

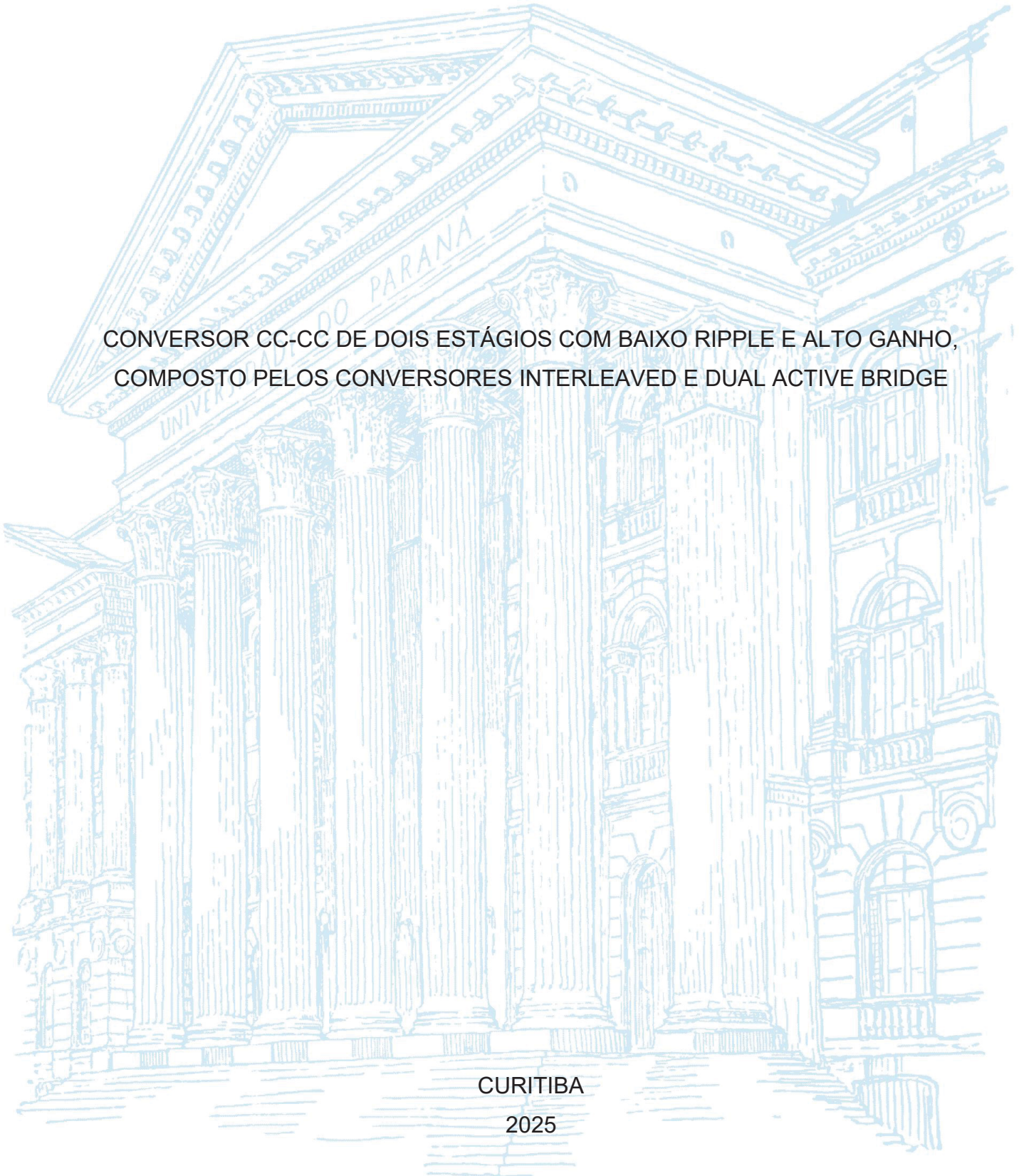
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

JOÃO PEDRO DA SILVA JÚNIOR

CONVERSOR CC-CC DE DOIS ESTÁGIOS COM BAIXO RIPPLE E ALTO GANHO,
COMPOSTO PELOS CONVERSORES INTERLEAVED E DUAL ACTIVE BRIDGE

CURITIBA

2025



JOÃO PEDRO DA SILVA JÚNIOR

CONVERSOR CC-CC DE DOIS ESTÁGIOS COM BAIXO RIPPLE E ALTO GANHO,
COMPOSTO PELOS CONVERSORES INTERLEAVED E DUAL ACTIVE BRIDGE

Dissertação apresentada ao curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. João Américo Vilela Júnior

Coorientador: Dr. André de Souza Leone

CURITIBA

2025

DADOS INTERNACIONAIS DE CATALOGAÇÃO NA PUBLICAÇÃO (CIP)
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
SISTEMA DE BIBLIOTECAS – BIBLIOTECA DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA

Silva Júnior, João Pedro da

Conversor CC-CC de dois estágios com baixo ripple e alto ganho,
composto pelos conversores interleaved e dual active bridge / João Pedro da
Silva Júnior. – Curitiba, 2025.

1 recurso on-line : PDF.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Paraná, Setor de
Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Orientador: João Américo Vilela Júnior

Coorientador: André de Souza Leone

1. Conversores de corrente elétrica. 2. Célula a combustível. 3. Modulação
(Eletrônica). I. Universidade Federal do Paraná. II. Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica. III. Vilela Júnior, João Américo. IV.
Leone, André de Souza. V. Título.

Bibliotecário: Elias Barbosa da Silva CRB-9/1894



TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da Dissertação de Mestrado de **JOÃO PEDRO DA SILVA JÚNIOR**, intitulada: **CONVERSOR CC-CC DE DOIS ESTÁGIOS COM BAIXO RIPPLE E ALTO GANHO, COMPOSTO PELOS CONVERSORES INTERLEAVED E DUAL ACTIVE BRIDGE**, sob orientação do Prof. Dr. JOAO AMERICO VILELA JUNIOR, que após terem inquirido o aluno e realizada a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua APROVAÇÃO no rito de defesa.

A outorga do título de mestre está sujeita à homologação pelo colegiado, ao atendimento de todas as indicações e correções solicitadas pela banca e ao pleno atendimento das demandas regimentais do Programa de Pós-Graduação.

Curitiba, 17 de Dezembro de 2025.

Assinatura Eletrônica

18/12/2025 00:46:56.0

JOAO AMERICO VILELA JUNIOR

Presidente da Banca Examinadora

Assinatura Eletrônica

18/12/2025 17:14:44.0

ÉDWIN AUGUSTO TONOLO

Avaliador Externo (INSTITUTO LACTEC)

Assinatura Eletrônica

17/12/2025 22:43:34.0

VILSON ROIZ GONCALVES REBELO DA SILVA

Avaliador Interno (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)

Assinatura Eletrônica

17/12/2025 18:29:50.0

GUSTAVO HENRIQUE DA COSTA OLIVEIRA

Avaliador Interno (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)

Agradecimentos

Agradeço e dedico este trabalho à Deus!

Agradeço à minha esposa Daniely, cujo apoio foi fundamental para a realização deste trabalho.

Manifesto também meu reconhecimento ao meu professor e orientador, João Américo Vilela Jr., e ao coorientador André Leone, pela valiosa assistência prestada ao longo desta pesquisa.

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo projetar um conversor CC-CC bidirecional com baixa ondulação de corrente na fonte. O conversor CC-CC é composto por dois estágios: no primeiro é implementado um conversor *boost interleaved*; no segundo, um conversor DAB, com alto ganho de tensão e isolamento galvânico. A principal vantagem desse conversor é proporcionar uma corrente com baixa ondulação na fonte, próxima de 0 A. Esse é o objetivo principal deste trabalho, tendo em vista que uma das aplicações desejadas é empregar o conversor proposto para reduzir a corrente de ripple na fonte, como no caso de células a combustível. Outra aplicação que este conversor visa é a recarga e descarga de baterias. A metodologia de desenvolvimento deste trabalho surgiu da necessidade de um conversor CC-CC com capacidade de 2 kW. Com base nisso, é apresentado o desenvolvimento dos componentes, a modelagem do conversor, a simulação do conversor no software PLECS, a modelagem do sistema, a implementação do protótipo em laboratório e a análise dos resultados. As abordagens adotadas para o conversor CC-CC, utilizando simulação e protótipo, confirmaram que a estratégia de redução do ripple na fonte e o alto ganho de tensão foram alcançados. É importante destacar que o ripple de corrente registrado em laboratório variou entre 2% e 3%. Assim, os resultados experimentais obtidos validam e dão suporte à proposta inicial deste trabalho.

Palavras chaves: conversor boost interleaved; célula a combustível; modulação de fase simples; conversor CC-CC isolado bidirecional; boost interleaved; DAB.

ABSTRACT

This work aims to design a bidirectional DC-DC converter with low current ripple at the source. The DC-DC converter consists of two stages: in the first stage, an interleaved boost converter is implemented; in the second stage, a DAB converter with high voltage gain and galvanic isolation is implemented. The main advantage of this converter is that it provides a current with low ripple at the source, close to 0 A. This is the main objective of this work, considering that one of the desired applications is to use the proposed converter to reduce the ripple current at the source, as in the case of fuel cells. Another application that this converter aims at is battery recharging. The development methodology of this work arose from the need for a DC-DC converter with a capacity of 2 kW. Based on this, the development of the components, the modeling of the converter, the simulation of the converter in the PLECS software, the modeling of the system, the implementation of the prototype in the laboratory, and the analysis of the results are presented. The approaches adopted for the DC-DC converter, using simulation and prototype, confirmed that the strategy of reducing ripple at the source and high voltage gain were achieved. It is important to note that the current ripple recorded in the laboratory varied between 2% and 3%. Thus, the experimental results obtained validate and support the initial proposal of this work.

Keywords: boost interleaved converter; fuel cell; single-phase modulation; bidirectional isolated DC-DC converter; boost interleaved; DAB.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1 - MATRIZ ENERGÉTICA BRASILEIRA	13
FIGURA 2 - MATRIZ ELÉTRICA BRASILEIRA.....	15
FIGURA 3 - CONVERSOR CC-CC COM DOIS ESTÁGIOS	16
FIGURA 4 - CONVERSOR CC-CC ELEVADOR MULTIFASE.....	21
FIGURA 5 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO CONVERSOR ELEVADOR MULTIFASE .	22
FIGURA 6 - CORRELAÇÃO ENTRE A REDUÇÃO DE ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA E NÚMERO DE BRAÇOS DO CONVERSOR.....	23
FIGURA 7 - DAB E CIRCUITO EQUIVALENTE	25
FIGURA 8 - FORMAS DE ONDA DAB	25
FIGURA 9 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONVERSOR DE DOIS ESTÁGIOS INTEGRADO A REDE ELÉTRICA	27
FIGURA 10 - MODELO GENÉRICO DE UMA PEMFC	30
FIGURA 11 - CURVA CARACTERÍSTICA DA POLARIZAÇÃO DE UMA PEMFC	31
FIGURA 12 - CONVERSOR DAB.....	33
FIGURA 13 - FORMAS DE ONDA DA MODULAÇÃO SPS.....	35
FIGURA 14 - FORMAS DE ONDA DA MODULAÇÃO EPS.....	37
FIGURA 15 - FORMAS DE ONDA DA MODULAÇÃO TZM.....	38
FIGURA 16 - CONVERSOR SAB.....	40
FIGURA 17 - CURVAS DE TENSÃO E CORRENTE DO SAB	41
FIGURA 18 - DEMONSTRATIVO EXPERIMENTAL ENTRE FREQUÊNCIA E VOLUME EM NÚCLEO MAGNÉTICO.....	43
FIGURA 19 - CONVERSOR CC COM BAIXO RIPPLE DE CORRENTE NA FONTE E ALTO GANHO DE TENSÃO.....	44
FIGURA 20 - PRIMEIRO ESTÁGIO DE CONVERSOR PROPOSTO.....	45
FIGURA 21 - INTERVALO t_1 DE FUNCIONAMENTO DO PRIMEIRO ESTÁGIO DO CONVERSOR.....	46
FIGURA 22 - INTERVALO 2 DE TEMPO DO PRIMEIRO ESTÁGIO DO CONVERSOR	47
FIGURA 23 - CORRENTE NOS INDUTORES DO CONVERSOR BOOST INTERLEAVED COM DOIS BRAÇOS E CICLOS DE TRABALHOS DIFERENTES.....	48
FIGURA 24 - CORRENTE NOS INDUTORES DO CONVERSOR INTERCALADO COM DOIS BRAÇOS E CICLOS DE TRABALHOS IGUAIS.....	48
FIGURA 25 - FORMAS DE ONDA DA MODULAÇÃO SPS.....	50
FIGURA 26 - PRIMEIRA ETAPA DE FUNCIONAMENTO DO DAB.....	51
FIGURA 27 - FINAL DA PRIMEIRA ETAPA DE FUNCIONAMENTO DO DAB.....	51
FIGURA 28 - SEGUNDA ETAPA DE FUNCIONAMENTO DO DAB	52
FIGURA 29 - INÍCIO DA TERCEIRA ETAPA DE FUNCIONAMENTO DO DAB	53
FIGURA 30 - FINAL DA TERCEIRA ETAPA DE FUNCIONAMENTO DO DAB.....	53
FIGURA 31 - QUARTA ETAPA DE FUNCIONAMENTO DO DAB	54
FIGURA 32 - PULSOS DE PWM NOS INTERRUPTORES DO BOOST INTERLEAVED	57
FIGURA 33 - MEDIÇÕES DE CORRENTE NO BOOST INTERLEAVED	57
FIGURA 34 - PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA NO DAB	59
FIGURA 35 - FORMA DE ONDA DA TENSÃO DE SAÍDA DO CONVERSOR	60
FIGURA 36 - GEOMETRIA GENÉRICA DE UM INDUTOR	62
FIGURA 37 - NÚCLEO DE FERRITE DO TIPO PQ.....	63
FIGURA 38 - DIAGRAMA DE BLOCO DO SENSOR MCA 1101-20-3	68

FIGURA 39 - CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DO SENSOR DE CORRENTE.....	69
FIGURA 40 - DIAGRAMA DE BODE DO PRIMEIRO ESTÁGIO DO CONVERSOR.....	71
FIGURA 41 - GRÁFICO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA COMPENSADA.....	73
FIGURA 42 - MALHA DE CONTROLE NA SAÍDA DO CONVERSOR	74
FIGURA 43 - PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO DO PROJETO	75
FIGURA 44 - FOTO DO PROTÓTIPO DO CONVERSOR CC-CC.....	76
FIGURA 45 - FORMAS DE ONDA DO ENSAIO DO BOOST INTERLEAVED	77
FIGURA 46 - ANÁLISE DAS CORRENTES DE RIPPLE NA FONTE	80
FIGURA 47 - SEGUNDO ESTÁGIO DO CONVERSOR OPERANDO COMO UM SAB.....	81
FIGURA 48 - RESULTADO EXPERIMENTAL DO DAB, PRIMEIRO ENSAIO.....	82
FIGURA 49 - RESULTADO EXPERIMENTAL DO DAB, SEGUNDO ENSAIO	84
FIGURA 50 - TABELA DE NÚCLEOS ETD	93
FIGURA 51 - CIRCUITO DO CONVERSOR BOOST	104
FIGURA 52 - PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR BOOST	104
FIGURA 53 - SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR BOOST	105
FIGURA 54 - FORMAS DE ONDA DO CONVERSOR BOOST	105

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 - ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO DO CONVERSOR.....	56
TABELA 2 - ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO.....	61
TABELA 3 - PARÂMETROS ELÉTRICOS DOS INDUTORES NO CONVERSOR.....	62
TABELA 4 - PARÂMETROS DO PROJETO FÍSICO DOS INDUTORES.....	63
TABELA 5 - PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO INTERRUPTOR IPT017N12NM6ATMA1	64
TABELA 6 - PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO INTERRUPTOR G3R40MT12J.....	66
TABELA 7 - CARACTERÍSTICAS DO DSP.....	67
TABELA 8 - CARACTERÍSTICAS DO SENSOR MCA 1101-50-3.....	69
TABELA 9 - PARÂMETROS DO PRIMEIRO ENSAIO DO CONVERSOR BOOST INTERLEAVED.....	79
TABELA 10 - PARÂMETROS DO SEGUNDO ENSAIO DO CONVERSOR BOOST INTERLEAVED.....	79
TABELA 11 - PARÂMETROS PARA DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR.....	96
TABELA 12 - PARÂMETROS DO NÚCLEO PQ 50/50.....	97

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CaC	Célula a Combustível
CAPES Superior	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
DOI	<i>Digital Object Identifier</i>
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
EPS	<i>Extended Phase-Shift</i>
fc	Frequência de Cruzamento
fs	Frequência de Comutação dos Interruptores
MCU	<i>Microcontroller Unit</i>
MOSFET	<i>Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NASA	<i>National Aeronautics and Space Administration</i>
PEMFC	<i>Proton Exchange Membrane Fuel Cell</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RDS	<i>Resistence Drain Source</i>
SAB	<i>Single Active Bridge</i>
SPS	<i>Simple Phase Shift</i>
SiC	<i>Silicon Carbide</i>
SAR	<i>Successive Approximation Register</i>
TZM	<i>Trapezoidal Modulation</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	OBJETIVO.....	17
1.2	JUSTIFICATIVA	17
2	REVISÃO DA LITERATURA	20
2.1	ANÁLISE DE LITERATURA.....	20
2.2.1	Conversores CC-CC elevadores intercalados.....	20
2.2.2	Conversor DAB operando como conversor bidirecional CC-CC	24
2.2.3	Células a combustível	28
2.2	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	32
3	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	33
3.1	MODULAÇÃO DESLOCAMENTO DE FASE.....	33
3.2	DESLOCAMENTO DE FASE ESTENDIDA.....	36
3.3	MODULAÇÃO TRAPEZOIDAL.....	38
3.4	CONVERSOR SINGLE ACTIVE BRIDGE.....	40
3.5	TRANSFORMADORES OPERANDO EM ALTA FREQUÊNCIA.....	41
4	CONVERSOR DE DOIS ESTÁGIOS, UMA INTEGRAÇÃO ENTRE O CONVERSOR BOOST INTERLEAVED E O CONVERSOR DAB	44
4.1	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR NO PRIMEIRO ESTÁGIO DE CONVERSÃO DE TENSÃO.	45
4.1.1	Etapas de operação do conversor no primeiro estágio	46
4.1.2	Técnica de redução da corrente de ripple na fonte	47
4.1.3	Parâmetros dos componentes no primeiro estágio do conversor	49
4.2	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR NO SEGUNDO ESTÁGIO DE CONVERSÃO DE TENSÃO	50
4.2.1	Parâmetros dos componentes do segundo estágio do conversor.....	54
4.3	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	55
5	DESENVOLVIMENTO	61
5.1	PROJETO FÍSICO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS.....	61
5.2	INTERRUPTORES UTILIZADOS NO CONVERSOR CC-CC.....	64
5.3	MICROCONTROLADOR E CONDICIONAMENTO DE SINAIS	67
5.3.1	Microcontrolador.....	67
5.3.2	Sensor de corrente e circuito de condicionamento.....	67
5.4	PROJETO DO COMPENSADOR DE CORRENTE NO PRIMEIRO ESTÁGIO DE CONVERSOR.....	70
5.5	PROJETO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO E INFORMAÇÕES COMPLEMENTARES.....	74

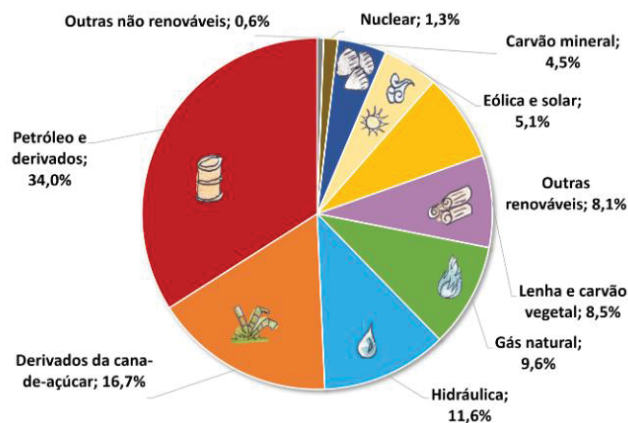
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	76
6.1	PROTÓTIPO.....	76
6.2	ANÁLISE DO PRIMEIRO ESTÁGIO DE CONVERSÃO DE TENSÃO – BOOST INTERLEAVED	77
6.3	ANÁLISE DO SEGUNDO ESTÁGIO DE CONVERSÃO DE TENSÃO - DAB.....	81
7	CONCLUSÃO.....	85
<u> </u>	APÊNDICE A – PROJETO FÍSICO DOS INDUTORES DA PRIMEIRA ETAPA DE CONVERSÃO.....	92
<u> </u>	APÊNDICE B – PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR DA SEGUNDA ETAPA DE CONVERSÃO.....	96
<u> </u>	APÊNDICE C – ESQUEMÁTICO DO CONVERSOR PROPOSTO NO SIMULADOR PLECS	101
<u> </u>	APÊNDICE D – MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST INTERLEAVED	104
<u> </u>	APÊNDICE E – CÁLCULO DAS CORRENTES RMS NOS INTERRUPTORES DO DAB.....	109

1 INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas vem crescendo a preocupação com o meio ambiente em todo o mundo devido: as mudanças climáticas, as fontes de energia com emissão de carbono, com a diminuição da biodiversidade e degradação dos ecossistemas naturais. A partir disso, faz-se necessário o crescimento sustentável da sociedade como um todo. Dentre as ações necessárias para alcançar a sustentabilidade, destaca-se o uso de fontes de energia alternativas com baixa ou nenhuma emissão de carbono. Ações como esta, viabiliza um futuro equilibrado a sociedade.

Diferentemente da maioria dos países, o Brasil tem uma matriz energética que já utiliza de forma considerável fontes de energia renováveis. De acordo com a Empresa de Pesquisa Energética (EPE) (2024), no Brasil, 50% das fontes de energia tem como característica ser renovável. Porém, deste percentual, no que se refere a fonte de energia renovável com baixa emissão de carbono, pode-se apontar: Hidráulica, Eólica, Solar e Nuclear. As fontes de energia citadas, compõem aproximadamente de 18% da totalidade da matriz energética brasileira, como pode ser consultado na FIGURA 1.

FIGURA 1 - MATRIZ ENERGÉTICA BRASILEIRA



FONTE: Empresa de Pesquisa Energética (2024)

Em 2015 houve na COP21, realizada em Paris, um tratado internacional tendo como objetivo a redução de emissões de gases de efeito estufa, para que seja reduzido o aquecimento global e conseqüentemente, minimização das mudanças climáticas. O Brasil é um dos signatários do acordo de Paris, como participante deste acordo, tem metas de descarbonização e redução do uso de combustíveis fósseis.

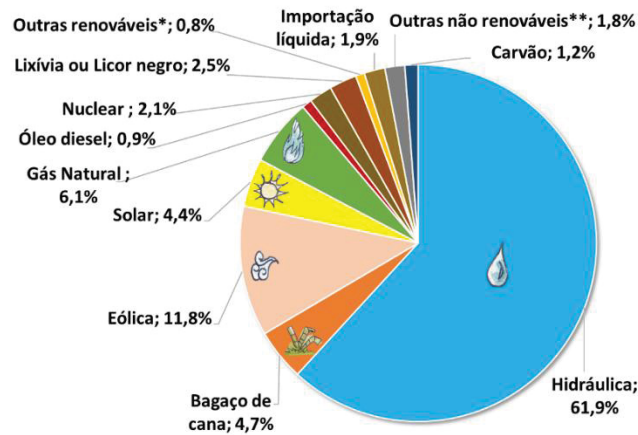
Logo, o Brasil tem um plano de redução de uso de tais combustíveis através do fomento do uso de energias renováveis no país, tanto nos setores de transporte, energia e indústria (Jornal da USP, 2023), (gov.br, 2024).

Dentro do plano de descarbonização dos setores citados, e na busca de alternativas para produção de energia elétrica com baixa emissão de carbono e de característica renovável, pode-se apontar que o uso do hidrogênio verde. Vale ressaltar que o hidrogênio verde não é uma fonte primária de energia elétrica, pois o processo de produção do hidrogênio verde é através da reação química denominada eletrólise. A energia elétrica utilizada no processo da eletrólise para a produção do hidrogênio é oriunda de uma fonte de energia renovável, por exemplo, solar ou eólica. Dessa forma, todo o processo não emite carbono para a atmosfera, este é o motivo de a composição ser chamada de **hidrogênio verde**. Existem outras duas formas de produção do hidrogênio verde. Através do biogás ou a partir da gaseificação de biomassa. Portanto, quando se afirmar que o hidrogênio verde ou outro tipo de hidrogênio é uma fonte de energia, entende-se que há todo um processo para produção e armazenamento do composto e, a partir disso, gera eletricidade. O hidrogênio, juntamente com suas variantes, pode ser empregado nos setores de transporte e geração de energia (MOHAMEDMOHAMED; MANSOUR, 2023).

De acordo com a EPE (2022), a matriz elétrica brasileira é predominantemente composta por fontes de energia renováveis e não poluidoras. A maior parte da geração de energia elétrica no país provém de hidrelétricas, parques eólicos, usinas solares e instalações de bioenergia. Isso pode ser consultado na FIGURA 2FIGURA 2.

De acordo com o gráfico apresentado na FIGURA 2, 61,9% da matriz elétrica brasileira provém de hidroelétricas, que é uma fonte de energia elétrica renovável e com baixa emissão de CO₂. Segundo a (EPE, 2002), fontes de energia elétrica renováveis, tem menores custos de operação.

FIGURA 2 - MATRIZ ELÉTRICA BRASILEIRA



FONTE: Empresa de Pesquisa Energética (2022)

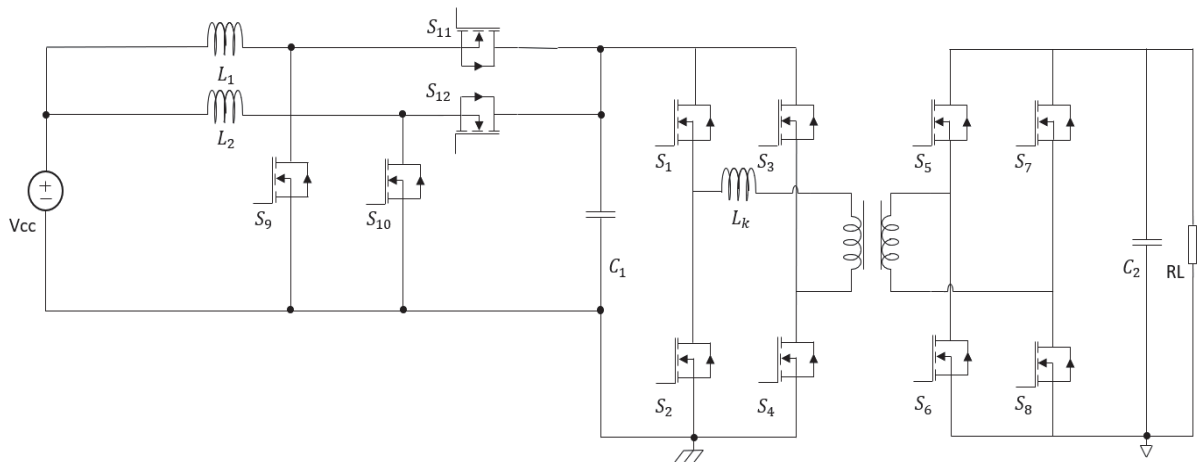
As principais fontes de energia renováveis produzem menos emissão de gases de efeito estufa do que fontes de energia não renováveis, além do que o próprio termo sugere, a energia vem de uma fonte não finita. Tendo em vista a busca de menos emissões de carbono no mundo, o Brasil se destaca por ter sua matriz elétrica com fontes de energia principalmente não poluidoras.

Mesmo tendo destaque na geração de eletricidade em fontes não poluidoras, o Brasil tem buscado opções na geração de energia elétrica em fontes com baixa emissão de carbono. Segundo o painel de monitoramento da geração distribuída no Brasil (ANEEL, 2024), em 2023, a produção de energia elétrica por sistemas fotovoltaicos foi predominante na geração distribuída. No entanto, sistemas fotovoltaicos não apresentam alta disponibilidade devido a fatores climáticos, pois o surgimento de nuvens mais densas ou chuvas, por exemplo, pode comprometer a geração de energia elétrica. Por outro lado, CaCs fornecem energia elétrica independentemente de fatores climáticos.

No entanto, devido ao baixo nível de tensão na saída da célula a combustível, estas necessitam de conversores CC-CC ou CC-CA para alimentar cargas ou para interconexão em barramentos CCs ou CAs; estes barramentos podem conter equipamentos conectados como: inversores, conversores CC-CC e baterias.

Este trabalho visa propor um conversor CC-CC que pode ser aplicado com uma CaC como uma fonte de energia elétrica. Para que isso seja possível, será implementado um conversor CC-CC com dois estágios, como ilustrado na FIGURA 3.

FIGURA 3 - CONVERSOR CC-CC COM DOIS ESTÁGIOS



FONTE: O autor (2024)

A FIGURA 3 apresenta, de maneira geral, a estrutura do sistema que será analisado no decorrer deste trabalho, o qual o foco é o conversor CC-CC. Adicionalmente, uma fonte de tensão CC será conectada no primeiro estágio de conversão de tensão, considerando que este conversor se propõe a ser conectado em um barramento de alta tensão CC como uma de suas aplicações.

O barramento CC em questão está situado na microrrede do Centro Politécnico da Universidade Federal do Paraná, Campus Curitiba. Este ponto de interconexão tem ligação com um banco de baterias com capacidade de 20 kWh e um conversor CC-CC alimentado por painéis fotovoltaicos com capacidade instalada de 10 kWp.

No primeiro estágio do conversor proposto, busca-se ter uma baixa corrente de ripple na fonte. No segundo estágio, tem como objetivos, isolamento galvânica, controle do fluxo de potência e um alto ganho de tensão para ser possível a interconexão no barramento de alta tensão.

Um conversor *boost interleaved*, ou elevador intercalado em português, é utilizado no primeiro estágio de conversão de tensão. Neste estágio, possui uma malha de controle de corrente, e o objetivo principal é reduzir a corrente de ripple na fonte CC. A CaC pode ser a fonte de tensão na entrada do conversor CC-CC. Uma topologia de duas pontes completas ativas é implementada no segundo estágio de conversão, conhecido como *Dual Active Bridge* (DAB). O DAB controla o fluxo de

potência e proporciona um grande aumento da tensão oriunda de uma fonte de tensão CC.

1.1 OBJETIVO

O objetivo deste trabalho é desenvolver um conversor CC-CC com baixo ripple de corrente na fonte de tensão CC, que proporcione um alto ganho de tensão, seja bidirecional e com isolamento galvânica.

Pode-se destacar os objetivos específicos do trabalho:

- a) Revisar a literatura;
- b) Desenvolvimento do protótipo do conversor CC-CC;
- c) Alcançar o dobro da tensão da fonte após o primeiro estágio do conversor;
- d) Montagem e prototipagem de acordo com a norma IPC-A-610;
- e) Projetar os controladores em modo de corrente;
- f) Realizar análise das correntes de ripple na entrada no conversor proposto;
- g) Projetar e montar elementos magnéticos do conversor;
- h) Validar a topologia.

1.2 JUSTIFICATIVA

As principais economias do mundo vêm a cada ano investindo mais no mercado de energia, esses esforços buscam maior produção, disponibilidade e redução na emissão de carbono. Investimentos nos setores automobilístico e de energias renováveis são os principais entusiastas em aplicações de recursos de tecnologia e sustentabilidade no mercado de energia. Esses setores buscam diversificar fontes de energia elétrica em suas pesquisas. Um exemplo disso é o uso de CaCs como vetor de energia elétrica.

Ao se comparar CaCs e tanques de combustível com baterias, verifica-se que o conjunto constituído por CaCs e tanques de combustível apresenta uma vantagem devido à maior densidade de armazenamento de energia por peso (Beck *et al.*, 2005), evidenciando um grande potencial para a aplicação no setor veicular. Além disso, ao

analisar a densidade de energia por área ocupada, as CaCs superam os sistemas fotovoltaicos nesse aspecto, tornando-se uma alternativa promissora em cenários onde microrredes possuem espaço limitado para a instalação desses sistemas.

Neste trabalho, a célula a combustível será abordada como uma potencial aplicação, desempenhando o papel de fonte de tensão CC, conforme abordado nas referências citadas o fizeram. Esse estudo também considera a bateria como uma aplicação viável, tanto os períodos de carga quanto de descarga. O conversor foi projetado com foco em uma célula a combustível do tipo Membrana Polimérica Trocadora de Prótons, do inglês *Proton Exchange Membrane Fuel Cell* (PEMFC). Neste cenário, observa-se que as células a combustível possuem alta sensibilidade a correntes de ripple. Quando expostas a este tipo de corrente em sua saída, sua vida útil tende a ser reduzida (Mustafa; Esam, 2014).

Além disso, quando uma CaC é submetida a um elevado ripple de corrente, o controlador da CaC pode disparar inadequadamente, isso pode ocasionar um aumento do consumo de combustível químico (Changrong; Lai, 2005). Segundo Kim *et al.* (2011), não é recomendado que o ripple de corrente na célula ultrapasse 10% da corrente fornecida pela fonte, isso pode reduzir a vida útil do dispositivo. Outro ponto negativo da corrente de ripple acima de 10% da corrente fornecida pela fonte é que isso pode aumentar o consumo de combustível químico acima do previsto pelo fabricante, podendo ocasionar uma falta de combustível na célula e interrupção da energia gerada.

Em relação a uma possível aplicação do conversor proposto, em interligar uma fonte de tensão CC a um barramento de alta tensão CC, a fonte CC conectada ao conversor pode ser protegida de flutuações de tensão e curto-circuitos, oriundos do barramento CC. Dessa forma, a isolação galvânica do transformador no segundo estágio de conversão de tensão possibilitará interligar de uma forma segura uma fonte CC ao barramento CC. Além disso, o segundo estágio do conversor proporciona um alto ganho de tensão devido ao transformador, possibilitando o uso de uma CaC como uma possível aplicação. Pois, células a combustível possuem baixo nível de tensão em sua saída.

O desenvolvimento de um conversor capaz de se conectar a uma CaC de forma confiável contribui para o uso de fontes alternativas de geração de energia elétrica.

Em determinados casos, o uso de hidrogênio verde pode fornecer energia elétrica de forma sustentável. Além disso, este trabalho busca o aumento da vida útil das CaCs e redução do consumo de hidrogênio através da baixa corrente de ripple na saída da célula.

Outro ponto que justifica o desenvolvimento do conversor proposto é uma outra possível aplicação, a utilização de baterias como backup de energia. O conversor bidirecional com alto ganho de tensão possibilita a interconexão entre um banco de baterias de baixa tensão e um barramento CC de alta tensão. E isso também se ampara no primeiro estágio do conversor com baixa corrente de ripple na fonte. Pois, as correntes de ondulação em baterias reduzem seu tempo de vida útil e também fazem reduzir a capacidade de carregamento, conforme demonstrado por (Goldammer *et al.*, 2022).

As maiores contribuições desta pesquisa são o desenvolvimento de uma estratégia para um conversor de tensão CC-CC que minimiza o ripple de corrente na fonte, buscando uma corrente de ondulação na fonte próxima de zero. O desenvolvimento de um conversor CC-CC com baixo ripple de corrente na fonte de alimentação, utilizando somente dois braços operando de forma alternada. Essa configuração promove uma redução tanto no volume quanto no custo do conversor. Por fim, pode-se destacar o alto ganho de tensão na saída.

2 REVISÃO DA LITERATURA

Este capítulo expõe as publicações relacionadas aos temas abordados neste estudo, destacando-se suas contribuições. São discutidas as técnicas de operação do conversor, redução da ondulação de corrente e as estratégias de modulações aplicadas ao conversor utilizado no segundo estágio de conversão.

2.1 ANÁLISE DE LITERATURA

Nesta seção será apresentada uma análise das publicações selecionadas, estas serviram como base científica para ser posicionada a contribuição deste trabalho. O tema principal deste capítulo são os conversores CC-CC elevadores com baixa oscilação de corrente na fonte. Além disso, serão abordados conversores bidirecionais isolados e técnicas de modulação por deslocamento de fase.

2.2.1 Conversores CC-CC elevadores intercalados

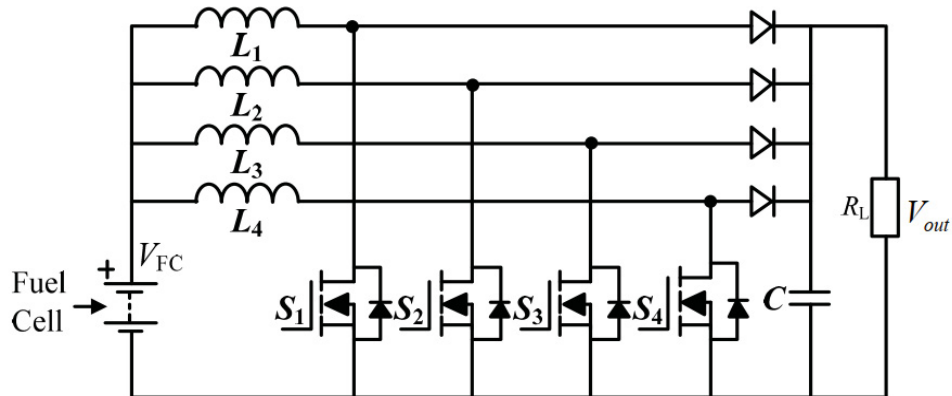
Inicialmente, é possível destacar o estudo realizado por de Zhihua *et al.*, (2020)Zhihua. No artigo, os autores demonstram que o conversor *boost interleaved* se mostra mais eficaz na redução da corrente de ripple na saída de uma fonte de tensão, em comparação com o conversor *boost* convencional.

Outra estudo relevante apresenta um conversor *boost interleaved* projetado para operar com baixo ripple de corrente na entrada, sendo alimentado por uma célula a combustível. O conversor em questão está ilustrado na FIGURA 4. Essa configuração tem como objetivo principal busca minimizar o ripple de corrente na fonte, além de atenuar os picos de corrente gerados na mesma.

Cada braço é controlado de forma independente através dos disparos dos *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET). Isso altera a faixa de potência entregue na saída do conversor. Pois, com maior quantidade de braços no conversor, permite uma maior corrente total circulante, devido à distribuição de corrente nas fases. Logo, aumenta a capacidade de potência do conversor. O circuito

foi proposto por Liu; Wang; Tai; Gao¹ (2021 citado por Zhou.; Zhang; Li, 2023). A topologia apresentada na FIGURA 4 ilustra a configuração proposta pelos autores.

FIGURA 4 - CONVERSOR CC-CC ELEVADOR MULTIFASE



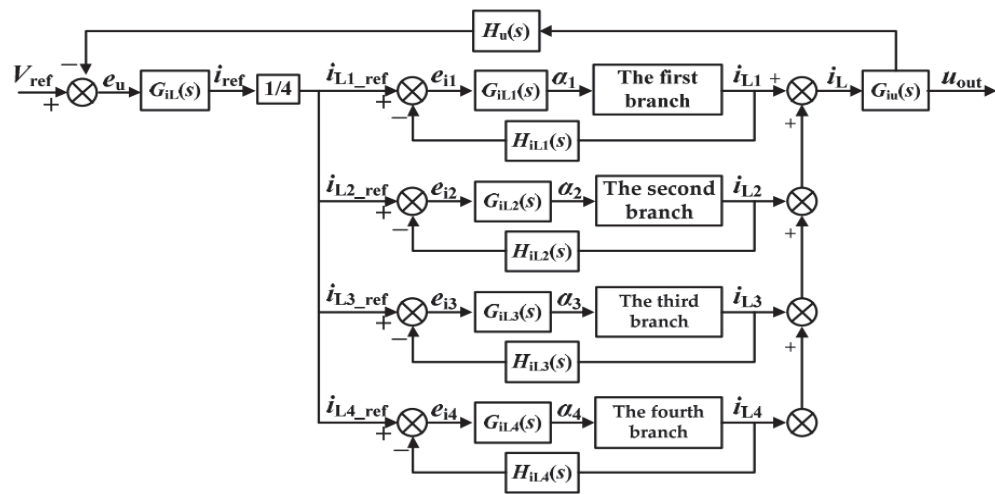
FONTE: Zhou; Zhang; Li, (2023).

A publicação visou implementar um controle que equilibrasse as correntes desiguais nos quatro braços. Pois, segundo os autores, o desequilíbrio de correntes aumenta a sobrecarga no braço que tiver maiores correntes se comparado a outros braços do sistema, e isto pode reduzir a vida útil do interruptor com uma sobrecarga e conseqüentemente reduzir a vida útil do conversor multifase CC-CC. Pois, sobrecorrentes em MOSFETs podem causar danos permanentes. Como temperaturas acima dos limites nominais dos interruptores ou rupturas dos dispositivos.

A forma de minimizar esse problema foi utilizar uma malha de controle de corrente interna em cada braço e uma malha de controle de tensão externa às malhas de controle de corrente para definir as correntes de referência em cada braço. A estratégia de controle pode ser visualizada na FIGURA 5.

¹ Liu.; Wang; Tai; Gao, Research on High Power Interleaved Fuel Cell DC-DC Converter. Mech. Electr. Eng. Technol. 2021.

FIGURA 5 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO CONVERSOR ELEVADOR MULTIFASE



FONTE: Zhou; Zhang; Li, (2023).

Segundo os autores, tendo as correntes em cada braço defasadas, reduz-se a corrente de ondulação na entrada do conversor.

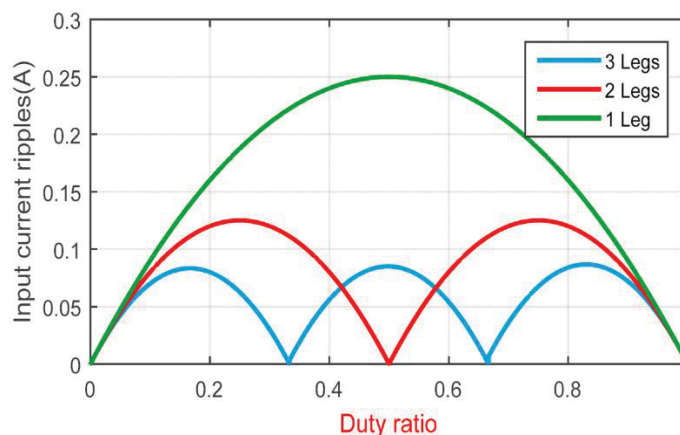
Flutuações de tensão tendem a acontecer na saída de conversores *boost*, porém, com a malha de controle de tensão, a tensão de saída do conversor tende a ser estabilizada. Os autores deste artigo demonstraram que o conversor *boost* multifase é adequado para reduzir a corrente de ripple em sua entrada.

A publicação de Thounthong e Davat (2010) apresentou um resultado experimental de um conversor *boost interleaved* aplicado a uma PEMFC, que além de reduzir a corrente de oscilação na entrada e saída do conversor, houve uma menor dissipação de energia na placa eletrônica, permitindo um melhor gerenciamento térmico. Dessa forma, confirma-se a viabilidade prática do conversor *boost interleaved* aplicado a células a combustível, evidenciada não apenas por fundamentos teóricos, mas também validado mediante resultados experimentais apresentados em trabalho acadêmico.

Neste parágrafo, podemos citar o trabalho de Farhani *et al.* (2020), foi utilizado um conversor *boost interleaved* para elevação de tensão de uma célula a combustível e redução da oscilação de corrente na fonte. No trabalho mencionado, o conversor proposto apresenta três braços, e foi constatado que o aumento no número de fases está diretamente relacionado à redução da corrente de ondulação na fonte. No trabalho de Farhani *et al.* (2020), Farhani é demonstrado que em conversores com

apenas um braço, para minimizar a corrente de ripple na fonte, o ciclo de trabalho deve estar próximo de 0 ou 1. Já no caso do *boost interleaved* com dois braços operando de forma alternada, a corrente de ripple na fonte é reduzida quando a razão cíclica dos interruptores é de 50%. Além disso, verifica-se que, à medida que o número de braços no conversor *boost interleaved* aumenta, ocorre uma diminuição no pico da corrente de oscilação na fonte. A FIGURA 6 apresenta o comparativo entre o número de braços e a corrente de ripple na fonte, conforme demonstrado pelos autores.

FIGURA 6 - CORRELAÇÃO ENTRE A REDUÇÃO DE ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA E NÚMERO DE BRAÇOS DO CONVERSOR



FONTE: Farhani Farhani *et al.* (2020).

O terceiro estudo apresentou uma simulação e a implementação em hardware de um conversor *boost interleaved* com três braços. Foi analisado o comportamento do conversor considerando diferentes ciclos de trabalho nos interruptores. Farhani Farhani *et al.* (2020) analisaram o desempenho do conversor proposto em três cenários distintos, cada um envolvendo uma quantidade diferente de braços operando de forma simultânea. Os resultados mostraram que o ripple de corrente na fonte é reduzido à medida que aumenta o número de braços operando em paralelo, sendo essa redução mais significativa com três braços operando de forma alternada.

Hao *et al.* (2021) destacaram em seu artigo que, em um conversor *boost interleaved*, o aumento do número de braços operando em paralelo, o ripple de corrente na fonte diminui; em contrapartida, o ciclo de trabalho nos interruptores não permanece em 50%, aumentando o esforço nos interruptores.

Por fim, o trabalho elaborado por Huakun, Zonglei e Yu (2023) apresentou um protótipo de um conversor CC-CC destinado a aplicações automotivas com tensão na

saída de 400 V e ampla faixa de tensão na entrada de 40 a 100 V. A publicação visou a utilização de uma célula a combustível como fonte de tensão. No entanto, o experimento realizado pelos autores utilizou uma fonte de tensão CC controlada. O artigo apresentou um resultado experimental com baixa corrente de ripple na fonte e a tensão na saída próxima de 400 V. Os autores concluíram que o protótipo é recomendável para aplicação citada inicialmente do artigo.

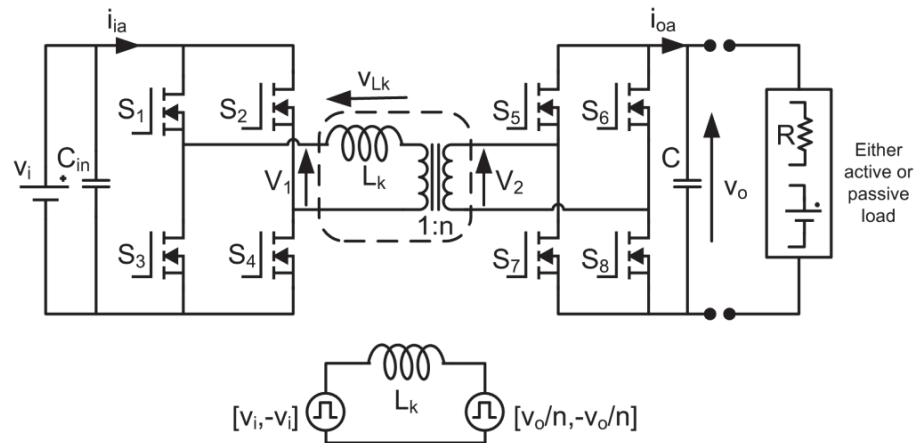
2.2.2 Conversor DAB operando como conversor bidirecional CC-CC

O primeiro trabalho a ser citado sobre este tópico foi sobre o emprego do conversor DAB com alto ganho de tensão e uma potência total do sistema em torno de 2 kW. Os autores elaboraram a publicação com foco em aplicá-la a veículos elétricos.

A publicação elaborada por Krismer e Kolar (2012), tem como objetivo alcançar alta eficiência na conversão de tensão em ambas as direções do conversor. O lado de baixa tensão opera entre 11V e 16V e o lado de alta tensão trabalha entre 240V e 450V. Por meio de simulações, o conversor alcançou uma eficiência de 90,5%. Os resultados obtidos mediante simulação alcançaram os níveis de potência e tensão empregados em sistemas veiculares, ou seja, aproximadamente 240V e 450V.

Em busca de um conversor bidirecional com as características: menor custo, comutação suave, armazenamento de energia em baterias e alta eficiência. A. R. Rodríguez AlonsoRodríguez *et al.* (2010) utilizaram o conversor DAB como objeto de estudo em sua publicação; o artigo atende às características de controle de fluxo de potência bidirecionalmente em um conversor CC-CC.

FIGURA 7 - DAB E CIRCUITO EQUIVALENTE

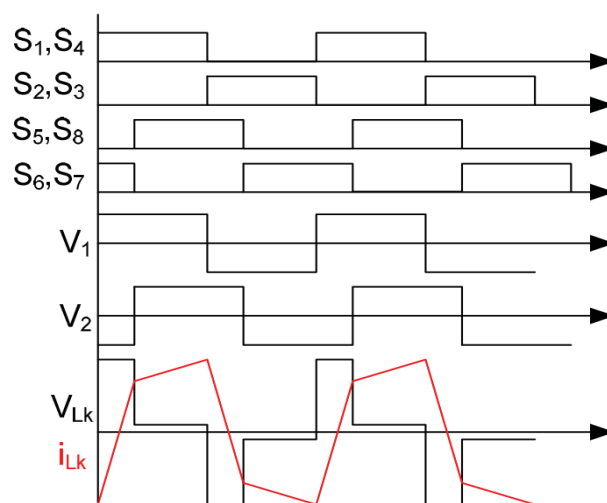


FONTE: (Rodríguez *et al.* 2010)

Cada ponte H foi controlada com razão cíclica fixada em 50%, na busca de uma melhor eficiência no conversor. Foi utilizada a modulação *Single Phase Shift (SPS)* para o controle do fluxo de potência entre as pontes H.

Os sinais de controle entre os comutadores do lado primário e lado secundário são semelhantes, porém há uma defasagem entre (S_1, S_4) e (S_5, S_8), e entre os interruptores (S_2, S_3) e (S_6, S_7). Dessa forma, são produzidas tensões no lado primário V_1 e no lado secundário V_2 , sendo defasadas entre si, conforme a FIGURA 8 - FORMAS DE ONDA DAB FIGURA 8.

FIGURA 8 - FORMAS DE ONDA DAB



FONTE: (Rodríguez *et al.*, 2010)

A tensão sobre o indutor V_{LK} , é a tensão sobre a indutância de dispersão L_k . A corrente i_{LK} , é a corrente elétrica que circula pela indutância de dispersão já citada. O

controle dessas grandezas é feito a partir da defasagem entre as tensões V_1 e V_2 . Segundo os autores, as correntes de entrada e saída são avaliadas a partir da corrente I_{LK} .

Por fim, a publicação apresenta resultados de simulação e resultados experimentais. Nas simulações, foram adicionadas perdas nos interruptores para que os resultados se aproximassem dos resultados do protótipo. Apesar disso, houve uma pequena diferença entre resultados práticos com os resultados obtidos em simulação. Em termos dos resultados, foram apresentadas as correntes de saída da simulação e experimento, em torno de 3,5 A.

Os autores concluem o trabalho destacando que o conversor DAB é uma topologia eficiente para aplicações de conversores bidirecionais CC-CC em altas potências. Isso se deve ao baixo estresse nos interruptores, resultando em menores perdas, à necessidade de pequenos elementos de filtragem e uma resposta dinâmica simples de primeira ordem.

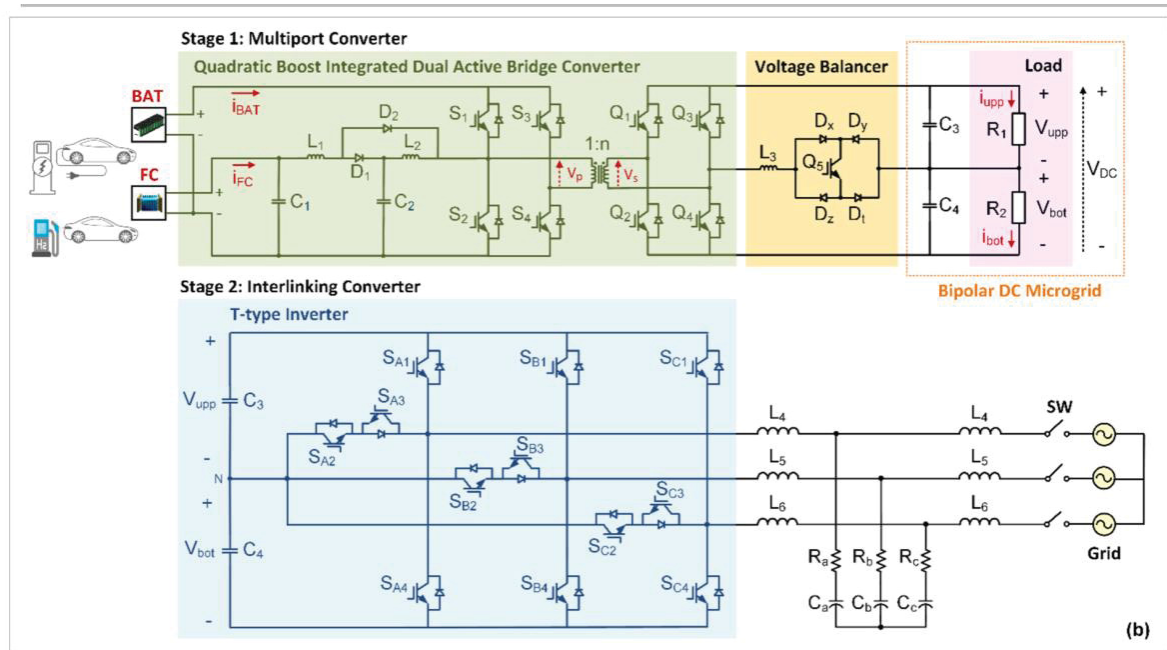
No trabalho apresentado por Metri, Christel e Kanaan (2014), foi proposto um conversor com dois estágios de conversão de tensão CC e, após essas etapas, um inversor de tensão para transformar a tensão em CA. O primeiro estágio CC-CC é um conversor boost, elevando a tensão de uma célula a combustível para 80V. No segundo estágio de conversão de tensão CC-CC, foi utilizado um DAB para realizar o controle do fluxo de potência e alto ganho de tensão, passando de 80 V para 400 V. No entanto, os autores propuseram que o fluxo de potência fosse somente em uma direção. O trabalho visualizou a aplicação de uma CaC fornecendo energia elétrica para um motor elétrico de um automóvel.

O trabalho utilizou a ferramenta de simulação para levantar os resultados, utilizando duas cargas sendo uma carga RL e posteriormente foi um motor, que simulou um motor de carro elétrico. O artigo conseguiu ter baixa corrente de ripple na fonte, alto ganho de tensão e rápida resposta.

É relevante mencionar o artigo desenvolvido por Ekici, Koroglu e Çelik (2025) que apresentou, por meio de simulações, um conversor de dois estágios. O primeiro estágio de conversão de tensão foi realizado através de um conversor CC-CC utilizando um conversor *boost* quadrático integrado a um conversor DAB, cujo o objetivo foi estabilizar a tensão CC na entrada. O segundo estágio consistiu na

conversão de tensão CC-CA mediante um inversor, com propósito de integrar o conversor à rede elétrica. O conversor proposto pelos autores pode ser observado na FIGURA 9.

FIGURA 9 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONVERSOR DE DOIS ESTÁGIOS INTEGRADO A REDE ELÉTRICA



FONTE: Ekici, Koroglu e Çelik (2025)

Entre as conclusões destacadas, verificou-se que o conversor operou bidirecionalmente, permitindo sua conexão tanto a uma célula a combustível, atuando como fonte de tensão CC, quanto a uma bateria para fins de armazenamento de energia. Assim, o conversor mostrou-se apto a alimentar a rede elétrica ou carregar um banco de baterias mediante o controle de fluxo de potência. Além disso, constatou-se que a estabilidade no barramento CC foi alcançada por meio da aplicação do conversor DAB, o que resultou em maior qualidade e confiabilidade na integração entre o estágio CC e CA.

Por último, é fundamental apresentar como ocorre o controle do fluxo de potência em um conversor DAB, ou seja, identificar a direção na qual o fluxo de potência está sendo conduzido. O método de controle amplamente empregado nesse tipo de conversor é a Modulação de Deslocamento de Fase Simples, do inglês *Simple Phase-Shift* (SPS). Segundo Krismer e Kolar (2012), o conversor DAB possui chaveamento suave e baixo número de componentes passivos, tornando o conversor

viável para aplicações que visam ter alto ganho de tensão com isolamento galvânico, bidirecionalidade e eficiência na conversão de tensão CC-CC. Os autores realizam uma comparação entre a SPS e uma modulação proposta no trabalho, eles alcançaram uma eficiência de 93,5% em relação à SPS, que foi de 89,6%.

2.2.3 Células a combustível

Em 1801, Humphry Davy apresentou o conceito inicial de célula a combustível. Em 1839, por meio de um experimento sobre eletrólise, William Grove descobriu a tecnologia da célula de combustível. Basicamente, ele desconectou uma bateria de um eletrolisador e conectou dois eletrodos de platina em um ácido sulfúrico diluído, e observou o surgimento de uma corrente elétrica na direção oposta. Esse fenômeno consumiu gases hidrogênio e oxigênio, gerando uma tensão de 1 V.

A partir disso, originaram-se diversos tipos de CaCs, dentre elas destaca-se a PEMFC, amplamente utilizada no seguimento de células a combustível. Na década de 1960, a empresa General Electric, nos Estados Unidos, desenvolveu a primeira PEMFC, para que a National Aeronautics and Space Administration (NASA) utilizasse em veículos espaciais (Larmine; Dicks, 2003).

De forma simplificada, pode-se falar sobre o funcionamento de uma célula a combustível. O processo de geração de energia de uma CaC é basicamente o inverso da eletrólise, ou seja, mediante de uma reação química é gerada energia elétrica. Todos os tipos de células a combustível possuem dois eletrodos, um ânodo e um cátodo. O combustível de uma CaC é injetado no eletrodo ânodo, o qual é o contato negativo da célula, e o oxidante (retirada de elétrons) é conectado no cátodo, contato positivo de uma célula (Seth; Reddy; Samuel, 2018). Tipicamente o oxidante utilizado em uma PEMFC é o oxigênio, e o principal combustível é o hidrogênio. O resultado da reação química nas CaCs é água e calor, tornando a célula a combustível como uma fonte de energia limpa. A equação 1 apresenta a reação química que ocorre internamente em uma CaC alimentada por hidrogênio, esta é apresentada na equação (1):

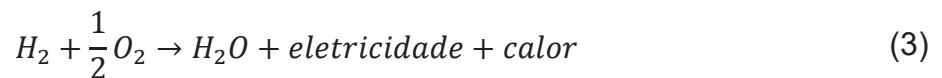


Como citado anteriormente, o ânodo de uma CaC é alimentado por hidrogênio (H₂), o hidrogênio passa para o eletrólito, se dissolve e reage, formando prótons H⁺ e libera

elétrons e^- como mostrado na equação (1). Já a reação química que acontece no cátodo inicia a partir dos elétrons produzidos no ânodo, que circulam até o cátodo por um circuito formando uma corrente elétrica, e em contato com o oxidante, neste caso o oxigênio, resulta em água, como podemos verificar através da equação 2 a seguir.



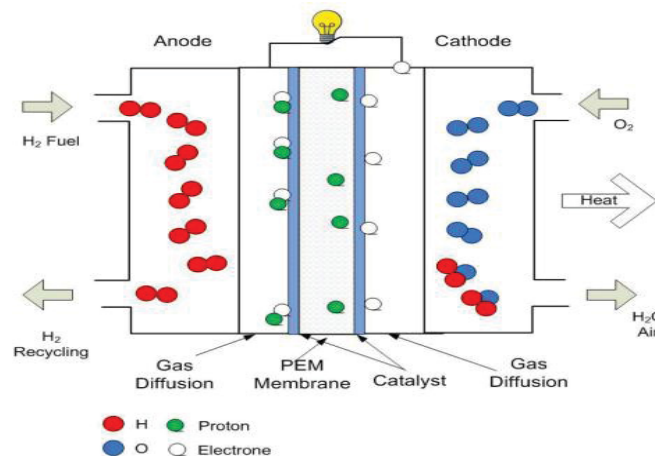
A reação química resultante de todo o processo é eletricidade e água, isso torna a CaC uma fonte de energia limpa. A equação que apresenta o resultado do processo de produção de energia elétrica em uma PEMFC é exposta na equação 3.



A energia gerada por uma PEMFC depende de fatores como: controle de temperatura de operação da CaC, controle de fluxo do hidrogênio e controle de pressão (Lavric *et al.*, 2019). O modelo básico de uma PEMFC pode ser consultado na FIGURA 10.

Células a combustível tem tensões em sua saída muito baixas, em média de 0 a 1,2V (circuito aberto). Para ter maiores tensão e corrente de saída, CaCs são empilhadas em série e paralelo. Em média, a faixa de temperatura de operação de uma PEMFC, é em torno de 20°C a 180°C (Albarbar; Alrweq, 2018). Dentre as CaCs comerciais, a PEMFC funciona à temperatura ambiente. Se comparada a outras células a combustível, esse é um fator importante na escolha deste tipo de célula a combustível em aplicações veiculares em detrimento aos outros tipos de células. O modelo genérico da célula a combustível tipo PEMFC é apresentado na FIGURA 10.

FIGURA 10 - MODELO GENÉRICO DE UMA PEMFC.



FONTE: Lavric *et al.*, (2019).

Outra vantagem de células a combustíveis e o tanque de armazenamento de seu combustível, é que eles têm grande densidade de potência por área instalada. Dentre as desvantagens desse dispositivo, destacamos baixo nível de tensão CC em sua saída e não linearidade das grandezas tensão x corrente elétrica (Zhou; Zhang; Li, 2023). Outra característica elétrica que podemos citar das CaCs é que são fontes de tensão com perdas ôhmicas nos eletrólitos e eletrodos.

No trabalho desenvolvido por Yu *et al.* (2007) apresenta-se a curva típica de tensão x corrente de células a combustível. A curva de polarização de uma CaC é composta por três regiões: região de ativação, região ôhmica e região de concentração. Há um comportamento não linear da tensão nas regiões de polarização de uma CaC.

Na região de ativação, há perda de energia nos eletrodos devido ao desencadeamento de interações entre o oxidante e o combustível. Essa região de polarização tem baixa densidade de corrente.

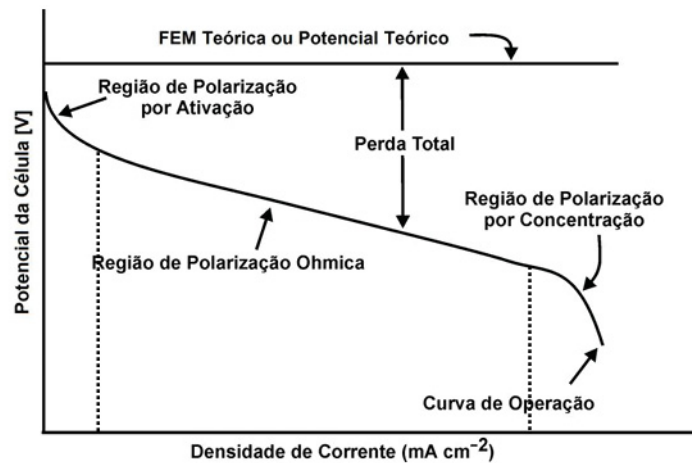
A polarização ôhmica é devida à resistência intrínseca ao fluxo de elétrons, as perdas ocorrem nos componentes da célula a combustível, como: membranas eletrólito, placas bipolares e contatos de interface externo (eletrodos). Esta região de polarização possui correntes intermediárias.

A polarização de concentração, ou também conhecida como perda por transporte de massa, é caracterizada quando há uma alteração na concentração de um dos reagentes na superfície dos eletrodos. Ou seja, a perda ocorre pela resistência

à difusão das espécies envolvidas na reação até o eletrodo. Esta região de polarização possui maior densidade de corrente na curva de uma CaC.

A curva de polarização típica de uma célula a combustível foi apresentada no trabalho de CUNHA (2009), e pode ser consultada na FIGURA 11.

FIGURA 11 - CURVA CARACTERÍSTICA DA POLARIZAÇÃO DE UMA PEMFC



FONTE: CUNHA (2009).

Foi apresentado de forma simplificada o princípio de funcionamento de uma célula a combustível alimentada por hidrogênio, para que seja possível o entendimento e justificativa do uso deste item neste trabalho. Uma CaC é referenciada nesta seção, como uma possível aplicação do conversor proposto neste trabalho. A aplicação poderia ser como uma fonte de tensão contínua a partir de uma reação química.

Na FIGURA 11, foi ilustrado o comportamento elétrico de uma célula a combustível, evidenciando o comportamento não linear entre a corrente e tensão gerada pela CaC. A característica elétrica destaca a importância do uso de um conversor de tensão, essencial tanto para elevar o nível de tensão quanto para estabilizar a tensão produzida.

No capítulo seguinte, será apresentada a fundamentação teórica de três modulações que serão exploradas na etapa de desenvolvimento deste estudo.

2.2 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Para alcançar o objetivo deste estudo e com base nos trabalhos mencionados na revisão bibliográfica como suporte científico, foi elaborado o projeto e a implementação de um conversor de dois estágios. No primeiro estágio, busca-se uma baixa flutuação de corrente elétrica na fonte, considerando que uma CaC é definida como a principal possível aplicação para o conversor proposto. No segundo estágio de conversão de tensão, busca-se um alto ganho de tensão e isolamento galvânico. A estrutura proposta para o conversor está ilustrada na FIGURA 3.

As contribuições do presente trabalho, em comparação as publicações previamente citadas, destacam-se pela proposta de um conversor capaz de apresentar uma corrente de ripple na fonte V_{cc} próxima de 0A. No primeiro estágio, é utilizado um conversor *boost interleaved* com somente dois braços, mantendo o ciclo de trabalho dos interruptores S_1 a S_4 fixado em 50%, reduzindo as perdas. Tal configuração resulta em uma tensão de saída do primeiro estágio equivalente ao dobro da tensão da fonte V_{cc} , viabilizando que os braços operem com um defasamento de 180%. Essa abordagem leva à anulação das correntes de ondulação nos indutores L_1 e L_2 . Além disso, o conversor DAB realizará o controle do fluxo de potência, regulação da tensão na saída do *boost interleaved*, pela manutenção da tensão de saída do conversor CC-CC em valor fixo e pela obtenção de um elevado ganho de tensão.

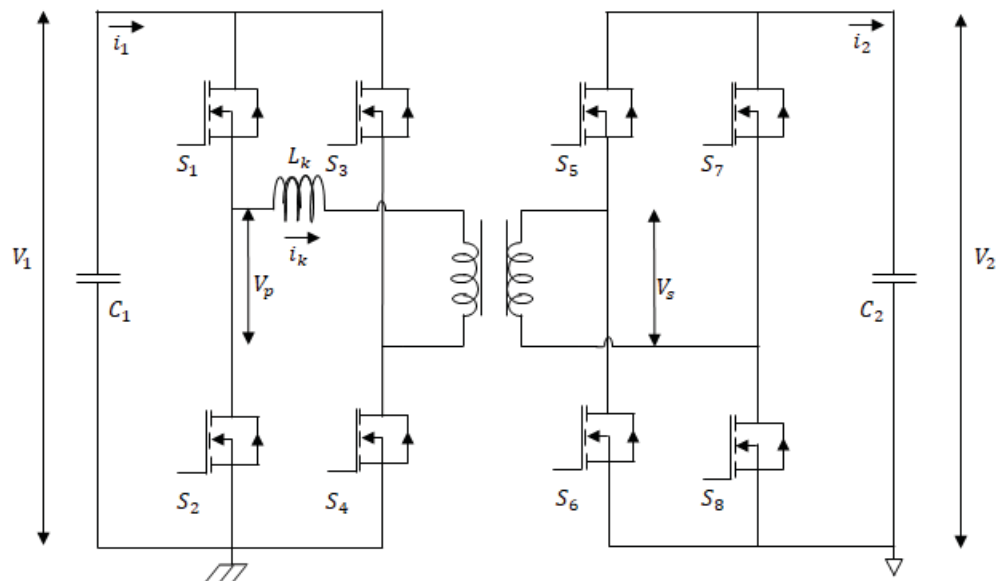
3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Nesta etapa do trabalho, será apresentada a fundamentação teórica para melhor compreensão posterior dos objetivos já mencionados anteriormente. Consistindo em apresentar os conceitos para servir como suporte ao entendimento do projeto.

3.1 MODULAÇÃO DESLOCAMENTO DE FASE

Como mencionado neste documento, a SPS é o método de controle de fluxo de potência em DABs mais utilizado. Pois, esta modulação visa a simplicidade de implementação do método de controle do fluxo de potência e a alta capacidade de transferência de potência entre os lados do transformador. O conversor DAB referência para este trabalho é apresentado na FIGURA 12.

FIGURA 12 - CONVERSOR DAB



FONTE: O autor (2024).

O controle do fluxo de potência entre as pontes do conversor, é realizado mediante da manipulação do ângulo de defasagem entre as tensões associadas às pontes H1 e H2, designadas, respectivamente V_p e V_s . Essas pontes H são compostas por interruptores. Em ambos os lados do conversor, capacitores C_1 e C_2 são empregados com o intuito de minimizar as oscilações de tensão, promovendo maior estabilidade ao sistema. O indutor L_k desempenha um papel de armazenar energia em

determinados momentos e liberá-la em outros; esse comportamento é importante para suavizar as variações de corrente e permitir transferência de energia mais eficiente entre os dois lados do conversor. Ademais, o indutor exerce a função de filtrar flutuações de corrente, o que não apenas favorece a estabilidade do sistema, mas também contribui para a redução de ruídos e harmônicas indesejadas.

A potência do lado secundário do conversor DAB denominada P_o , na modulação SPS, foi apresentada por (Shao et al., 2021) e está representada na equação 4:

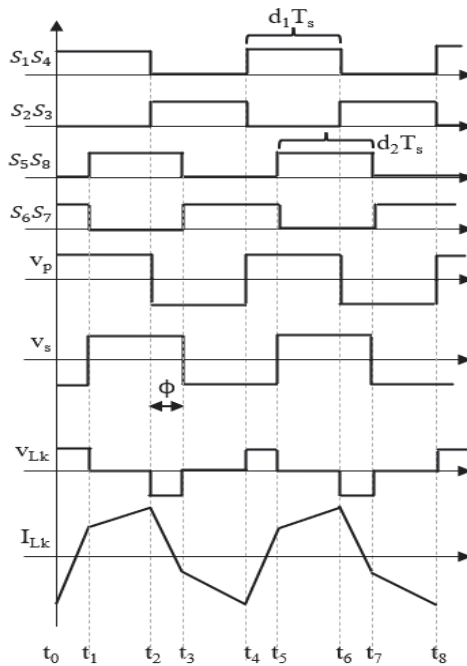
$$P_o = \frac{NV_1V_2\varphi(1 - 2|\varphi|)}{f_sL_K} \quad (4)$$

Como não estamos considerando as perdas no conversor DAB, essa potência é a mesma do lado primário.

Onde V_1 representa a tensão no primário sobre o capacitor C_1 , enquanto V_2 é a tensão no lado secundário sobre o capacitor C_2 . A frequência de comutação dos interruptores é designada por f_s , e L_K refere-se a indutância em série com o transformador, desempenhando a função de auxiliar na transferência de potência entre os lados primário e secundário do transformador. Já N corresponde à relação de transformação $n_2:n_1$, e φ indica a defasagem entre os ângulos das tensões V_p e V_s (Shao et al., 2021).

A defasagem entre as tensões V_p e V_s pode variar entre 0° e 180° . Quando o valor do ângulo é máximo, ou seja, 180° , a potência ativa na saída do conversor é 0 W. Tendo como referência o fluxo de potência do lado primário para o lado secundário do transformador do DAB, a potência ativa alcança seu maior valor positivo no conversor quando a diferença de fase é de 90° , ou seja, quando V_p está adiantada em relação a V_s . E o maior valor de potência negativa na saída do conversor ocorre quando a diferença entre fases é de -90° , ou seja, V_s está adiantada em relação a V_p (ROGGIA, 2013). O comportamento do conversor pode ser entendido observando suas formas de onda típicas, sendo estas apresentadas na FIGURA 13.

FIGURA 13 - FORMAS DE ONDA DA MODULAÇÃO SPS



FONTE: O autor (2024).

Onde S_1 - S_8 são os sinais PWM nos interruptores, V_{Lk} e I_{Lk} são respectivamente a tensão e corrente no indutor em série com o transformador.

A modulação SPS possui um grau de liberdade, ou seja, o ângulo de defasagem entre as tensões controla a potência transferida entre os lados do transformador. Outra característica que podemos citar sobre a modulação SPS é que o ciclo de trabalho nos comutadores é fixado em 50%. A direção do fluxo de potência é indicada pelo sinal de ϕ , ou seja, a partir do referencial adotado no controle do sistema, faz-se o fluxo de potência para um determinado sentido. Dessa forma, é possível viabilizar a funcionalidade da bidirecionalidade do conversor DAB.

O trabalho elaborado pelos autores Gitau; Ebersohn e Kettleborough (2007) apresentou uma contribuição importante acerca do funcionamento da modulação SPS. Eles demonstraram que a defasagem do ângulo ϕ não pode ser maior do que 45° . Pois, caso isso aconteça, o fator de potência do conversor fica abaixo de 0,8. Quanto menor for o fator de potência, maior será a corrente circulante na indutância L_k , acarretando maiores perdas no conversor, deixando-o menos eficiente. O fator de potência ideal de um DAB é 1.

3.2 DESLOCAMENTO DE FASE ESTENDIDA

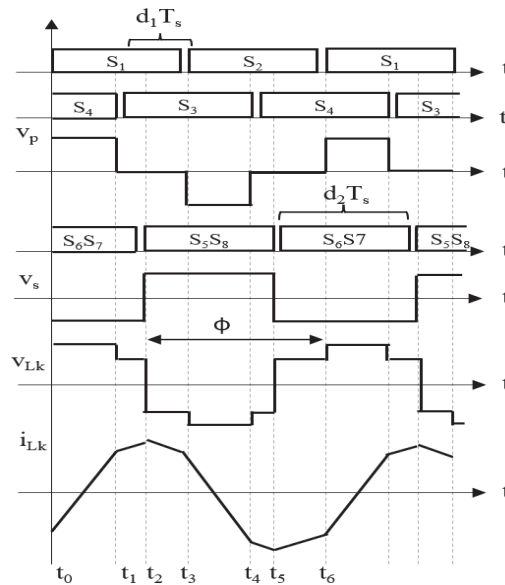
A partir da modulação SPS, foram desenvolvidas outras modulações de controle de fluxo de potência destinada ao conversor DAB. Dentre as modulações desenvolvidas, uma que será abordada nesta seção é a *Extended Phase-Shift* (EPS).

Quando comparada à modulação SPS, esta alternativa apresenta a vantagem de reduzir a corrente circulante no transformador, o que resulta em uma redução das perdas. Outra vantagem a ser destacada é a ampliação da faixa de operação do ângulo de deslocamento de fases entre as tensões do transformador, especificamente entre V_p e V_s . Essa ampliação confere maior flexibilidade e liberdade no controle do fluxo de potência.

Nesta modulação, a relação do ciclo de trabalho da ponte do sinal de entrada do conversor pode ser alterada, enquanto os interruptores do lado do sinal de saída têm seus ciclos de trabalho fixados em 50% (Kumar; Bhat; Agarwal, 2017) (Zhao; Yu; Sun, 2012). Isso proporciona à modulação EPS maior grau de liberdade no controle do fluxo de potência entre as pontes H.

A comutação dos interruptores S_1 e S_2 é complementar entre si, e o chaveamento dos interruptores S_3 e S_4 é complementar entre si. Isso provoca uma tensão V_p de três níveis e, acrescida ao comportamento da tensão V_s , contribui para uma corrente I_{Lk} de caráter senoidal no indutor em série com o transformador. Esse comportamento senoidal da corrente no indutor reduz correntes de pico, aumentando a eficiência do conversor. O comportamento da modulação EPS pode ser consultado na FIGURA 14.

FIGURA 14 - FORMAS DE ONDA DA MODULAÇÃO EPS



FONTE: O autor (2024).

A modulação EPS é indicada para aplicações de médias e altas potências. Trabalhos apresentam um pior desempenho se tratando de fator de potência, a respeito dessa modulação para menores potências e melhores resultados em médias e altas potências quando se compara a SPS. Esta estratégia de controle de fluxo de potência visa reduzir as correntes circulantes no indutor L_K a procura de reduzir perdas e aumentar a eficiência do conversor (Coelho *et al.*, 2020).

De acordo com Kumar, Bhat e Agarwal (2017), a modulação consegue entregar um maior fluxo de potência comparada à SPS. Os autores apresentam a expressão que calcula a potência conforme abaixo:

$$P_o = \frac{NV_1V_2}{2f_sL_K} \left[d_2(1 - d_2) + \frac{1}{2}d_1(1 - d_1 - 2d_2) \right] \quad (5)$$

Onde d_1 e d_2 são as razões cíclicas do primário e secundário do transformador. A técnica EPS apresenta dois graus de liberdade no método de controle de fluxo de potência no conversor DAB, pois é possível controlar a defasagem entre as tensões V_p e V_s , além de controlar a defasagem de uma ponte H entre seus braços, enquanto a outra ponte H opera com razão cíclica fixa e os interruptores de cada braço funcionam de forma complementar.

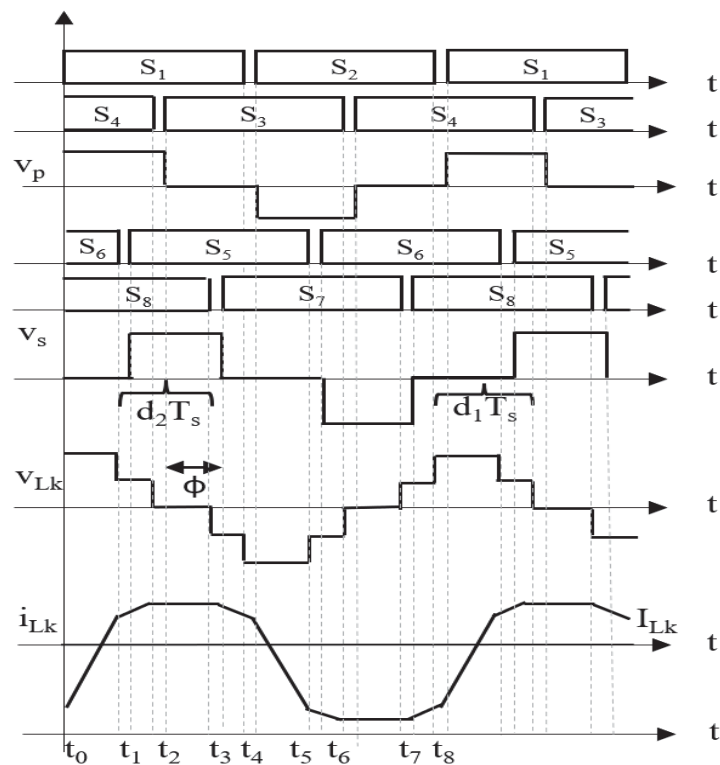
Entre o intervalo t_0 e t_1 , a corrente no indutor L_k inverte e torna-se positiva, crescendo rapidamente. No intervalo t_1 e t_2 , a corrente permanece crescendo, mas

com menor inclinação até atingir seu maior valor positivo. Entre os intervalos t_2 e t_3 , a corrente no indutor sofre uma pequena diminuição. Entre os pontos t_3 e t_4 , a corrente diminui rapidamente e se inverte. No intervalo seguinte, entre t_4 e t_5 , a redução da corrente diminui até atingir seu valor negativo mais baixo, onde se inverte e começa a crescer lentamente entre t_5 e t_6 .

3.3 MODULAÇÃO TRAPEZOIDAL

A modulação trapezoidal do inglês *Trapezoidal Modulation* (TzM), é mais uma técnica de controle do fluxo de potência no conversor DAB originada da modulação SPS. As formas de onda são mostradas na FIGURA 15.

FIGURA 15 - FORMAS DE ONDA DA MODULAÇÃO TzM



FONTE: O autor (2024).

Os ciclos de trabalho nas duas pontes H nessa modulação não são fixos, operando de forma diferente das modulações SPS e EPS (Guo *et al.*, 2016). Isso traz a possibilidade de ter as tensões V_p e V_s em três níveis, dando maior liberdade de controle nas tensões do que as modulações citadas anteriormente. Além disso, os três níveis das tensões V_p e V_s provocam uma menor corrente de pico no indutor L_k do conversor DAB, acarretando maior eficiência no conversor.

O sentido do fluxo de potência é determinado pelo controle da defasagem entre as tensões V_p e V_s . Ou seja, adiantar ou atrasar o ângulo entre V_p e V_s define o sentido do fluxo de potência para o lado primário ou secundário do transformador. A diferença entre as tensões V_p e V_s é representada na FIGURA 15 e denomina-se ϕ .

O controle da tensão sobre o indutor L_k apresenta maior precisão do que as modulações apresentadas anteriormente, pois possui mais pontos de controle, já que é definido pelo chaveamento de cada interruptor das duas pontes H do DAB.

A corrente no indutor de dispersão i_{L_k} , tem como característica uma rápida mudança em seu comportamento, tanto no momento de carregamento do indutor que é no intervalo entre t_0 a t_2 , quanto no descarregamento do indutor que está no intervalo t_4 a t_6 . Quando a corrente no indutor L_k está no intervalo de t_1 a t_4 , ela tem um valor quase constante, reduzindo o comportamento de corrente de pico. O mesmo comportamento se dá no ciclo negativo da corrente, podemos dizer que esta é uma das principais características desta modulação.

A partir do trabalho desenvolvido por Guo *et al.* (2016), foi possível trazer as expressões (6) e (7) presentes nesse trabalho. Primeiramente iremos apresentar a razão cíclica do método de controle TZM apresentado na equação 6:

$$d_2 = \frac{NV_1}{V_2} d_1 \quad (6)$$

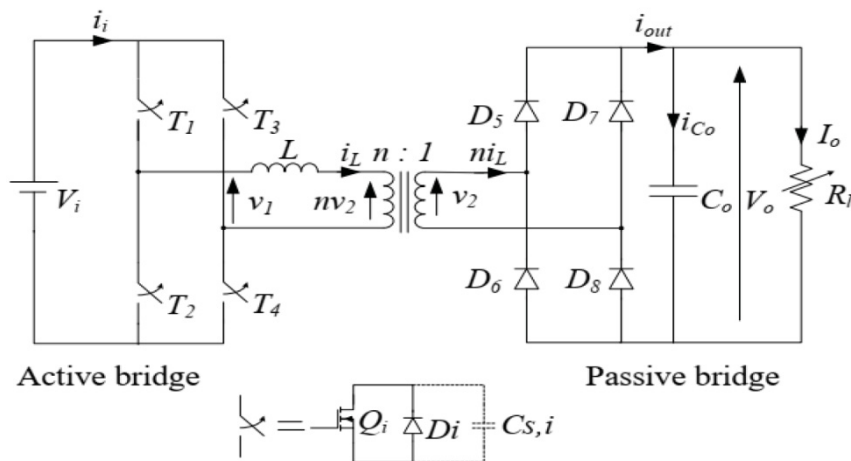
A partir da FIGURA 15, pode-se verificar que a tensão sobre o indutor L_k em determinado tempo fica em 0 V, sendo nos intervalos t_2 e t_3 e entre o intervalo t_6 e t_7 , somente ajustando o ciclo de trabalho em uma das pontes. Para uma mesma indutância L_k , a corrente de pico é menor; no entanto, o fluxo de potência também é menor entre as pontes H (Hoek, *et al.*, 2012). Este método visa zerar a potência reativa no conversor DAB. A potência máxima transferida entre os lados do DAB através de TZM é obtida na equação 7:

$$P_o = \frac{V_1}{L_k f_s} \left(d_1^2 V_1 - \left(\frac{(d_1 - \phi)^2 V_2}{N} \right) \right) \quad (7)$$

3.4 CONVERSOR SINGLE ACTIVE BRIDGE

Após apresentar as modulações do conversor DAB, esta seção do trabalho abordará o funcionamento do DAB com fluxo de potência unidirecional. Nessa condição, o conversor transfere potência de uma fonte CC para uma carga. A modulação aplicada no Single Active Bridge (SAB) é a SPS simplificada, pois é gerada somente em uma ponte H. Na outra ponte H, sem aplicação de modulação, os interruptores funcionam apenas como diodos, o conversor SAB é ilustrado na FIGURA 16.

FIGURA 16 - CONVERSOR SAB



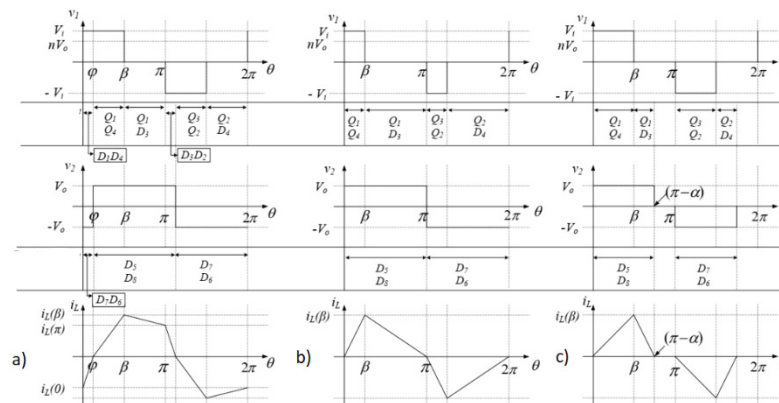
FONTE: Jha *et al.* (2022).

Além de uma ponte H construída com interruptores e outra com diodos, o SAB possui um indutor em série com o transformador que exerce a mesma função no conversor DAB.

Jha *et al.* (2022) publicaram um trabalho sobre o SAB e apresentaram seu comportamento nos modos de condução contínua, descontínua e borda.

A partir da FIGURA 17 pode-se verificar o comportamento das formas de onda do conversor SAB.

FIGURA 17 - CURVAS DE TENSÃO E CORRENTE DO SAB



FONTE: Jha *et al.* (2022).

O estudo realizado pelos autores Jha *et al.* (2022) sobre o conversor SAB analisou em detalhe o comportamento desse dispositivo. Na FIGURA 17, são ilustrados os modos de condução: contínua na parte (a), descontínua na parte (b) e na borda na parte (c).

Com base na FIGURA 17 elaborada pelos autores, Q₁-Q₄ representam os interruptores localizados no lado primário do transformador, enquanto D₅-D₈ correspondem aos diodos posicionados no lado secundário do transformador. A corrente que circula através do indutor é chamada de i_L . A tensão na ponte H do lado primário é indicada por v_1 , já v_2 refere-se à tensão na ponte H de diodos. Além disso, V_1 é a tensão da fonte de alimentação e V_0 representa a tensão aplicada à carga.

Por meio experimental, demonstraram que este conversor possui características de altas correntes e altas tensões no lado primário do transformador. A potência na carga aumenta à medida que o ângulo de deslocamento de fase cresce.

3.5 TRANSFORMADORES OPERANDO EM ALTA FREQUÊNCIA

Neste trabalho, a utilização de elementos magnéticos tem um papel importante no conversor proposto. No primeiro estágio, são utilizados dois indutores, e no segundo estágio há um transformador de alta frequência. Transformadores funcionando em alta frequência contribuem para redução de peso e volume de conversores de tensão.

A magnetização do núcleo de ferrite requer energia, sendo que uma parcela dessa energia é consumida eletricamente, enquanto outra parte é dissipada sob a forma de calor. A potência associada a um elemento magnético é expressa pela equação 8.

$$W = \int v(t) \times i(t) dt \quad (8)$$

A partir da Lei de Faraday e Lei de Ampere (Erickson; Maksimovic, 2021), redefinam a equação 8, e apresentam a relação entre perda de energia por ciclo e volume de um núcleo de ferrite na equação 9.

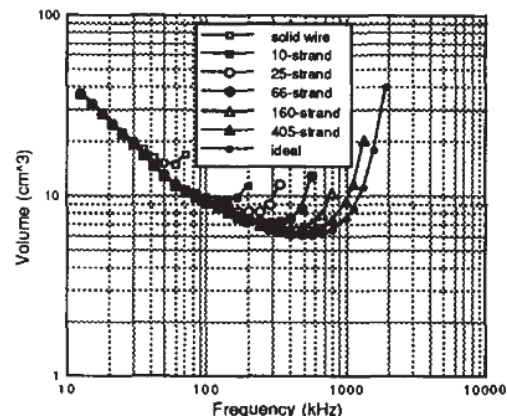
$$W = (A_c \times l_m) \int H \times dB \quad (9)$$

Onde o termo $A_c \times l_m$ é uma conhecida expressão para o cálculo do volume de um núcleo de ferrite, e B-H é a integral da área.

Em circuitos eletrônicos, busca-se minimizar custos na produção de placas de circuitos impressos. Uma das formas de alcançar esse objetivo é reduzindo a dimensão dos núcleos de ferrite, logo diminui-se a dimensão da placa de circuito impresso.

Uma solução para a redução do volume do núcleo magnético é aumentar a frequência de operação. No caso deste trabalho, o aumento da frequência de operação dos elementos magnéticos será em decorrência da frequência de comutação dos interruptores inseridos no circuito. WEN e RUI (1993) apresentam na FIGURA 18 uma demonstração experimental entre o volume de um núcleo de ferrite e a frequência de operação.

FIGURA 18 - DEMONSTRATIVO EXPERIMENTAL ENTRE FREQUÊNCIA E VOLUME EM NÚCLEO MAGNÉTICO



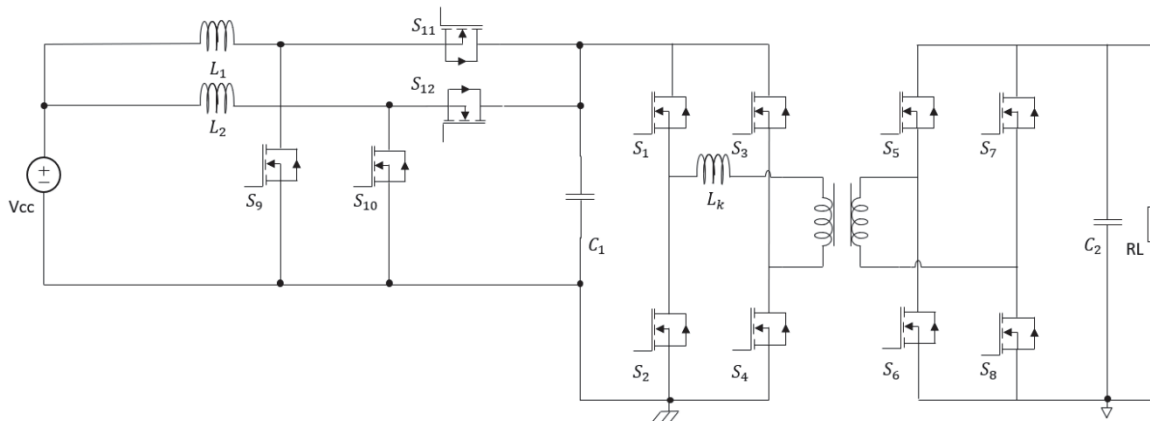
FONTE: (WEN; RUI, 1993)

No entanto, o aumento da frequência de operação do núcleo de ferrite não pode ser elevado em demasia. Pois, o experimento evidenciou que, se aumentar a frequência de operação de um núcleo além da frequência ideal, o volume do núcleo deverá ser aumentado devido à alta perda no núcleo e perdas no enrolamento. A frequência ideal para se obter um menor volume de um determinado elemento magnético de ferrite depende do material utilizado e da técnica de enrolamento dos condutores.

4 CONVERSOR DE DOIS ESTÁGIOS, UMA INTEGRAÇÃO ENTRE O CONVERSOR BOOST INTERLEAVED E O CONVERSOR DAB

Este capítulo abordará o princípio de operação do conversor CC-CC, detalhando individualmente cada etapa de conversão de tensão. Serão apresentadas as formas de onda correspondentes a cada estágio, seguido da conclusão com a simulação do funcionamento completo do conversor e resultados da simulação. O conversor analisado neste capítulo encontra-se representado na FIGURA 19.

FIGURA 19 - CONVERSOR CC COM BAIXO RIPPLE DE CORRENTE NA FONTE E ALTO GANHO DE TENSÃO.



FONTE: O autor (2024).

Na primeira etapa de conversão, o conversor boost interleaved é uma adaptação do trabalho apresentado por (Zhou; Zhang; Li, 2023). Na segunda etapa do conversor, emprega-se o DAB, que é o conversor apresentado inicialmente nos trabalhos de (Kheraluwala *et al.*, 1992) e (Doncker; Divan; Kheraluwala, 1991).

Uma contribuição apresentada neste trabalho com esta topologia é que, no primeiro estágio do conversor, os interruptores operaram com a razão cíclica constante em 50%, isso não é possível no conversor apresentado por (Zhou; Zhang; Li, 2023). Este fato é viável devido à tensão sobre o capacitor C_1 ser fixa e ser o dobro da tensão de entrada, por causa do DAB. As correntes nos indutores L_1 e L_2 ficarão defasadas entre si em 180° . O ripple de corrente no indutor será cancelado pelo ripple de corrente defasado do outro indutor. Essa técnica visa reduzir a flutuação de

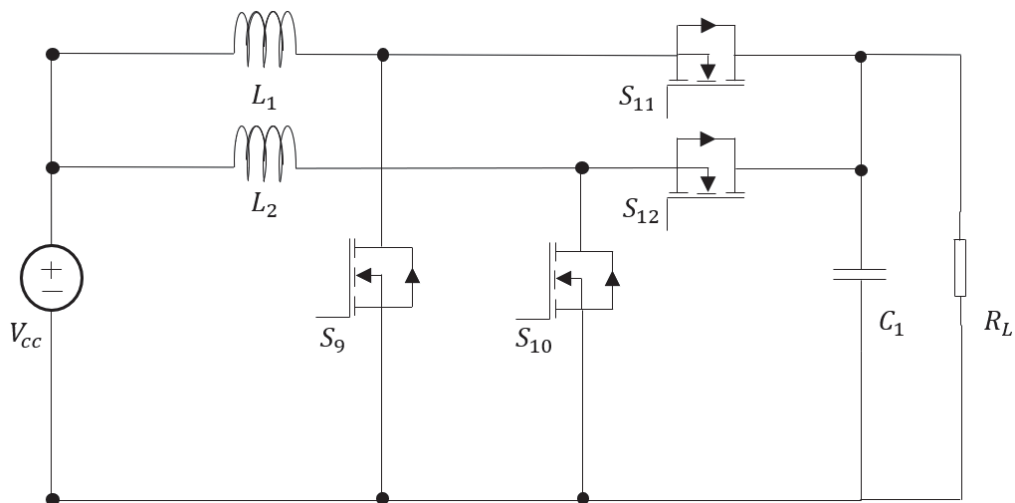
corrente na fonte, buscando o valor de ripple de corrente na fonte mais próximo de 0 A.

Uma vantagem do conversor proposto é que ele é bidirecional, diferente do conversor utilizado no trabalho de Liu; Wang; Tai; Gao² (2021 citado por Zhou.; Zhang; Li, 2023) que utilizou diodos após os interruptores tornando o conversor de tensão unidirecional.

4.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR NO PRIMEIRO ESTÁGIO DE CONVERSÃO DE TENSÃO.

Nesta análise, o conversor opera em regime permanente. No primeiro estágio de conversão de tensão, utilizam-se dois braços devido à técnica de cancelamento de ripple de corrente na fonte. A FIGURA 20 representa o primeiro estágio de conversão de tensão proposto.

FIGURA 20 - PRIMEIRO ESTÁGIO DE CONVERSOR PROPOSTO



FONTE: O autor (2025).

Com somente dois braços utilizados, resulta em um menor volume nesta etapa de conversão. A frequência de comutação e a razão cíclica são as mesmas nos interruptores. Um braço no primeiro estágio, constituído por S_9 e S_{12} , é controlado por pulsos oriundos de um pino do microcontrolador. E o outro braço do conversor é constituído por S_{10} e S_{11} controlado por um pino diferente do microcontrolador. Será

² Liu.; Wang; Tai; Gao, Research on High Power Interleaved Fuel Cell DC-DC Converter. Mech. Electr. Eng. Technol. 2021.

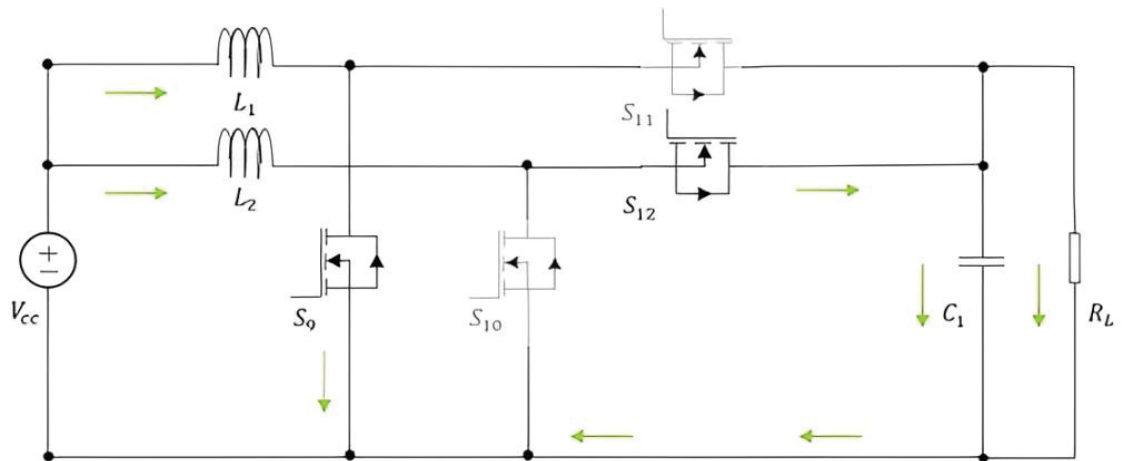
apresentado o funcionamento detalhado do primeiro estágio de conversão de tensão do conversor proposto a partir das figuras a serem apresentadas a seguir.

4.1.1 Etapas de operação do conversor no primeiro estágio

Etapa I: ($0 \leq t \leq t_1$)

No primeiro intervalo de tempo do funcionamento do conversor boost interleaved, os interruptores S_9 e S_{12} são fechados, S_{10} e S_{11} ficam abertos, respeitando a defasagem de 180° e razão cíclica fixa nos comutadores no valor de 50%. A FIGURA 21 apresenta o comportamento do conversor no intervalo 0 e t_1 de funcionamento, as flechas verdes apresentam as correntes fluindo pelos interruptores em estado de condução.

FIGURA 21 - INTERVALO t_1 DE FUNCIONAMENTO DO PRIMEIRO ESTÁGIO DO CONVERSOR



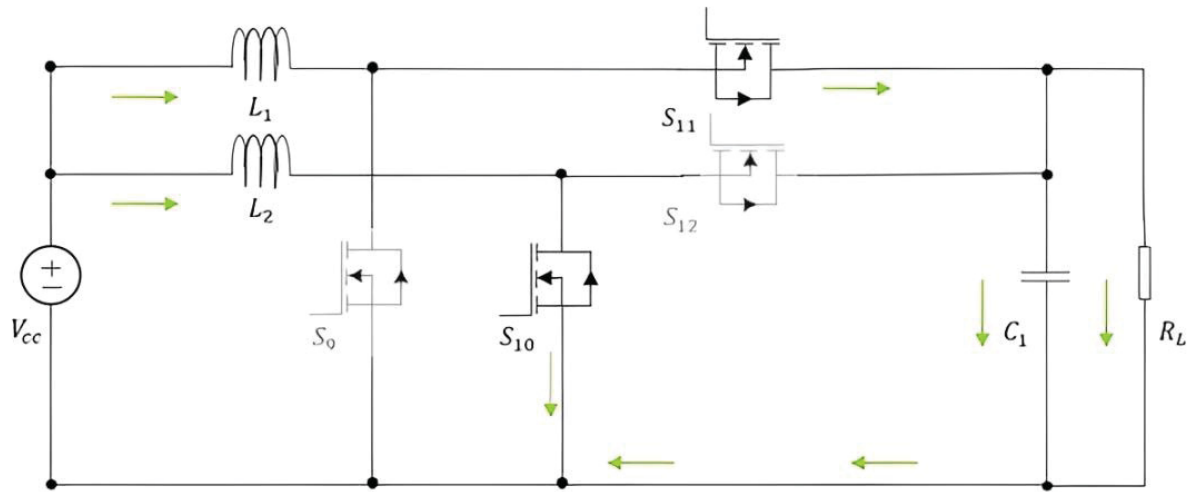
FONTE: O autor (2025).

O interruptor S_9 está fechado, e a energia da fonte V_{cc} carrega o indutor L_1 através da corrente que circula por S_9 e retorna para a fonte V_{cc} . Como S_{12} está fechada, a energia da fonte V_{cc} , mais a energia armazenada no indutor L_2 , que foi carregado no intervalo anterior, carregam o capacitor C_1 e alimentam a carga.

Etapa II: ($t_1 \leq t \leq t_2$)

No segundo intervalo de tempo FIGURA 22, os interruptores S_9 e S_{12} estão abertos. As flechas verdes demonstram as correntes fluindo pelos interruptores S_{11} e S_{10} em estado de condução, com defasagem entre os pares de interruptores em 180° e ciclo de trabalho fixado em 50% nos comutadores.

FIGURA 22 - INTERVALO 2 DE TEMPO DO PRIMEIRO ESTÁGIO DO CONVERSOR



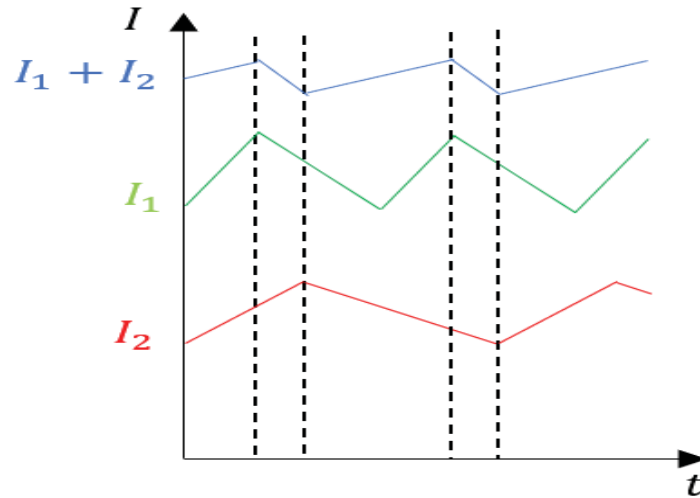
FONTE: O autor (2025).

4.1.2 Técnica de redução da corrente de ripple na fonte

Conforme mencionado anteriormente neste trabalho, o conversor em estudo tem como objetivo a redução da corrente de ripple na fonte. A estratégia empregada para alcançar tal objetivo consiste na utilização de dois conversores elevadores conectados em paralelo e operando com defasagem de 180° . Logo, nesta seção será apresentada a demonstração do objetivo almejado. O circuito utilizado como referência para esta análise está ilustrado na FIGURA 20.

Para o caso de um conversor boost interleaved com dois braços, quando os ciclos de trabalhos dos interruptores não estão em 50%, os picos negativos e positivos das correntes nos indutores não são alinhados, conforme podemos verificar na FIGURA 23.

FIGURA 23 - CORRENTE NOS INDUTORES DO CONVERSOR BOOST INTERLEAVED COM DOIS BRAÇOS E CICLOS DE TRABALHOS DIFERENTES

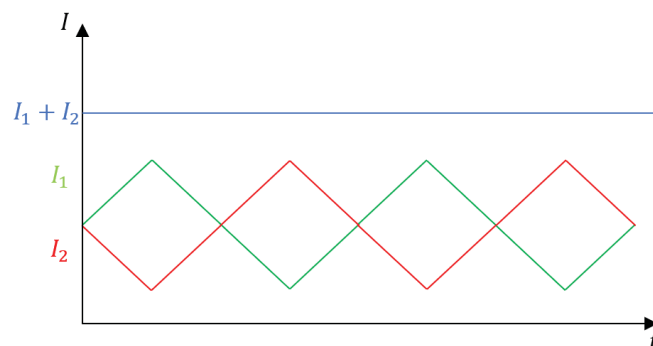


FONTE: O autor (2025).

A ilustração apresentada tem como base o circuito da FIGURA 20. A razão cíclica dos interruptores S_9 e S_{11} é 0,7, e a razão cíclica nos interruptores S_{10} e S_{12} está em 0,3. Os braços estão defasados em 180° . As amplitudes de I_1 e I_2 são semelhantes; todavia, com esse comportamento, as correntes de ripple não podem se cancelar.

A FIGURA 24 apresenta outro panorama, onde os ciclos de trabalho nos interruptores S_9 - S_{12} são fixados em 50% e a defasagem entre os braços do conversor está em 180° .

FIGURA 24 - CORRENTE NOS INDUTORES DO CONVERSOR INTERCALADO COM DOIS BRAÇOS E CICLOS DE TRABALHOS IGUAIS



FONTE: O autor (2025).

Neste caso, onde a razão cíclica dos interruptores é fixada em 50% e a defasagem entre os braços do conversor é 180° , observa-se que os picos de corrente de maior

valor em um determinado braço ficam simétricos aos menores valores de pico de corrente do outro braço. Dessa forma, a tendência é que a corrente de ripple na fonte seja anulada como mostra a linha I_1+I_2 . Isso será demonstrado em simulação e parte experimental deste trabalho.

4.1.3 Parâmetros dos componentes no primeiro estágio do conversor

Como já mencionado anteriormente, este trabalho tem por objetivo algumas aplicações. Dentre elas, uma CaC como fonte CC, o modelo base de célula a combustível para este projeto é a H2000 FCS-C2000. Sua tensão de saída é 28,8 V. Para reduzir a ondulação de corrente na entrada, as razões cíclicas nos interruptores do primeiro estágio de conversão CC-CC serão fixadas em 50%. O boost interleaved operará no modo de condução contínua.

As fórmulas que serão apresentadas a seguir para calcular os componentes passivos do conversor boost interleaved são oriundas do material de referência (HART, 2012). O ganho estático do primeiro estágio do conversor, sem considerar as perdas nos componentes, é encontrado por:

$$V_o = \frac{V_{in}}{1-D} \rightarrow \frac{28,8}{1-0,5} \rightarrow V_o = 57,6 V \quad (10)$$

Para determinar a indutância mínima por braço no boost interleaved, um dos parâmetros necessários para definir é o valor de ondulação de corrente. Neste caso, a ondulação de corrente adotada é 5%. A indutância mínima para o projeto do conversor boost com uma frequência de chaveamento de 100 kHz é:

$$L_{\min \text{ fase}} = \frac{V_{in} \times D}{f_s \times \Delta_{IL}} \rightarrow \frac{28,8 \times 0,5}{100 \times 10^3 \times 5} \rightarrow L_{\min} = 28,8 \mu H \quad (11)$$

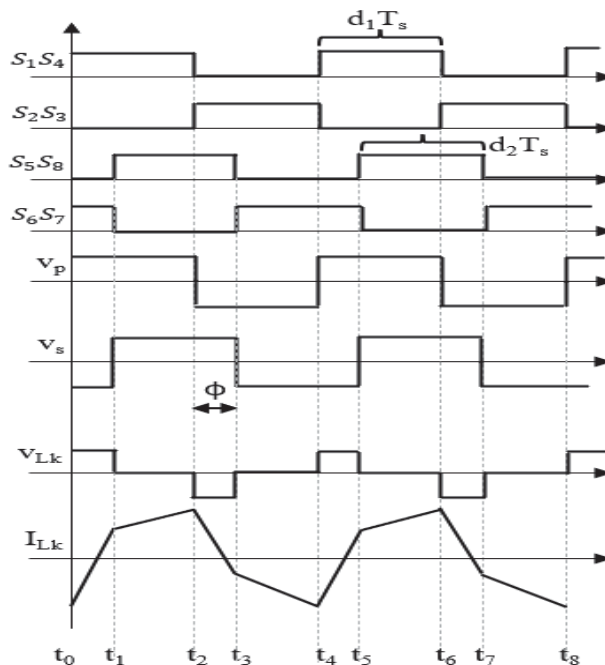
E a capacitância de saída do conversor boost, para uma ondulação de tensão na saída seja de 1%, a expressão para encontrar o valor da capacitância mínima é:

$$C_{out} \geq \frac{V_{in} \times D}{R \times \Delta V_o \times f} \rightarrow \frac{28,8 \times 0,5}{0,8 \times 1 \times 100 \times 10^3} \rightarrow C \geq 180 \mu F \quad (12)$$

4.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR NO SEGUNDO ESTÁGIO DE CONVERSÃO DE TENSÃO

Na segunda etapa de conversão de tensão, há o DAB; o controle da razão cíclica dos interruptores é realizado por pulsos em seus pinos de gate. Nesta etapa, será abordado o funcionamento do conversor DAB, controlado por meio da modulação SPS. O funcionamento do DAB compreende quatro etapas de operação. Para melhor compreensão dessas etapas de funcionamento, a FIGURA 25 é utilizada como referência.

FIGURA 25 - FORMAS DE ONDA DA MODULAÇÃO SPS

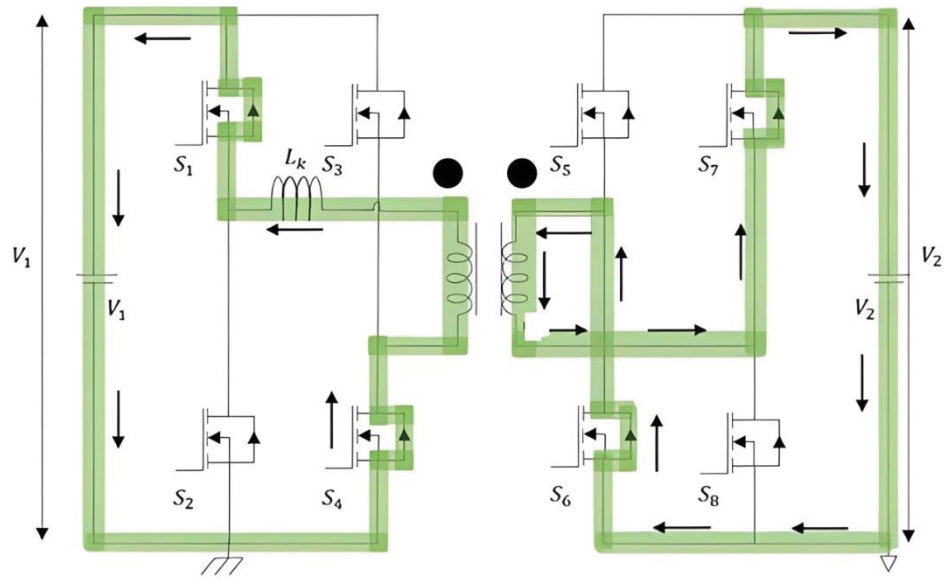


FONTE: O autor (2024).

Etapa I: ($0 \leq t \leq t_1$)

A etapa I do funcionamento do DAB se subdivide em duas etapas, primeiramente a corrente no primário do conversor circula através dos diodos dos interruptores S_1 e S_4 , e a corrente no secundário circula nos diodos dos interruptores S_6 e S_7 . A energia armazenada no indutor L_k na etapa anterior é descarregada, retornando pela fonte V_1 . Nesta etapa, a corrente que circula pelos diodos dos interruptores S_1 e S_4 induz a corrente no secundário. Os interruptores S_2 , S_3 , S_5 e S_8 ficam em estado de bloqueio. A etapa descrita é ilustrada na FIGURA 26.

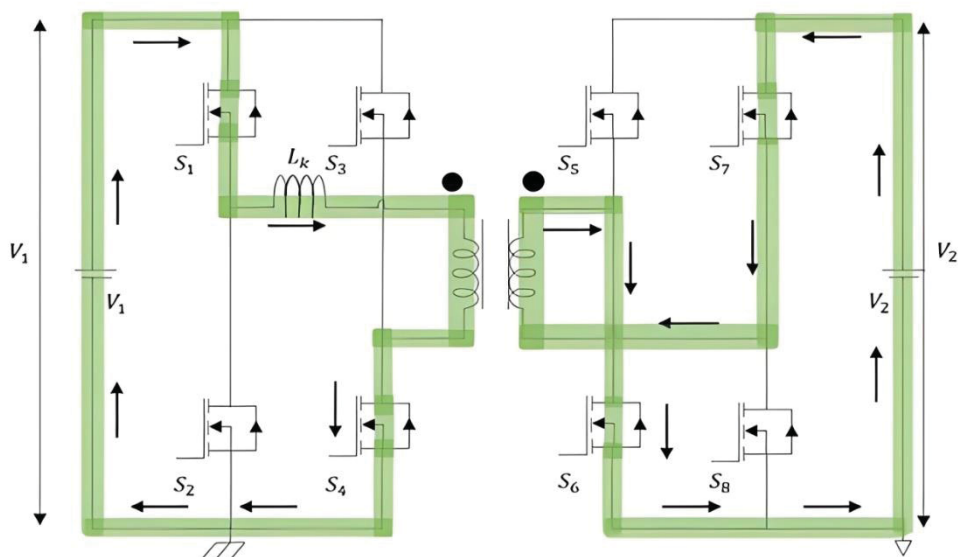
FIGURA 26 - PRIMEIRA ETAPA DE FUNCIONAMENTO DO DAB



FONTE: O autor (2025)

O final da primeira etapa consiste na inversão do sentido das correntes, onde os interruptores S_1 , S_4 , S_6 e S_7 entram em estado de condução e os interruptores anteriormente bloqueadas permanecem dessa maneira. A inversão da corrente no primário resulta na inversão do sentido da corrente no secundário, conforme apresentado na FIGURA 27.

FIGURA 27 - FINAL DA PRIMEIRA ETAPA DE FUNCIONAMENTO DO DAB

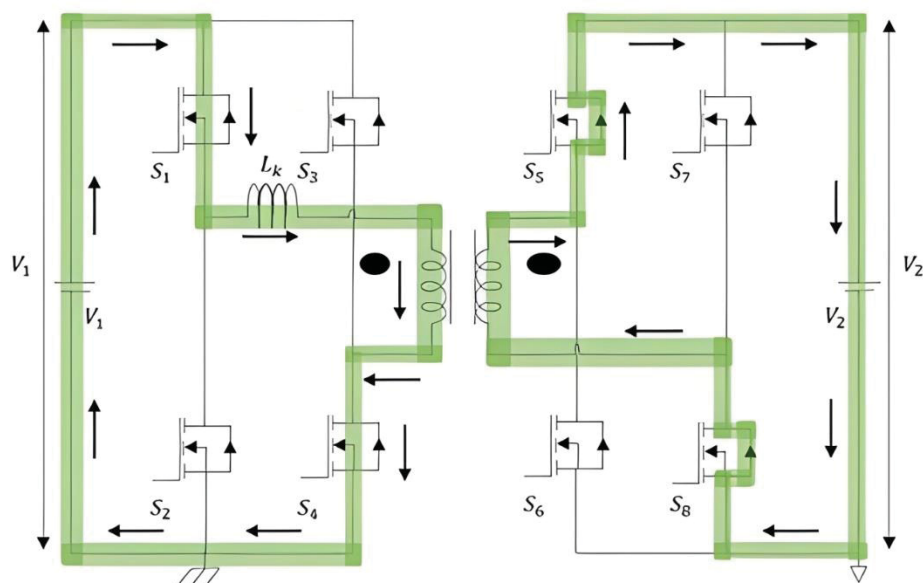


FONTE: O autor (2025)

Etapa II: ($t_1 \leq t \leq t_2$)

A etapa II tem início quando os interruptores S_6 e S_7 entram em estado de bloqueio e os interruptores S_5 e S_8 entram em estado de condução por meio de seus respectivos diodos. A corrente do primário energiza o indutor L_k e circula por meio dos interruptores S_1 e S_4 . A corrente I_{lk} que é armazenada no indutor, atinge o seu valor de pico. A condução passa pelos diodos dos interruptores S_5 e S_8 . Os interruptores S_2 , S_3 , S_7 e S_8 ficam em estado de bloqueio. Esta etapa é ilustrada na FIGURA 28.

FIGURA 28 - SEGUNDA ETAPA DE FUNCIONAMENTO DO DAB



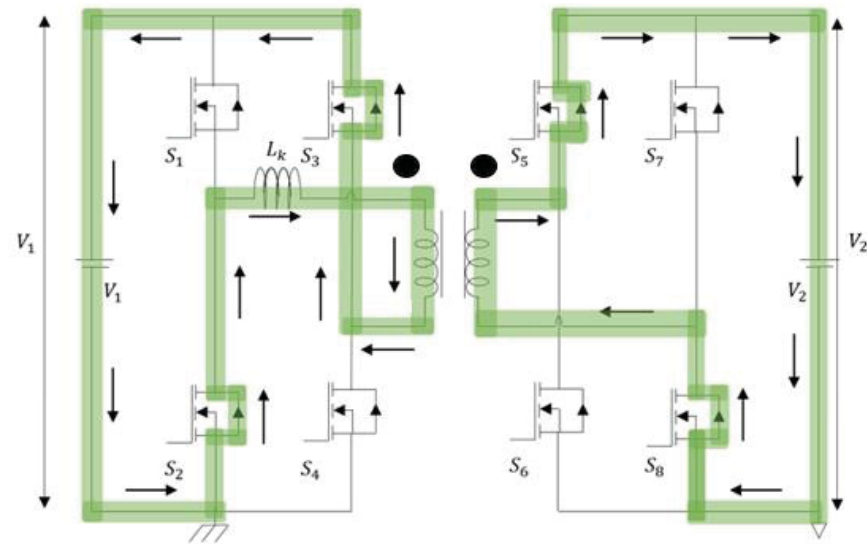
FONTE: O autor (2025)

Etapa III: ($t_2 \leq t \leq t_3$)

A terceira etapa de funcionamento do DAB no intervalo t_2 a t_3 é subdividida em duas partes. Na primeira parte de funcionamento, os interruptores S_1 e S_4 entram em estado de bloqueio, enquanto S_2 e S_3 entram em estado de condução por meio de seus respectivos diodos. Enquanto no lado secundário os diodos dos interruptores S_5 e S_8 conduzem a corrente do secundário. As correntes no lado primário e secundário são negativas em relação às suas respectivas fontes, V_1 e V_2 . Os interruptores S_1 , S_4 , S_6 e S_7 ficam em estado de bloqueio FIGURA 29.

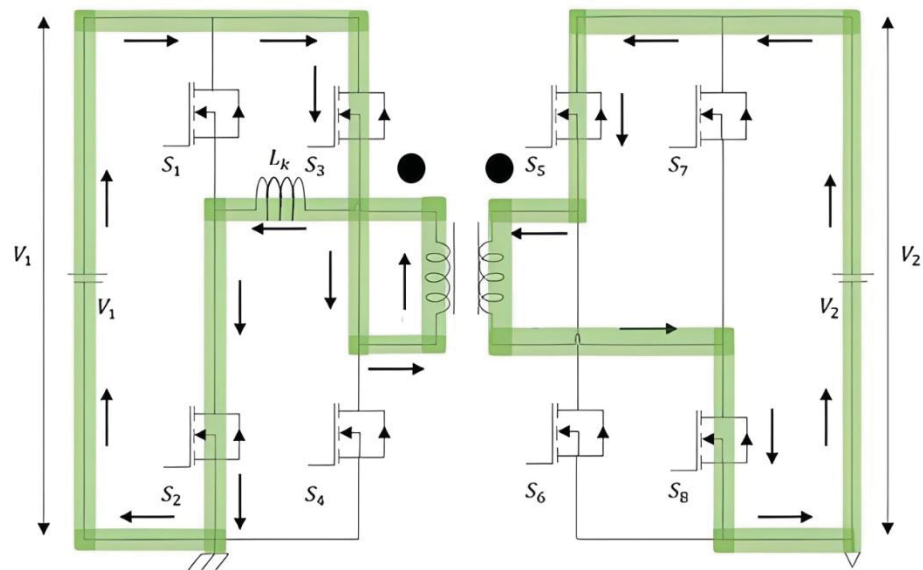
A segunda parte do funcionamento da terceira etapa, os interruptores S_2 , S_3 , S_5 e S_8 entram em modo de condução. A corrente do primário passa a circular por S_2 e S_3 , enquanto a corrente do secundário passa a circular por meio dos interruptores S_5 e S_8 . Os interruptores S_1 , S_4 , S_6 e S_7 ficam em estado de bloqueio FIGURA 30.

FIGURA 29 - INÍCIO DA TERCEIRA ETAPA DE FUNCIONAMENTO DO DAB



FONTE: O autor (2025)

FIGURA 30 - FINAL DA TERCEIRA ETAPA DE FUNCIONAMENTO DO DAB



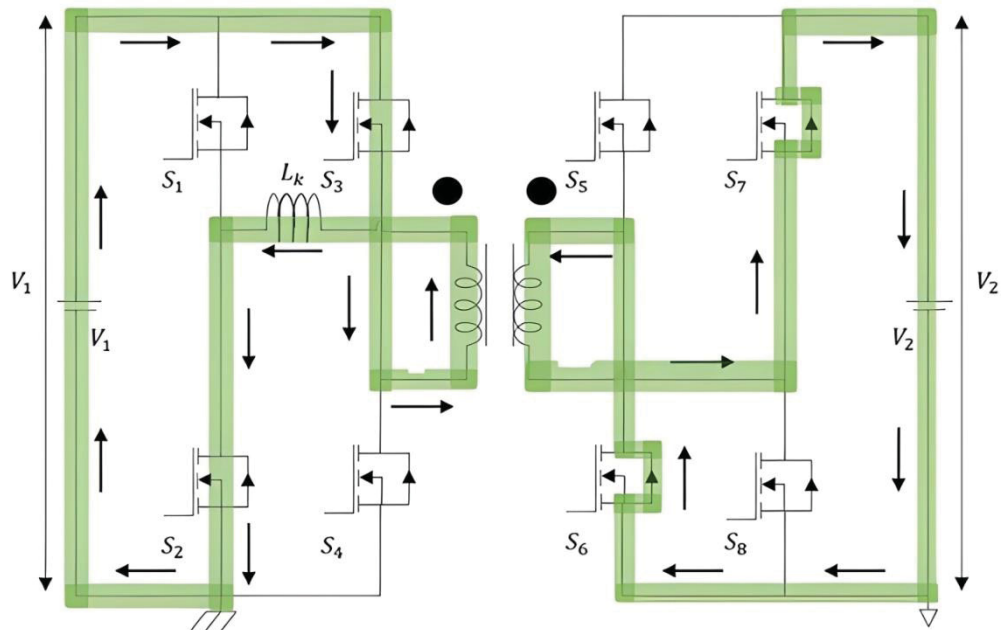
FONTE: O autor (2025)

Etapa IV: ($t_3 \leq t \leq t_4$)

Na quarta e última etapa o ciclo se encerra, ou seja, t_4 é igual a t_0 . Os interruptores S_2 e S_3 continuam em estado de condução, conduzindo a corrente no primário, e os interruptores S_1 e S_4 permanecem em estado de bloqueio. Enquanto no lado secundário, os interruptores S_5 e S_8 mudam de estado, ficando em modo de bloqueio, os diodos dos interruptores S_6 e S_7 conduzem a corrente no secundário. A

corrente no primário passa a mudar o comportamento, tornando-se positiva. A última etapa descrita é ilustrada na FIGURA 31.

FIGURA 31 - QUARTA ETAPA DE FUNCIONAMENTO DO DAB



FONTE: O autor (2025)

4.2.1 Parâmetros dos componentes do segundo estágio do conversor

Nesta seção, serão definidos o valor da capacitância no lado de alta tensão e o valor da indutância de dispersão do transformador. Partindo da premissa de que se busca uma ondulação de tensão aproximada de 1% na saída, logo o valor de tensão de ondulação na saída é de $7 V_p$ e $14 V_{p-p}$. Além disso, define-se que o valor máximo da indutância em série (L_k) com o transformador seja limitado a $1,5 \mu H$. Essa especificação visa assegurar a obtenção de uma potência de saída de 2 kW, respeitando os parâmetros adotados no estudo, conforme apresentado na TABELA 1. O cálculo do valor da indutância L_k foi realizado com base na Equação 4. A utilização de um baixo valor de indutância L_k permite minimizar o armazenamento de energia nessa parte do circuito, contribuindo para a elevação eficiência do circuito. Isso ocorre porque a energia armazenada em L_k é efetivamente transferida para o lado secundário do transformador. Adicionalmente, a redução da indutância diminui a probabilidade de ocorrência de picos e correntes de pico associadas a esse fenômeno, os quais podem gerar interferências eletromagnéticas e aumentar a dissipação térmica no

componente. Dessa forma, são mitigados os impactos negativos tanto em termos de eficiência quanto de desempenho térmico.

De acordo com o material TIDA-010054 da Texas Instruments, o valor do capacitor de saída do DAB é apresentado na equação 13.

$$C_o = \frac{100}{4\pi^2 f_s L_s} = \frac{100}{4\pi^2 \times 100 \times 10^3 \times 1,5 \times 100^{-6}} \rightarrow C_o \cong 170 \mu F \quad (13)$$

Onde f_s é a frequência de chaveamento.

4.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

No intuito de validar os conceitos acerca do conversor apresentado, uma simulação com ele é realizada na ferramenta PLECS. A escolha do software PLECS para realizar a simulação do circuito deve-se a vários fatores, como rapidez na simulação, capacidade de simular no domínio Z, confiabilidade nos modelos dos componentes, biblioteca abrangente e eficiência dos algoritmos.

Os parâmetros dos componentes, calculados na seção anterior. Foi adicionado um capacitor de 1,2, mF na saída do primeiro estágio de conversão no intuito de ter uma tensão estável e baixo ripple. Foi inserida os valores de resistência R_{ds} nos MOSFETs para que a simulação alcance um resultado mais próximo de um resultado experimental. O circuito simulado no software PLECS está no Apêndice C e a TABELA 1 apresenta as especificações da simulação.

TABELA 1 - ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO DO CONVERSOR

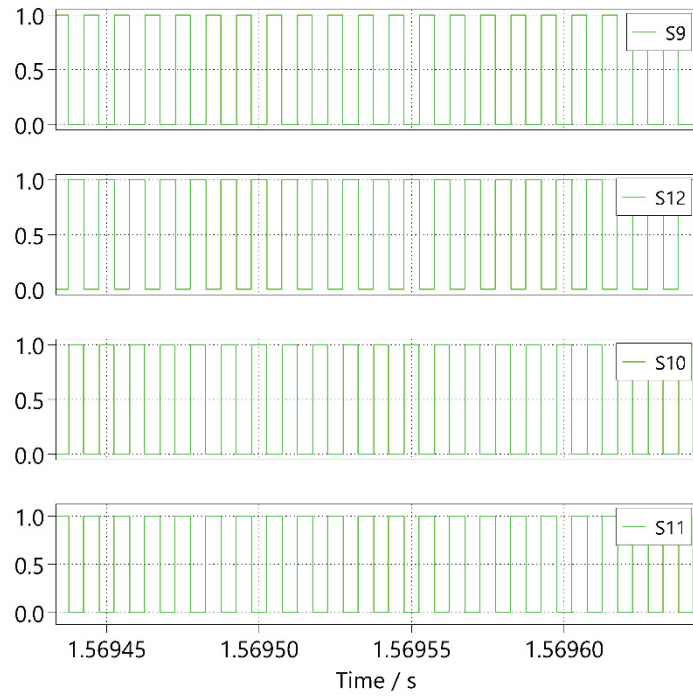
Item	Parâmetros	Simbologia	Valor e grandeza
1	Tensão de entrada	Vin	28,8 Vcc
2	Tensão de saída no 1° estágio	Vout1	57,6 Vcc
3	Tensão de saída no 2° estágio	Vout2	700 Vcc
4	Corrente na saída do 2° estágio	Io	2,85 A
5	Razão cíclica máxima nos interruptores	Dmax	0,5
	Resistência dos MOSFETS	Rds	0.0017 Ω
6	Frequência de comutação dos interruptores	fs	100 kHz
7	Indutância de dispersão	Ides	1x10 ⁻⁹ H
8	Indutância de magnetização	Imag	19x10 ⁻⁶ H
9	Resistência da carga	R	254 Ω
10	Potência de saída	Po	2 kW

FONTE: O autor (2024).

O primeiro resultado da simulação pode ser consultado na FIGURA 32. Pode-se destacar que os interruptores de braço operam complementarmente e os braços entre si operam intercaladamente, da maneira apresentada em sessão anterior.

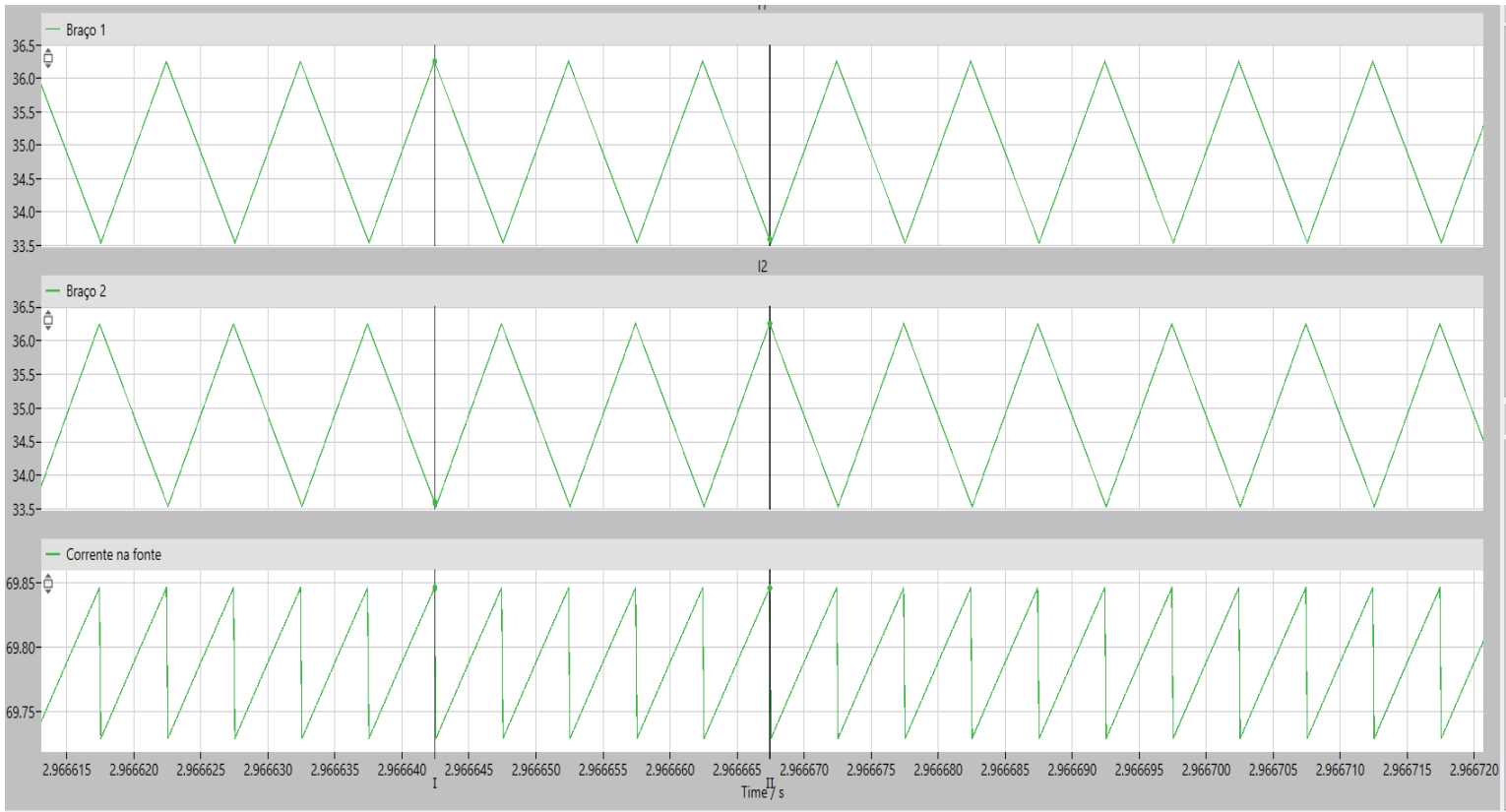
O resultado da simulação exibe as medições de corrente realizadas em série com os indutores L_1 e L_2 , o ciclo de trabalho nos interruptores do boost interleaved está em 0,5, os braços desta etapa de conversão de tensão estão defasados em 180°. A partir disso, verifica-se que as correntes I_1 e I_2 tendem a cancelar a corrente de ripple na fonte. Por conseguinte, verifica-se que a corrente média na fonte é de aproximadamente 69 A, com uma variação entre 69,72 A e 69,84 A. Esses dados podem ser consultados na FIGURA 33, que demonstra um ripple de corrente na fonte da ordem de 0,25%, corroborando uma das premissas deste estudo. Adicionalmente, a FIGURA 32 ilustra as curvas obtidas a partir da simulação, relacionadas aos pulsos de acionamento dos *gates* no conversor *boost interleaved*.

FIGURA 32 - PULSOS DE PWM NOS INTERRUPTORES DO BOOST INTERLEAVED






FONTE: O autor (2025).

FIGURA 33 - MEDIÇÕES DE CORRENTE NO BOOST INTERLEAVED



a) Medições

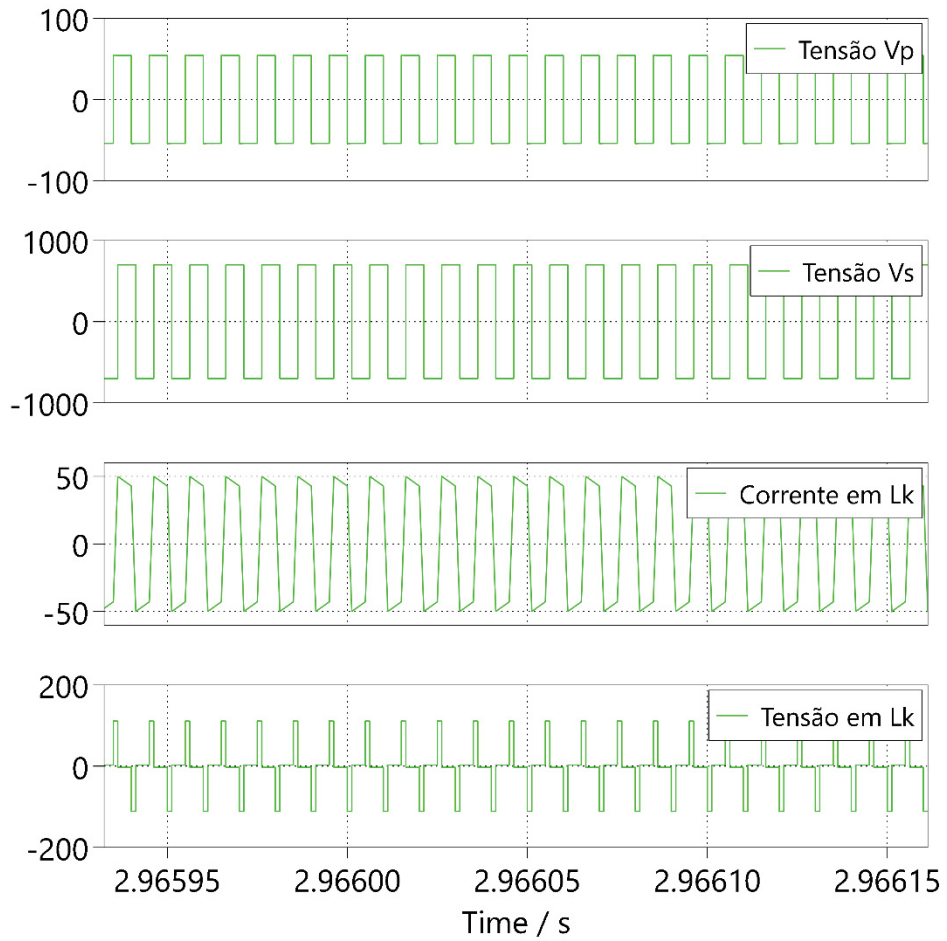
Data						
Name		Cursor 1	Cursor 2	Min	Max	Mean
Time		2.96664	2.96667			
∨ I1	<input checked="" type="checkbox"/>					
Braço 1	 <input checked="" type="checkbox"/>	36.2513	33.595	33.5365	36.2513	34.8998
∨ I2	<input checked="" type="checkbox"/>					
Braço 2	 <input checked="" type="checkbox"/>	33.5951	36.2514	33.5366	36.2514	34.8883
∨ Plot 3	<input checked="" type="checkbox"/>					
Corrente na fonte	 <input checked="" type="checkbox"/>	69.8464	69.8464	69.7294	69.8464	69.7881

b) Valores detalhados

FONTE: O autor (2025).

Na segunda etapa de conversão de tensão, busca-se validar o valor da tensão de saída, corrente que percorre o indutor em série com o transformador, tensão sobre o mesmo indutor, as tensões nas pontes H, e a modulação *phase shift*, ilustradas na FIGURA 34.

FIGURA 34 - PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA NO DAB



a) Medições

Data							
Name		Cursor 1	Cursor 2	Min	Max	Mean	RMS
Time		2.96601	2.96606				
▼ Plot 1	<input checked="" type="checkbox"/>						
Tensão Vp	<input checked="" type="checkbox"/>	54.1684	-54.1684	-54.4513	54.4513	2.45862	54.1998
▼ Plot 2	<input checked="" type="checkbox"/>						
Tensão Vs	<input checked="" type="checkbox"/>	-700.313	700.313	-700.384	700.384	63.6693	700.363
▼ Plot 3	<input checked="" type="checkbox"/>						
Corrente em Lk	<input checked="" type="checkbox"/>	49.912	-49.912	-49.912	49.912	3.07981	42.392
▼ Plot 4	<input checked="" type="checkbox"/>						
Tensão em Lk	<input checked="" type="checkbox"/>	111.099	-111.099	-111.388	111.388	-2.72224	55.6763

b) Valores detalhados

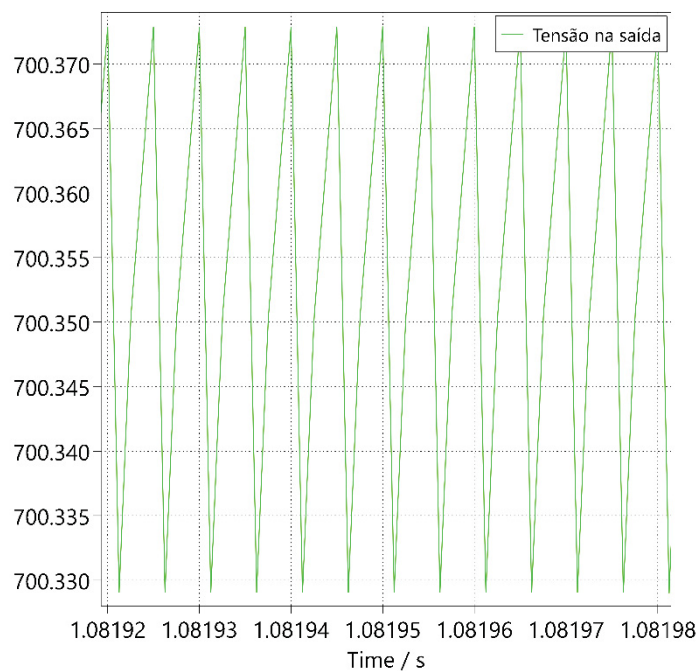
FONTE: O autor (2025).

A modulação utilizada no DAB da simulação foi a SPS devido à agilidade em sua implementação. A FIGURA 34 apresenta as formas de onda esperadas para a modulação SPS, vale destacar a grande oscilação de corrente no indutor em série

com o transformador e o seu pico de corrente. Grandes picos de corrente no indutor de dispersão reduzem a eficiência do conversor.

Para finalizar, apresenta-se a curva da tensão de saída do conversor CC-CC, a forma de onda no barramento de alta tensão CC de 700 V. Além disso, a simulação apresenta uma tensão estabilizada, mesmo esta etapa operando em malha aberta, conforme FIGURA 35.

FIGURA 35 - FORMA DE ONDA DA TENSÃO DE SAÍDA DO CONVERSOR



FONTE: O autor (2025).

Com base na FIGURA 35, observa-se que a tensão de saída do conversor atingiu o valor esperado de 700 V. Vale salientar que a tensão se caracteriza pela estabilidade, mesmo com a capacitância de saída ser somente de 100 μF . Isso ocorre devido a uma das características do DAB, que é a manutenção da estabilidade da tensão de saída por meio do controle do fluxo de potência. O ângulo de defasagem entre as pontes H foi de 45° , com o objetivo de reduzir a corrente de pico no indutor do DAB. Além disso, como citado neste trabalho, recomenda-se que o maior ângulo de defasagem entre as pontes H na modulação SPS seja 90° para uma maior transferência de potência. No entanto, quanto maior o ângulo de defasagem entre as pontes H, maior será a corrente de pico no indutor do DAB, acarretando uma menor eficiência no conversor.

Por fim, para assegurar que a razão cíclica dos interruptores do boost interleaved permanecesse fixa em 50% e as correntes de ripple nos braços do conversor se cancelassem, foi necessário garantir que a tensão na saída do conversor *boost interleaved* fosse o dobro da tensão da fonte de alimentação. O DAB desempenhou o papel de manter a tensão de saída do conversor *boost interleaved* estável, ajustando o ângulo de *phase-shift*, fixado em 45° . Esse ajuste no ângulo de *phase-shift* regula a potência fornecida à carga.

5 DESENVOLVIMENTO

Neste capítulo será apresentado o projeto do conversor CC-CC e seu sistema de controle. O projeto foi feito baseado na simulação efetuada no capítulo 4. O projeto do conversor possui malha de controle de corrente no primeiro estágio de conversão de tensão. O projeto do conversor CC-CC foi feito baseado nas especificações apresentadas na TABELA 2.

TABELA 2 - ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO

Item	Descrição da Grandeza	Valor
1	Potência de saída	2 kW
2	Tensão de entrada	28,8 V
3	Tensão de saída	700 V
4	Frequência de comutação	100 kHz
5	Máxima corrente da fonte	35 A

FONTE: O autor (2025).

5.1 PROJETO FÍSICO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS

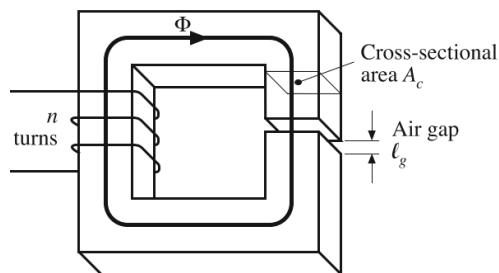
Foram utilizados três dispositivos magnéticos neste trabalho: transformador e indutores iguais no boost interleaved. Nos apêndices A e B estão os projetos físicos dos indutores e do transformador utilizados no conversor CC-CC.

Para a elaboração do projeto físico de indutores, as condições iniciais consideradas são tensões na entrada e saída do conversor, corrente de saída e frequência de chaveamento dos interruptores. A densidade de fluxo magnético máxima considerada é no valor de 0,25 T, respeitando o valor de saturação do ferrite que é de 0,3 T. A metodologia da escolha do núcleo neste trabalho é o método de cálculo do Kg. A partir disso, é possível escolher qual a dimensão do núcleo e suas

respectivas características de construção. São utilizados dois indutores de mesma característica física e mesma capacidade de corrente, 35A. A metodologia do projeto físico dos indutores pode ser consultada no Apêndice A.

Após a escolha do núcleo de ferrite para os indutores do primeiro estágio de conversão, deve-se partir para o processo de montagem. Nesta etapa, algumas variáveis são importantes, por exemplo: área do condutor esmaltado, quantidade de condutores utilizados, janela de utilização, área da seção do material, entreferro e número de voltas dos condutores. Pode-se apontar como parâmetros importantes que devem ser considerados na montagem de elementos magnéticos: a área do condutor de cobre esmaltado, o número de voltas e a quantidade desses condutores utilizados em paralelo. Essas características atingem diretamente a janela de utilização, que pode ser um fator impeditivo na montagem. Algumas das características citadas podem ser observadas na FIGURA 36.

FIGURA 36 - GEOMETRIA GENÉRICA DE UM INDUTOR



FONTE: (Erickson; Maksimovic, 2021).

Os parâmetros elétricos dos indutores utilizados na primeira etapa do conversor de tensão CC-CC, podem ser consultados na TABELA 3.

TABELA 3 - PARÂMETROS ELÉTRICOS DOS INDUTORES NO CONVERSOR

Item	Parâmetros	Simbologia	Valor e grandeza
1	Indutância	L	56 μ H
2	Frequência de comutação dos interruptores	fs	100 kHz
3	Corrente de pico	l _{pk}	36,29 A
4	Corrente RMS	l _{rms}	35 A
5	Densidade de fluxo eletromagnético	B _{max}	0,25 T
6	Perdas no cobre	P _{cu}	21,40 W

FONTE: O autor (2025).

O núcleo de ferrite escolhido foi o ETD-54. Os parâmetros físicos dos indutores são apresentados na TABELA 4.

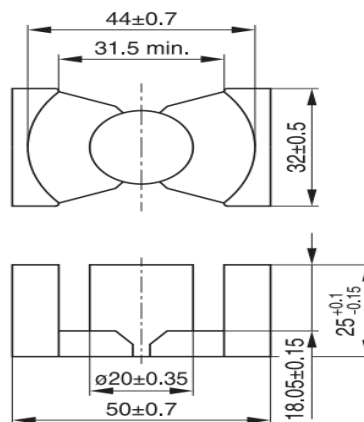
TABELA 4 - PARÂMETROS DO PROJETO FÍSICO DOS INDUTORES

Item	Parâmetros	Simbologia	Valor e grandeza
1	Constante geométrica	Kg	1,2075 cm ⁵
2	Número de espiras	N	29 espiras
3	Bitola do condutor	AWG	26
4	Resistência do condutor dos enrolamentos	R	0,015736 Ω

FONTE: O autor (2025).

A metodologia de projeto do transformador utilizada no segundo estágio de conversão de tensão do conversor baseia-se no cálculo da dimensão do núcleo, ou seja, na metodologia do cálculo do Kg. O núcleo escolhido para o transformador do DAB foi do tipo PQ, conforme pode ser consultado na FIGURA 37.

FIGURA 37 - NÚCLEO DE FERRITE DO TIPO PQ



Fonte: Datasheet PQ 50/50 (2017).

Este tipo de núcleo oferece uma relação otimizada entre volume e área de enrolamento, reduzindo a dimensão do núcleo. Aumenta a capacidade de transferência de potência, ocupando menos espaço em uma placa de circuito impresso. Sua geometria possibilita maior densidade de fluxo magnético, maiores indutâncias, maiores potências e maior resistência térmica. Os núcleos tipo PQ são concebidos especificamente para aplicações em conversores chaveados. Sua geometria é otimizada para transferir energia com dimensões e pesos reduzidos.

Maiores núcleos de ferrite possibilitam uma maior indutância de magnetização do transformador, o que pode aumentar a capacidade de transferência de potência. Porém, isso pode reduzir a eficiência devido ao processo contínuo de magnetização e desmagnetização, aumentando as perdas no núcleo na forma de calor, perdas por histerese e correntes parasitas. O projeto físico detalhado do núcleo do transformador, pode ser encontrado no Apêndice B.

5.2 INTERRUPTORES UTILIZADOS NO CONVERSOR CC-CC

Os interruptores selecionados são MOSFETs com baixo RDS (*Resistance Drain Source*), isso visa aumentar a eficiência do conversor. O escolhido para o lado de baixa tensão é o IPT017N12NM6ATMA1 do fabricante INFINEON, suas principais características estão na TABELA 5:

TABELA 5 - PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO INTERRUPTOR IPT017N12NM6ATMA1

Item	Características	Valor
1	Tensão dreno-fonte	120 V
2	Valor eficaz de corrente ($V_{gs} = 10V$), ($100^{\circ}C$)	234 A
3	Resistência dreno-fonte ($V_{gs} = 10V$)	1,46 m Ω
4	Tempo de subida	17 ns
5	Tempo de descida	19 ns
6	Capacitância de saída	2400 pF
7	Junção de resistência térmica	0,38 $^{\circ}C/W$

FONTE: O autor (2025).

O tempo total de comutação para reduzir as perdas considerando o tempo de atraso, é cerca de 89 ns. Maiores frequências de comutação possibilitam menores valores e tamanhos de indutância e capacitância de filtro no conversor.

Além disso, o interruptor suporta condução máxima de 120V e 331A. Quando o MOSFET está conduzindo, ele dissipa potência devido ao RDS. A partir das equações de potência e 6-28 em Hart (2012, p. 215-216) para cálculo da corrente no indutor. Logo, de acordo Erickson e Maksimovic (2021, p.60) para calcular a corrente rms no interruptor está ilustrado na equação 14:

$$i_{sw} = (1,00167) \times i_L \times \sqrt{D} = 49,10 \text{ A rms} \quad (14)$$

Logo sua máxima perda por condução no primeiro estágio de conversão é calculada pela expressão 15.

$$P_{cond} = R_{DS} I_{rms}^2 = 1,7 \times 10^{-3} \times (49,10^2) \rightarrow P_{cond} = 4,0992 W \quad (15)$$

Outra variável de perda que deve ser avaliada ao selecionar de um MOSFET é a perda por comutação. No caso do interruptor em análise, parte-se inicialmente da consulta ao datasheet para determinar o valor da capacitância de saída do componente. Para uma tensão de *dreno-source* de 60 V, o valor é especificado da capacitância é de 2400 pF. Com essa informação, é possível calcular a energia armazenada na capacitância de saída, por meio da equação 16:

$$E_{oss} = \frac{1}{2} C_{oss} V^2 = \frac{1}{2} 2400 \times 10^{-12} 60^2 \rightarrow E_{oss} = 4,32 \mu J \text{ por ciclo} \quad (16)$$

A partir do valor obtido é possível calcular a perda por comutação pela expressão 17.

$$P_{com} = E_{oss} f_s = 4,32 \mu J \times 100 \times 10^3 \rightarrow P_{com} = 0,432 W \quad (17)$$

f_s é a frequência de comutação.

Logo, somando as perdas calculadas, cada interruptor do *boost Interleaved* terá uma dissipação de potência em torno de 4,5312 W, totalizando uma dissipação máxima nos interruptores do primeiro estágio de conversão de tensão de aproximadamente 18,1248 W.

Visando uma aplicação de alta tensão, o barramento CC-CC de 700V, é necessário que o interruptor escolhido possua elevada capacidade de tensão. Além disso, busca-se alta eficiência no conversor; o modelo dos interruptores a ser utilizado na segunda etapa de conversão é o G3R40MT12J. Suas principais características são apresentadas na tabela 6:

TABELA 6 - PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO INTERRUPTOR G3R40MT12J

Item	Características	Valor
1	Tensão dreno-fonte	1200 V
2	Valor eficaz de corrente ($V_{gs} = 15V$), ($100^{\circ}C$)	47 A
3	Resistência dreno-fonte ($V_{gs} = 10V$)	40 m Ω
4	Tempo de subida	15 ns
5	Tempo de descida	10 ns
6	Capacitância de saída	88 pF
7	Junção de resistência térmica	0,45° C/W

FONTE: O autor (2025).

Este interruptor é um mosfet tipo Silicon Carbide (SiC). O semicondutor de carbeto de silício possui algumas vantagens em relação ao silício convencional. Ele suporta temperaturas mais elevadas, maior capacidade de dissipação térmica por área, suporta maiores tensões e frequências de comutação. Essas características permitem que esses dispositivos operem em condições mais adversas do que interruptores de silício.

O método para calcular as perdas nos interruptores é o mesmo utilizado no lado de baixa tensão. No entanto, E_{oss} pode ser retirado diretamente do gráfico da Figura 12 no datasheet do fabricante, E_{oss} é 28 μ J por ciclo e a corrente I_{rms} a partir da simulação. O cálculo da corrente rms que circula pelos interruptores foi realizado no software matlab e está no apêndice E. A perda por condução do MOSFET G3R40MT12J é apresentada na equação 18.

$$P_{cond} = R_{DS} I_{RMS}^2 = 40 \times 10^{-3} \times (1,7952^2) \rightarrow P_{cond} = 0,1289 \text{ W por chave} \quad (18)$$

As perdas por condução em cada interruptor do lado de alta é de 0,76 mW

A perda por comutação é expressa pela expressão 19.

$$P_{com} = E_{oss} f_s = 28\mu J \times 100^3 \rightarrow P_{com} = 2,8 \text{ W por chave} \quad (19)$$

Estima-se uma dissipação de potência por meio dos interruptores no lado de alta tensão de 11,20 W. A partir dos valores apresentados, a dissipação máxima em todos os interruptores será aproximadamente 22,91 W, o que corresponde a 1,14% da potência nominal do sistema.

5.3 MICROCONTROLADOR E CONDICIONAMENTO DE SINAIS

O Digital Signal Processing (DSP) utilizado no projeto para gerenciar o conversor CC-CC é o TMS320F28379, dispositivo desenvolvido pela Texas Instruments. Os módulos a serem utilizados do dispositivo serão os conversores analógico digitais, as saídas I/O e geradores de sinal Pulse Width Modulation (PWM). O condicionamento de sinais é realizado via circuito analógico e será apresentado no decorrer do texto.

5.3.1 Microcontrolador

O gerenciamento da operação do conversor CC-CC é desempenhado pelo DPS TMS320F28379D, as características do referido MCU é apresentada na TABELA 7.

TABELA 7 - CARACTERÍSTICAS DO DSP

Item	Parâmetros	Informações
1	Microcontrolador	TMS320F28379D
2	Alimentação	3,3V
3	Frequência máxima do MCU	200 MHz
4	Número de bits do MCU	32
5	Resolução do ADC	12-16 bits
6	Faixa do ADC	0-3,3V
7	RAM (kbyte)	204
8	Comunicação	SPI, I2C, UART e CAN
9	PWM	24
10	Resolução do PWM	12

FONTE: Datasheet TMS320F28379D (2024).

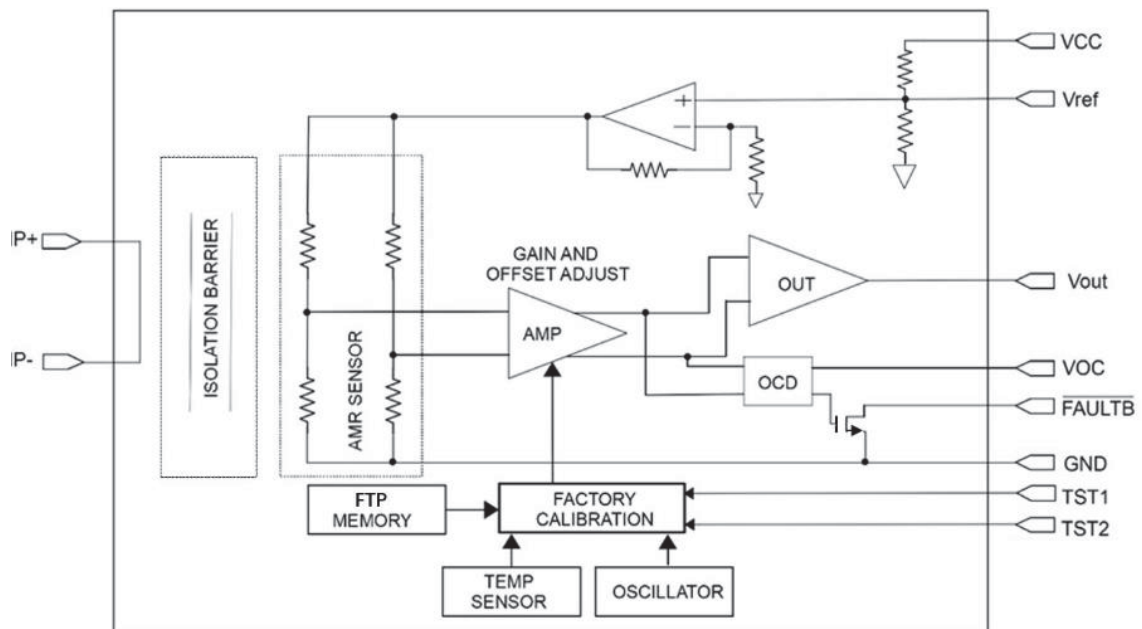
O ambiente de desenvolvimento do firmware utilizado no controle do conversor CC-CC foi o Code Composer Studio, software desenvolvido pela Texas Instruments.

5.3.2 Sensor de corrente e circuito de condicionamento

Para a realização do controle de corrente no primeiro estágio de conversão de tensão, é necessária a aquisição dos sinais dos sensores de corrente em cada braço do boost interleaved. Cada sensor de corrente está posicionado em série com o indutor. Um circuito de condicionamento é inserido entre a saída do sensor de corrente e a entrada Analog-to-Digital Converter (ADC) do MCU.

Optou-se por um sensor de corrente isolado, pois esse tipo de sensor pode prevenir interferências eletromagnéticas e proporcionar maior segurança na aquisição do sinal pelo MCU. Outros dois aspectos importantes para a escolha do sensor de corrente isolado neste trabalho são a não utilização de resistor shunt e a dispensa de fonte de alimentação para o sensor. A alimentação do dispositivo é em 3,3 V somente do lado de saída do sensor. O sensor de corrente escolhido é o MCA 1101-50-3 desenvolvido pela empresa Aceinna, na FIGURA 38 apresenta a estrutura interna resumida do dispositivo.

FIGURA 38 - DIAGRAMA DE BLOCO DO SENSOR MCA 1101-20-3



FONTE: Datasheet ACEINNA (2024)

O dispositivo possui uma saída de tensão com faixa de 0 V a 2,8 V. Após esse pino, conecta-se o circuito de condicionamento. As especificações do sensor de corrente apresentado podem ser verificadas na TABELA 8.

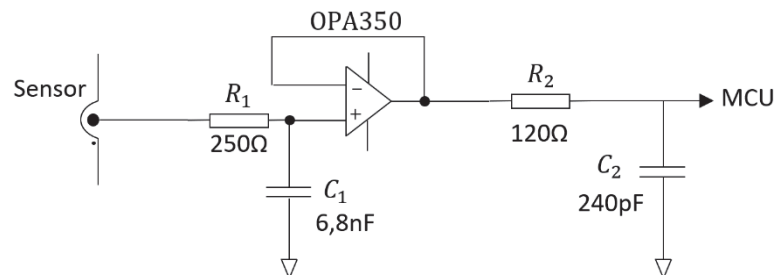
TABELA 8 - CARACTERÍSTICAS DO SENSOR MCA 1101-50-3

Item	Parâmetros	Valor
1	Corrente Nominal	50 A
2	Alimentação	3,3V
3	Exatidão	0,6%
4	Rigidez Dielétrica de Tensão	4,8 kV
5	Banda Passante	1,5 MHz

FONTE: Datasheet Aceinna (2024).

O circuito de condicionamento do sensor de corrente, juntamente com o circuito de filtragem, está ilustrado na FIGURA 39. Como mostrado, não é necessário utilizar um resistor em série no ponto de medição, evitando uma queda de tensão sobre um resistor. Acarretando uma simplificação dos componentes eletrônicos e menor dissipação de potência, proporcionando maior eficiência ao processo de medição. O circuito de condicionamento do sensor de corrente que conecta-se à saída do sensor MCA 1101-50-3, é ilustrado na FIGURA 39.

FIGURA 39 - CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DO SENSOR DE CORRENTE



FONTE: O autor (2025).

Os componentes R_1 e C_1 formam um filtro RC passa-baixa, responsável por filtrar componentes de alta frequência; o amplificador operacional atua como buffer e, por fim, os componentes R_2 e C_2 são responsáveis pelo casamento de impedância com a entrada analógica-digital do MCU. Por meio do software Analog Engineer's Calculator, desenvolvido pela Texas Instruments, foram encontrados os valores de R e C do casamento de impedância. Na aquisição de sinais amostrados pelos canais Analógico-Digital do microcontrolador, a frequência de amostragem adotada é de 100 kHz.

Após os processos de medição e condicionamento do sinal de corrente, o microcontrolador realiza a aquisição deste sinal por meio do pino com função

analógico-digital. Segundo o datasheet da Texas Instruments, o conversor analógico-digital desse dispositivo é do tipo registrador de aproximação sucessiva, oriundo da expressão em inglês *Successive Approximation Register* (SAR), com resolução selecionável de 12 ou 16 bits. ADCs com registrador de aproximação sucessiva apresentam alta velocidade de aquisição, conversão, eficiência energética e resolução. Esse tipo de ADC destaca-se pela característica de possuir um algoritmo de aproximação que estima uma determinada tensão analógica em um sinal digital. A resolução do ADC adotada para este estudo é de 12 bits.

5.4 PROJETO DO COMPENSADOR DE CORRENTE NO PRIMEIRO ESTÁGIO DE CONVERSOR

No primeiro estágio do conversor CC-CC, utilizou-se o controle de corrente para alcançar a estabilidade. Empregou-se uma malha de controle de corrente para cada braço do conversor boost interleaved; a metodologia de projeto do compensador utilizada foi o fator k oriunda de (VENABLE, 1983).

A etapa inicial consiste em determinar a função de transferência do primeiro estágio de conversão de tensão. A função de transferência da malha de controle de corrente do conversor *boost* é descrita no apêndice D e representada na equação 20.

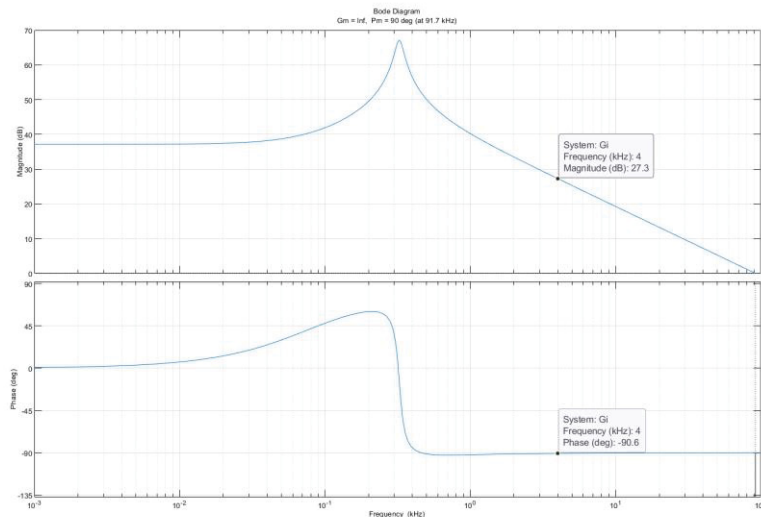
$$G_i(s) = \frac{\frac{V_{in} \times s}{L} + \left(\frac{2 \times V_{in}}{R \times L \times C} \right)}{s^2 + \frac{s}{R \times C} + \frac{(1 - D_{max})^2}{L \times C}} \quad (20)$$

O projeto do compensador de corrente baseia-se na definição da frequência de cruzamento (f_c) e na obtenção da margem de fase no valor desejado. Com os valores fornecidos na TABELA 1 e na TABELA 3 na seção 4.1.3, ao substituí-los na equação 20, obtém-se a função de transferência atualizada. Essa função foi gerada utilizando o software Matlab e é apresentada em (21):

$$G_i(s) = \frac{576 \times 10^3 s + 2,997 \times 10^8}{s^2 + 260,1s + 4,167 \times 10^6} \quad (21)$$

Dessa forma, podemos apresentar a resposta em frequência do sistema por meio do diagrama de Bode da função de transferência apresentada, ilustrada na FIGURA 40.

FIGURA 40 - DIAGRAMA DE BODE DO PRIMEIRO ESTÁGIO DO CONVERSOR



FONTE: O Autor (2025).

A frequência de comutação dos interruptores neste projeto foi fixada em 100 kHz. A próxima etapa é definir a frequência de cruzamento, que foi fixada como 1/25 da frequência de comutação dos interruptores. Assim, a frequência de cruzamento foi estabelecida no valor de 4 kHz.

Na terceira etapa do projeto, é preciso definir se o compensador será do tipo II ou tipo III. Logo, é necessário calcular o valor do avanço ($\phi_{\text{avanço}}$), que, a partir do gráfico, foi obtido o valor de $60,6^\circ$ para uma margem de fase desejada de 60° . Verifica-se que será necessária a utilização do compensador tipo II. A quarta etapa é determinar, a partir do gráfico o valor da fase na frequência de cruzamento, que é $-90,6^\circ$, e o ganho correspondente de 19,2 dB. Convertendo o ganho em amplitude, temos:

$$G_{\text{planta}} = 10^{27,3\text{db}/20} \rightarrow G_{\text{planta}} = 23,1739 \quad (22)$$

A quinta etapa do método é calcular o ganho da malha de realimentação de corrente H_i , através da equação:

$$H_i = g_s \times g_{mod} \times k_{ad} \quad (23)$$

Onde,

g_s = ganho do sensor, 0,06;

g_{mod} = ganho do PWM, $1/250 = 0,004$;

k_{ad} = ganho do ADC a 12 bits do microcontrolador, $(2^{12})/3 = 1,3653 \times 10^3$.

A função de transferência de malha fechada simplificada é:

$$G_{ph} = \frac{1}{(G_{planta} \times H_i)} \quad (24)$$

O valor o fator K é:

$$K = \tan\left(\frac{F_{comp}}{2} + \frac{180}{4}\right) \rightarrow K = 3,7848 \quad (25)$$

A frequência do zero e polo respectivamente:

$$f_z = \frac{f_c}{K} \rightarrow f_c = 1056,8 \text{ Hz} \quad (26)$$

$$f_p = f_c \times K \rightarrow f_p = 15139 \text{ Hz} \quad (27)$$

O ganho do compensador:

$$k_c = G_{ph} \times 2 \times \pi \times f_z \rightarrow k_c = 874,46 \quad (28)$$

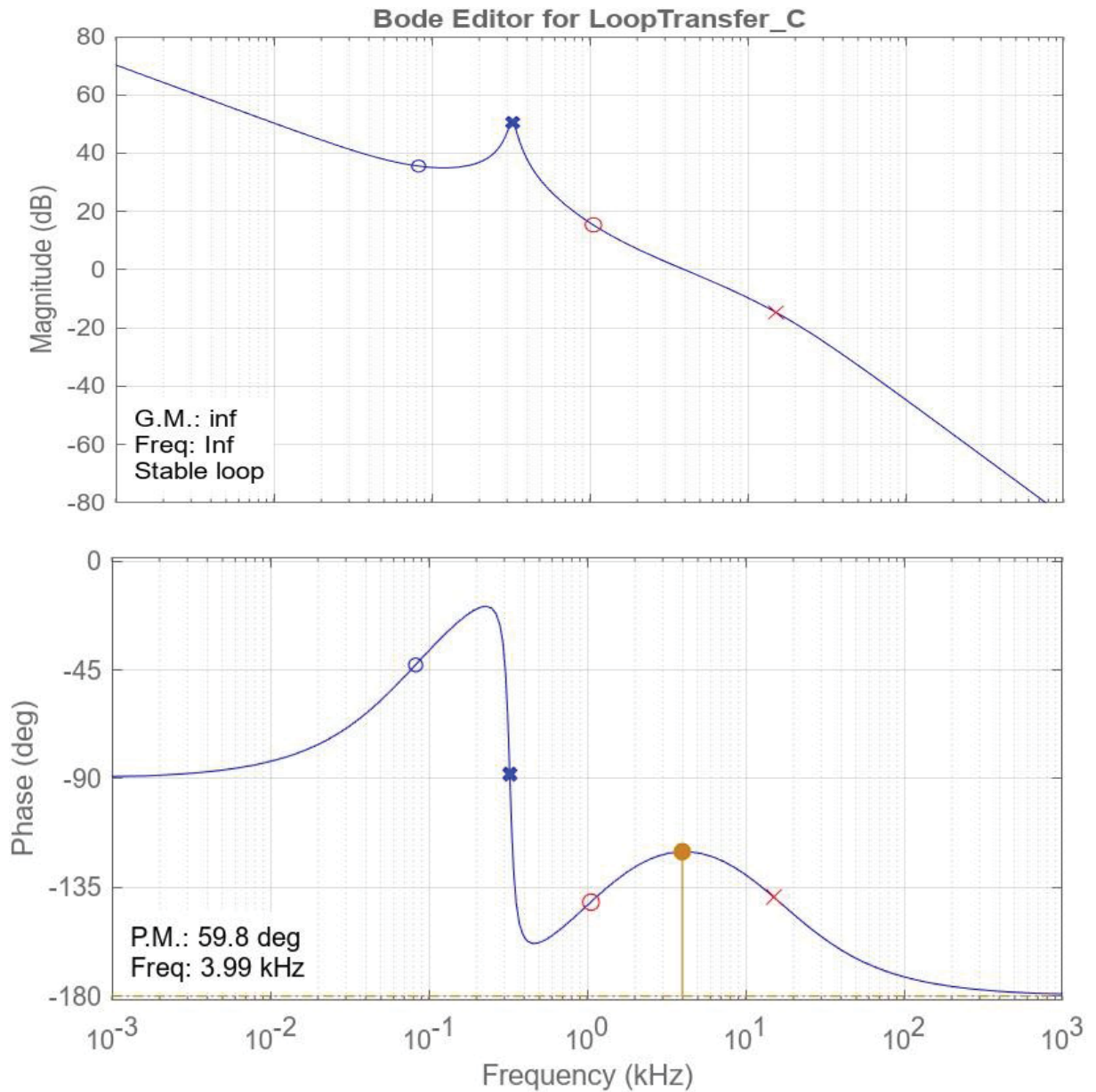
A função de transferência do circuito já compensada é:

$$C_i(s) = \frac{0,1317s + 874,5}{1,051 \times 10^{-5}s^2 + s} \quad (29)$$

No entanto, para possibilitar a implementação do compensador no microcontrolador com uma frequência de amostragem de 100 kHz, torna-se essencial realizar a discretização da função de transferência compensada. Logo, ao empregar o comando `tustin` no matlab, obtém-se a função discretizada correspondente em 30:

$$C_i(z) = \frac{0,333z^2 + 0,0214z - 0,3116}{z^2 - 1,355z + 0,3554} \quad (30)$$

FIGURA 41 - GRÁFICO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA COMPENSADA



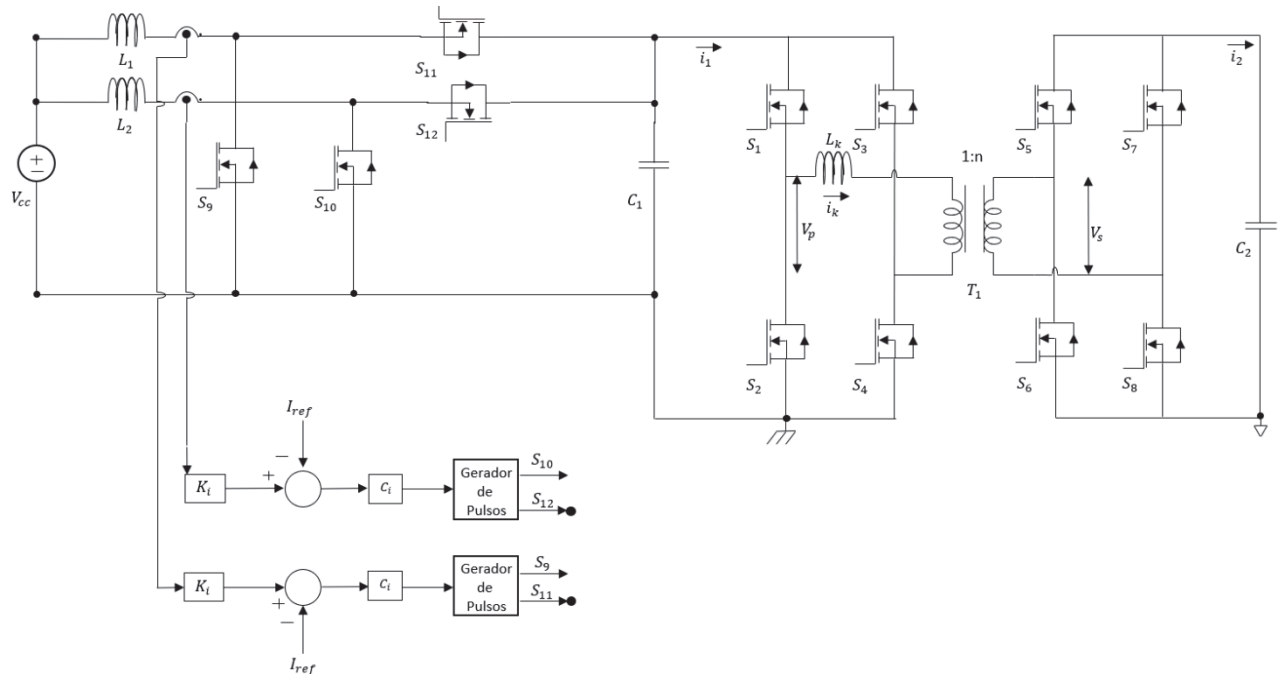
FONTE: O autor (2025).

Os sensores de corrente realizam a aquisição dos sinais e, a partir desses sinais, o controle é implementado no microcontrolador, que, por sua vez, aciona os interruptores. Dessa forma, as correntes em cada braço do boost interleaved permanecem equalizadas, buscando-se uma corrente de ripple na fonte próxima de 0 A.

A interconexão entre os dois estágios de conversão de tensão ocorre por meio do capacitor C_1 , cuja função é desacoplar esses estágios de conversão de tensão. O DAB opera em malha aberta e o controle do fluxo de potência é feito pela modulação

SPS. A FIGURA 42 apresenta o circuito completo do conversor CC-CC com a malha de controle de corrente inserida no primeiro estágio de conversão de tensão.

FIGURA 42 - MALHA DE CONTROLE NA SAÍDA DO CONVERSOR



FONTE: O autor (2025).

5.5 PROJETO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO E INFORMAÇÕES COMPLEMENTARES

Para este projeto, foi desenvolvida uma placa de circuito impresso com dimensões 35,57 x 24,63 cm, 4 camadas de 2 Ounces de espessura e 517 componentes.

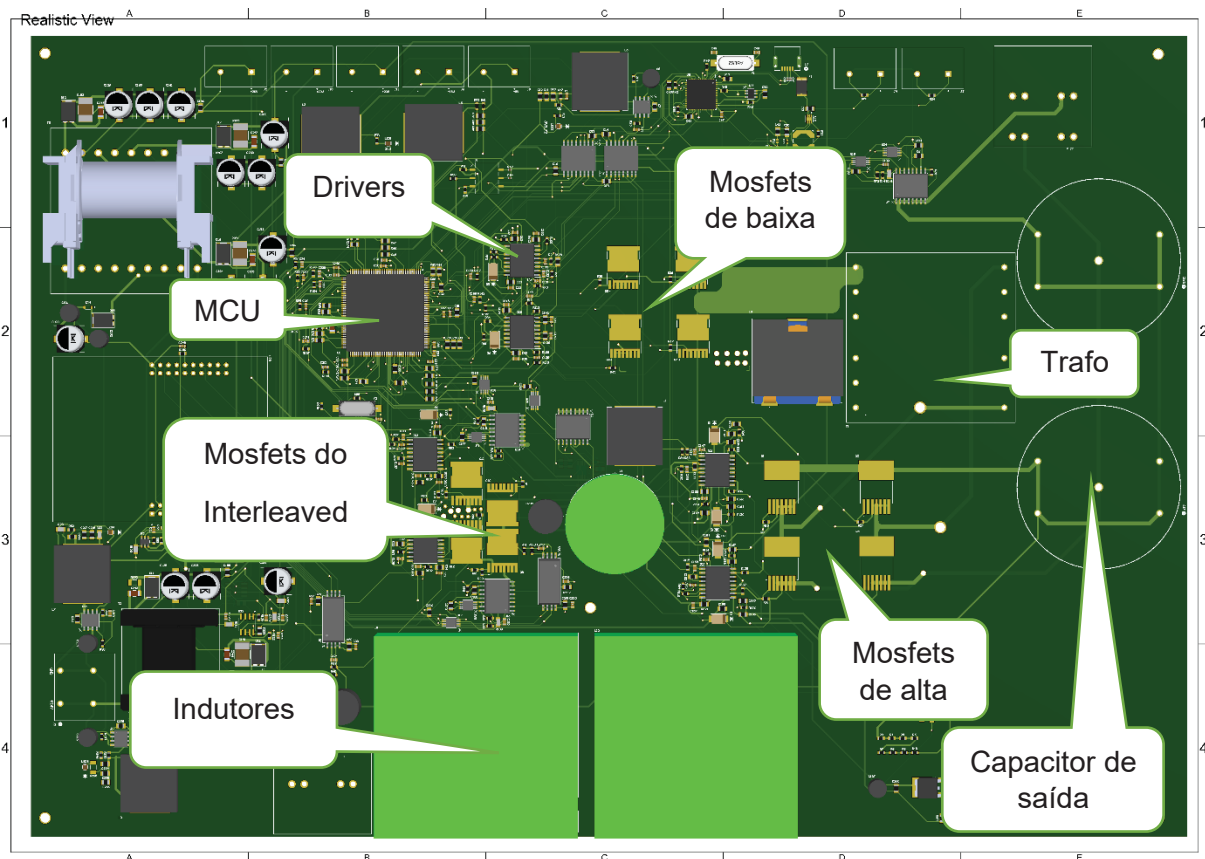
Neste trabalho, foi necessário utilizar uma fonte auxiliar comercial utilizada tem como característica de 127 Vca na entrada e em sua saída fornece 5 Vcc. Além disso, três fontes auxiliares, cada uma possuindo como característica a tensão na entrada 127 Vca e em sua saída a tensão de 24 V, foram utilizadas para alimentar drivers dos interruptores no lado de alta. E por fim, um conversor buck foi implementado diretamente na PCB com tensão de saída de 3,3 V para alimentar o MCU, sensores de corrente e circuitos integrados dos condicionadores de sinal.

Para acionar os interruptores, optou-se pelo uso de seis circuitos de comando comercial modelo NCP51561, do fabricante Onsemi, com as seguintes características:

- Possibilidade de acionar dois interruptores;
- Isolação entre o comando e potência;
- Rise Time de 19 ns;
- Fall Time de 19 ns;
- Isolação galvânica de 5 kVrms;
- Pode acionar interruptores com tensão entre dreno e source de até 1500V.

Foi desenvolvida uma placa de circuito impresso deste trabalho, sua perspectiva superior é ilustrada na FIGURA 43.

FIGURA 43 - PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO DO PROJETO



FONTE: O autor (2025).

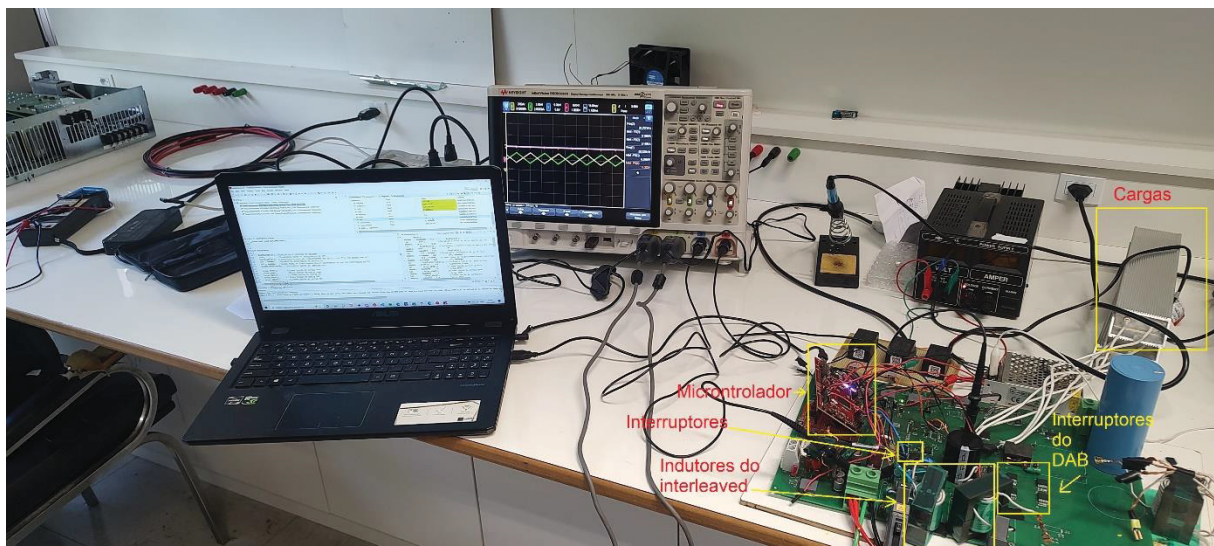
6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nos capítulos anteriores, foram apresentadas as análises da topologia do conversor CC-CC proposto, do funcionamento e das modulações da etapa do DAB. Nesse sentido, será abordado o funcionamento do conversor em etapas distintas. Ou seja, na primeira parte da análise, será apresentado o conversor boost interleaved com malha de controle de corrente, e posteriormente será apresentado o conversor DAB operando com a modulação SPS. Dessa forma, este capítulo tem como objetivo apresentar o protótipo do conversor CC-CC com os interruptores operando na frequência de 100 kHz, no intuito de validar as análises teóricas realizadas anteriormente.

6.1 PROTÓTIPO

A FIGURA 44 apresenta o protótipo desenvolvido e implementado para análise da corrente de ripple na fonte e ganho de tensão por meio do DAB, alimentando uma carga na saída do conversor CC de $5,33 \Omega$ composta por três resistores de 16Ω e $1000 W$ conectados em paralelo na saída do conversor.

FIGURA 44 - FOTO DO PROTÓTIPO DO CONVERSOR CC-CC



FONTE: O autor (2025).

O protótipo é composto pelo circuito do conversor CC, circuitos de aquisição, circuitos de acionamento dos MOSFETs, fontes de alimentação e o microcontrolador.

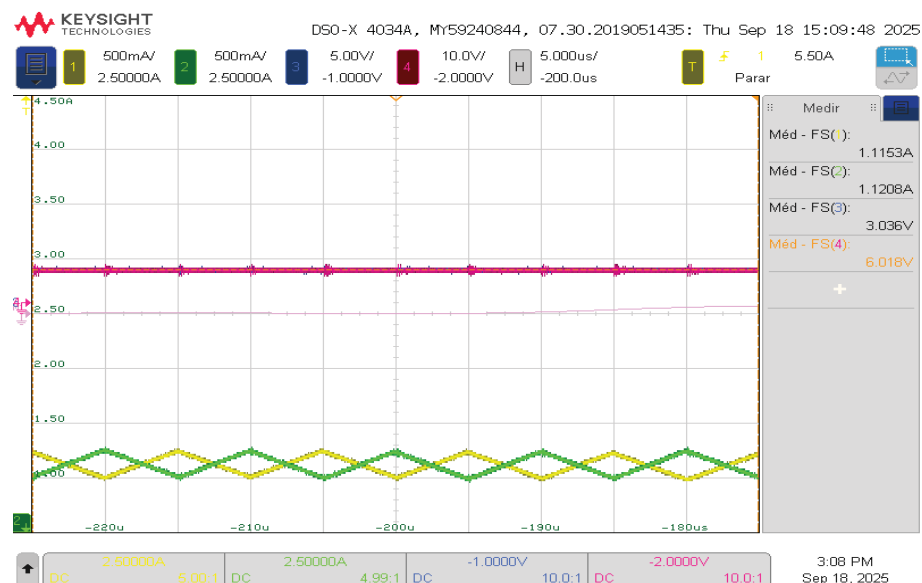
Para a leitura dos sinais de corrente nos indutores, o protótipo desenvolvido utiliza sensores de corrente MCA 1101-50-03, apresentados anteriormente. Como unidade de controle e processamento, foi utilizada a Launchpad com o DSP TMS320F28379D embarcado. O DSP controla os interruptores por meio de sinais PWM enviados aos gates, e realiza o controle da malha de corrente. Os indutores utilizados no experimento foram montados conforme projeto apresentado no capítulo anterior, com valores de indutância próximas a $56 \mu\text{H}$. O capacitor na saída do conversor boost interleaved, com valor de $1,2 \text{ mF}$, tem o objetivo de estabilizar a tensão e desacoplar o segundo estágio de conversão de tensão. Foi construído um transformador de alta frequência para o experimento, com relação de transformação de aproximadamente 5,5.

6.2 ANÁLISE DO PRIMEIRO ESTÁGIO DE CONVERSÃO DE TENSÃO – BOOST INTERLEAVED

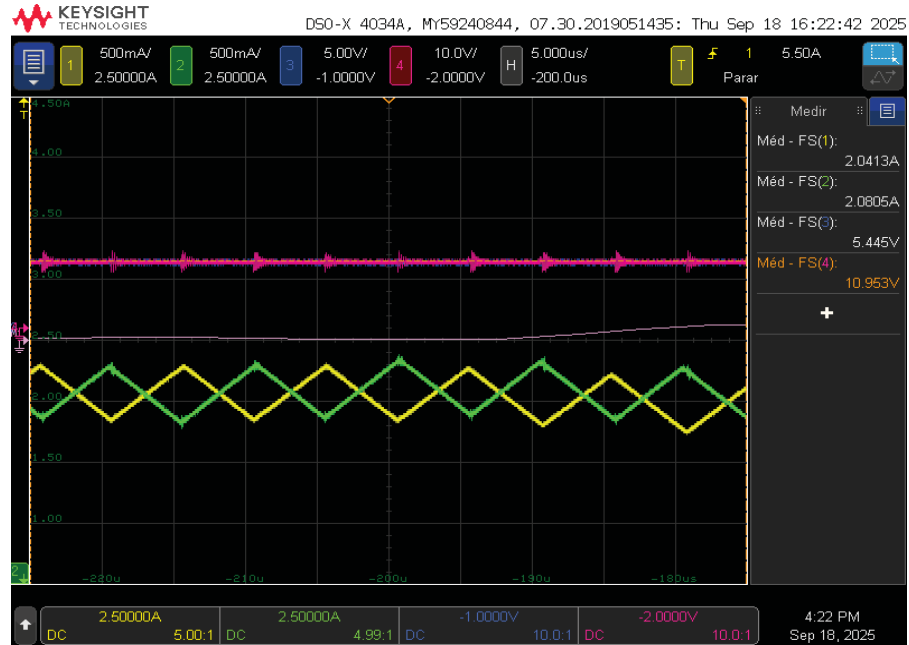
Esta etapa do trabalho apresenta o experimento que realizou a medição da corrente de ripple na fonte para validar uma das proposições do trabalho. Foram realizados dois testes com parâmetros de entrada de corrente e tensão distintos.

As medições do ensaio, realizadas no conversor boost interleaved, são apresentadas na FIGURA 45.

FIGURA 45 - FORMAS DE ONDA DO ENSAIO DO BOOST INTERLEAVED







(a)



(b)

Legenda

	Corrente I1
	Corrente I2
	Tensão na entrada
	Tensão em C1

FONTE: O autor (2025).

No resultado do primeiro ensaio apresentado na FIGURA 45 (a), inicialmente, as razões cíclicas dos interruptores foram fixadas em 50%, pois a malha de controle de corrente pode oscilar a razão cíclica conforme o controle de corrente busque a estabilidade do sistema. A tensão na entrada do conversor foi de 3V e representada na FIGURA 45 por FS(3). A partir disso, observa-se a tensão na saída do boost interleaved é equivalente ao dobro da tensão de entrada 6 V, conforme representado por FS(4). Para este caso, as correntes médias medidas foram FS(1) e FS(2) no valor de 1,1 A em cada braço do conversor. Por meio do software MATLAB, foi possível verificar os valores de pico de corrente a partir do arquivo .csv do ensaio: valores mínimo e máximo de pico, respectivamente, 0,97A e 1,26 A. Com base nisso, pode-se determinar a corrente eficaz, que equivale a 0,891 A.

A TABELA 9 apresenta as medições extraídas no primeiro ensaio realizado do conversor *boost interleaved*.

TABELA 9 - PARÂMETROS DO PRIMEIRO ENSAIO DO CONVERSOR BOOST INTERLEAVED

Item	Parâmetros	Valor
1	Tensão na Fonte	3,03 V
2	Tensão na Saída do Conversor Interleaved	6,01 V
3	Frequência de Chaveamento dos Interruptores	100 kHz
4	Corrente no Braço 1	1,11 A
5	Corrente no Braço 2	1,12 A

FONTE: O autor (2025).

No segundo ensaio realizado, a tensão registrada na entrada do conversor FS(3) foi de 5,44 V, e a tensão na saída FS(4) manteve-se aproximadamente 10,953 V. As razões cíclicas dos interruptores tiveram o mesmo comportamento do primeiro ensaio. Para este caso, as correntes medidas FS(1) e FS(2) foram 2 A em cada braço do conversor. Como realizado no primeiro ensaio, os valores mínimo e máximo de pico de corrente respectivamente foram 1,76 A e 2,26 A. Com base nisso, pode-se determinar a corrente eficaz, equivale a 1,5981 A. A TABELA 10 foi elaborada para apresentar os valores medidos no segundo ensaio do conversor *boost interleaved*.

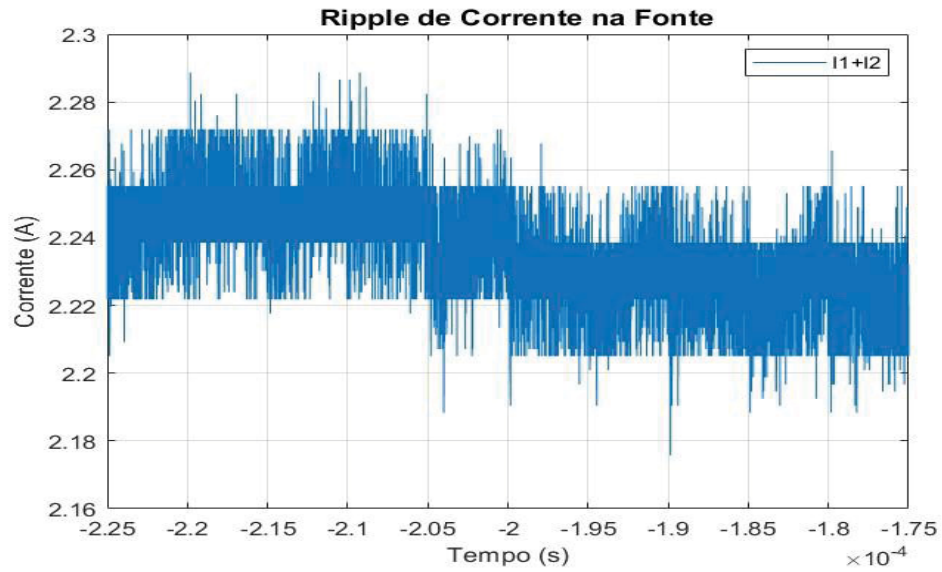
TABELA 10 - PARÂMETROS DO SEGUNDO ENSAIO DO CONVERSOR BOOST INTERLEAVED

Item	Parâmetros	Valor
1	Tensão na Fonte	5,44 V
2	Tensão na Saída do Conversor Interleaved	10,953 V
3	Frequência de Chaveamento dos Interruptores	100 kHz
4	Corrente no Braço 1	2,04 A
5	Corrente no Braço 2	2,08 A

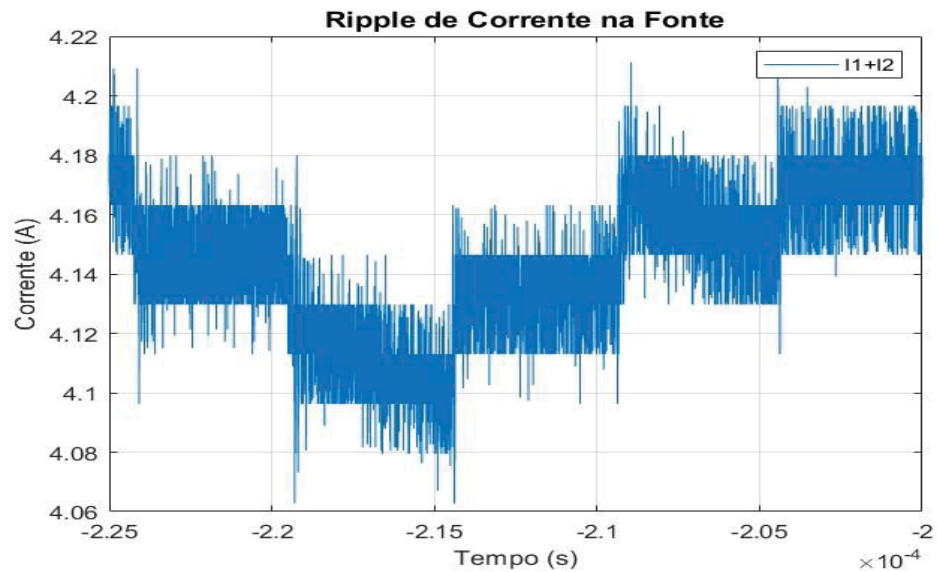
FONTE: O autor (2025).

Para verificar o resultado da corrente de ripple na fonte, é necessário somar as correntes em cada braço, pois o método de redução da corrente de ondulação na fonte apresentado neste trabalho consiste em cancelar os ripples de cada braço do boost interleaved entre si. A FIGURA 46 apresenta a corrente na fonte para os dois ensaios.

FIGURA 46 - ANÁLISE DAS CORRENTES DE RIPPLE NA FONTE



(a) Corrente de 1,1 A em cada braço do conversor.



(b) Corrente de 2 A em cada braço do conversor.

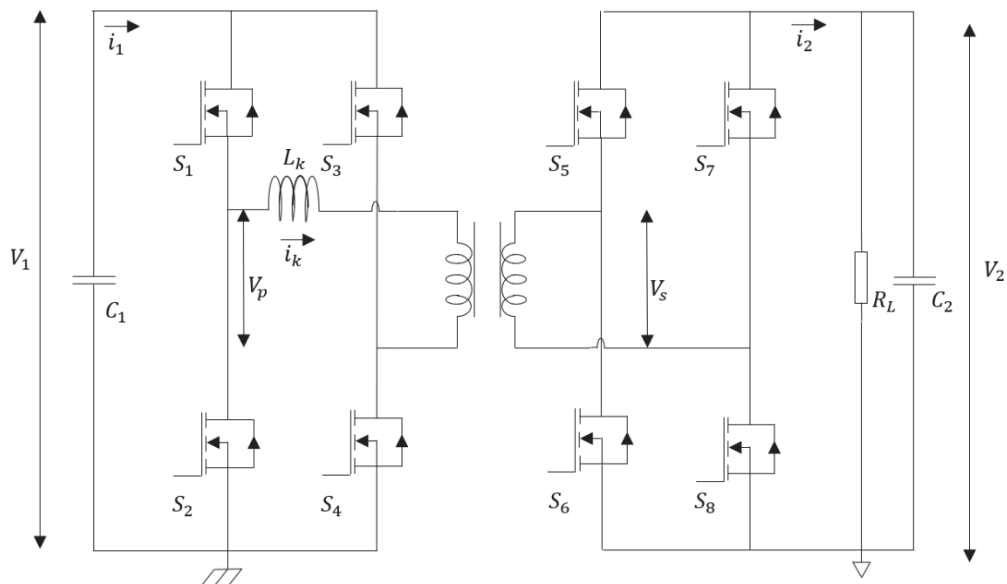
FONTE: O autor (2025).

A partir dos gráficos apresentados na FIGURA 46, é possível analisar o comportamento do ripple de corrente na fonte. Na FIGURA 46a, observa-se a soma das correntes de 1,1 A, a corrente total na fonte varia entre 2,205 A e 2,27 A. Uma variação de aproximadamente 2,86%, ou seja, 65 mA. No segundo caso FIGURA 46b, para correntes em cada braço em torno de 2 A, a corrente total na fonte varia entre 4,08 A e 4,19 A. Uma variação de aproximadamente 2,62%, ou seja, 110 mA.

6.3 ANÁLISE DO SEGUNDO ESTÁGIO DE CONVERSÃO DE TENSÃO - DAB

Nesta fase do estudo, foi conduzido o experimento com o conversor DAB para validar o ganho de tensão na saída e controlar o fluxo de potência para alimentar uma carga de $5,33 \Omega$. No entanto, a execução do experimento foi realizada com o conversor operando na configuração de Single Active Bridge (SAB), conforme ilustrado na FIGURA 47. Tal configuração foi empregada devido ao fato de que o experimento foi realizado com o fluxo de potência direcionado exclusivamente à carga.

FIGURA 47 - SEGUNDO ESTÁGIO DO CONVERSOR OPERANDO COMO UM SAB



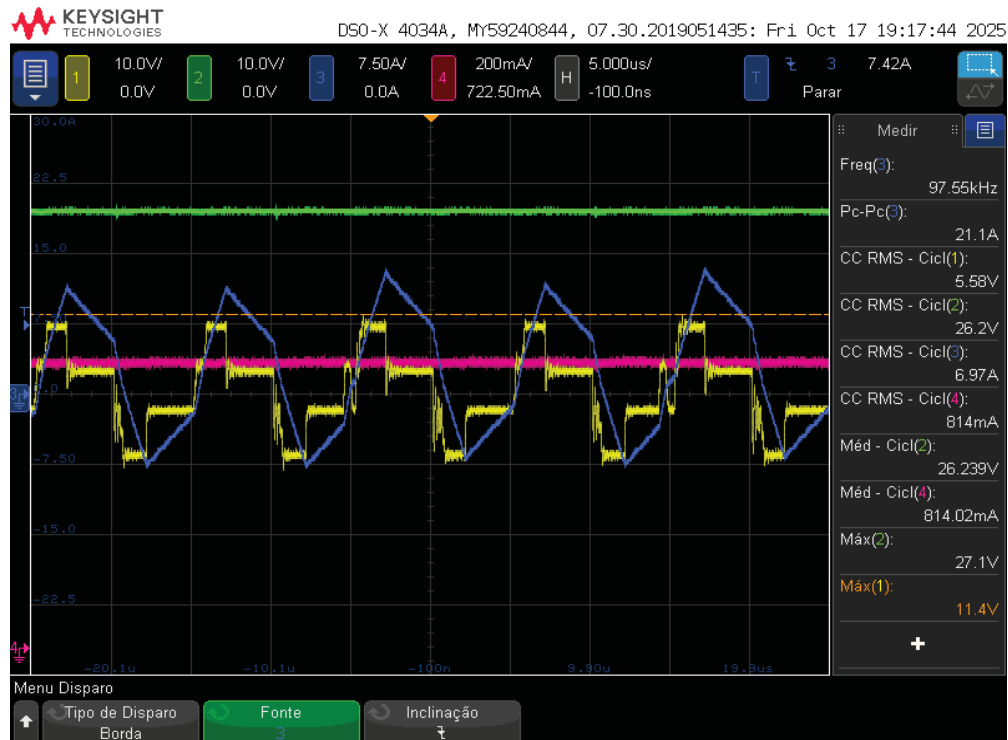
FONTE: O autor (2025).

O acionamento dos interruptores da ponte H do SAB segue a mesma lógica da modulação SPS do DAB no que diz respeito a uma de suas pontes H, ou seja, aos interruptores S_1 - S_4 do DAB.

Este ensaio, realizado em laboratório, tem como objetivo drenar a potência gerada na fonte para a carga, ou seja, não há fluxo de potência no sentido inverso. Onde V_1 é a tensão da fonte e V_2 é a tensão na carga. Dessa forma, não há pulsos nos gates dos MOSFETs no lado secundário do transformador, para permitir o fluxo de potência bidirecional. Assim, os MOSFETs do lado secundário operam somente como diodos.

O primeiro resultado experimental do segundo estágio do conversor CC-CC é ilustrado na FIGURA 48.

FIGURA 48 - RESULTADO EXPERIMENTAL DO DAB, PRIMEIRO ENSAIO



Legenda

	Tensão Vin (1)
	Tensão Vout (2)
	Corrente Ilk (3)
	Corrente média na carga (4)

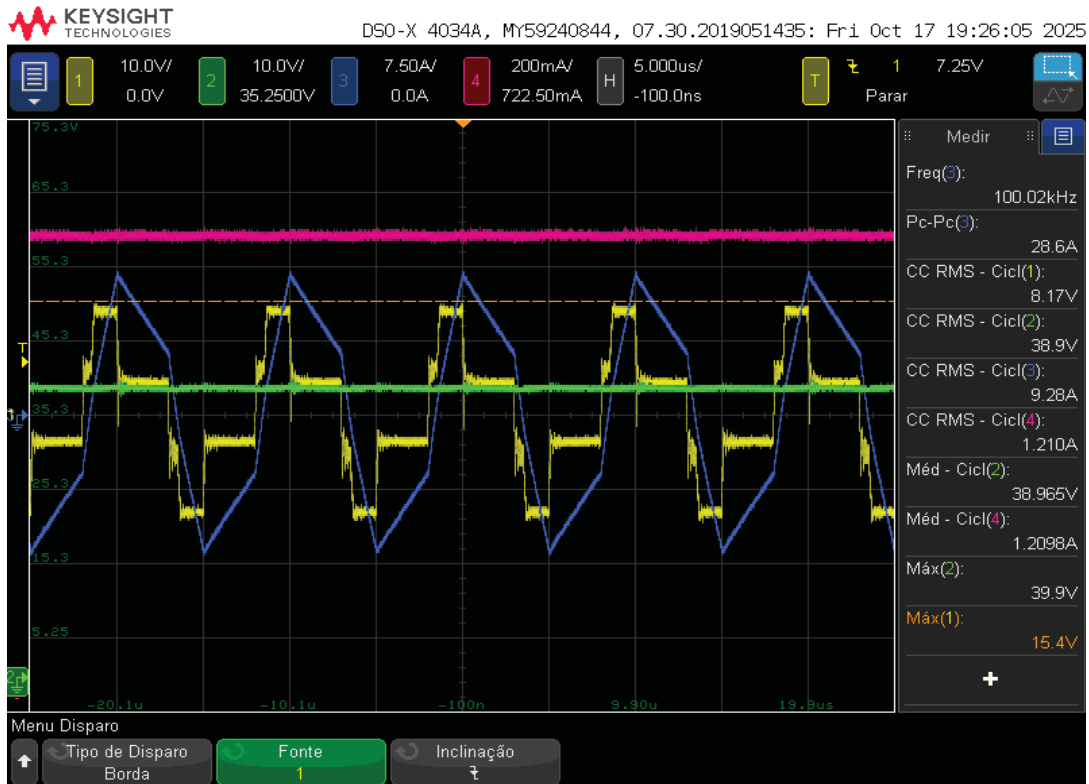
FONTE: O autor (2025).

A FIGURA 48 ilustra as formas de onda de tensão e corrente no estado estacionário do conversor SAB. Os interruptores operaram a uma frequência de 100 kHz, como mencionado na seção 3.5 este conversor opera com altas correntes no lado primário. No gráfico apresentado, Pc-Pc(3) representa a corrente de pico a pico no primário do transformador, Cicl(1) representa a tensão RMS no barramento do lado primário do SAB. Cicl(3) é o valor RMS da corrente que circula através do indutor, Cicl(4) é a corrente que circula na carga. A FIGURA 49 apresenta os valores médios de tensão na carga Cicl(2) e corrente na carga Cicl(4). Os valores máximos de tensão na carga Máx(2) e no barramento CC na entrada do SAB Máx(1) também são apresentadas.





A relação de transformação utilizada no experimento é de aproximadamente 5,56, pois a queda de tensão em cada diodo dos respectivos MOSFETs do lado secundário do transformador é de 4,8 V, conforme apresentado pelo fabricante no datasheet. A tensão medida no barramento CC entre o primeiro e segundo estágio de conversão de tensão, ou seja, V_1 é de 5,58 V. A tensão gerada na ponte H é de característica alternada e controlada por meio da modulação Phase-Shift nos interruptores S_1 - S_4 , operando a 100 kHz, cuja razão cíclica foi fixada em 50%. O controle do fluxo de potência do transformador ocorre devido a modulação *phase-shift* que é a diferença angular em cada braço da ponte H; neste experimento, o *phase-shift* utilizado no ensaio foi de 100° . O ensaio realizou uma elevação gradual do ângulo de zero até o valor citado, como objetivo de incrementar a tensão de saída e, conseqüentemente, maximizar a potência fornecida à carga. Além disso, a elevação do ângulo foi deliberadamente limitada ao valor mencionado, a fim de evitar a geração de harmônicos no sistema, o que poderia comprometer a sua eficiência. A corrente rms medida no indutor L_k foi de 6,97 A. Este experimento demonstrou que, quanto maior a diferença angular entre os braços, maior é a potência transferida da fonte CC para a carga. Porém, acontece uma desvantagem na operação do conversor, pois quanto maior essa diferença angular, maior será a corrente de pico no indutor e, conseqüentemente, menor será a eficiência do conversor. A taxa de crescimento da corrente no indutor, é maior do que o aumento do *phase-shift*. Por fim, a tensão na carga medida foi de 26,2V (CC RMS - Cicl(2)), e a corrente medida na carga foi de 814 mA.

Foi exercido mais um ensaio com a mesma configuração e mesma legenda para o segundo ensaio do DAB. No entanto, com maior potência fornecida à carga. As formas de onda apuradas no segundo ensaio são apresentadas na FIGURA 49.

FIGURA 49 - RESULTADO EXPERIMENTAL DO DAB, SEGUNDO ENSAIO



Legenda

	Tensão Vin (1)
	Tensão Vout (2)
	Corrente Ilk (3)
	Corrente média na carga (4)

FONTE: O autor (2025).

De acordo com o resultado experimental os dados apurados foram: tensão no primário 8,17 V rms com valor de pico de 15,40 V, tensão na carga de 38,965 V e de pico 39,90 V, corrente rms no indutor 9,28 A, corrente média na carga 1,2098 A.

A tensão no lado primário do transformador demonstra que o conversor operou de forma contínua, o resultado experimental da tensão V_1 apresentou a mesma forma de onda do resultado experimental do trabalho desenvolvido por (Jha *et al.*, 2022). Neste trabalho, o SAB não opera como uma fonte de tensão, no entanto proporciona alta estabilidade de tensão na carga, como foi apresentado nas FIGURAS 48 e 49 conforme legenda Méd - Cicl(2). Além da tensão na carga estabilizada, a corrente na carga obteve alto grau de estabilidade, conforme a legenda Méd - Cicl(4).

7 CONCLUSÃO

O conversor CC-CC de dois estágios, estudado no capítulo 2, teve suas características comprovadas. A validação do conversor proposto foi realizada por meio de simulações apresentadas no capítulo 4, que demonstraram baixo ripple de corrente na fonte e alto ganho de tensão.

No capítulo 6, foram expostos os resultados experimentais obtidos por meio do protótipo, os quais validaram a análise teórica previamente realizada. Dentre as principais observações, destacou-se a avaliação da corrente de ripple na fonte, considerando a utilização de uma malha de controle de corrente. Os dados coletados indicaram que os valores percentuais da corrente de ripple na fonte foram de 2,62% e 2,86% respectivamente. Dessa forma, demonstrou-se que a técnica de redução da ondulação de corrente na fonte é eficaz. No caso do conversor do primeiro estágio, o boost interleaved, a tensão no barramento CC (V_1) foi de 10,95 V e atingiu o dobro da tensão da fonte, mantendo a razão cíclica dos interruptores do boost interleaved em 50%, conforme previsto pela teoria e simulação. Com a elevação da tensão na fonte, o comportamento do ripple de corrente na fonte permaneceu semelhante em termos percentuais, entre 2% e 3%. Esta faixa percentual de corrente de ripple, permite a operação de uma célula a combustível como fonte de tensão CC, visto que trabalhos referência apontam que uma CaC não pode ser uma fonte de tensão CC para ripple de corrente maiores do que 10%, podendo reduzir a vida útil da célula e proporcionar maiores problemas a mesma, como já apresentado no decorrer deste trabalho.

Assim como que no primeiro estágio de conversão de tensão, o experimento realizado no segundo estágio de conversão de tensão demonstrou que o protótipo validou a análise teórica quanto ao ganho de tensão, controle da tensão no barramento V_1 e a transferência de potência do barramento V_1 para a carga. A utilização do conversor SAB no segundo estágio do conversor CC, justifica-se devido ao experimento praticado em laboratório operar com fluxo de potência unidirecional, da mesma maneira como trabalhos referência o fizeram, por exemplo o artigo de (Jha *et al.*, 2022). O SAB não se comporta como uma fonte de tensão, pois a tensão de saída varia de acordo com a carga.

Dentre as limitações enfrentadas na etapa experimental, destacam-se a construção do protótipo, aquisição dos componentes para montagem, implementação

do sistema de controle no experimento, a ausência de dissipadores nos interruptores e a falta de controle da temperatura por meio de um medidor para controlar a temperatura dos componentes eletrônicos, foram fatores impeditivos para elevar a potência nos testes. Em relação a limitações na pesquisa em geral, pode-se enfatizar que o tempo de aquisição e montagem do protótipo reduziu o tempo disponível para aumentar a quantidade de testes.

Como sugestão para trabalhos futuros, para um maior controle da tensão, recomenda-se uma malha de controle de tensão, no barramento CC (V_1), visando regular a tensão neste ponto, mantendo-a sempre o dobro da tensão da fonte CC e assegurando que os interruptores do primeiro estágio de conversão de tensão operem sempre com a razão cíclica em 50%, onde o controle de corrente de ripple na fonte apresentou maior eficiência. Esta implementação traria o desafio de sincronizar a malha de controle de corrente e a malha de controle de tensão no microcontrolador. Outra sugestão para este trabalho seria incluir um terceiro terminal de conexão para uma bateria, o conversor CC-CC seria de três portas para, em um certo momento, a bateria operar em modo de carregamento e em outro momento transferir potência para a carga, o controle do fluxo de potência seria realizado pelo microcontrolador, assim o DAB poderia ser operado bidirecionalmente.

REFERÊNCIAS

- ACEINNA. Datasheet MCA1101-XX-3. Disponível em: https://navview.blob.core.windows.net/web-resources/6020-1104-01_J%20Datasheet%2C%20MCA1101-xx-3%2C%20Current%20Sensor%20Fix%20Gain%203.3V-20240618.pdf? t=1720006845813. Acesso em: 09 jan. 2025.
- Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). **Prodist, módulo 8: Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional**. Brasília, 2020.
- A. Lavric, M. S. Raboaca, A. -M. Nasture and C. Filote, "Proton-Exchange Membrane Fuel Cells: The Renewable Energy Era," 2019 11th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI), Pitesti, Romania, 2019, pp. 1-4.
- Albarbar, A; Alrweq M. **Proton Exchange Membrane Fuel Cells: Design, Modeling and Performance Assessment Techniques**. Cham: Springer, 2018. p. 4.
- A. Kumar, A. H. Bhat and P. Agarwal, "Comparative analysis of dual active bridge isolated DC to DC converter with single phase shift and extended phase shift control techniques," *2017 6th International Conference on Computer Applications In Electrical Engineering-Recent Advances (CERA)*, Roorkee, India, 2017, pp. 397-402.
- A. R. Rodríguez Alonso, J. Sebastian, D. G. Lamar, M. M. Hernando and A. Vazquez, "An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion," *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Atlanta, GA, USA, 2010, pp. 1129-1135.
- B. Zhao, Q. Yu and W. Sun, "Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC–DC Converter for Power Distribution in Microgrid," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4667-4680, Nov. 2012.
- Beck J. C. Pinheiro; Cauduro C. Roberto; Silva I. N. Lima; Fernandez L. Cabral. Células a combustível e seu uso veicular. XXX III CONGRESSO BRASILEIRO DE ENSINO DE ENGENHARIA, 2005, Campina Grande-PB. **Anais e Palestras**. Campina Grande-PB: 2005.
- Changrong Liu and Jih Sheng Lai, "Low Frequency Current Ripple Reduction Technique with Active Control in a Fuel Cell Power System with Inverter Load," *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, Dresden, Germany, 2005, pp. 2905-2911.
- Coelho, S., Sousa, T.J.C., Monteiro, V.D.F., Machado L., Afonso J.L., Couto, C., (2020). Comparative Analysis and Validation of Different Modulation Strategies for an Isolated DC-DC Dual Active Bridge Converter, *Springer Nature Switzerland AG 2021*, pages 30-49.

CUNHA, Edgar Ferrari. **Avaliação e aplicação da tecnologia de células a combustível tipo pem desenvolvida no IPEN em um módulo de 500W de potência nominal.** 2009. 412. Tese (Doutorado em Tecnologia Nuclear - Materiais) - Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2009.

Elanur Ekici, Tahsin Koroglu, Özgür Çelik. Design and analysis of two-stage bidirectional power converter for vehicle-to-grid technology with fuel cell-battery electric vehicle. **Journal of Energy Storage.** 15 January 2025. Volume 106, 114792.

Empresa de Pesquisa Energética (EPE). Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/abcdenergia/matriz-energetica-e-eletrica>. Acesso em: 08 de mai. 2024.

Erickson, R. W.; Maksimovic, D. **Fundamentals of Power Electronics.** 3th. Switzerland: Springer Cham, 2020.

F. Krismer and J. W. Kolar, "Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 7, pp. 2745-2760, July 2012.

Farhani, S; Diayer, Abdul N; Djerdir, Abdeslem; Bacha, Faouzi, Bacha, "Design and practical study of three phase interleaved boost converter for fuel cell electric vehicle", **2020 Journal of Power Sources Volume 479**, 15 de Dezembro de 2020.

Goldammer, E.; Gentejohann, M.; Schlüter, M.; Weber, D.; Wondrak, W.; Dieckerhoff, S.; Gühmann, C.; Kowal, J. The Impact of an Overlaid Ripple Current on Battery Aging: The Development of the SiCWell Dataset. *Batteries* 2022, 8, 11.

CTIBC vai construir política de descarbonização da indústria. **gov.br**, 2024. Disponível em: [CTIBC vai construir política de descarbonização da indústria — Ministério do Desenvolvimento, Indústria, Comércio e Serviços](#). Acesso em: 08, set. 2025.

Guo Xu, Yaxiong Xu, Deshang Sha and Xiaozhong Liao, "Fixed duty cycle compensation and magnetizing current design for DAB DC-DC converter with conventional trapezoidal modulation to achieve zero voltage switching," *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, Hefei, China, 2016, pp. 433-438.

Harzing, A.W. (2007) **Publish or Perish**, disponível em: <https://harzing.com/resources/publish-or-perish>. Acesso em 11 jun. 2024.

HART, Daniel W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos.** Porto Alegre: McGraw-Hill, 2012.

Haydar Bayar, Erkan Dursun, "Prediction of polarization curves of PEMFC membrane electrode assembly using artificial intelligence technics," *2024 NÖHÜ Müh. Bilim. Derg. / NOHU J. Eng. Sci, Nigde, Turquia*, 2024, pp. 1538-1544.

Hoek H. V., Neubert, M., Kroeber, A.; Doncker, R.W.D. (2012). Comparison of a single-phase and a three-phase dual active bridge with low-voltage, high-current output, 2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), pages 1–6.

INFINEON. **Datasheet IPT017N12NM6ATMA1**. Disponível em: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPT017N12NM6-DataSheet-v02_00-EN.pdf?fileId=8ac78c8c850f4bee0185c27a93a6538c. Acesso em: 03 jul. 2024.

Jha, R.; Forato, M.; Prakash, S.; Dashora, H.; Buja, G. An Analysis-Supported Design of a Single Active Bridge (SAB) Converter. **Energies**, 15, 666, 2022.

J. I. Metri, C. T. Saadeh and H. Y. Kanaan. Design, Control and Simulation of a Fuel-Cell-Fed Power Conversion System for Electric Vehicles. **International Conference on Renewable Energies for Developing Countries**, Beirut, p. 199-204, 2014.

Jong-Soo Kim, Gyu-Yeong Choe, Hyun-Soo Kang, Byoung-Kuk Lee, “Robust low frequency current ripple elimination algorithm for grid-connected fuel cell systems with power balancing technique”, *Renewable Energy*, Volume 36, Issue 5, 2011, Pages 1392-1400.

Descarbonização no Brasil é uma realidade que mira novas tecnologias e áreas de exploração. **Jornal da USP**, 2023. Disponível em: [Descarbonização no Brasil é uma realidade que mira novas tecnologias e áreas de exploração – Jornal da USP](#). Acesso em: 08 set. 2025.

Larminie, J.; Dicks A., **Fuel Cell Systems Explained**. Oxford Brookes University UK: Wiley, 2003.

McLyman, T; Colonel, W. **Transformer and Inductor Design Handbook**. 4th CRC Press, Boca Raton, 2011.

MD Policabos. **Tabela de cabos AWG**. Disponível em: <https://mdpolicabos.com/tabela-awg-para-mm%C2%B2-conversao-de-medidas-de-cabos/>. Acesso em 18 nov. 2024.

M. H. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan and E. D. Baumann, "Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 6, pp. 1294-1301, Nov./Dec. 1992.

M. N. Gitau, G. Ebersohn, and J. G. Kettleborough, “Power processor for interfacing battery storage system to 725 V DC bus”, *Energy Conversion and Management*, vol. 48, no. 3, pp. 871-881, Mar. 2007.

MOHAMED ELSHAFEI, A.; MANSOUR, r. Green Hydrogen as a Potential Solution for Reducing Carbon Emissions: A Review. *Journal Of Energy Research and Review*, [S.1.], v.13, n.2, p1-10, 2023. DOI 10.9734/jenrr/2023/v13i2257.

MUSTAFA, A. Al-Saffar; ESAM, H. Ismail. A high voltage ratio and low stress DC-DC converter with reduced input current ripple for fuel cell source. *Renewable Energy*, Kuwait, 31 aug. 2014.

Painel de Monitoramento da Geração Distribuída no Brasil. Disponível em: <https://app.powerbi.com/view?r=eyJrljoiY2VmMmUwN2QtYWFiOS00ZDE3LWI3NDMtZDk0NGI4MGU2NTkxliwidCI6IjQwZDZmOWI4LWVjYTctNDZhMi05MmQ0LWVhNGU5YzAxNzBIMSIsImMiOjR9>. Acesso em 04 jun. 2024.

Phatiphat Thounthong, Bernard Davat, Study of a multiphase interleaved step-up converter for fuel cell high power applications, *Energy Conversion and Management*, Volume 51, Issue 4, 2010, Pages 826-832.

P. K. Seth, B. M. Reddy and P. Samuel, "Comparative analysis of Application of Power Electronic Converters in Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles: A Review," 2018 3rd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT), Bangalore, India, 2018, pp. 1518-1524.

Roggia, L. (2013). *Novo conversor cc-cc integrado full-bridge-forward aplicado a uma microrrede residencial*. (Tese de Doutorado), Santa Maria-RS.

R. W. A. A. D. Doncker, D. M. Divan and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 1, pp. 63-73, Jan./Feb. 1991.

Shao, S., Chen, L., Shan, Z., Gao, F., Chen, H., Sha, D. and Dragicevic, T. (2021). Modeling and Advanced Control of Dual Active Bridge DC-DC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, volume (37), pages 1524-1547.

Slah Farhani, Abdul N'Diaye, Abdeslem Djerdir, Faouzi Bacha. Design and practical study of three phase interleaved boost converter for fuel cell electric vehicle. **Journal of Power Sources**, 1 de Setembro de 2020. Volume 479, 228815.

TDK CORPORATION. Datasheet **PQ 50/50**. Disponível em: https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/pq_50_50.pdf. Acesso em 21 de jan. 2025.

TEXAS INSTRUMENTS. **Datasheet AMC1411**. Disponível em: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/amc1411.pdf?ts=1742404776050&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FAMC1411. Acesso em 15 de jan. 2025.

TEXAS INSTRUMENTS. **Datasheet TMS320F28379D**. Disponível em: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28379d.pdf?ts=1736126457409&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTMS320F28379D. Acesso em 06 de jan. 2025.

TEXAS INSTRUMENTS. **Design Guide: TIDA-010054**. Bidirectional, Dual Active Bridge Reference Design for Level 3 Electric Vehicle Charging Stations. Disponível em: [Bidirectional, Dual Active Bridge Reference Design for Level 3 Electric Vehicle Charging Stations \(Rev. E\)](#). Acesso em 09 de nov. 2025.

TUAN, C. A.; Takeshita, T. Analysis of Unidirectional Secondary Resonant Single Active Bridge DC-DC Converter. **Energies**, Nagoya, 14, 6349, 2021.

VENABLE, H. D. The k-factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis, **Proceedings of Powercon**, v. 10, p. H1-1, Mar. 1983.

Wen Jian GU; Rui Liu. A Study of Volume and Weight vs. Frequency for High-Frequency Transformers, **IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC 93**, Seattle WA, USA, pp. 1123-1129, 1993.

Yanfei Li; Jia Zhao; Jianjun Yan, Technological Innovation and the Development of the Fuel Cell Electric Vehicle Industry Based on Patent Value Analysis. **ERIA Discussion Paper Series**, Hunan, 477, June 2023.

Yu, X. & Starke, M.R. & Tolbert, Leon & Ozpineci, Fuel cell power conditioning for electric power applications: A summary. *Electric Power Applications*, Burak. (2007), IET. 1. 643 - 656.

Xinyang Hao, Issam Salhi, Salah Laghrouche, Youcef Ait-Amirat, Abdesslem Djerdir. Robust Control of Four-Phase Interleaved Boost Converter by Considering The Performance of PEM Fuel Cell Current, **International Journal of Hydrogen Energy**, Volume 46, Pages 38827-38840.

Zihua Li; Jing Chen; Chun Xiao; Zhenglong Chen. Control Mode and Topology of Hydrogen Fuel Cell DC/DC Converter. *Journal of Physics: Conference Series*, Xi'an, China, 2020, 1654 012038.

Zhou, J.; Zhang, Q.; Li, J. Topology and Control of Fuel Cell Generation Converters. *Energies* 2023, 16, 4525.

APÊNDICE A – PROJETO FÍSICO DOS INDUTORES DA PRIMEIRA ETAPA DE CONVERSÃO

Dados:

$L = 56\mu\text{H}$;

$I_o = 35\text{A}$; corrente de saída do conversor

$V_{in} = 28,8\text{V}$; tensão na entrada do conversor

$V_{out} = 57,6\text{V}$; tensão na saída do conversor

$f_s = 100\text{ kHz}$; frequência de comutação dos interruptores do conversor

A ondulação de corrente no indutor, é encontrada a partir da expressão abaixo:

$$DIL = \frac{(V_{in} \times (V_{out} - V_{in}))}{f_s \times L \times V_{out}} \quad (31)$$

Potência de saída na primeira etapa do conversor:

$$P_o = I_o \times V_{out} \quad (32)$$

O material do núcleo que será utilizado é ferrite, os valores mais utilizados nas densidades de fluxos (B_m) é entre 0,25 e 0,3. Neste trabalho, o valor da densidade de fluxo adotado é de 0,25. Uma outra constante importante para o projeto é a constante K_u , é o fator de preenchimento do condutor na janela de utilização do material. Neste projeto, iremos adotar o fator de utilização no valor de 0,4 para ter segurança na montagem e reduzir o aquecimento nos enrolamentos.

Corrente de pico no indutor é dada por:

$$I_{pk} = I_o + \left(\frac{DIL}{2}\right) \quad (33)$$

Energia armazenada no indutor:

$$E = \frac{(L \times (I_{pk}^2))}{2} \quad (34)$$

$$E = \frac{(56 \times 10^{-6} \times (36,2857^2))}{2} \rightarrow E = 0,0369 \text{ watts/s} \quad (35)$$

Coeficiente de condições elétricas, K_e :

$$K_e = 0,145 \times P_o \times Bm^2 \times 10^{-4} \rightarrow \quad (36)$$

$$K_e = 0,145 \times P_o \times Bm^2 \times 10^{-4} \rightarrow 0,145 \times 2016 \times 0,25^2 \times 10^{-4} \rightarrow 0,0018 \quad (37)$$

Após essa etapa, calculamos a constante geométrica do núcleo, K_g . A regulação do indutor (α), indicamos que seja 1 conforme referência.

$$K_g = \frac{E^2}{K_e \times \alpha} \text{ cm}^5 \quad (38)$$

$$K_g = 1.35 \times \frac{0,0369^2}{0,0018 \times 1} \rightarrow K_g = 1,0043 \text{ cm}^5 \quad (39)$$

Com posse do valor de K_g é possível escolher o núcleo para os indutores de forma adequada, os fabricantes de núcleo de ferrite e disponibilizam tabelas com núcleos de ferrite e seus respectivos dados de núcleo. A FIGURA 50 apresenta os dados do tipo de núcleo ETD, a

partir do K_g calculado, iremos escolher um núcleo maior do que o ETD-49, para assegurar uma segurança de operação dos indutores, visto que eles terão que suportar correntes de 35 A em regime permanente.

FIGURA 50 - TABELA DE NÚCLEOS ETD

ETD, Ferrite Cores (Ferroxcube)											
Part No.	W_{tcu} grams	W_{tfc} grams	MLT cm	MPL cm	W_a	A_c cm ²	W_a cm ²	A_p cm ⁴	K_g cm ⁵	A_t cm ²	*AL mh/1K
					A_c						
ETD-29	32.1	28.0	6.4	7.20	1.865	0.761	1.419	1.0799	0.0514	42.5	1000
ETD-34	43.4	40.0	7.1	7.87	1.757	0.974	1.711	1.6665	0.0914	53.4	1182
ETD-39	69.3	60.0	8.3	9.22	1.871	1.252	2.343	2.9334	0.1770	69.9	1318
ETD-44	93.2	94.0	9.4	10.30	1.599	1.742	2.785	4.8515	0.3596	87.9	1682
ETD-49	126.2	124.0	10.3	11.40	1.627	2.110	3.434	7.2457	0.5937	107.9	1909
ETD-54	186.9	180.0	11.7	12.70	1.609	2.800	4.505	12.6140	1.2075	133.7	2273
ETD-59	237.7	260.0	12.9	13.90	1.410	3.677	5.186	19.0689	2.1742	163.1	2727

* This AL value has been normalized for a permeability of 1K. For a close approximation of AL for other values of permeability, multiply this AL value by the new permeability in kilo-perm. If the new permeability is 2500, then use 2.5.

FONTE: (Mclyman; Colonel, 2011).

A partir do cálculo da constante Kg, selecionamos a tipo do núcleo de ferrite do tipo ETD-49, após isso iremos destacar algumas constantes. Para determinar o número de espiras, precisa-se da seção transversal do núcleo escolhido.

$$n = \frac{L \times I_{pk}}{B_{max} \times A_c} \times 10^4 \quad (40)$$

Será necessário o número de 29 voltas no núcleo escolhido, com condutor de cobre esmaltado. O padrão escolhido para esse projeto é o fio AWG26. Não será calculado o valor do entreferro, pois o núcleo a ser escolhido terá o valor de entreferro informado pelo fabricante. Pois o núcleo a ser utilizado neste trabalho é do tipo **gapped**, ou em português indutor com gap. Este tipo de indutor é adequado para aplicações com altas correntes.

Com as constantes escolhidas, iremos para a segunda etapa do dimensionamento do indutor. Primeiramente iremos calcular a densidade de corrente no núcleo, através da seguinte equação:

A densidade de corrente elétrica no condutor, é definida pela equação:

$$J = \frac{2 \times E \times 10^4}{B_m \times A_p \times K_u} \frac{A}{cm^2} \rightarrow \frac{2 \times 0.036866 \times 10^4}{0,25 \times 12,614 \times 0,4} \rightarrow J = 584,53 \text{ A/cm}^2 \quad (41)$$

O valor calculado é alto, porém é aceitável pela alta corrente que passará pelos indutores. O valor da corrente rms que atravessará o condutor é dada por:

$$I_{rms} = \sqrt{I_o^2 + DIL^2} \text{ A} \rightarrow \sqrt{35^2 + 2,5714^2} \rightarrow I_{rms} = 35,094 \text{ A} \quad (42)$$

Definição da área do fio nu, Awb.

$$Awb = \frac{I_{rms}}{J} \text{ cm}^2 \rightarrow \frac{35,094}{584,53} \rightarrow Awb = 0,060039 \quad (43)$$

Como informado anteriormente, será utilizado condutor de cobre AWG #26. Logo, a área deste condutor é de 0,00128 cm². Assim o número de fios para o enrolamento é de:

$$S_{np} = \frac{Awb}{A_{fio}} \rightarrow \frac{0,060039}{0,00128} \rightarrow S_{np} \cong 47 \quad (44)$$

Definindo a janela efetiva, tendo o valor típico de S3 igual a 0,75.

$$Wa_{eff} = Wa \times S_3 \rightarrow 4,505 \times 0,75 \rightarrow Wa_{eff} = 3,3788 \text{ cm}^2 \quad (45)$$

Resistência por cm a 20°C do condutor AWG #26, 1345

$$RL = MLT \times N_n \times \left(\frac{\mu\Omega}{cm} \right) \times 10^{-6} \Omega \rightarrow 11,7 \times 38 \times \frac{1345}{38} \times 10^{-6} \rightarrow RL = 0,015736 \Omega \quad (46)$$

Agora, precisamos calcular as perdas no cobre.

$$P_{cobre} = I_{rms}^2 \times RL \rightarrow P_{cobre} = 35,094^2 \times 0,01089 \rightarrow P_{cobre} \cong 13,40 \text{ W} \quad (47)$$

APÊNDICE B – PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR DA SEGUNDA ETAPA DE CONVERSÃO

A metodologia de dimensionamento do transformador que será utilizada é a do Kg. No entanto, primeiramente precisamos apresentar os parâmetros de projeto do transformador que estão na TABELA 8.

TABELA 11 - PARÂMETROS PARA DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR

Item	Parâmetros	Simbologia	Valor e grandeza
1	Tensão no secundário	V_{IN}	700 V
2	Tensão no primário	V_{OUT}	57,6V
3	Corrente elétrica no secundário	I_N	2,8571A
4	Corrente elétrica no primário	I_{OUT}	35A
5	Rendimento desejado do transformador	n	0,98
6	Regulação do transformador	α	0,5
7	Densidade de fluxo	B_m	0,05
8	Janela de utilização	K_u	0,4
9	Ciclo de trabalho	D_{max}	0,5
10	Efeito pelicular	e	6,62
11	Diâmetro do condutor	D_{AWG}	2xe cm
12	Frequência de comutação dos interruptores	f_s	100 kHz

FONTE: O autor (2024).

Devido a disponibilidade de material no laboratório, o condutor de cobre nu que será utilizado é o AWG #26. A partir da tabela disponibilizada pela empresa Policabos, obtemos a área do condutor nu requerido, que é de 0,001280 cm².

A potência do lado de alta tensão do transformador é dada por, $P_o = V_{out} \times I_{out} \rightarrow 57,6 \times 35 \rightarrow P_o = 2016 W$. A potência do lado de baixa tensão do transformador é, $P_{in} = V_{in} \times I_{in} \rightarrow 700 \times 2,8571 \rightarrow P_{in} = 2000 W$. $P_{total} = P_{in} + \frac{P_o}{n} \rightarrow 2000 + \frac{2016}{0,98} \rightarrow P_{total} \cong 4073 W$. Para se obter a constante K_e , condições elétricas.

$$K_e = 0,145 \times K f^2 \times f^2 \times B_m^2 \times 10^{-4} \quad (48)$$

O coeficiente da forma de onda, K_f é 4, considerando a forma de onda quadrada.

$$0,145 \times 4^2 \times 100000^2 \times 0,05^2 \times 10^{-4} \rightarrow K_e = 5800 \quad (49)$$

Agora, podemos encontrar o valor da constante geométrica K_g .

$$K_g = \frac{P_t}{2 \times K_e \times \alpha} \text{ cm}^5 \rightarrow \frac{4073}{2 \times 5800 \times 0.5} \rightarrow K_g = 0,70227 \quad (50)$$

Adicionando um fator de segurança no cálculo do K_g de 35%, temos:

$$K_g \times 1,35 \rightarrow K_g = 0,94806 \quad (51)$$

A partir do K_g calculado, podemos comparar as necessidades de projeto e os núcleos disponíveis no mercado. No projeto adotado, o núcleo encontrado foi o PQ 50/50 com o valor de K_g igual a 1,8099. O fabricante que possui um núcleo de acordo com os dados necessários é o da empresa TDK.

Para auxiliar o dimensionamento do projeto a partir deste ponto, utilizado a tabela 3-39 do livro referência ou do datasheet do fabricante do núcleo escolhido. Portanto, os dados extraídos da tabela citada estão na Tabela 9.

TABELA 12 - PÂRAMETROS DO NÚCLEO PQ 50/50

Item	Descrição do parâmetro	Simbologia	Valor e grandeza
1	Comprimento do caminho magnético	MPL	11,3 cm
2	Altura da janela	G	3,61 cm
3	Peso do núcleo	Wtfe	190 g
4	Peso do cobre	Wtcu	158,5 g
5	Comprimento médio da espira	MLT	10,3 cm
6	Área do ferro	Ac	3,28 cm ²
7	Produto da área	Ap	14,209 cm ²
8	Geometria do núcleo	Kg	1,8099
9	Área da superfície	At	113,9 cm ²

FONTE: O autor (2024)

O número de voltas com o condutor no lado secundário do transformador é:

$$N_p = \frac{V_{in} \times 10^4}{K_f \times B_m \times f \times A_c} \rightarrow \frac{700 \times 10^4}{4 \times 0,05 \times 100000 \times 3,28} \rightarrow N_p \cong 107 \text{ voltas} \quad (52)$$

Precisamos encontrar a densidade de corrente por área do material. Utilizando a janela de utilização padrão informada pelo autor, no valor de 0,29.

$$J = \frac{P_t \times 10^4}{K_f \times K_u \times B_m \times f \times A_p} \rightarrow \frac{4073 \times 10^4}{4 \times 0,29 \times 0,05 \times 100 \times 10^3 \times 14,209} \rightarrow \quad (53)$$

$$J = 494,24$$

Cálculo da área do condutor de cobre no lado secundário, com o valor de corrente corrigida.

$$A_{wpb} = \frac{I_n \times \sqrt{D_{max}}}{J} \text{ cm}^2 \rightarrow \frac{3,8204 \times \sqrt{0,5}}{494,24} \rightarrow A_{wpb} = 0,0054658 \text{ cm}^2 \quad (54)$$

Agora, podemos calcular o número de condutores que deverão ser utilizados no lado secundário do transformador.

$$S_{np} = \frac{A_{wpb}}{\#26} \rightarrow \frac{0,0054658}{0,00128} \rightarrow S_{np} \cong 5 \text{ fios} \quad (55)$$

Definição a resistência distribuída pelos condutores. Lembrando que utilizaremos o condutor AWG #26, pela tabela 4-9 da referência.

$$res_{cm} = \frac{1345}{5} \rightarrow res_{cm} = 269 \frac{\Omega}{cm} \quad (56)$$

Assim, podemos encontrar o valor da resistência relativa ao lado secundário.

$$R_p = MLT \times N_p \times res_{cm} \times 10^{-6} \Omega \rightarrow R_p = 0,29565 \Omega \quad (57)$$

Para encontrarmos as perdas no cobre no lado secundário, utilizaremos a equação (60).

$$P_p = R_p \times I_n^2 \rightarrow P_p = 0,29565 \times 3,8204^2 \rightarrow P_p = 4,3152W \quad (58)$$

O número de voltas no lado primário, N_s .

$$N_s = \frac{N_p \times V_{out}}{V_{in}} \times \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right) \text{ voltas} \quad (59)$$

$$\frac{107 \times 57,6}{700} \times \left(1 + \frac{0,5}{100}\right) \rightarrow N_s \cong 9 \text{ voltas}$$

Área do fio no primário.

$$A_{ws} = \frac{I_{out} \times \sqrt{D_{max}}}{J} \text{ cm}^2 \rightarrow \frac{35 \times \sqrt{0,5}}{494,24} \rightarrow A_{ws} = 0,050074 \text{ cm}^2 \quad (60)$$

Então, podemos definir o número de condutores necessários no lado primário do transformador por:

$$S_{ns} = \frac{A_{ws}}{0,00128} \rightarrow \frac{0,050074}{0,00128} \rightarrow S_{ns} = 39 \text{ fios} \quad (61)$$

A partir disso, podemos calcular as perdas no cobre no lado primário.

$$P_s = R_s \times I_{out}^2 \rightarrow 0,003197 \times 35^2 \rightarrow P_s = 3,9163W \quad (62)$$

A perda total no cobre em ambos os lados do transformador, definimos pela equação.

$$P_c = P_p + P_s \rightarrow P_c = 4,3152 + 3,9163 \rightarrow P_c = 8,2315 W \quad (63)$$

A regulação α calculada do transformador, é:

$$\alpha = \frac{P_c}{P_o} \times 100 \rightarrow \frac{8,2315}{2016} \rightarrow \alpha = 0,40831\% \quad (64)$$

Para encontrarmos a distribuição de potência por peso. Os valores de (m) e (n) são definidos pelo tipo de material utilizado no projeto, e consultados na tabela 2-14 do livro de referência:

$$\frac{mW}{g} = 0,000318 \times f^m \times B_m^n \rightarrow 0,000318 \times 100000^{1,51} \times 0,05^{2,747} \rightarrow \quad (65)$$

$$\frac{mW}{g} = 3,0095$$

As perdas no núcleo do transformador, encontramos por:

$$P_{fe} = \frac{mW}{g} \times W_{fe} \times 10^{-3} W \rightarrow 3,0095 \times 190 \times 10^{-3} \rightarrow P_{fe} = 0,57181 W \quad (66)$$

Para termos as perdas totais no cobre.

$$P_{soma} = P_c + P_{fe} \rightarrow 8,2315 + 0,57181 \rightarrow P_{soma} = 8,8033W \quad (67)$$

A densidade de potência por área ψ , é calculada pela equação abaixo.

$$\psi = \frac{P_{soma}}{A_t} \rightarrow \frac{8,8033}{113,9} \rightarrow \psi = 0,07729 W/cm^2 \quad (68)$$

A temperatura estimada do núcleo.

$$T_r = 450 \times \psi^{0,826} \text{ } ^\circ\text{C} \rightarrow 450 \times 0,07729^{0,826} \rightarrow T_r = 54,3 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (69)$$

Para finalizar, temos que calcular a janela de utilização do núcleo calculado, o fator K_u . O valor máximo devido para o fator K_u , deve ser 0,4. O fator de utilização K_u , é a quantidade de cobre que aparece na janela de um núcleo de um transformador ou indutor. Calculamos o fator de utilização para ambos os lados do transformador.

$$K_{up} = \frac{N_p \times S_{np} \times 0,00128}{4,332} \rightarrow K_{up} = 0,15808 \quad (70)$$

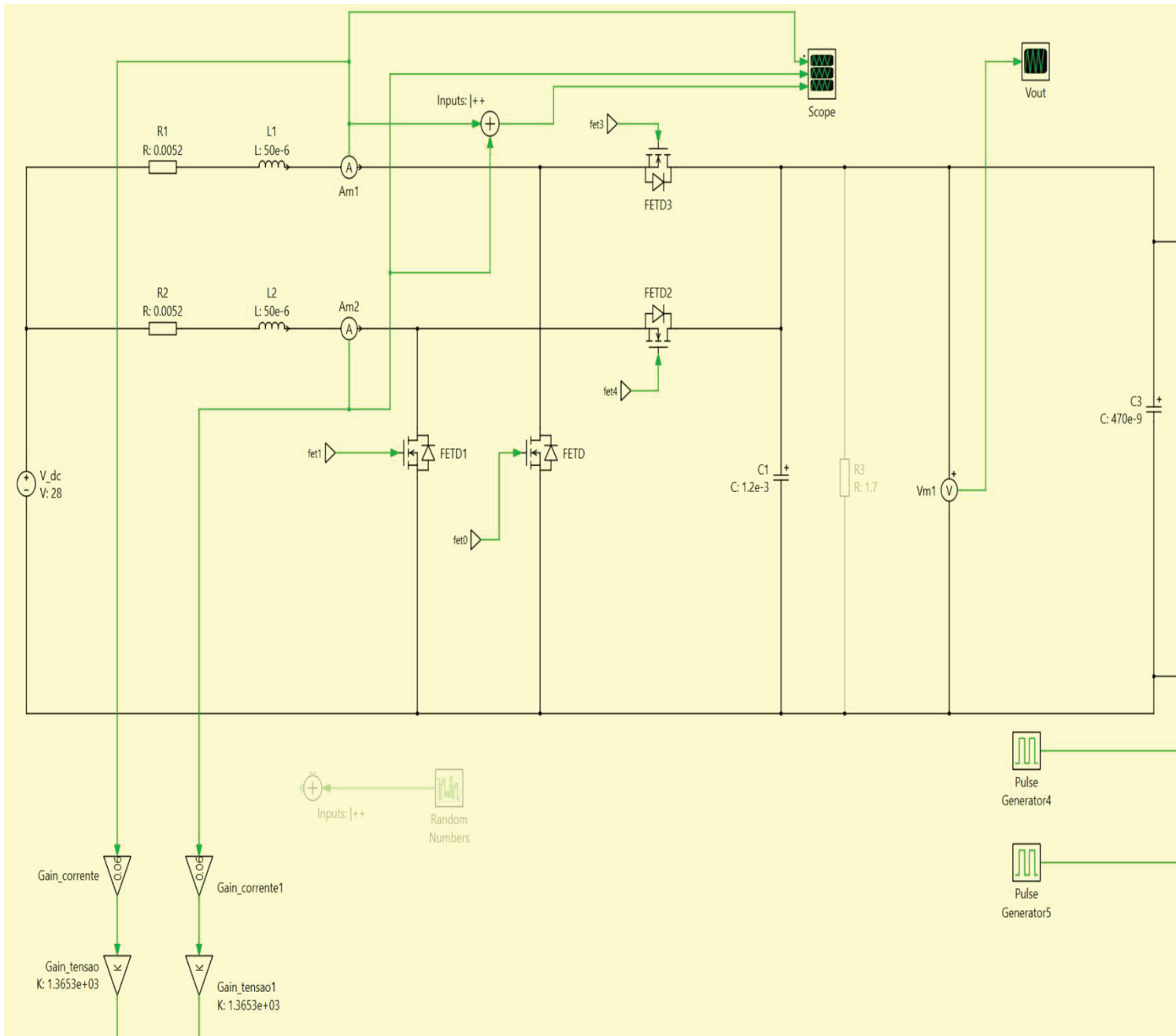
$$K_{us} = \frac{N_s \times S_{ns} \times 0,00128}{W_a} = \frac{9 \times 39 \times 0,00128}{4,332} \rightarrow K_{us} = 0,10371 \quad (71)$$

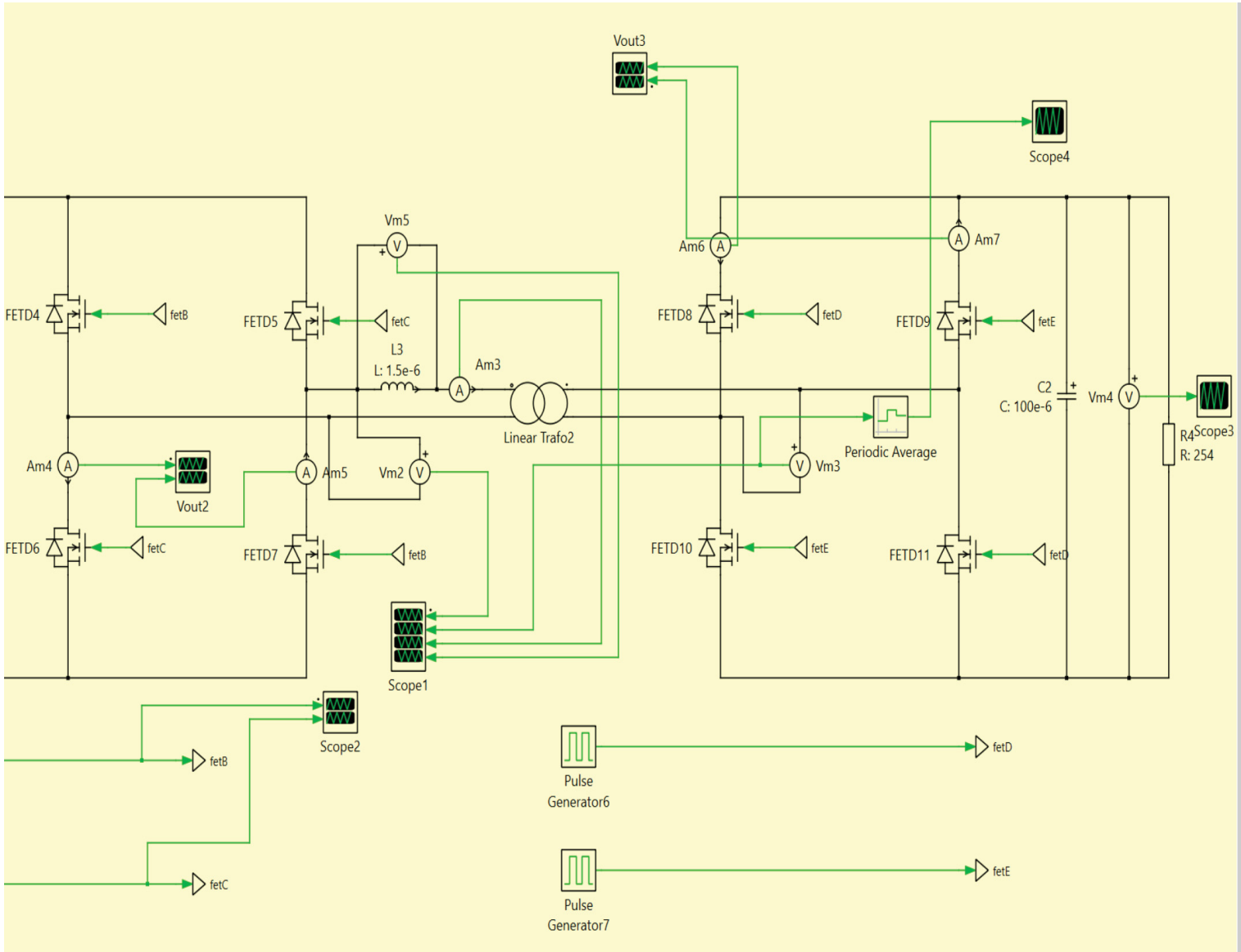
Logo, a janela de utilização total é:

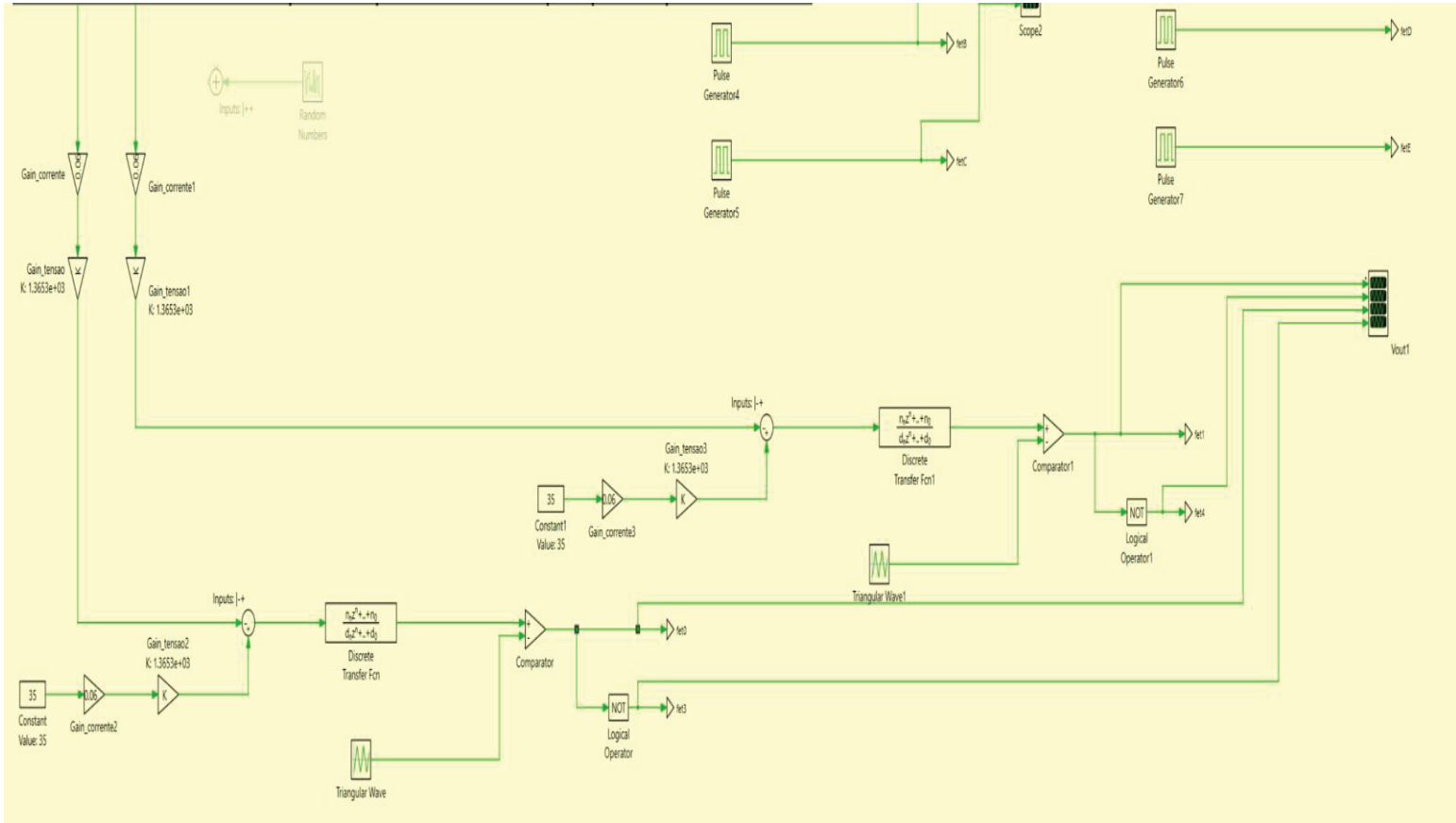
$$K_{u2} = K_{up} + K_{us} \rightarrow 0,15808 + 0,10371 \rightarrow K_{u2} = 0,26179 \quad (72)$$

Dessa forma, a janela de utilização calculada, 0,26178 é menor do que a janela de utilização máxima adequada 0,4. Logo, o projeto do transformador tem a quantidade de cobre adequada.

APÊNDICE C – ESQUEMÁTICO DO CONVERSOR PROPOSTO NO SIMULADOR PLECS



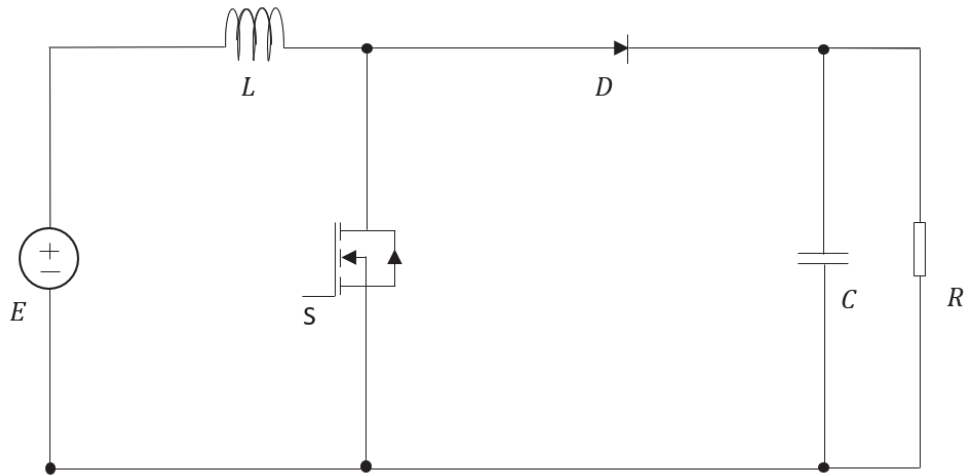




APÊNDICE D – MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST INTERLEAVED

O circuito base para a modelagem do conversor boost interleaved terá como base um conversor boost padrão. O circuito consiste de um interruptor S, um diodo D, um indutor L, um capacitor C e uma fonte de tensão E, demonstrado na FIGURA 51.

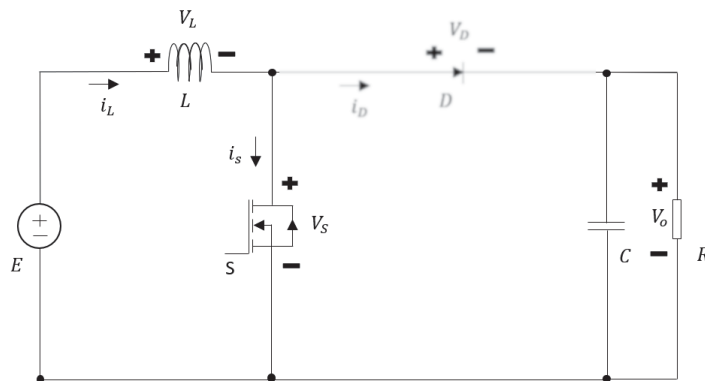
FIGURA 51 - CIRCUITO DO CONVERSOR BOOST



FONTE: O autor (2025).

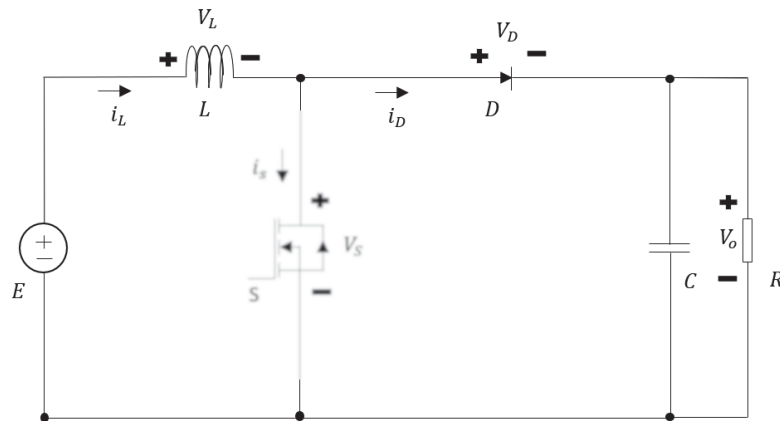
A análise do circuito considera o conversor operando em modo de condução contínua. A primeira etapa o interruptor S está em condução, L é magnetizado e a fonte fornece tensão ao indutor. Na segunda etapa o interruptor S entra em modo de bloqueio, o diodo D entra em modo de condução, a fonte E e o indutor L fornecem energia à saída. As etapas de funcionamento do conversor boost são apresentadas nas FIGURAS 52 e 53.

FIGURA 52 - PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR BOOST



FONTE: O autor (2025).

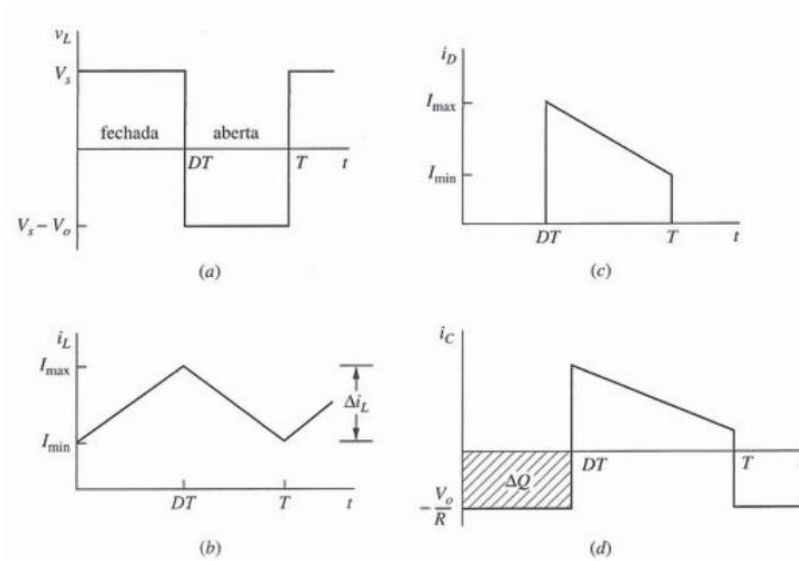
FIGURA 53 - SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR BOOST



FONTE: O autor (2025).

As formas de onda do conversor boost são apresentadas na FIGURA 54.

FIGURA 54 - FORMAS DE ONDA DO CONVERSOR BOOST



FONTE: (Hart, 2012, p. 214)

A tensão média no indutor é zero em regime permanente é apresentada na expressão 73:

$$V_L = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} E dt + \int_{DT}^{(1-D)T} (E - V_o) dt \right] = 0 \quad (73)$$

$$\frac{V_o}{E} = \frac{1}{1-D} \quad (74)$$

Modelagem de pequenos sinais são pequenas variações no sistema com o intuito de avaliar seu comportamento, e verifica-se a saída em relação a pequenas perturbações.

$$d(t) = D + d^\wedge(t) \quad (75)$$

para $|D| \gg |d^\wedge|$

$$E(t) = E + e^\wedge(t) \quad (76)$$

para $|E| \gg |e^\wedge|$

$$v(t) = V + v^\wedge(t) \quad (77)$$

para $|V| \gg |v^\wedge(t)|$

aplicando perturbações nas equações anteriores

$$L\left(\frac{d}{dt}I + \frac{d}{dt}i_L^\wedge(t)\right) = E + e^\wedge(t) - (V + v^\wedge(t))[1 - (D + d^\wedge(t))] \quad (78)$$

$$L\left(\frac{d}{dt}I + \frac{d}{dt}i_L^\wedge(t)\right) = E + e^\wedge(t) - V + VD + Vd^\wedge(t) - v^\wedge(t) - v^\wedge(t) + v^\wedge(t)D + v^\wedge(t) + v^\wedge(t)D + v^\wedge(t)d^\wedge(t) \quad (79)$$

$$L\left(\frac{d}{dt}I + \frac{d}{dt}i_L^\wedge(t)\right) = E - V + VD + e^\wedge(t) - v^\wedge(t) + Vd^\wedge(t) + Vd^\wedge(t) + v^\wedge(t)D + v^\wedge(t)d^\wedge(t) \quad (80)$$

$$C\left(\frac{d}{dt}V + \frac{d}{dt}v^\wedge(t)\right) = \frac{-V}{R} - \frac{v^\wedge(t)}{R} + (I + iL^\wedge)(-(V + v^\wedge(t))[1 - (D + d^\wedge(t))]) \quad (81)$$

$$C\left(\frac{d}{dt}V + \frac{d}{dt}v^\wedge(t)\right) = \frac{-V}{R} - \frac{v^\wedge(t)}{R} + I - ID - Id^\wedge(t) + iL^\wedge - iL^\wedge D - iL^\wedge d^\wedge(t) \quad (82)$$

$$C\left(\frac{d}{dt}V + \frac{d}{dt}v^\wedge(t)\right) = \frac{-V}{R} + I - ID - \frac{v^\wedge(t)}{R} - Id^\wedge(t) + iL^\wedge - iL^\wedge D - iL^\wedge d^\wedge(t) \quad (83)$$

Aplicando a Transformada de Laplace para seguir a análise de pequenos sinais na equação 80 e 83.

$$L\left(\frac{d}{dt}i_L^\wedge(t)\right) = e^\wedge(t) + Vd^\wedge(t) - v^\wedge(t) + v^\wedge(t)D \quad (84)$$

$$C \left(\frac{d}{dt} v^{\wedge}(t) \right) = -\frac{v^t}{R} - Id^{\wedge}(t) + iL^{\wedge} - iL^{\wedge}D \quad (85)$$

$$LsiL(s) = v_g(s)Vd(s) - v(s)(1 - D) \quad (86)$$

$$Csv(s) = \frac{-v(s)}{R} - Id(s) + iL(s)(1 - D) \quad (87)$$

Manipulando a equação 87 encontra-se a equação 89

$$v(s) \left(Cs + \frac{1}{R} \right) = -Id(s) + iL(1 - D) \quad (88)$$

$$v(s) = \frac{-Id(s) + iL(s)(1 - D)}{Cs + \frac{1}{R}} \quad (89)$$

Substituindo a equação 89 em 86 realizando manipulações matemáticas obtém-se:

$$LsiL(s) = e(s) + Vd(s) - \left[\frac{-Id(s) + iL(s)(1 - D)}{Cs + \frac{1}{R}} \right] (1 - D) \quad (90)$$

$$e(s) + Vd(s) - \left[\frac{-Id(s) + iL(s)(1 - D)}{Cs + \frac{1}{R}} \right] (1 - D) \quad (91)$$

Verificando a influência da variação da razão cíclica sobre a corrente no indutor, logo $e(s)=0$ obtém-se 92:

$$iL(s) = \frac{Vd(s) - \left[\frac{-Id(s) + iL(s)(1 - D)}{Cs + \frac{1}{R}} \right] (1 - D)}{Ls} \quad (92)$$

$$iL(s) = \frac{Vd(s)\left(Cs + \frac{1}{R}\right) - iL(s)(1-D)^2 + d(s)i(1-D)}{Ls\left(Cs + \frac{1}{R}\right)} \quad (93)$$

$$iL(s) \left[Ls \left(Cs + \frac{1}{R} \right) + (1-D)^2 \right] = Vd(s) \left(Cs + \frac{1}{R} \right) + d(s)I(1-D) \quad (94)$$

$$iL(s) = \frac{d(s) \left[V \left(Cs + \frac{1}{R} \right) + I(1-D) \right]}{Ls \left[Cs + \frac{1}{R} \right] + (1-D)^2} \quad (95)$$

A partir das equações básicas do conversor boost:

$$\frac{V}{E} = \frac{1}{(1-D)} \quad (96)$$

$$E = V(1-D) \quad (97)$$

Para a potência da entrada ser a mesma potência na saída do conversor

$$EI = \frac{V^2}{R} \quad (98)$$

$$I(1-D) = \frac{V}{R} \quad (99)$$

$$\frac{iL(s)}{d(s)} = \frac{V \left(Cs + \frac{1}{R} \right) + \frac{V}{R}}{Ls \left(Cs + \frac{1}{R} \right) + (1-D)^2} \quad (100)$$

Reagrupando obtemos a função de transferência do conversor boost da corrente em relação a razão cíclica:

$$\frac{iL(s)}{d(s)} = \frac{\frac{V}{L}s + \frac{2V}{RLC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (101)$$

APÊNDICE E – CÁLCULO DAS CORRENTES RMS NOS INTERRUPTORES DO DAB

%Calculo das perdas nos mosfets do dab

v2 = 750; %entrada

v1 = 57.6; %saída

fs = 100e3;

L = 50e-6;

fi = deg2rad(100); %angulo de 100° para radianos

n = v1/v2;

d = n * (v2/v1);

ibase = v1/(2*pi*fs*L);

i1 = 0.5 * (2 * fi - (1-d)*pi) * ibase;

i2 = 0.5 * (2 * d * fi + (1-d)*pi) * ibase;

iswitchprimrms = sqrt(1/6 * (i1^2 + i2^2 + (1 - ((2*fi)/3.14)) * i1 * i2)) = 1,7952 A rms

iswitchsecrms = n*iswitchprimrms = 0,1379 A rms