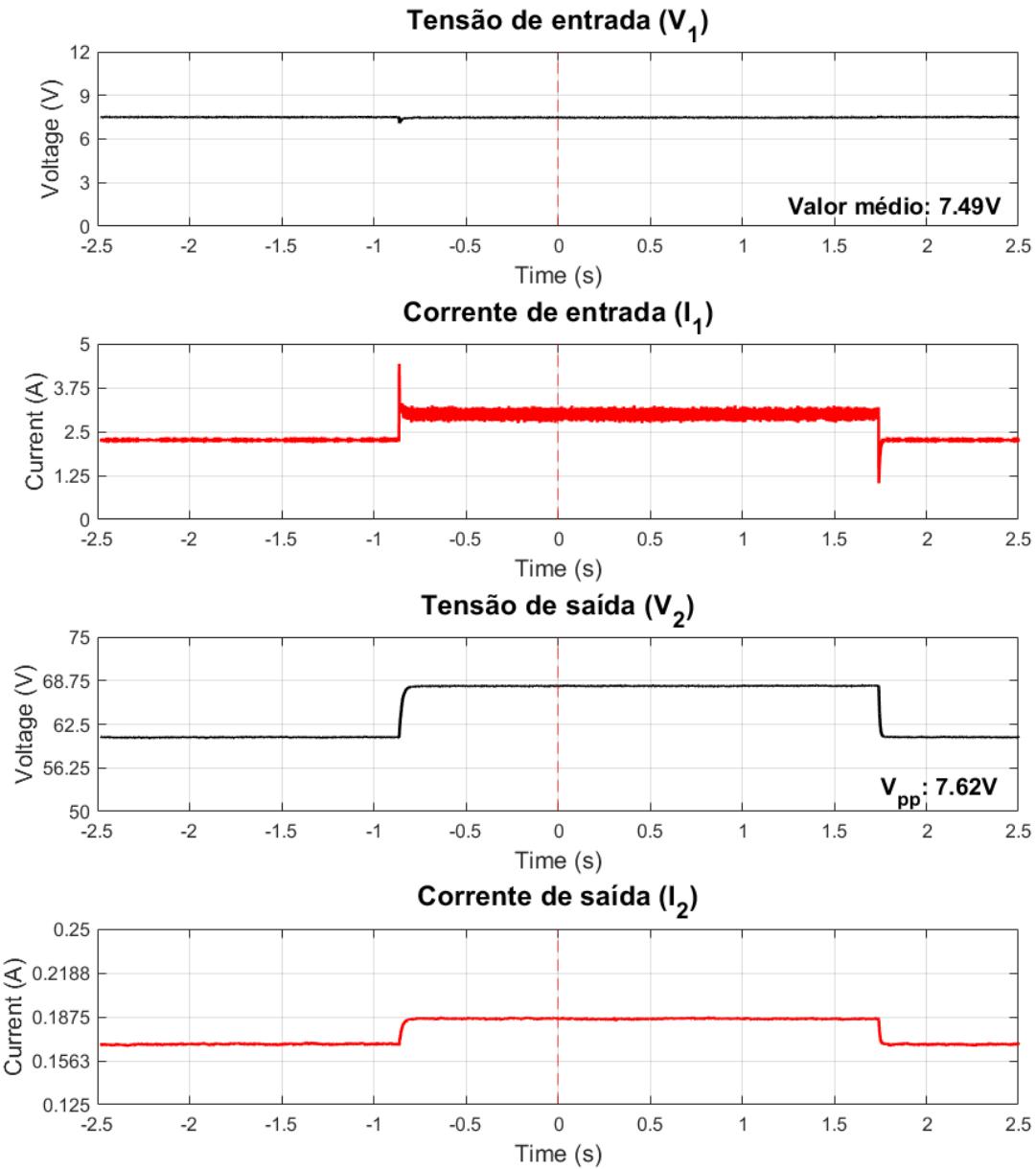
A análise da Tabela 6 evidencia que a tensão, a potência de saída e o ganho do conversor variam com o ângulo de defasagem. No entanto, a maior tensão de entrada não ocorreu para o ângulo de 30°, pois, neste caso, a corrente demandada excedeu o limite da fonte de bancada, resultando na redução automática da tensão de entrada. Apesar disso, o maior ganho do conversor foi obtido no maior ângulo de defasagem testado, enquanto o menor ganho foi registrado para o menor ângulo.

Os resultados experimentais confirmam a análise teórica, demonstrando que a potência de saída e o ganho do conversor variam conforme o ângulo de defasagem entre as pontes H, o que caracteriza o funcionamento do método *Single Phase Shift*.

Nos testes realizados, a potência de saída representou apenas 3% da capacidade máxima do conversor (500 W). Portanto, não foi possível realizar uma análise precisa da eficiência do conversor, uma vez que, à medida que a potência de saída aumenta, a eficiência em um mesmo ponto de operação tende a melhorar, já que o impacto das quedas de tensão se torna menos significativo.

Na Figura 40, observa-se a dinâmica do conversor durante a variação em degraus do ângulo de defasagem de -30° a 30°. Nota-se um aumento de 7,6 V na tensão de saída, acompanhado pelo crescimento das correntes de entrada e saída. A corrente de entrada, no entanto, apresentou maior oscilação devido ao limite da fonte de entrada em manter sua tensão constante.

Figura 40 – Tensões e Correntes do conversor - $f_s = 25\text{kHz}$ e $\phi = -30^\circ$ a 30°



Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.3 Operação Inversa

Neste experimento, o conversor operou com uma frequência de chaveamento de 25 kHz e manteve um ângulo de defasagem de 0° . Foi aplicada uma tensão de 30 V no terminal de saída do conversor por meio da fonte de bancada, enquanto uma carga resistiva de 4Ω foi conectada ao terminal de entrada.

Os parâmetros obtidos no experimento estão apresentados na Tabela 7. Verifica-se que as correntes medidas nos dois terminais do conversor foram negativas, pois fluíram no sentido oposto ao adotado nos experimentos anteriores. Além disso, a tensão no terminal

primário do conversor foi gerada a partir da tensão aplicada no terminal secundário.

Tabela 7 – Resultado experimental para operação inversa.

Defasagem ($^{\circ}$)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	Ganho	P_{out} (mW)	Efici. (%)
0	1.45	-0.26	30.9	-0.03	0.05	380	40

Fonte: Elaborado pelo autor.

Vale destacar que o ganho e a eficiência obtidos não são representativos, uma vez que a potência transferida foi muito baixa, inferior a 1 W, e a tensão gerada está na mesma ordem de grandeza da queda de tensão observada anteriormente. Além disso, a tensão aplicada pela fonte não foi adequada, considerando que o terminal secundário foi projetado para operar com alta tensão (380 V).

Ainda assim, os resultados comprovam a capacidade do conversor de operar em seu sentido inverso, pelo comportamento de ganho redutor do terminal secundário ao primário.

6 CONCLUSÃO

Este trabalho concentrou-se na análise e no desenvolvimento de conversores CC-CC bidirecionais, com foco na topologia Dual Active Bridge (DAB) e na estratégia de controle Single Phase Shift (SPS). Essas tecnologias são fundamentais para aplicações como sistemas de armazenamento de energia e veículos elétricos, os quais integram a transição para soluções energéticas mais sustentáveis.

A revisão das principais topologias de conversores, como Buck-Boost, Flyback e Dual Active Bridge, permitiu avaliar suas vantagens e limitações. O Dual Active Bridge destacou-se como a solução mais adequada para esta aplicação, devido ao isolamento galvânico, elevado ganho de potência por meio de transformadores, maior densidade de potência e menor estresse elétrico sobre os componentes.

A modelagem do conversor pelo método Single Phase Shift possibilitou a determinação dos parâmetros de operação e a implementação computacional no *MATLAB/Simulink*. As simulações em malha aberta confirmaram a equivalência entre o modelo teórico e os resultados numéricos, além de permitirem a comparação com o modelo médio proposto por Silva (2019), que apresentou comportamento semelhante. Em malha fechada, os controladores PI garantiram que a resposta seguisse a referência sem erro de regime e, ao alterar a referência para uma corrente negativa, foi possível observar a inversão no fluxo de potência, validando a operação bidirecional do conversor.

Por fim, foram detalhadas as etapas, os procedimentos e os materiais utilizados na implementação experimental do conversor, além dos resultados obtidos. O modelo desenvolvido, embora distinto daquele dimensionado para a aplicação, comprova a validade do desenvolvimento teórico, tanto em relação às formas de onda dos parâmetros do conversor quanto ao controle da saída pelo método SPS.

Estudos futuros poderão explorar diferentes perfis de carga e estratégias de controle, além de avaliar o desempenho do conversor em condições mais próximas às aplicações reais.

REFERÊNCIAS

- CHAKRABORTY, S. *et al.* Dc-dc converter topologies for electric vehicles, plug-in hybrid electric vehicles and fast charging stations: State of the art and future trends. **Energies MDPI**, v. 12, p. 1569, 2019.
- CHAN, C. C.; CHAU, K. T. An overview of power electronics in electric vehicles. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 44, Fevereiro 1997.
- EDMUNDS, M. Hard switching vs soft switching: A case study. **Xantrex**, [s.d.]. Disponível em: <https://xdevs.com/doc/Xantrex/Technotes/Hardsw-vs-softsw.pdf>.
- FAGUNDES, T. A. *et al.* A design of a redundancy-based cascaded bidirectional dc–dc converter for improved reliability in energy storage devices. **IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society**, v. 5, p. 898–915, 2024.
- GORJI, S. A. *et al.* Topologies and control schemes of bidirectional dc-dc power converters: An overview. **IEEE Access**, v. 7, 2019.
- GOTTAPU, L.; BEKKAM, K.; KARTHIKEYAN, V. Review and comparative study of bi-directional dc-dc converters. In: **2021 IEEE International Power and Renewable Energy Conference (IPRECON)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–6.
- HURLEY, W. G.; WOLFLE, W. H.; BRESLIN, J. G. Optimized transformer design: inclusive of high-frequency effects. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, n. 4, p. 651–659, 1998.
- IEA. **CO2 Emissions in 2022**. Paris, 2023. License: CC BY 4.0. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/co2-emissions-in-2022>.
- INSTRUMENTS, T. **Bidirectional, Dual Active Bridge Reference Design for Level 3 Electric Vehicle Charging Stations**. 2019. Design Guide: TIDA-010054.
- ISLA, R.; RAFIN, S.; MOHAMMED, O. A. Comprehensive review of power electronic converters in electric vehicle applications. **MDPI Forecasting**, v. 5, Dezembro 2022.
- KRISMER, F.; KOLAR, J. W. Accurate power loss model derivation of a high-current dual active bridge converter for an automotive application. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 3, p. 881–891, 2010.
- LITTLEJOHN, C.; PROOST, S. What role for electric vehicles in the decarbonization of the car transport sector in europe? **Economics of Transportation**, v. 31, n. 32, Dezembro 2022.
- LUAN, A. Bi-directional flyback dc-dc converter for battery system of the dc house project. **Faculty of California Polytechnic State University**, Jun. 2013.
- MÜLLER, L.; KIMBALL, J. W. High frequency core coefficient for transformer size selection. In: **2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6.

RAHMAN, M. D.; RABBI, M. N.; SAROWAR, G. Development of dc-dc converters – a review. In: **2021 International Conference on Computational Performance Evaluation (ComPE)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 341–347.

RODRIGUE, J.-P. **The Geography of Transport Systems**. 5th. ed. Abingdon, Oxon, New York, NY: Routledge, 2020.

SILVA, E. L. S. Modelagem e controle do conversor dual active bridge (dab). **Universidade Federal de Santa Catarina**, 2019.

WANG, J. *et al.* Review of bidirectional dc–dc converter topologies for hybrid energy storage system of new energy vehicles. **Green Energy and Intelligent Transportation**, v. 1, p. 100010, 2022.

ZHANG, Y. *et al.* A low-current ripple and wide voltage-gain range bidirectional dc–dc converter with coupled inductor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 2, p. 1525–1535, 2020.

ZHAO, B. *et al.* Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional dc–dc converter for high-frequency-link power-conversion system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, Agosto 2014.