

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ

VANDERSON DAMIÃO PEREIRA

**ESTUDO DE UM CONVERSOR CC-CC SEPIC-ZETA BIDIRECIONAL COM O
CONCEITO DE DOBRADOR DE TENSÃO PARA INTERFACE DE UM BANCO DE
BATERIAS COM UMA MICRORREDE CC**

PONTA GROSSA

2021

VANDERSON DAMIÃO PEREIRA

**ESTUDO DE UM CONVERSOR CC-CC SEPIC-ZETA BIDIRECIONAL COM O
CONCEITO DE DOBRADOR DE TENSÃO PARA INTERFACE DE UM BANCO DE
BATERIAS COM UMA MICRORREDE CC**

**Study of a dc-dc bidirectional SEPIC-Zeta converter with voltage-doubler
concept for interfacing a battery bank with a dc microgrid**

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação
apresentado como requisito para obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Elétrica da Universidade
Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).
Orientador: Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font

PONTA GROSSA

2021



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/)

Esta licença permite download e compartilhamento do trabalho desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es), sem a possibilidade de alterá-lo ou utilizá-lo para fins comerciais. Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

VANDERSON DAMIÃO PEREIRA

**ESTUDO DE UM CONVERSOR CC-CC SEPIC-ZETA BIDIRECIONAL COM O
CONCEITO DE DOBRADOR DE TENSÃO PARA A INTERFACE DE UM BANCO
DE BATERIAS COM UMA MICROREDE CC**

Trabalho de Conclusão de Curso de
Graduação apresentado como requisito
para obtenção do título de Bacharel em
Engenharia Elétrica da Universidade

Data de aprovação: 01/dezembro/2021

Carlos Henrique Illa Font
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR)

Marcio Mendes Casaro
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR)

Wanderson Francisco Lopes
Mestrado
SENAI/PR

**Ponta Grossa
2021**

Dedico este trabalho a Deus, que é a minha fortaleza. A minha família, principalmente aos meus pais que, com muito amor e carinho, não mediram esforços para que eu cumprisse mais esta etapa da minha vida.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente quero agradecer a Deus que todos os dias, principalmente nos mais difíceis, sempre esteve ao meu lado, guiando o meu coração, dando-me saúde, força e coragem para superar as dificuldades.

Aos meus pais que são meus heróis e demais familiares que, com muito amor me deram apoio e incentivo em todo momento, especialmente nas horas mais difíceis, de desânimo e cansaço.

Aos verdadeiros amigos que sempre estiveram ao meu lado, compartilhando os momentos de alegria e tristeza. Não importando a distância e o tempo, vocês sempre estarão presentes em meu coração.

Ao meu orientador que confiou em mim, sempre me recebeu com atenção, compartilhando comigo um pouco de seu conhecimento e experiência, me direcionando pelos melhores caminhos, permitindo a realização deste trabalho.

A todos os professores e demais funcionários da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, que foram tão importantes durante minha vida acadêmica, contribuindo não somente para o conhecimento técnico e científico, mas com ensinamentos para vida toda.

Temos de fazer o melhor que podemos.
Esta é a nossa sagrada responsabilidade
humana.
Albert Einstein

RESUMO

Este trabalho apresenta a análise teórica, as equações de projeto e a construção de um conversor CC-CC SEPIC-Zeta bidirecional, com o conceito de dobrador de tensão. O conversor é adequado para conectar um sistema de armazenamento de energia com baterias em uma microrrede CC. Devido ao conceito de duplicação de tensão, o estresse de tensão nos semicondutores é reduzido pela metade, quando comparado com um conversor convencional. São apresentados os resultados obtidos em simulação numérica com objetivo de validar o estudo teórico. O conversor é modulado por largura de pulso com a frequência de comutação de 20 kHz, operando no modo de condução contínuo. Além disso, ele é projetado para operar com uma tensão de entrada no sentido direto de 250 V e a tensão na saída de 360 V, com uma potência processada de 1000 W.

Palavras-chave: SEPIC. Zeta. Conversor CC-CC bidirecional. Microrrede CC. Conceito de dobrador de tensão.

ABSTRACT

This work presents the theoretical analysis, design equations and the construction of a dc-dc bidirectional SEPIC-Zeta converter, with voltage-doubler concept. The converter is suitable for connecting a battery energy storage system with a DC microgrid. Due to the voltage-doubler concept, the voltage stress in semiconductors is reduced by half compared to a conventional converter. The results obtained in numerical simulation are presented in order to validate the theoretical study. The converter is pulse width modulated with the switching frequency of 20 kHz, operating in continuous conduction mode. Furthermore, it is designed to operate with a forward input voltage of 250 V, and output voltage of 360 V and, a rated power of 1000 W.

Keywords: SEPIC. Zeta. DC-DC bidirectional converter. DC microgrid. Voltage-doubler concept.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Estrutura de potência de uma microrrede CC.	18
Figura 2 - Topologia convencional do conversor SEPIC-Zeta CC-CC bidirecional. ...	24
Figura 3 - Topologia proposta do conversor SEPIC-Zeta CC-CC bidirecional.	24
Figura 4 - Primeira etapa de operação do conversor no modo SEPIC.....	25
Figura 5 - Segunda etapa de operação do conversor no modo SEPIC.....	26
Figura 6 - Principais formas de ondas ideais do conversor no modo SEPIC.	27
Figura 7 - Primeira etapa de operação do conversor no modo Zeta.	28
Figura 8 - Segunda etapa de operação do conversor no modo Zeta.	29
Figura 9 - Principais formas de ondas ideais do conversor no modo Zeta.	30
Figura 10 - Corrente no indutor L_1	37
Figura 11 - Tensão nos interruptores S_1 e S_2	38
Figura 12 - Corrente nos interruptores S_1 e S_2	38
Figura 13 - Tensão nos capacitores C_1 e C_2	39
Figura 14 - Corrente nos indutores L_2 e L_3	39
Figura 15 - Tensão nos semicondutores S_3 e S_4	40
Figura 16 - Corrente nos semicondutores S_3 e S_4	40
Figura 17 - Tensão entregue à carga.	41
Figura 18 - Corrente fornecida à carga.	41
Figura 19 - Corrente no indutor L_1	42
Figura 20 - Tensão nos interruptores S_1 e S_2	43
Figura 21 - Corrente nos interruptores S_1 e S_2	43
Figura 22 - Tensão nos capacitores C_1 e C_2	44
Figura 23 - Corrente nos indutores L_2 e L_3	44
Figura 24 - Tensão nos semicondutores S_3 e S_4	45
Figura 25 - Corrente nos semicondutores S_3 e S_4	45
Figura 26 - Tensão entregue à carga.	46
Figura 27 - Corrente fornecida à carga.	46
Figura 28 - Esquema elétrico do conversor.....	48
Figura 29 - <i>Layout</i> do conversor.....	49
Figura 30 - Conversor CC-CC bidirecional SEPIC-Zeta.....	49

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Especificações do projeto.	35
Tabela 2 - Valores teóricos das grandezas do conversor.	36
Tabela 3 - Lista de componentes utilizados no conversor.....	36
Tabela 4 - Comparativo dos valores teóricos com a simulação numérica.....	42
Tabela 5 - Comparativo dos valores teóricos com a simulação numérica.....	47

LISTA DE SIGLAS

A	Ampere
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
DC	<i>Direct current</i>
ESS	<i>Energy storage system</i>
kHz	Quiilo hertz
kW	Quilo watt
MCC	Modo de condução contínuo
MCD	Modo de condução descontínuo
PCC	<i>Point of common coupling</i>
PG	Ponta Grossa
SoC	<i>State of charge</i>
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná
V	Volt

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	Tema da pesquisa	13
1.1.1	Delimitação do tema	13
1.2	Problema	13
1.3	Hipótese/premissa	13
1.4	Objetivos	14
1.4.1	Objetivo geral	14
1.4.2	Objetivos específicos	14
1.5	Justificativa	14
1.6	Escopo do trabalho	15
2	MICRORREDES EM CORRENTE CONTÍNUA	16
3	ANÁLISE TEÓRICA DO CONVERSOR	22
3.1	Características do conversor	23
3.2	Etapas de operação do conversor	25
3.2.1	Conversor atuando no modo SEPIC	25
3.2.2	Conversor atuando no modo Zeta	27
3.3	Equações de projeto do conversor	30
4	PROJETO E SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO CONVERSOR	35
4.1	Metodologia de projeto	35
4.2	Resultados de simulação numérica	36
4.2.1	Conversor operando no modo SEPIC	37
4.2.1	Conversor operando no modo Zeta	42
5	CONSTRUÇÃO DO CONVERSOR	48
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	50
	REFERÊNCIAS	51

1 INTRODUÇÃO

A energia obtida de recursos renováveis tem altas variações que são dependentes do ambiente. Para produzir energia renovável são requeridos dispositivos de conversão de energia muito eficientes e flexíveis. Sendo que a produtividade do sistema depende das características de desempenho da eletrônica envolvida (SOMAN et al., 2014). A literatura técnica apresenta várias topologias de conversores CC-CC monofásicos e trifásicos com elevado rendimento. Desta maneira, contribuindo com o aumentando na qualidade da energia elétrica para um consumo mais consciente.

Atualmente, unidades de armazenamento de energia com conversores CC-CC bidirecionais de ação rápida são necessárias em muitas aplicações para compensar grandes quantidades de energias renováveis intermitentes e variações de carga. Neste cenário, diferentes topologias de conversores e estratégias de controle vêm sendo utilizadas ao longo dos anos, apresentando diferentes modos de operação para amplas relações de tensão (ABDULLAH et al., 2013).

Levando isto em consideração, diferentes estudos neste campo foram propostos para melhorar o desempenho dos conversores de energia. Ye et al. (2013) propôs um conversor bidirecional de três interruptores, onde o conversor pode agir como um Buck, Boost ou Buck-Boost independentemente da direção do fluxo de potência.

Para conversores CC-CC bidirecionais, é o controle da corrente do conversor que permite a troca de fluxo de energia no sistema. Para tornar isso possível, deve ser encontrada uma relação entre a variável a ser controlada (corrente) e o parâmetro controlável (ciclo de trabalho dos interruptores) (BRODAY; LOPES, 2018).

Este trabalho propõe o desenvolvimento de um conversor CC-CC SEPIC-Zeta bidirecional, com quatro interruptores operando no modo de condução contínuo, para ser utilizado na conexão de um banco de baterias com uma microrrede em corrente contínua. Portanto, este conversor será capaz de carregar o banco de baterias ou utilizar na microrrede a energia armazenada, já que ele será capaz de conduzir o fluxo de potência em ambas às direções.

A proposta também utiliza o conceito de dobrador de tensão aplicado ao conversor, reduzindo a tensão nos semicondutores quando comparado com o

conversor convencional (COSTA; ILLA FONT; LAZZARIN, 2017). Devido à redução de tensão nos interruptores, eles são adequados para aplicações em alta potência.

1.1 Tema da pesquisa

Estudo do conversor de potência CC-CC SEPIC-Zeta, monofásico, bidirecional com quatro interruptores controlados, operando no modo de condução contínuo, empregando o conceito de dobrador de tensão.

1.1.1 Delimitação do tema

Estudo do funcionamento do conversor, que é uma ideia original, sendo que, até o momento não foi encontrado referência deste tema. Avaliação dos resultados de simulação numérica em malha aberta de maneira isolada em cada um dos sentidos de condução do fluxo de potência do conversor.

1.2 Problema

O conversor proposto deverá ser usado para conectar um banco de baterias com 360 V a uma microrrede CC com barramento de 250 V. Qual será o comportamento do conversor?

1.3 Hipótese/premissa

Um dos futuros projetos na UTFPR-PG é a construção de uma microrrede CC. Esta será composta de um conversor bidirecional para conexão com a rede elétrica da Copel, um conversor elevador de tensão para uma microturbina eólica e um conversor bidirecional para um banco de baterias. O conversor bidirecional para uso no banco de baterias deve ser capaz de elevar a tensão de barramento para carregar o banco de baterias e reduzir a tensão do banco de baterias para a tensão de barramento.

1.4 Objetivos

Nas duas subseções seguintes será descrito de forma sucinta quais são os objetivos deste trabalho.

1.4.1 Objetivo geral

Estudar um conversor CC-CC SEPIC-Zeta, monofásico bidirecional com quatro interruptores controlados, operando no modo de condução contínuo, empregando o conceito de dobrador de tensão; e avaliar o seu funcionamento.

1.4.2 Objetivos específicos

- Estudar o conversor proposto;
- Dimensionar os componentes que serão utilizados na implementação do protótipo do conversor;
- Projetar o conversor de acordo com as especificações do projeto;
- Realizar a simulação numérica do conversor;
- Avaliar os resultados das simulações numéricas;
- Construir um protótipo do conversor.

1.5 Justificativa

Preocupações ambientais, variações climáticas e redução de reservas de combustíveis fósseis deram origem a um crescente aumento dos geradores alternativos, que incluem fontes de energia renováveis, sistemas de armazenamento de energia e novos tipos de cargas, como os veículos elétricos (DRAGIČEVIĆ et al., 2016). Para que haja elevados níveis de eficiência energética, também é necessário investir no desenvolvimento de conversores de potência que possuem elevado rendimento.

O desenvolvimento do conversor proposto neste trabalho é bastante auspicioso, sendo fruto de uma ideia inédita. Quando realiza a interface de um banco de baterias com a microrrede CC, possui a vantagem de fornecer corrente contínua filtrada em ambos os sentidos de transferência de potência.

1.6 Escopo do trabalho

O trabalho apresenta a análise teórica da microrrede CC no Capítulo 2. A análise teórica do conversor será demonstrada no Capítulo 3. No Capítulo 4 será realizado o projeto do conversor proposto e dos seus componentes, também será feita a simulação numérica, para verificar se o dimensionamento dos componentes e funcionamento do conversor condiz com a análise teórica. A construção do conversor é apresentada no Capítulo 5. Por fim, as conclusões são demonstradas no Capítulo 6.

2 MICRORREDES EM CORRENTE CONTÍNUA

A disponibilidade das fontes de energia não renováveis está diminuindo cada vez mais. A taxa de poluição aumenta devido ao consumo de fontes convencionais de energia, como os combustíveis fósseis, sendo que os gases de efeito estufa causam um grave impacto ao meio ambiente. Como parte do desenvolvimento sustentável, as fontes de energia renováveis devem ser incluídas na matriz energética. As energias hidráulica, solar, eólica, de biomassa, geotérmica e das marés são os principais recursos de energia renovável (ITO; YANG; AKAGI, 2004). O sistema de energia solar pode ser dividido em duas aplicações: térmicas e fotovoltaicas. Entre todas as outras fontes de energia renováveis, a energia solar tem muitas vantagens, por estar presente em qualquer lugar, apresentar menos manutenção e é livre de ruídos.

Com a integração da geração alternativa, sistemas de armazenamento de energia, aumento e surgimento de novas cargas, foi proposto o conceito de microrredes, melhorando a eficiência da utilização de energia renovável.

O conceito de microrrede foi originalmente proposto em 2002, onde os sistemas de distribuição de baixa tensão experimentavam mudanças revolucionárias na época. Devido à liberalização do mercado e a introdução da geração distribuída, que se baseava na ideia de agregar um número de micro fontes e cargas em uma única estrutura (LASSETER, 2002). Desde então, as pesquisas das microrredes são muito intensas, já que, elas foram reconhecidas como um elemento-chave para integrar geração de energia distribuída e armazenamento, permitindo independência com a rede elétrica de distribuição. (GUERRERO; HANG; UCEDA, 2008).

Com o rápido desenvolvimento das microrredes, Ito, Yang e Akagi (2004) relataram um dos primeiros protótipos experimentais de microrrede em corrente contínua (CC) de 10 kW. Tendo um controle mais simples, enquanto a eficiência e a confiabilidade são superiores em relação à sua contraparte em corrente alternada.

Posteriormente, vários trabalhos acompanharam e demonstraram o uso de microrredes CC mais flexíveis para sistemas de telecomunicações, plantas renováveis e de armazenamento distribuído, data centers e edifícios residenciais. Nos próximos anos, acompanhados pelo rápido surgimento e aumento dos produtos eletrônicos de consumo, a integração das fontes de energia renováveis e a

expansão do mercado dos veículos elétricos, as microrredes se estabeleceram fortemente como um campo de pesquisa promissor (DRAGIČEVIĆ et al., 2016).

Os veículos elétricos ganharam uma crescente atenção devido ao potencial de reduzir as emissões dos gases de efeito estufa e o consumo de combustível fóssil. No entanto, Clement-Nyns, Haesen, e Driesen (2010) demonstraram que sua integração em grande escala poderia ter um efeito adverso significativo sobre a rede elétrica. Para alcançar uma conversão de energia eficiente em estações de carregamento dos veículos elétricos, diferentes topologias de conversores eletrônicos de potência podem ser usadas.

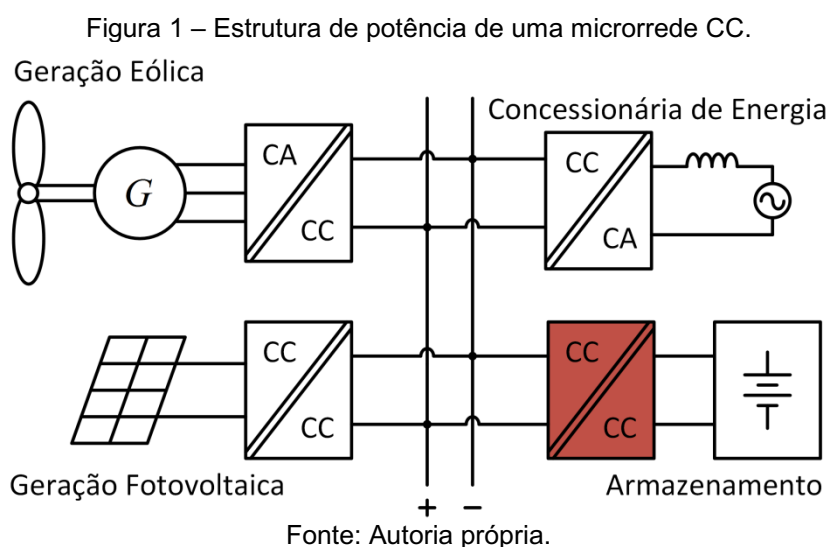
Microrrede é um sistema de energia de pequena escala que inclui geração, armazenamento de energia, carga local, controle e coordenação do sistema. O principal conceito de microrrede que difere de uma rede elétrica convencional é que os geradores de energia são pequenos, geralmente são fontes de energia renovável, composto por módulos fotovoltaicos, microturbinas eólicas e células de combustível. Gerações distribuídas podem ser conectadas através de barramentos CC ou CA (corrente alternada). De acordo com a perspectiva histórica, o sistema CA tem sido a escolha padrão. No entanto, com o desenvolvimento de tecnologias de eletrônica de potência, os sistemas de fonte de alimentação CC estão ganhando crescente interesse nos últimos anos (LI et al., 2017).

Existem dois modos de operação da microrrede CC: modo conectado à rede elétrica CA e modo isolado. No modo conectado à rede um conversor bidirecional CC/CA é usado para controlar a estabilidade da tensão do barramento CC. No modo isolado, gerações distribuídas controláveis e unidades de armazenamento de energia são usadas para controlar a estabilidade da tensão do barramento CC (SHUCHENG et al., 2016).

Um comutador estático é conectado entre a rede de transmissão e a microrrede no ponto de acoplamento comum (PCC). Em caso de falha na rede, o interruptor estático isola a microrrede da rede principal. Nesse caso, a microrrede opera no modo de ilha. As cargas conectadas ao barramento CC podem estar operando no mesmo nível de tensão do barramento ou em um nível de tensão diferente. Para que isto seja possível, conversores de potência são usados para adequar a tensão à carga (THOMAS; KUMARAVEL; ASHOK, 2016).

A microrrede CC é composta por geradores distribuídos, dispositivos eletrônicos de potência, sistemas de armazenamento de energia e unidades de

carga. O barramento da microrrede CC é classificado como estrutura de barramento único, estrutura de barramento múltiplo e estrutura reconfigurável. Geralmente, a estrutura de barramento único é adotada pela microrrede CC de baixa tensão, como é mostrado na Figura 1. Nela também é possível observar que o barramento CC é composto de um polo positivo e um polo negativo. O barramento tem a função de coletar e distribuir a energia elétrica. A rede elétrica da concessionária CA é conectada ao barramento CC através de um conversor bidirecional CA-CC. O gerador eólico é ligado ao barramento CC por um conversor CA-CC. Os módulos fotovoltaicos são acoplados no barramento CC por um conversor CC-CC. O sistema de armazenamento de energia é unido ao barramento CC por um conversor bidirecional CC-CC, que é o foco deste trabalho e está destacado na Figura 1.



As estratégias de controle de operação para uma microrrede CC são múltiplas. A estratégia de controle hierárquico baseada na tensão do barramento é dividida em três hierarquias, que pode combinar um sistema de supervisão em camadas e controle distribuído. Para garantir o equilíbrio de energia de múltiplas fontes e múltiplas cargas na microrrede CC, a estratégia de controle coordenado mantém a tensão do barramento constante com coordenação entre os geradores distribuídos, sistemas de armazenamento de energia e rede de energia CA. Considerando a operação da microrrede como ilha e conectada à rede, pode ser proposta uma estratégia de controle autônoma baseada no sinal de tensão do barramento, projetada para monitorar as flutuações da tensão do barramento (ZHAO; HU; CHEN, 2017).

O sistema de energia está se expandindo rapidamente. Essa rápida expansão está aumentando a complexidade do sistema e dando origem a vários problemas, como a sincronização dos geradores, problemas com harmônicos e o aumento da perda por meio da energia reativa, afetando a qualidade e a estabilidade do sistema. A ideia do sistema CC surgiu como uma possível solução para muitos desses problemas que o sistema de energia CA está passando atualmente (KONAR; GHOSH, 2015).

Os módulos fotovoltaicos e as células de combustível produzem uma tensão de saída CC que é mais fácil e mais eficiente conectá-las a um sistema de distribuição CC, evitando um processamento de energia elétrica desnecessário. Quando as fontes CC fornecem energia para a rede CA, primeiro é necessário usar um conversor CC-CA, se a carga for CC, é preciso utilizar outro conversor CA-CC, ocasionando maiores perdas durante as transformações da energia.

As microturbinas que geram CA também são mais fáceis de conectar a um sistema de CC do que a um sistema de CA, onde é necessário sincronizar a corrente alternada senoidal com a da rede elétrica de distribuição. Assim, resulta em um sistema de controle mais simples para as redes CC.

Três das principais categorias de cargas: iluminação, aparelhos eletrônicos e acionamentos de velocidade variável, podem ser alimentados por energia CC. Novas tecnologias mais eficientes, como luminárias fluorescentes compactas e iluminação de estado sólido envolvem um estágio CC, portanto, é mais eficiente utilizá-las em um sistema de distribuição de corrente contínua. Também é mais eficiente usar cargas eletrônicas, que aumentaram exponencialmente, já que normalmente operam em CC. Unidades de velocidade variável envolvem um estágio de barramento CC para aumentar a faixa de controle de velocidade, o que também nos guia para a preferência da distribuição de CC (GHAREEB; MOHAMED; MOHAMMED, 2013).

As microrredes CC têm menos perdas e podem distribuir 1,41 vezes mais energia elétrica do que a configuração equivalente de microrredes CA, para a mesma área de seção do condutor elétrico. Outra vantagem das microrredes CC em comparação com as microrredes CA é a possibilidade de fácil controle da direção do fluxo de potência. A direção do fluxo está intimamente relacionada à direção da corrente e da tensão. Portanto, o controle de potência pode ser baseado apenas no fluxo de corrente (PATIL; SATARKAR; ABANDE, 2014).

O Lawrence Berkeley National Laboratory mostrou que uma melhoria de 28% no rendimento pode ser alcançada trocando-se o sistema de distribuição CA por um sistema de distribuição de corrente contínua (FORTENBERY; EPRI; TSCHUDI, 2008).

Existem outros fatores que potencializam o uso de sistemas CC em vez de sistemas CA. As redes CC têm a facilidade de integração dos equipamentos inteligentes, como os que são utilizados na automação, de maneira mais direta. As microrredes CC são capazes de fornecer uma interface eficiente para as unidades de armazenamento. Também existe a possibilidade de eletrificação de vilas ou áreas remotas que estão longe do alcance da rede CA convencional. Durante o processamento da energia elétrica, os conversores CC-CC possuem maior eficiência energética do que os retificadores, já que, estes possuem um estágio a mais de funcionamento. Sendo assim, a microrrede CC apresenta maior confiabilidade e eficiência que o sistema CA.

O conversor de potência bidirecional CC-CC que conecta o dispositivo de armazenamento de energia à microrrede, além de ter um papel importante no equilíbrio do sistema de potência, é um dos subsistemas que ajuda a controlar a tensão do barramento da microrrede CC. Além disso, como esse conversor de energia transfere energia entre as baterias e a microrrede, ele controla o estado de carga (SoC) das baterias (BRODAY et al., 2015). Reddy e Samuel (2016) afirmam que o conversor bidirecional SEPIC tem melhor desempenho, do que os outros conversores bidirecionais CC-CC, na forma de ondulações na tensão de saída e na densidade de potência.

Ter sistemas confiáveis de armazenamento de energia é fundamental para melhorar a estabilidade, robustez e qualidade de energia da microrrede. A confiabilidade de uma microrrede CC depende do controle da tensão do barramento CC dentro dos limites especificados, que depende do equilíbrio da produção de energia com o seu consumo. Como as fontes de energia renováveis são intermitentes e as cargas podem mudar repentinamente, um sistema de armazenamento de energia de tamanho adequado, incluindo estratégias eficazes de gerenciamento de energia, é de fundamental importância em uma microrrede CC (ZUBIETA, 2015).

Nas microrredes isoladas, qualquer alteração em sua demanda pode causar transientes rápidos. Assim, as baterias devem carregar ou descarregar rapidamente.

A microrrede será levada à instabilidade se a dinâmica for mais rápida que a velocidade de resposta das baterias. Na microrrede conectada à rede, as baterias não são responsáveis pelo controle de transientes. Nesse modo, o SoC das baterias deve ser definido num valor desejado. O SoC apropriado não deve permitir que as baterias sejam totalmente carregadas. Uma bateria totalmente carregada não pode funcionar bem com transientes de energia excessiva. Além disso, a reconexão é um transitório que pode gerar sobre correntes (SOFLA; WANG, 2011).

As tecnologias dos sistemas de armazenamento de energia (ESS) são caracterizadas por vários indicadores de desempenho importantes, como eficiência energética, densidade de energia e potência, ciclo de vida e taxa de auto descarga. Nesse sentido, para situações em que um único ESS não é capaz de atender aos requisitos de uma aplicação específica, é aconselhável combinar duas ou mais tecnologias que se complementam. Como a distribuição CC oferece uma interface natural para praticamente todos os tipos de ESS, eles podem ser implantados em torno do barramento CC comum (VAZQUEZ, 2010).

O representante mais comum do ESS híbrido é a bateria combinada com supercapacitor. O supercapacitor pode ser empregado para absorver mudanças rápidas de energia, enquanto, a bateria é responsável por variações mais lentas, prolongando assim a vida útil da bateria (HREDZAK; AGELIDIS; JANG, 2014).

As baterias recarregáveis têm perfis de tensão de descarga diferente em comparação aos supercapacitores. Enquanto as baterias geralmente têm um perfil de tensão uniforme após o início da descarga, os supercapacitores ao fornecer uma carga de resistência constante, o perfil de tensão é exponencial (XUE et al., 2013).

As baterias recarregáveis têm uma a duas ordens mais altas de densidade de energia que os supercapacitores. Por outro lado, os supercapacitores baseados no efeito eletroquímico de dupla camada, fornecem uma a duas ordens mais altas de densidades de potência. Uma vez que as novas gerações de supercapacitores têm resistência em série equivalente muito baixa em comparação com as baterias, onde a resistência interna aumenta com a descarga (ENTHALER; GAUTERIN, 2013).

3 ANÁLISE TEÓRICA DO CONVERSOR

Os conversores CC-CC bidirecionais permitem o fluxo de energia entre duas fontes CC em qualquer direção. Eles podem reverter a direção do fluxo de corrente e, assim, o fluxo de potência; mantendo a polaridade da tensão de ambas as extremidades da fonte inalterada. Em alguns casos, um transformador de alta frequência para isolamento galvânico pode ser incorporado dentro deles. Devido a essas boas características, os conversores CC-CC bidirecionais estão sendo cada vez mais usados em aplicações como carregador e descarregador de bateria, aplicações em células de combustível, fonte de alimentação ininterrupta CC, sistemas de energia aeroespacial e acionamentos de motores (KIM et al., 2007).

Os conversores CC-CC bidirecionais empregados em baterias, não são usados apenas para controlar a carga e a descarga da bateria, mas também para regular a tensão de saída do descarregador para um valor predeterminado ao usar a energia armazenada na bateria. Nesse caso, se o conversor unidirecional CC-CC for adotado em vez do conversor bidirecional, dois conversores unidirecionais separados devem ser utilizados para permitirem a passagem do fluxo de potência em ambas as direções.

O uso de conversores CC-CC bidirecionais em aplicações de baixa potência, como em células de combustível e em sistemas de energia aeroespaciais, pode simplificar a estrutura do sistema, resultando na redução do volume, peso e custo do projeto, como também aumentando o seu rendimento.

O uso do conversor CC-CC bidirecional no acionamento do motor CC sem escovas, dedicado aos veículos elétricos, permite o controle da operação do motor e da frenagem regenerativa, contribuindo com a melhoria significativa no desempenho do acionamento do motor. Para a operação do motor, o conversor bidirecional é usado para ajustar a tensão de entrada do inversor e a velocidade do motor para reduzir a ondulação da corrente do motor. Para a frenagem regenerativa, o conversor bidirecional deve controlar a inversão do fluxo de potência, para que uma quantidade significativa da energia cinética do veículo possa ser recuperada na bateria ou no supercapacitor, resultando em uma boa eficiência do sistema (RODRIGUES, 2013).

Além disso, pesquisas em conversores bidirecionais CC-CC para interface de sistema de armazenamento de energia em bateria com microrredes CC, vêm aumentando significativamente nos últimos anos (BRODAY; LOPES, 2018). Em geral, as abordagens empregam três a cinco interruptores e são baseadas em conversores básicos CC-CC, como os conversores Buck, Boost e Buck-Boost (de Almeida; Illa Font, 2018).

Neste capítulo será realizada a análise teórica do conversor SEPIC-Zeta CC-CC bidirecional. Em todas as considerações feitas na análise teórica, o conversor é considerado ideal, trabalhando no modo de condução contínuo em regime permanente.

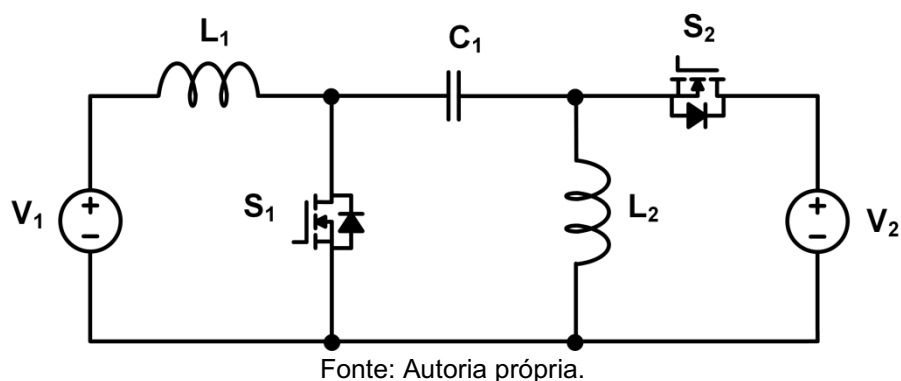
3.1 Características do conversor

Os conversores CC-CC SEPIC possibilitam, de acordo com a razão cíclica, ter uma tensão contínua na saída menor ou maior que a tensão de pico do sistema alimentador. Estes conversores possuem entrada com característica de fonte de corrente e saída com característica de fonte de tensão. Quando operam em MCD minimizam ou eliminam a utilização de filtros de entrada. No entanto, quando operam em MCC dispensam o uso dos referidos filtros (COSTA, 2015).

O conversor Zeta possui uma estrutura que é o dual do conversor SEPIC. A sua saída tem característica de fonte de corrente, o que facilita a associação em paralelo, para utilização com múltiplas saídas.

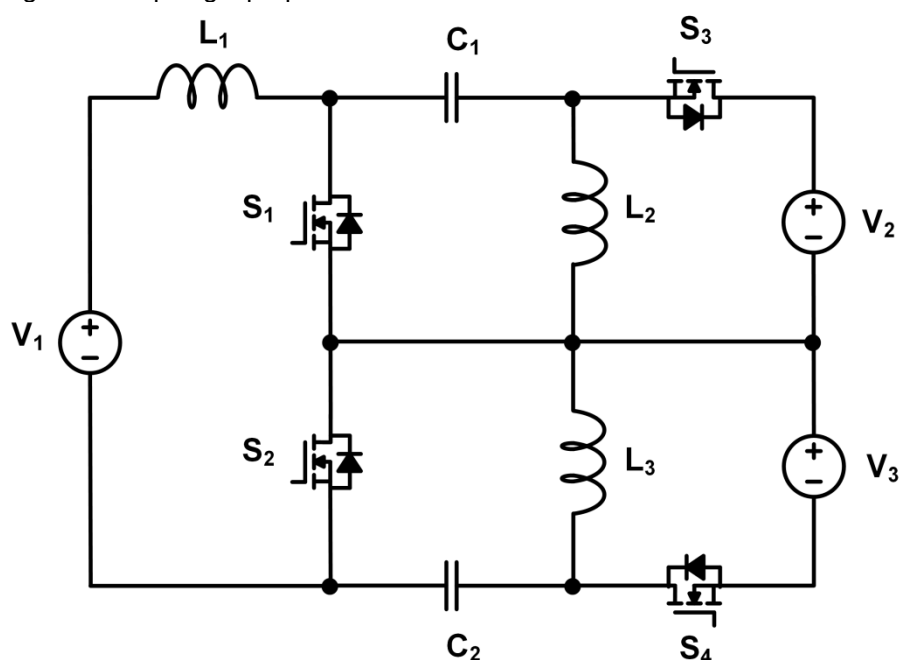
A bidirecionalidade do conversor é garantida pela adição de um interruptor bidirecional em corrente que substitui um diodo da topologia original. A Figura 2 demonstra a configuração convencional do circuito do conversor SEPIC-Zeta CC-CC bidirecional. Ele consiste de dois indutores, sendo que um está em série com a fonte V_1 . Ainda, possui dois transistores, podendo ser da tecnologia MOSFET ou IGBT, sendo que um dos semicondutores está em série com a fonte V_2 . Está incluído um diodo de roda livre em cada transistor, estes comutam de forma complementar, ou seja, enquanto um está conduzindo o outro estará bloqueado e vice-versa. O circuito também contém um capacitor de acoplamento.

Figura 2 - Topologia convencional do conversor SEPIC-Zeta CC-CC bidirecional.



O conversor proposto possui três indutores, sendo que um está em série com a fonte V_1 . Possui quatro interruptores, dos quais, um está em série com a fonte V_2 e outro está em série com a fonte V_3 . Contém ainda, dois capacitores. Na Figura 3 apresenta-se a nova topologia do circuito SEPIC-Zeta que é proposto por este trabalho.

Figura 3 - Topologia proposta do conversor SEPIC-Zeta CC-CC bidirecional.



Embora este conversor empregue mais componente, ele apresenta a vantagem de dividir a tensão nos semicondutores. O que permite utilizar semicondutores com tecnologias que possuem menores perdas. Além disso, o circuito pode ser utilizado para a transferência de potência mais alta. Outra grande vantagem desta topologia SEPIC-Zeta está na redução da tensão sobre o capacitor de transferência.

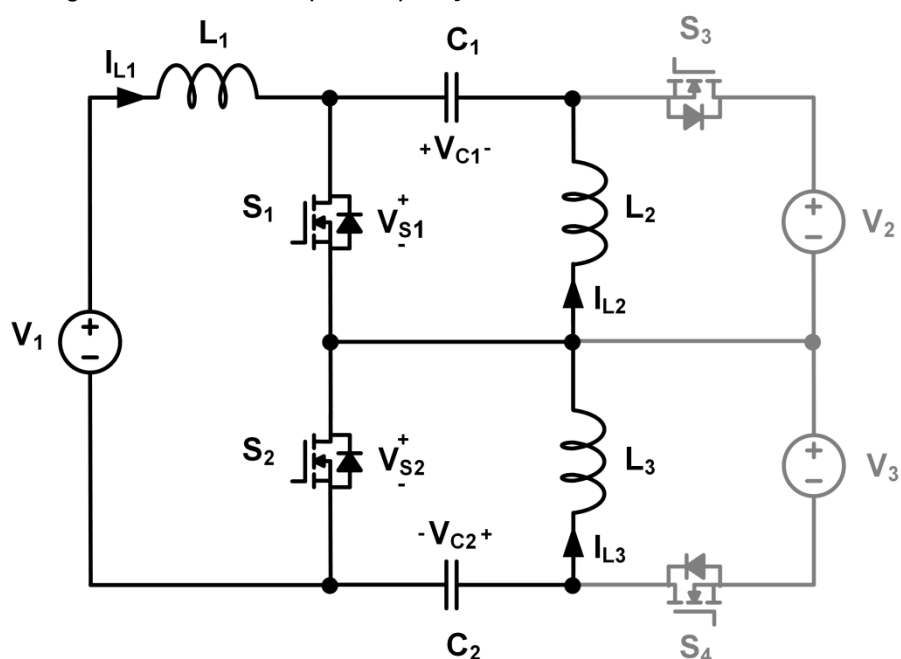
3.2 Etapas de operação do conversor

O conversor possui quatro etapas de funcionamento, sendo que opera como conversor SEPIC em duas etapas e como Zeta nas outras duas. O conversor trabalha acumulando energia durante a primeira etapa e entregando energia na segunda etapa.

3.2.1 Conversor atuando no modo SEPIC

Quando o conversor está atuando no modo SEPIC, a primeira etapa de operação correspondente à magnetização dos indutores L_1 , L_2 e L_3 que se inicia no instante t_0 e termina em t_1 . Os indutores começam armazenar energia recebida da fonte V_1 e dos capacitores C_1 e C_2 . Portanto, a corrente nos indutores cresce linearmente até atingir seu valor máximo em t_1 . A tensão nos capacitores decresce linearmente atingindo o seu valor mínimo em t_1 . Durante a primeira etapa os interruptores S_1 e S_2 estão conduzindo e a tensão neles é zero, os interruptores S_3 e S_4 estão bloqueados. O circuito do conversor, equivalente à primeira etapa, é apresentado na Figura 4.

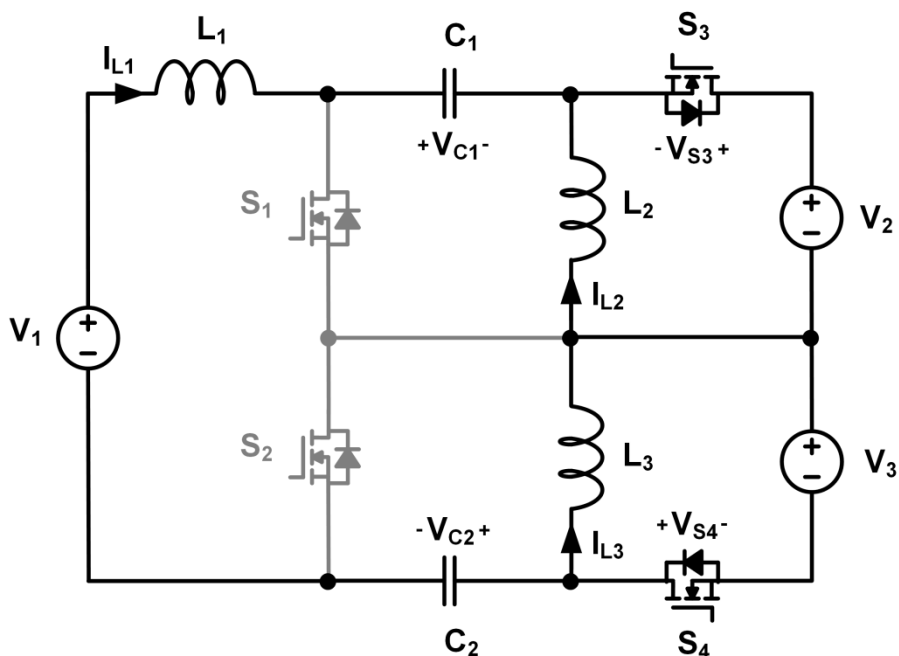
Figura 4 - Primeira etapa de operação do conversor no modo SEPIC.



Fonte: Autoria própria.

A segunda etapa de operação do conversor correspondente à desmagnetização dos indutores, ela tem início no instante t_1 e termina em T , onde T é o período de comutação. No instante t_1 inicia-se o processo de desmagnetização dos indutores, a corrente dos indutores decresce linearmente até T , atingindo o seu valor mínimo. A tensão nos capacitores cresce linearmente até atingir o seu valor máximo em T . Durante a segunda etapa os interruptores S_1 e S_2 estão bloqueados, os interruptores S_3 e S_4 estão em condução. O circuito do conversor, equivalente à segunda etapa, é apresentado na Figura 5.

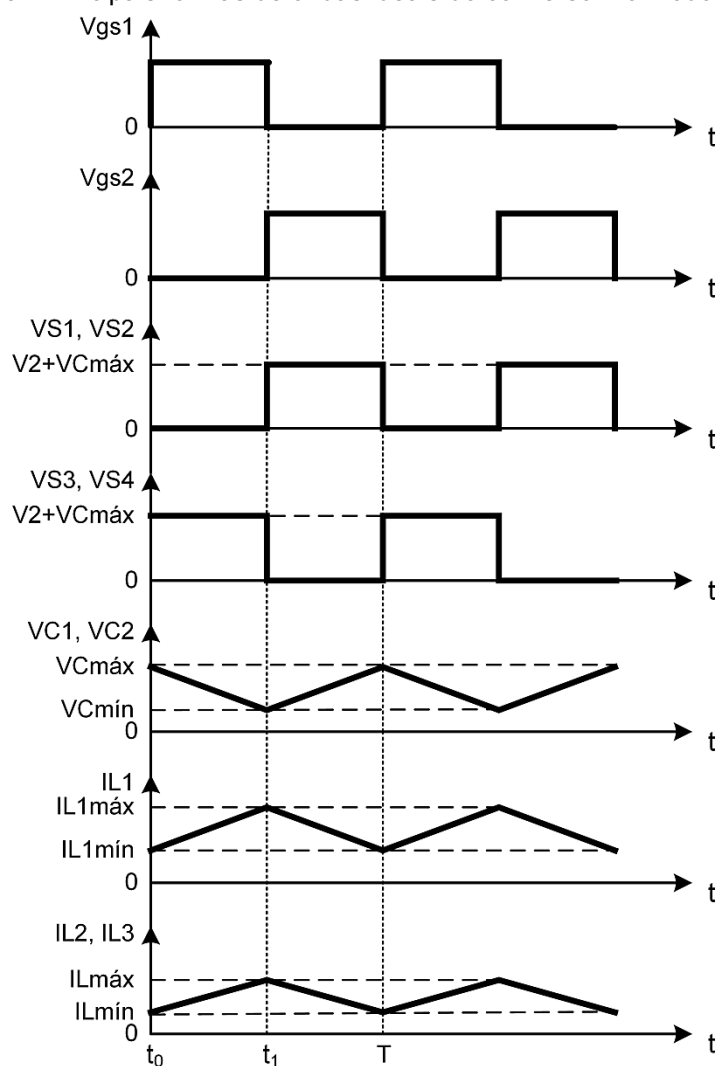
Figura 5 - Segunda etapa de operação do conversor no modo SEPIC.



Fonte: Autoria própria.

Depois de encerrada a segunda etapa de operação do conversor, os interruptores S_1 e S_2 entram em condução, os interruptores S_3 e S_4 são bloqueados, retornando a primeira etapa, e iniciando um novo ciclo de trabalho. As principais formas de onda ideais, de tensão e corrente, correspondente às etapas de operação do conversor são apresentadas na Figura 6.

Figura 6 - Principais formas de ondas ideais do conversor no modo SEPIC.

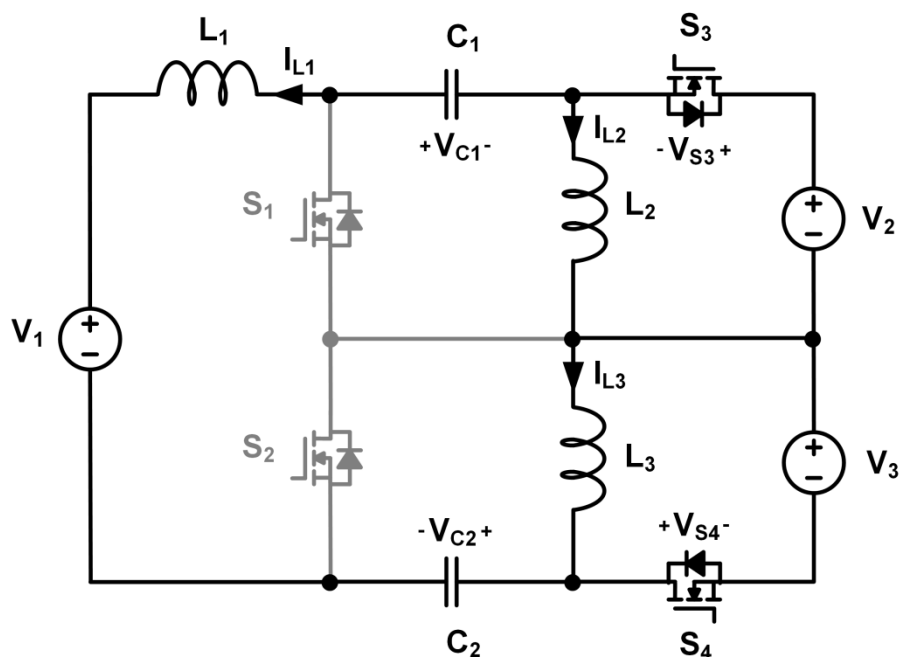


Fonte: Autoria própria.

3.2.2 Conversor atuando no modo Zeta

Quando o conversor está atuando no modo Zeta, a primeira etapa de operação correspondente à magnetização dos indutores L_1 , L_2 e L_3 que se inicia no instante t_0 e termina em t_1 . Os indutores começam armazenar energia recebida das fontes V_2 , V_3 , dos capacitores C_1 e C_2 . Portanto, a corrente nos indutores cresce linearmente até atingir seu valor máximo em t_1 . A tensão nos capacitores decresce linearmente atingindo o seu valor mínimo em t_1 . Durante a primeira etapa os interruptores S_1 e S_2 estão bloqueados, os interruptores S_3 e S_4 estão conduzindo. O circuito do conversor, equivalente à primeira etapa é apresentado na Figura 7.

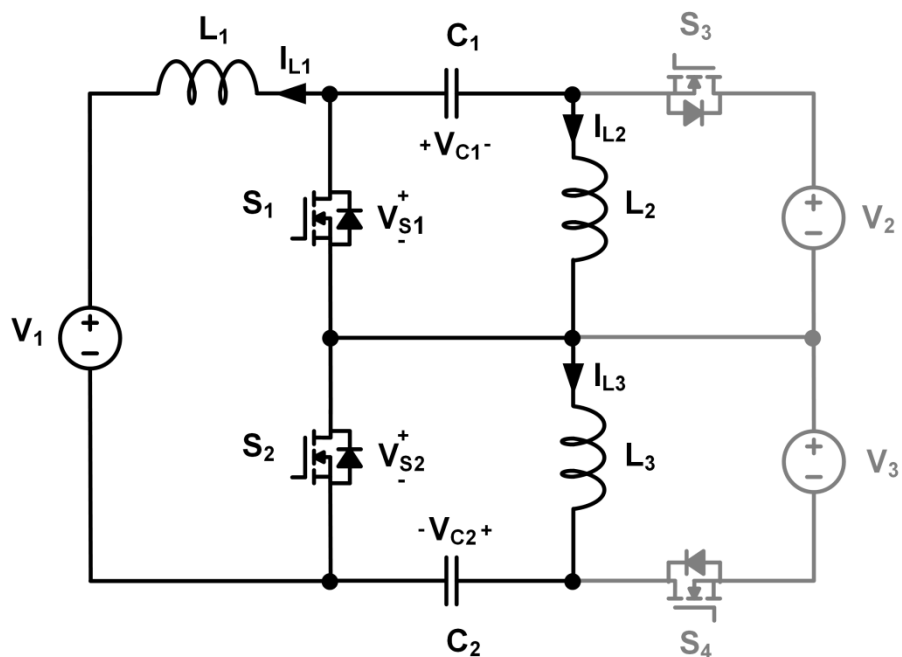
Figura 7 - Primeira etapa de operação do conversor no modo Zeta.



Fonte: Autoria própria.

A segunda etapa de operação do conversor correspondente à desmagnetização dos indutores, ela inicia-se no instante t_1 e termina em T , onde T é o período de comutação. No instante t_1 inicia-se o processo de desmagnetização dos indutores, a corrente dos indutores decresce linearmente até T , atingindo o seu valor mínimo. A tensão nos capacitores cresce linearmente até atingir o seu valor máximo em T . Durante a segunda etapa os interruptores S_1 e S_2 estão conduzindo, os interruptores S_3 e S_4 estão bloqueados. O circuito do conversor, equivalente à segunda etapa está indicado na Figura 8.

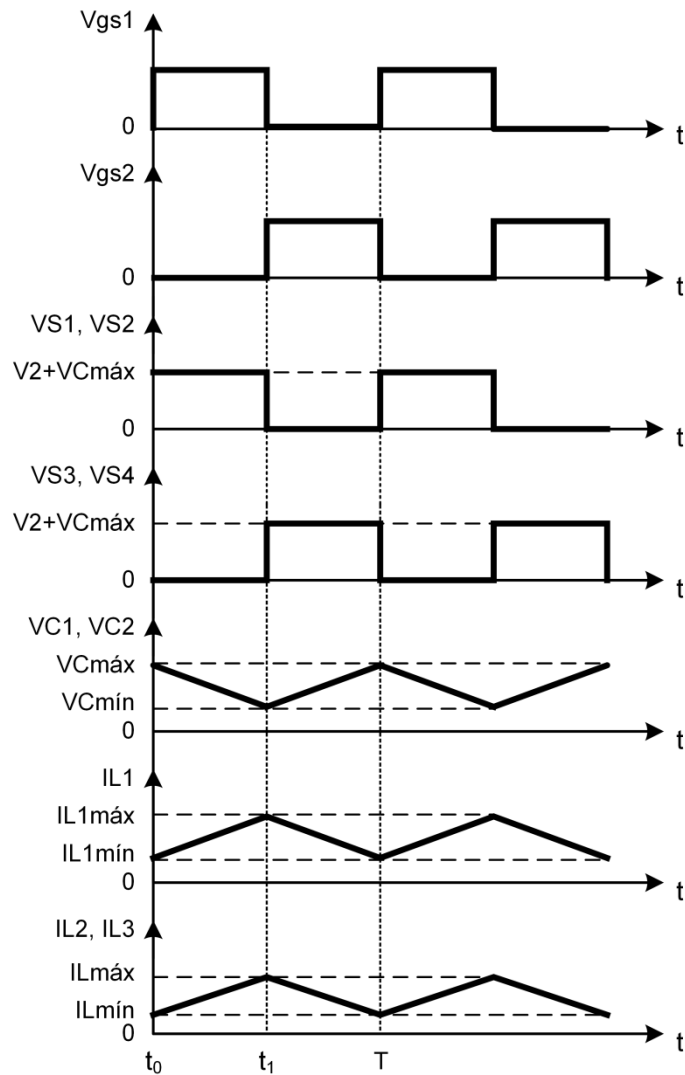
Figura 8 - Segunda etapa de operação do conversor no modo Zeta.



Fonte: Autoria própria.

Depois de encerrada a segunda etapa de operação do conversor, os interruptores S_1 e S_2 são bloqueados, os interruptores S_3 e S_4 são comandados a conduzir, retornando a primeira etapa e iniciando um novo ciclo de operação. As principais formas de onda ideais, de tensão e corrente, correspondente às etapas de operação do conversor são apresentadas na Figura 9.

Figura 9 - Principais formas de ondas ideais do conversor no modo Zeta.



Fonte: Autoria pr3pria.

3.3 Equa33es de projeto do conversor

Conhecendo-se as etapas de opera33o e as formas de onda, 3 poss3vel deduzir todas as express3es matem3ticas para o projeto do conversor. Toda a an3lise matem3tica foi realizada, considerando o conversor trabalhando no modo SEPIC, sendo que, no modo Zeta o conversor opera de forma complementar.

A raz3o c3clica (D) definida na Equa33o 1 3 a raz3o entre o tempo de condu33o do transistor e o per3odo de comuta33o.

$$D = \frac{t_1}{T} \quad (1)$$

Onde:

t_1 : tempo de condução dos transistores S_1, S_2 ;

T : período de comutação.

O ganho estático (Ge), apresentado na Equação 2, é definido pela relação entre a tensão na saída e a tensão na entrada do conversor.

$$Ge = \frac{D}{1-D} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_2+V_3}{V_1} \quad (2)$$

A corrente média no indutor L_1 ($IL_{1méd}$) é obtida a partir da Equação 3.

$$IL_{1méd} = \frac{P_o}{V_1} \quad (3)$$

Onde:

P_o : potência do conversor.

A indutância L_1 é calculada com base na máxima ondulação de corrente desejada. O valor de L_1 é definido pela Equação 4.

$$L_1 = \frac{V_1 * D}{f_s * \Delta IL_1} \quad (4)$$

Onde:

f_s : frequência de comutação;

ΔIL_1 : ondulação da corrente no indutor L_1 .

O valor máximo da corrente no indutor L_1 ($IL_{1máx}$) é determinado pela Equação 5.

$$IL_{1máx} = IL_{1méd} + \frac{\Delta IL_1}{2} \quad (5)$$

O valor máximo de tensão no indutor L_1 ($VL_{1máx}$) é definido por meio da Equação 6.

$$VL_{1m\acute{a}x} = V_1 - V_2 - V_3 - VC_{1m\acute{a}x} - VC_{2m\acute{a}x} \quad (6)$$

Onde:

$VC_{1m\acute{a}x}$: tensão no capacitor 1;

$VC_{2m\acute{a}x}$: tensão no capacitor 2.

O valor médio da tensão no indutor L_1 pode ser considerado nulo.

O valor médio da corrente que percorre os semicondutores S_1 e S_2 ($IS_{1m\acute{e}d}$, $IS_{2m\acute{e}d}$) é estabelecido através da Equação 7.

$$IS_{1m\acute{e}d} = IS_{2m\acute{e}d} = (IL_{1m\acute{e}d} + IL_{2m\acute{e}d}) * D \quad (7)$$

O valor máximo da corrente que passa pelos transistores S_1 e S_2 ($IS_{1m\acute{a}x}$, $IS_{2m\acute{a}x}$) é determinado por meio da Equação 8.

$$IS_{1m\acute{a}x} = IS_{2m\acute{a}x} = IL_{1m\acute{a}x} + IL_{2m\acute{a}x} \quad (8)$$

Onde:

$IL_{2m\acute{a}x}$: corrente máxima no indutor L_2 .

O valor máximo de tensão que os interruptores S_1 e S_2 são submetidos ($VS_{1m\acute{a}x}$, $VS_{2m\acute{a}x}$) pode ser indicado pela Equação 9.

$$VS_{1m\acute{a}x} = VS_{2m\acute{a}x} = V_2 + VC_{1m\acute{a}x} \quad (9)$$

Onde:

$VC_{1m\acute{a}x}$: tensão máxima no capacitor C_1 .

O valor da capacitância dos capacitores C_1 e C_2 podem ser estabelecidos por meio da Equação 10.

$$C_1 = C_2 = \frac{D * IL_{2m\acute{e}d}}{\Delta VC * f_s} \quad (10)$$

Onde:

$IL_{2méd}$: corrente média no indutor L_2 ;

ΔVc : ondulação de tensão nos capacitores C_1 e C_2 .

O valor médio da tensão nos capacitores C_1 e C_2 ($V_{C1méd}$, $V_{C2méd}$) podem ser designados através da Equação 11.

$$V_{C1méd} = V_{C2méd} = \frac{(1-D)*V_2}{D} \quad (11)$$

O valor máximo da tensão nos capacitores C_1 e C_2 ($V_{C1máx}$, $V_{C2máx}$) podem ser especificados pela Equação 12.

$$V_{C1máx} = V_{C2máx} = V_{C1méd} + \frac{\Delta Vc}{2} \quad (12)$$

O valor médio da corrente nos capacitores C_1 e C_2 podem ser considerados zero.

O valor da indutância nos indutores L_2 e L_3 pode ser determinado por meio da Equação 13.

$$L_2 = L_3 = \frac{V_1 * D}{2 * f_s * \Delta IL} \quad (13)$$

Onde:

ΔIL : ondulação da corrente nos indutores L_2 e L_3 .

O valor médio da corrente que passa pelos indutores L_2 e L_3 ($IL_{2méd}$, $IL_{3méd}$) pode ser definido através da Equação 14.

$$IL_{2méd} = IL_{3méd} = \frac{P_o}{V_2 + V_3} \quad (14)$$

Onde:

$IL_{3méd}$: corrente média que passa pelo indutor L_3 .

O valor máximo da corrente que atravessa os indutores L_2 e L_3 ($IL_{2máx}$, $IL_{3máx}$) pode ser indicado pela Equação 15.

$$IL_{2máx} = IL_{3máx} = IL_{2méd} + \frac{\Delta IL}{2} \quad (15)$$

O valor médio de tensão nos indutores L_1 e L_2 pode ser considerado nulo ao longo do período de comutação.

O valor médio da corrente que atravessa os transistores S_3 e S_4 ($IS_{3méd}$, $IS_{4méd}$) pode ser estabelecido por meio da Equação 16.

$$IS_{3méd} = IS_{4méd} = -(IL_{1méd} + IL_{2méd}) * (1 - D) \quad (16)$$

O valor máximo da corrente que passa pelos semicondutores S_3 e S_4 ($IS_{3máx}$, $IS_{4máx}$) pode ser definido através da Equação 17.

$$IS_{3máx} = IS_{4máx} = -(IL_{1máx} + IL_{2máx}) \quad (17)$$

O valor máximo de tensão que os interruptores S_3 e S_4 são submetidos ($VS_{3máx}$, $VS_{4máx}$) pode ser designado por intermédio da Equação 18.

$$VS_{3máx} = VS_{4máx} = V_2 + VC_{1máx} \quad (18)$$

4 PROJETO E SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO CONVERSOR

Nesta seção, apresenta-se a metodologia utilizada no desenvolvimento do projeto do conversor, assim como, os resultados da simulação numérica.

Primeiramente é desenvolvida a metodologia de projeto a partir de uma lista de especificações. Também são expostos os valores das principais grandezas obtidas, bem como, uma tabela com os componentes utilizados na construção do protótipo.

Sequencialmente, tendo como base os valores de projeto é desenvolvida a simulação numérica, com o objetivo de verificar o correto equacionamento e funcionamento da estrutura.

4.1 Metodologia de projeto

O projeto do conversor é desenvolvido a partir de uma lista de especificações, que está apresentada na Tabela 1.

Tabela 1 - Especificações do projeto.

Especificação	Valor
Tensão V_1	250 V
Tensão V_2	180 V
Tensão V_3	180 V
Potência do conversor	1000 W
Frequência de comutação	20 kHz
Ondulação da tensão nos capacitores	30 %
Ondulação da corrente nos indutores	20 %

Fonte: Autoria própria.

Com as especificações definidas e as equações desenvolvidas no Capítulo 3 é possível calcular as principais grandezas do conversor em estudo. Os valores destas grandezas são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 - Valores teóricos das grandezas do conversor.

Grandeza	Valor
Razão Cíclica (SEPIC)	0,59
Ganho Estático	1,44
Corrente Média em L_1	4 A
Corrente Média em L_2 e L_3	2,78 A
Ondulação da Corrente em L_1	0,80 A
Ondulação da Corrente em L_2 e L_3	0,56 A
Indutância em L_1	9,22 mH
Indutância em L_2 e L_3	6,64 mH
Corrente Máxima em L_1	4,40 A
Corrente máxima em L_2 e L_3	3,06 A
Tensão Média nos Capacitores	125 V
Ondulação da Tensão nos Capacitores	37,5 V
Tensão Máxima nos Capacitores	143,75 V
Capacitância dos Capacitores	2,19 μ F
Corrente Média em S_1 e S_2	4 A
Corrente Média em S_3 e S_4	2,78 A
Corrente Máxima nos Semicondutores	7,46 A
Tensão Máxima nos Semicondutores	323,75 V

Fonte: Autoria própria.

Depois de obtido os valores das grandezas dos elementos que compõem o conversor, pode-se realizar a escolha dos componentes, os quais estão relacionados na Tabela 3. Os indutores foram projetados e construídos usando a metodologia de Pereira (2016).

Tabela 3 - Lista de componentes utilizados no conversor.

Componente	Especificação
Indutor L_1	9,22 mH – núcleo EE-65/33/39
Indutores L_2 e L_3	6,64 mH – núcleo EE-55/28/25
Capacitores	2,2 μ F – 400 V
Semicondutores	IGBT IKW30N60H3 – 600 V / 30 A

Fonte: Autoria própria.

4.2 Resultados de simulação numérica

A simulação numérica foi realizada com o *software* PSIM, usando os mesmos valores teóricos que foram projetados na Seção 4.1. Assim é possível ter uma prévia comprovação dos resultados que são esperados na experimentação, validando o equacionamento e projeto dos elementos que compõem a estrutura do conversor.

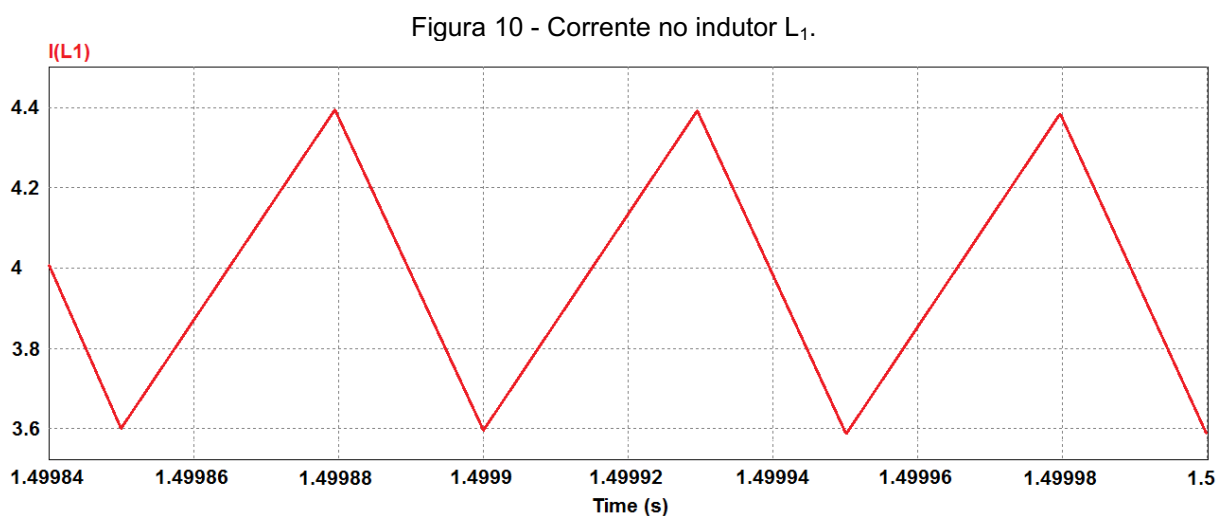
A simulação numérica considera a modelagem ideal dos componentes. Os resultados apresentados estão em regime permanente, uma vez que não são abordadas as características do regime transitório.

Esta seção está dividida em duas subseções. Na primeira subseção, será apresentado o resultado da simulação numérica, com o conversor funcionando no

modo SEPIC. Na segunda subseção serão expostos os resultados simulados com o conversor trabalhando no modo Zeta.

4.2.1 Conversor operando no modo SEPIC

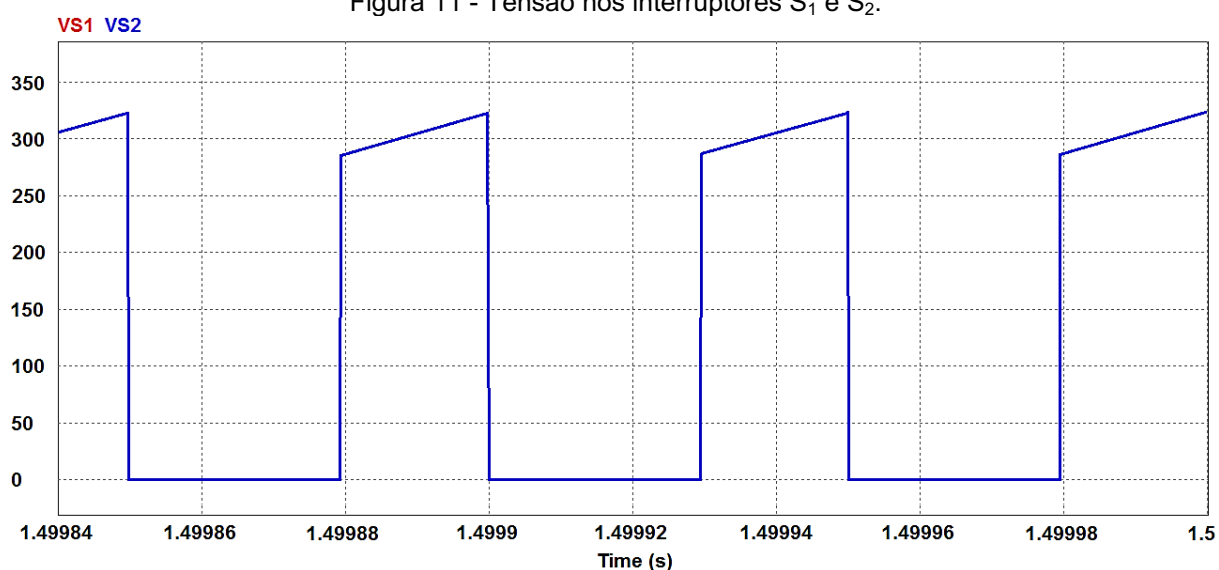
A forma de onda da corrente no indutor L_1 é apresentada através da Figura 10. O valor máximo desta corrente é de 4,41 A com um valor médio de 3,99 A.



Fonte: Autoria própria.

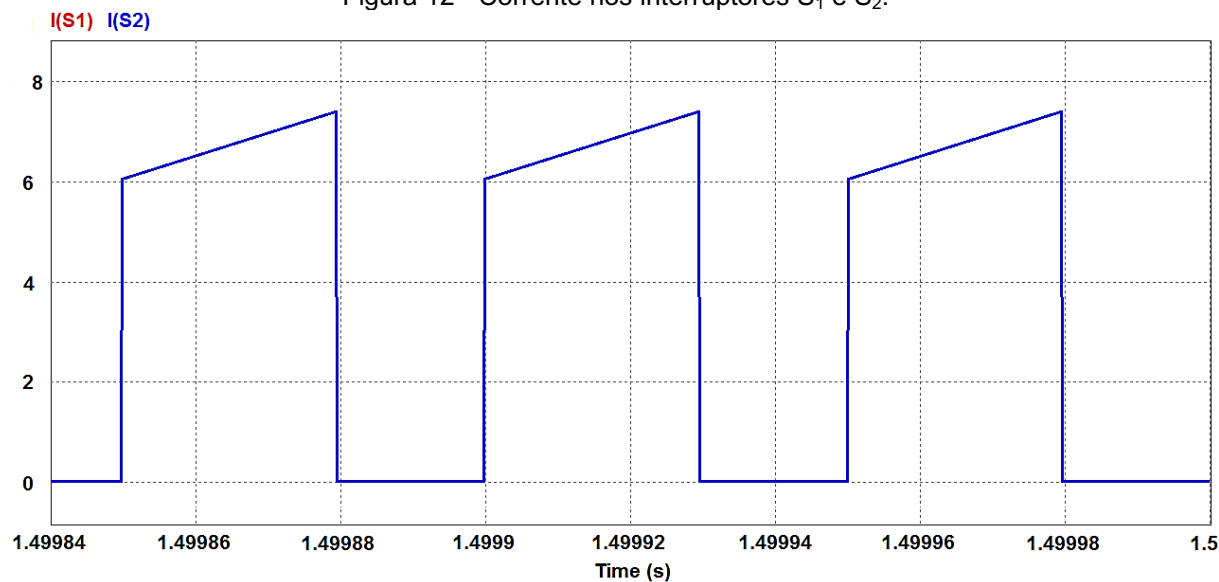
A corrente no indutor L_1 apresenta um componente de alta frequência devido ao chaveamento em 20 kHz, conforme apresentado na Figura 10. O valor desta ondulação é de 0,82 A. Além disso, na Figura 10 é possível confirmar que o conversor opera no MCC.

A forma de onda da tensão nos interruptores S_1 e S_2 é igual e estão expostas na Figura 11. A amplitude máxima da tensão é de 324,35 V com um valor médio de 124,89 V.

Figura 11 - Tensão nos interruptores S_1 e S_2 .

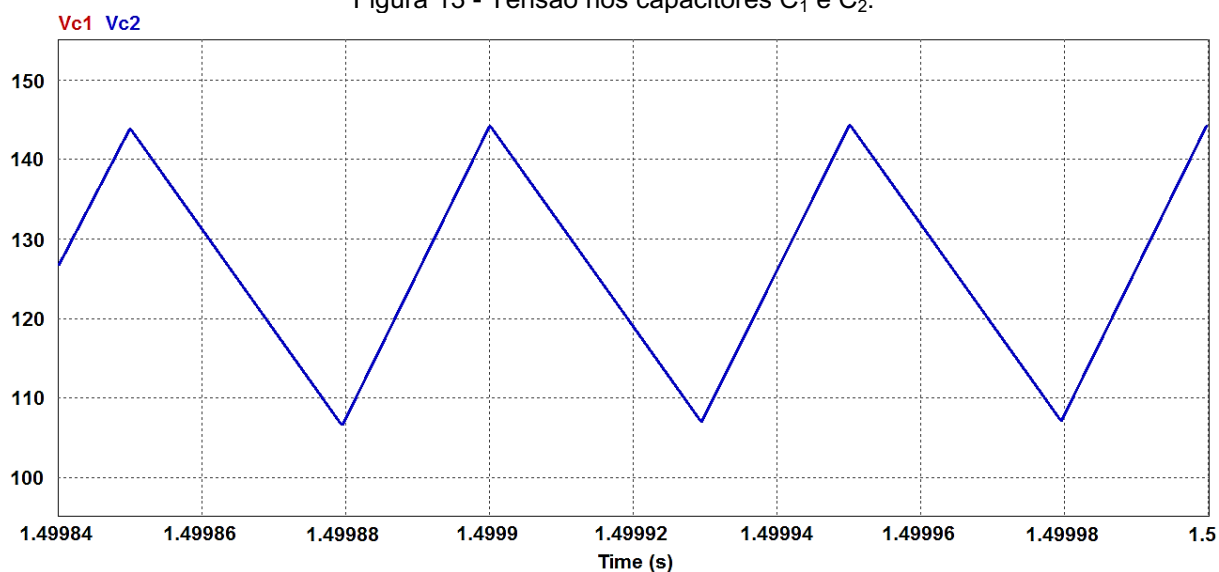
Fonte: Autoria própria.

A forma de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_2 é igual e estão representados na Figura 12. A amplitude máxima da corrente é de 7,42 A com um valor médio de 3,99 A.

Figura 12 - Corrente nos interruptores S_1 e S_2 .

Fonte: Autoria própria.

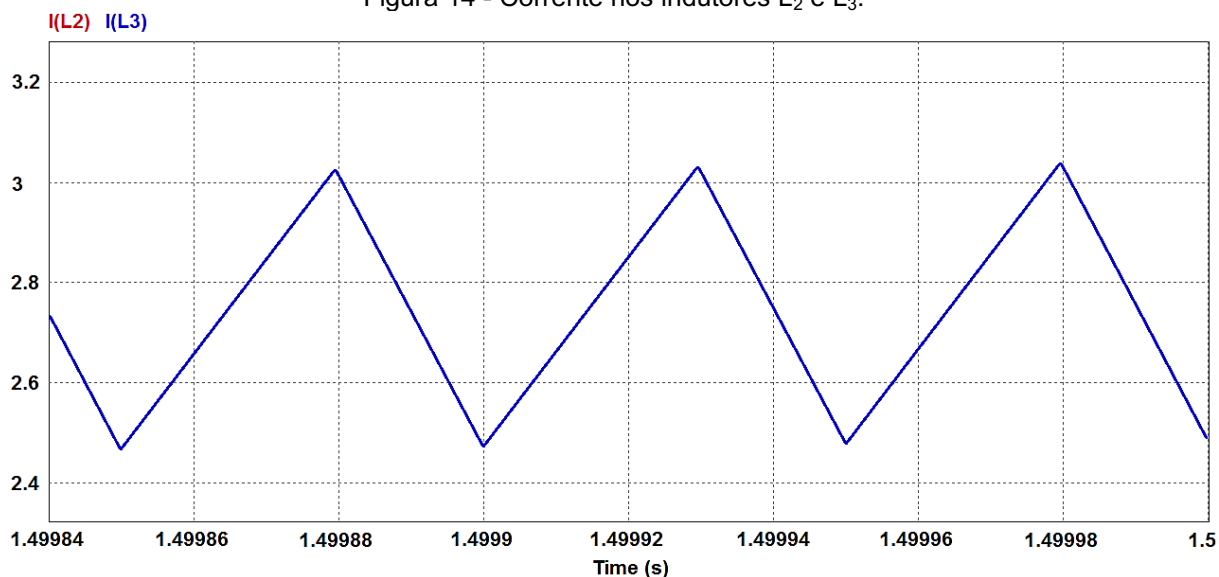
A forma de onda da tensão nos capacitores C_1 e C_2 são iguais e estão indicadas na Figura 13. A amplitude máxima da tensão é de 144,74 V com um valor médio de 124,90 V.

Figura 13 - Tensão nos capacitores C_1 e C_2 .

Fonte: Autoria própria.

A ondulação da tensão, com frequência de 20 kHz, nos capacitores C_1 e C_2 é igual. O valor desta ondulação é de 37,95 V.

A forma de onda da corrente nos indutores L_2 e L_3 é igual e são exibidas na Figura 14. A amplitude máxima da corrente é de 3,06 A com um valor médio de 2,77 A.

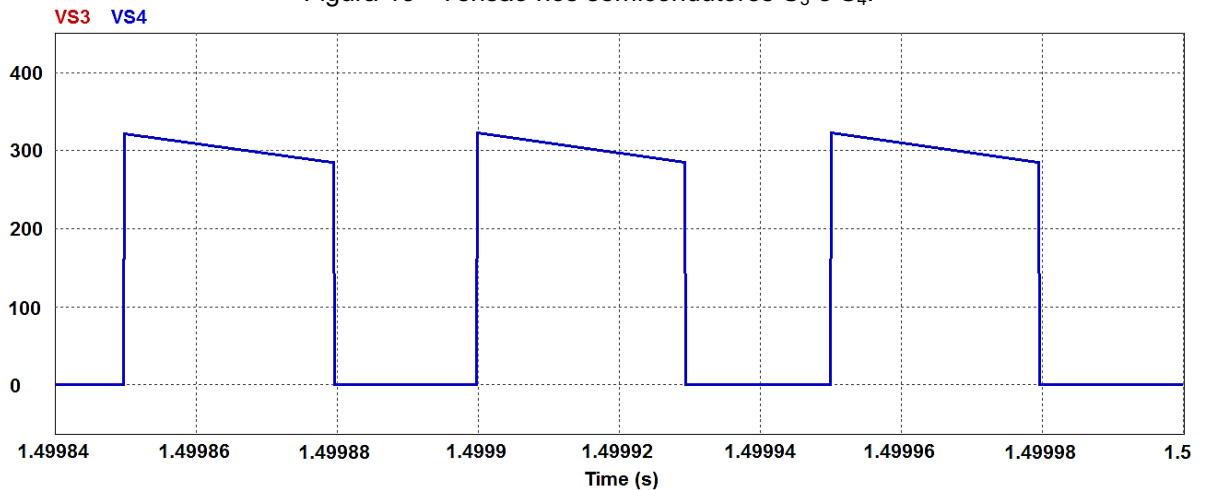
Figura 14 - Corrente nos indutores L_2 e L_3 .

Fonte: Autoria própria.

A ondulação da corrente, com frequência de 20 kHz, nos indutores L_2 e L_3 é igual. O valor desta ondulação é de 0,57 A. Na Figura 14, também é possível observar que o conversor opera no MCC.

A forma de onda da tensão nos semicondutores S_3 e S_4 é igual e estão expostas na Figura 15. A amplitude máxima da tensão é de 324,18 V com um valor médio de 179,56 V.

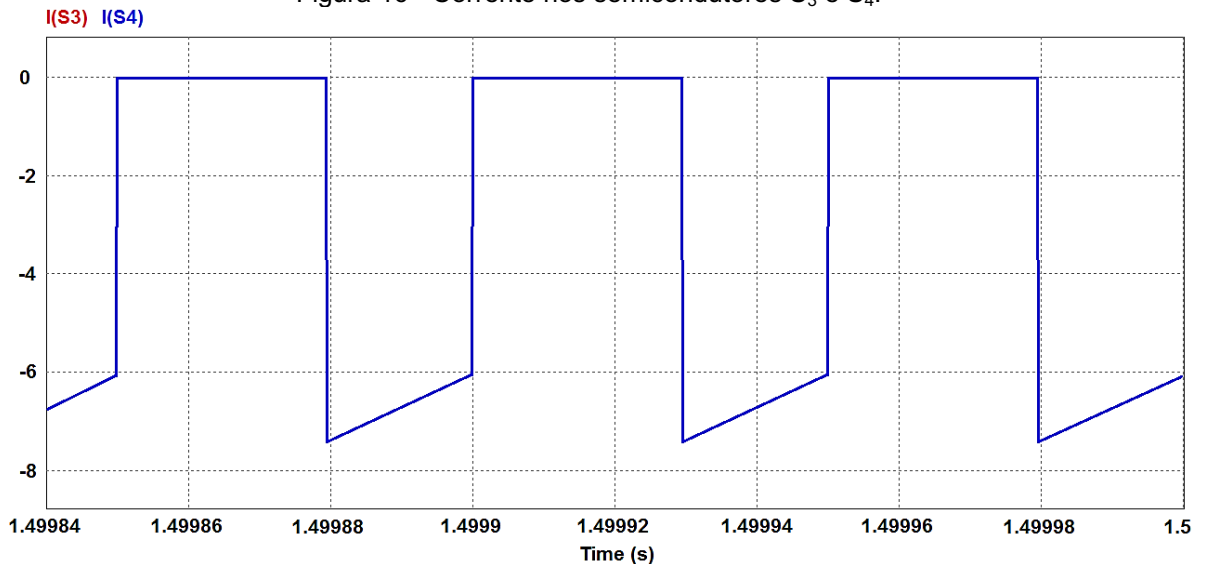
Figura 15 - Tensão nos semicondutores S_3 e S_4 .



Fonte: Autoria própria.

A forma de onda da corrente nos semicondutores S_3 e S_4 é igual e estão representados na Figura 16. A amplitude máxima da corrente é de -7,42 A com um valor médio de -2,77 A.

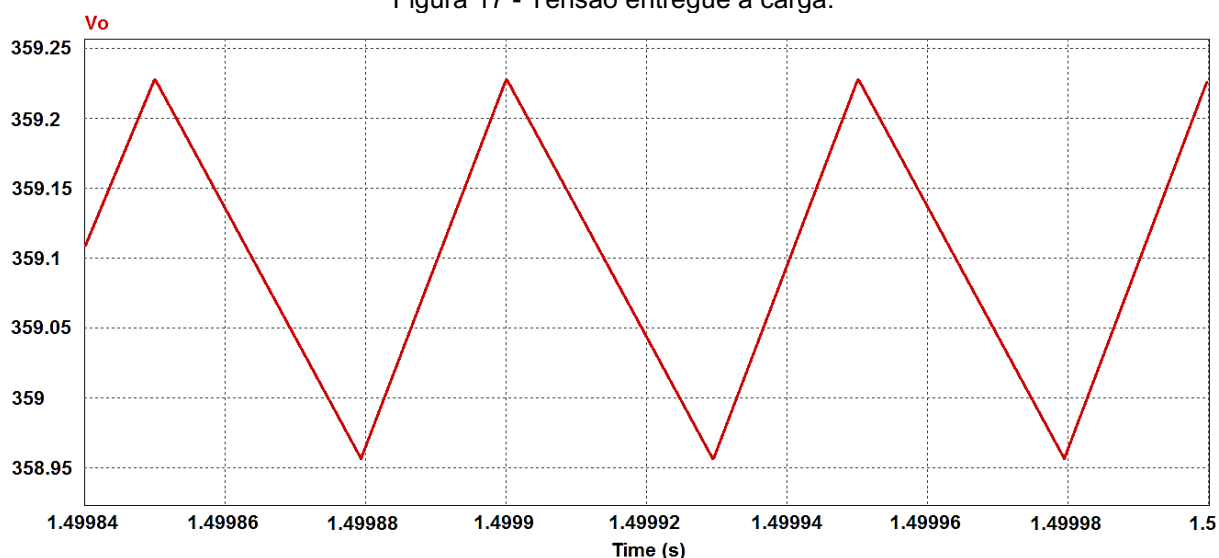
Figura 16 - Corrente nos semicondutores S_3 e S_4 .



Fonte: Autoria própria.

A forma de onda da tensão entregue à carga está exposta na Figura 17. O valor médio da tensão é de 359,09 V.

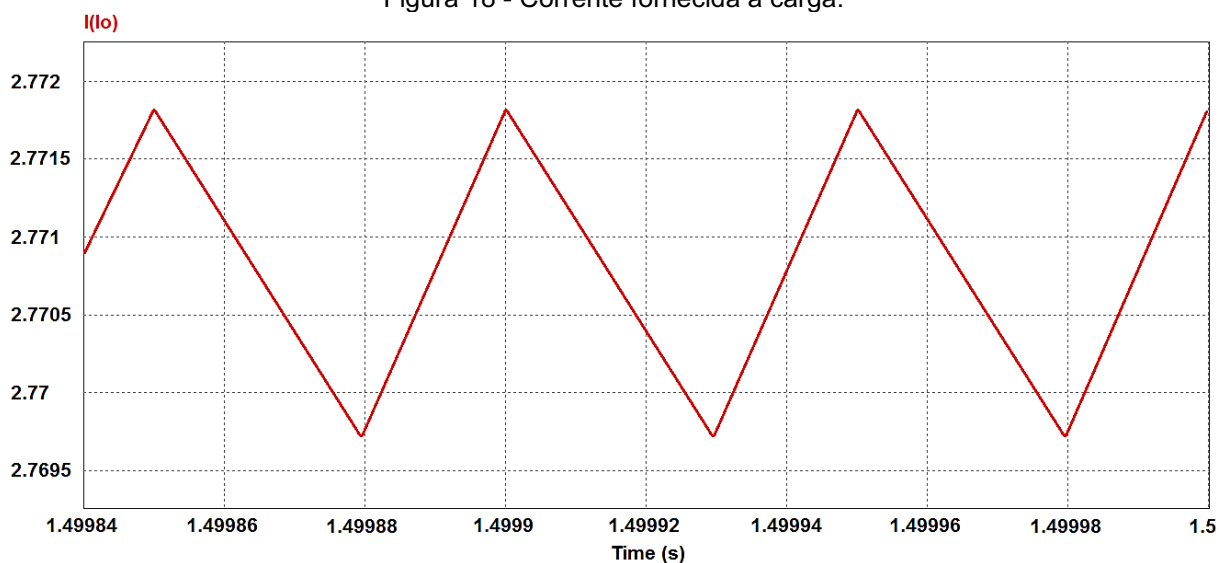
Figura 17 - Tensão entregue à carga.



Fonte: Autoria própria.

A forma de onda da corrente fornecida à carga está apontada na Figura 18. O valor médio da corrente é de 2,77 A.

Figura 18 - Corrente fornecida à carga.



Fonte: Autoria própria.

Na Tabela 4 estão reunidos os valores médios e máximos das principais grandezas que foram mensuradas através da simulação numérica. Observa-se que os valores obtidos por meio de simulação numérica são muito semelhantes com os valores teóricos. A maior diferença de valores ocorre na medição da tensão máxima nos capacitores C_1 e C_2 , com 0,69 % de erro.

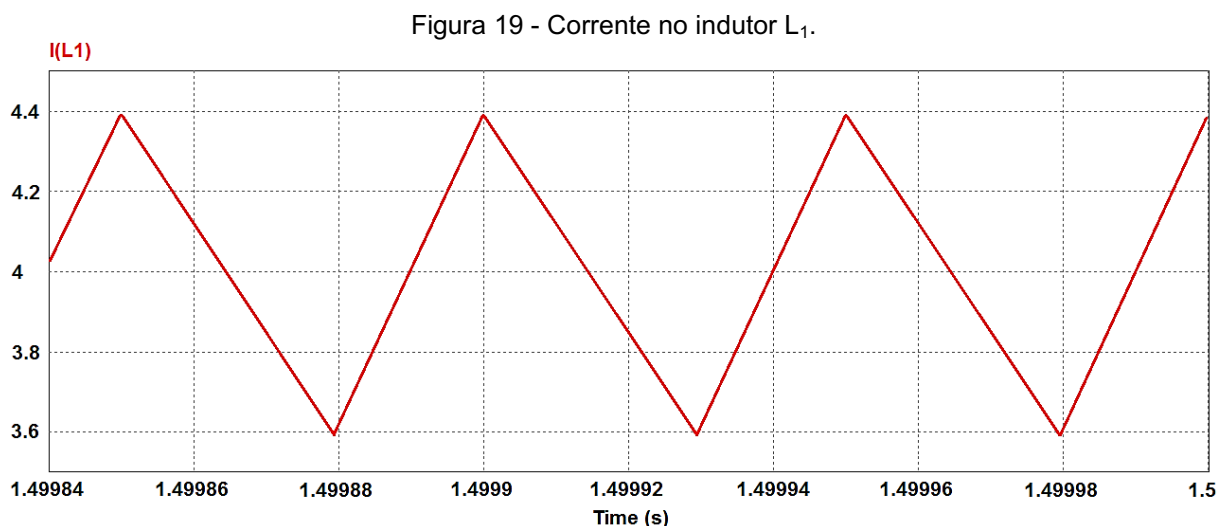
Tabela 4 - Comparativo dos valores teóricos com a simulação numérica.

Grandeza	Valor teórico	Valor simulado	Erro (%)
Corrente máxima no indutor L_1	4,40 A	4,41 A	0,23
Corrente média no indutor L_1	4 A	3,99 A	0,25
Tensão máxima nos interruptores S_1 e S_2	323,75 V	324,35 V	0,19
Corrente máxima nos interruptores S_1 e S_2	7,46 A	7,42 A	0,54
Corrente média nos interruptores S_1 e S_2	4 A	3,99 A	0,25
Tensão máxima nos capacitores C_1 e C_2	143,75 V	144,74 V	0,69
Tensão média nos capacitores C_1 e C_2	125 V	124,90 V	0,08
Corrente máxima nos indutores L_2 e L_3	3,06 A	3,06 A	0
Corrente média nos indutores L_2 e L_3	2,78 A	2,77 A	0,36
Tensão máxima nos interruptores S_3 e S_4	323,75 V	324,18 V	0,13
Corrente máxima nos interruptores S_3 e S_4	-7,46 A	-7,42 A	0,54
Corrente média nos interruptores S_3 e S_4	-2,78 A	-2,77 A	0,36
Tensão média na carga	360 V	359,09 V	0,25
Corrente média na carga	2,78 A	2,77 A	0,36

Fonte: Autoria própria.

4.2.1 Conversor operando no modo Zeta

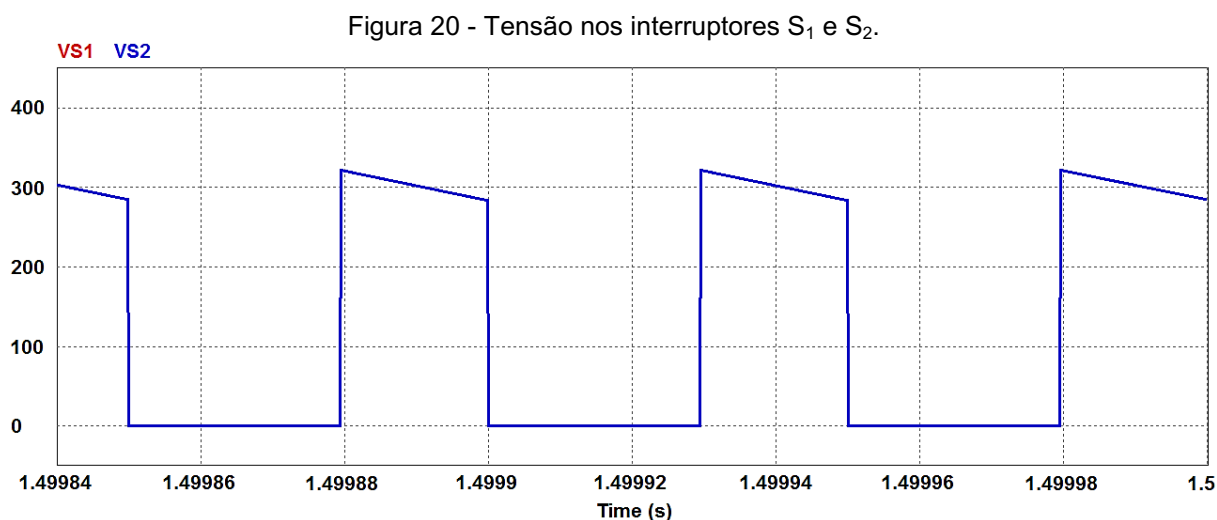
A forma de onda da corrente no indutor L_1 é apresentada na Figura 19. O valor máximo desta corrente é de 4,39 A com um valor médio de 4 A.



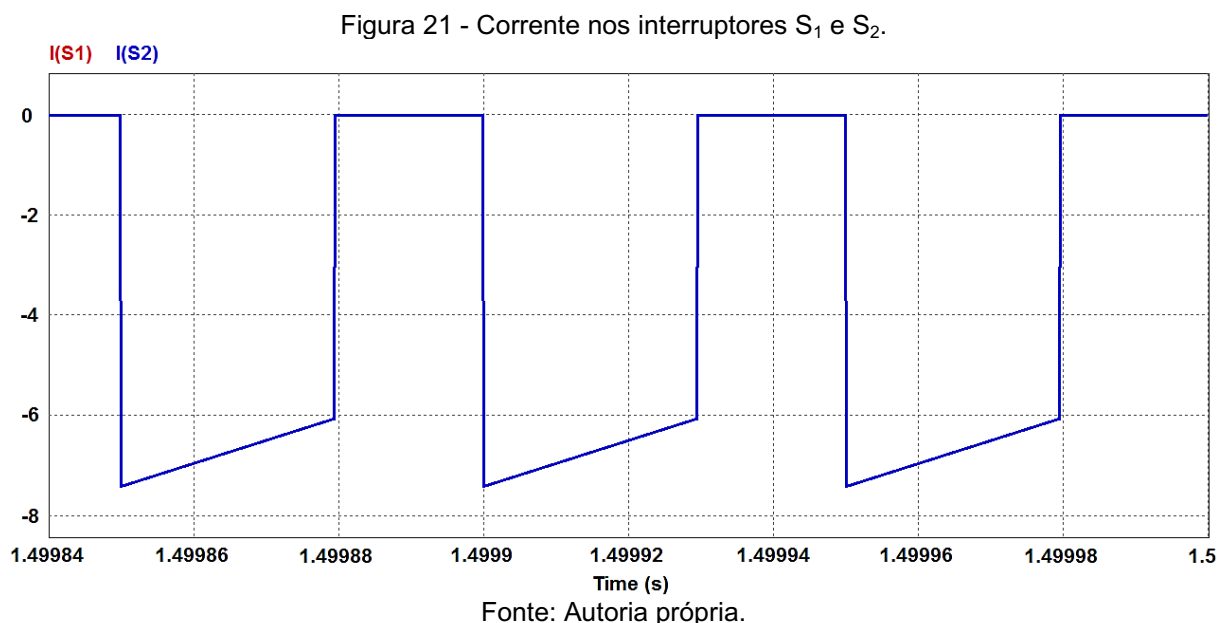
Fonte: Autoria própria.

A corrente no indutor L_1 apresenta uma componente de alta frequência por causa do chaveamento em 20 kHz, conforme mostrada na Figura 19. O valor desta ondulação é de 0,80 A. Além disso, na Figura 19 é possível confirmar que o conversor opera no MCC.

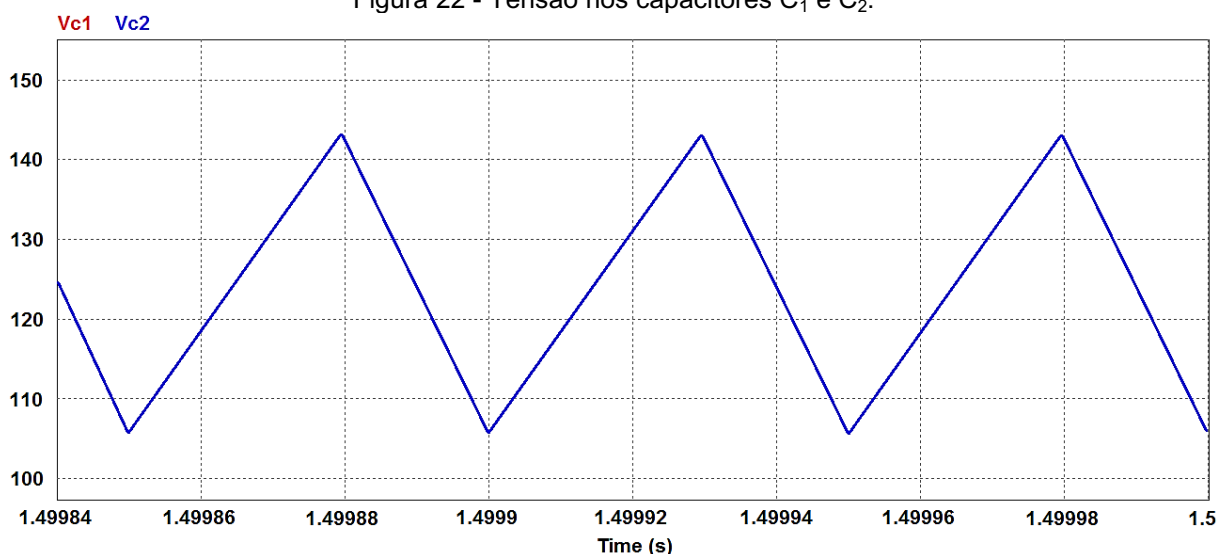
A forma de onda da tensão nos interruptores S_1 e S_2 é igual e estão expostas na Figura 20. A amplitude máxima da tensão é de 323,10 V com um valor médio de 125 V.



A forma de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_2 é igual e estão representados na Figura 21. A amplitude máxima da corrente é de -7,44 A com um valor médio de -4 A.

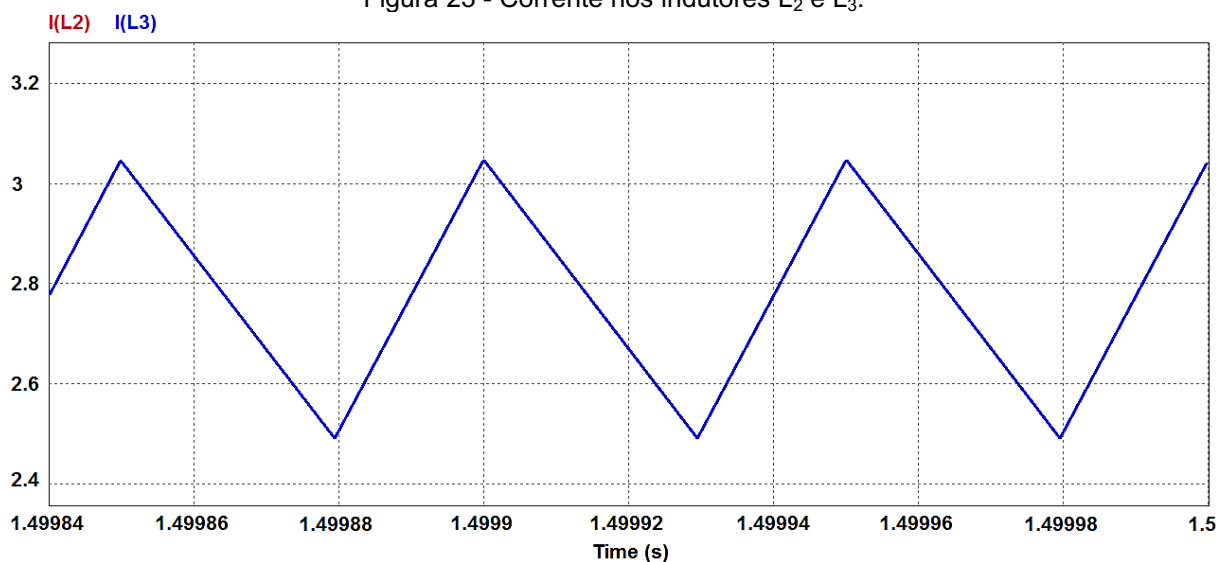


A forma de onda da tensão nos capacitores C_1 e C_2 são iguais, demonstrando que existe um equilíbrio de tensão entre eles. Conforme está indicado na Figura 22. A amplitude máxima da tensão é de 143,22 V com um valor médio de 125 V.

Figura 22 - Tensão nos capacitores C_1 e C_2 .

A ondulação da tensão, com frequência de 20 kHz, nos capacitores C_1 e C_2 é igual, sendo apresentada na Figura 22. O valor desta ondulação é de 37,62 V.

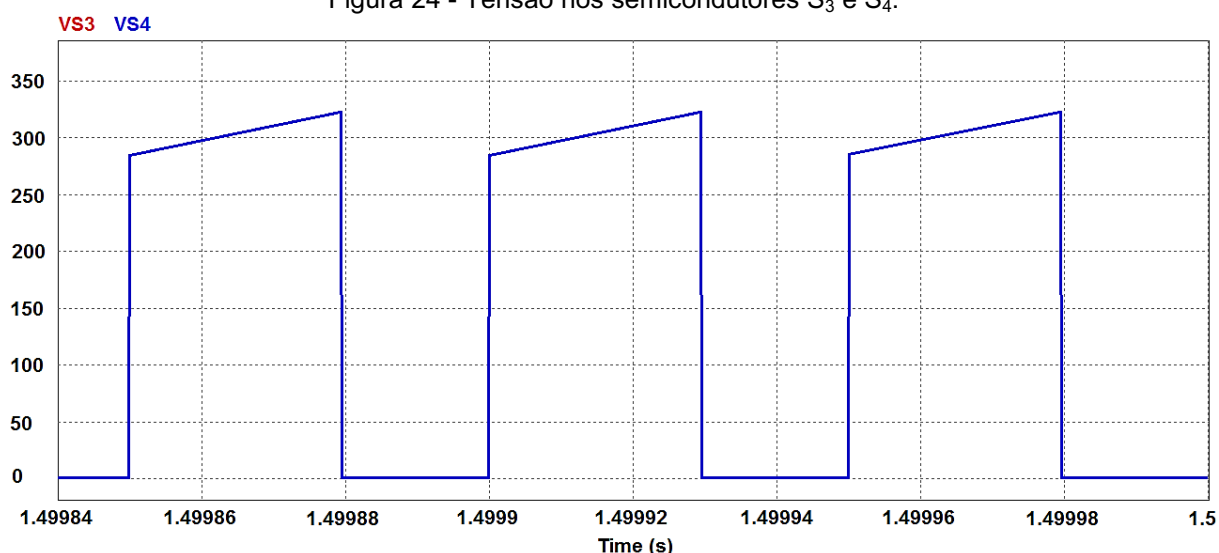
A forma de onda da corrente nos indutores L_2 e L_3 é igual e são exibidas na Figura 23. A amplitude máxima da corrente é de 3,05 A com um valor médio de 2,78 A.

Figura 23 - Corrente nos indutores L_2 e L_3 .

A ondulação da corrente, com frequência de 20 kHz, nos indutores L_2 e L_3 é igual e são apresentadas na Figura 23. O valor desta ondulação é de 0,56 A. Na Figura 23 também é possível observar que o conversor opera no MCC.

A forma de onda da tensão nos semicondutores S_3 e S_4 é igual e estão expostas na Figura 24. A amplitude máxima da tensão é de 323,22 V com um valor médio de 179,99 V.

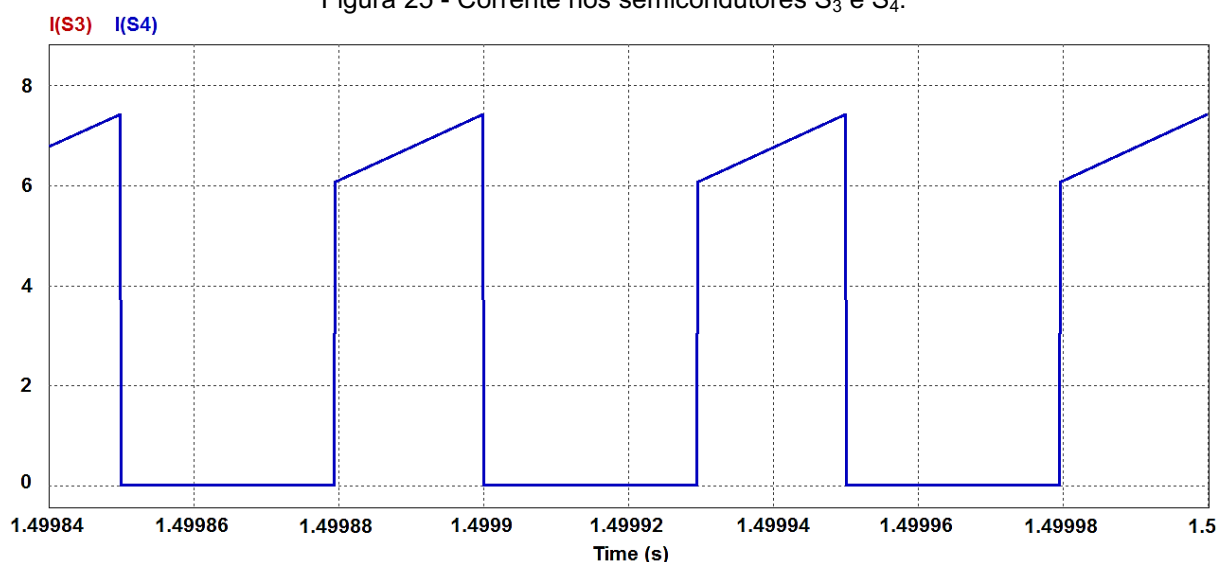
Figura 24 - Tensão nos semicondutores S_3 e S_4 .



Fonte: Autoria própria.

A forma de onda da corrente nos semicondutores S_3 e S_4 é igual e estão representados na Figura 25. A amplitude máxima da corrente é de 7,44 A com um valor médio de 2,78 A.

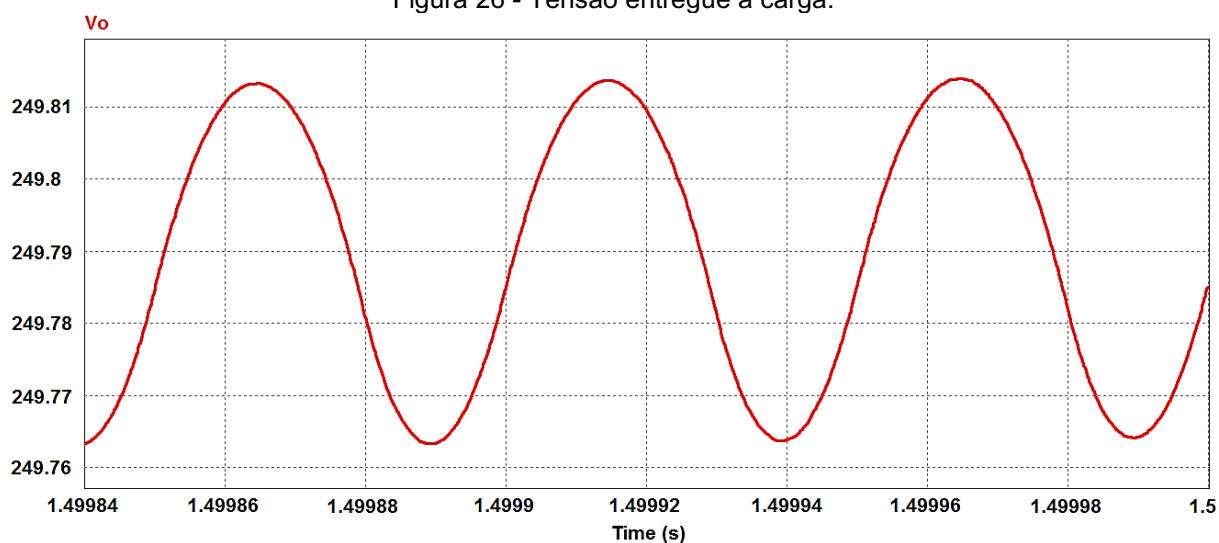
Figura 25 - Corrente nos semicondutores S_3 e S_4 .



Fonte: Autoria própria.

A forma de onda da tensão entregue à carga está exposta na Figura 26. O valor médio da tensão é de 249,79 V.

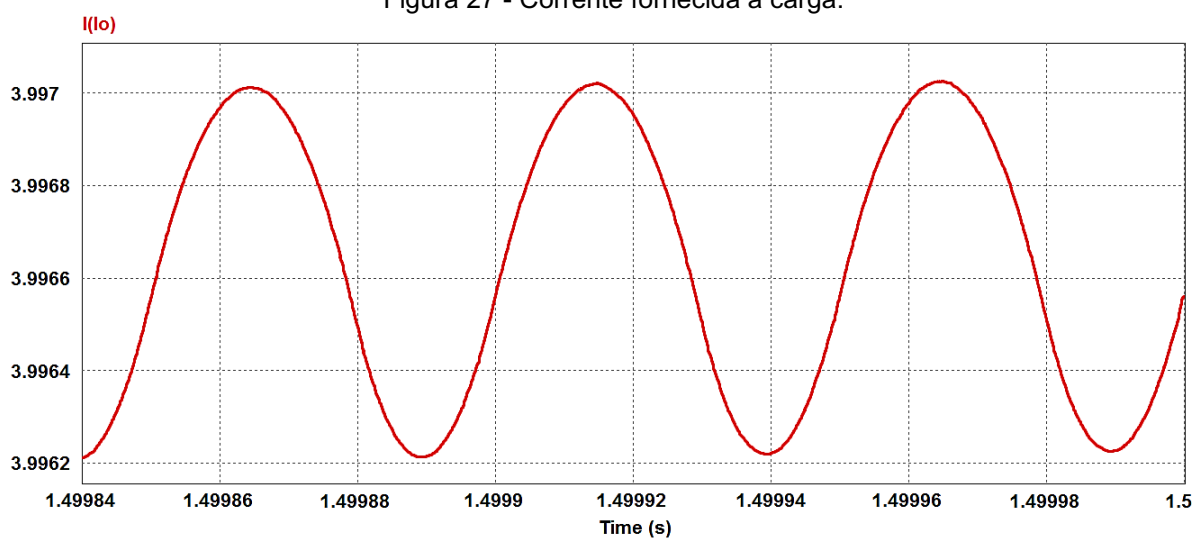
Figura 26 - Tensão entregue à carga.



Fonte: Autoria própria.

A forma de onda da corrente fornecida à carga está apontada na Figura 27. O valor médio da corrente é de 4 A.

Figura 27 - Corrente fornecida à carga.



Fonte: Autoria própria.

Na Tabela 5 estão reunidos os valores médios e máximos das principais grandezas que foram mensuradas através da simulação numérica. Verifica-se que os valores obtidos por meio de simulação numérica são muito semelhantes com os valores teóricos. A maior diferença de valores ocorre na medição da tensão máxima nos capacitores C_1 e C_2 , com 0,37 % de erro.

Tabela 5 - Comparativo dos valores teóricos com a simulação numérica.

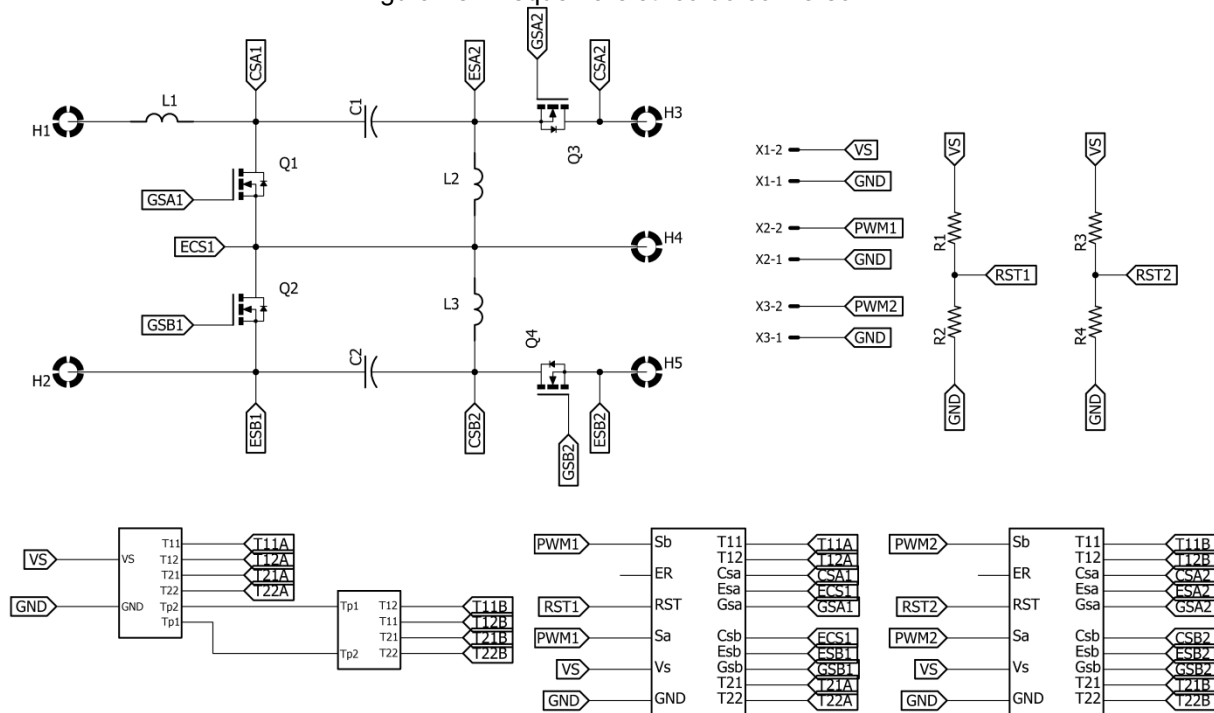
Grandeza	Valor teórico	Valor simulado	Erro (%)
Corrente máxima no indutor L_1	4,40 A	4,39 A	0,23
Corrente média no indutor L_1	4 A	4 A	0
Tensão máxima nos interruptores S_1 e S_2	323,75 V	323,10 V	0,20
Corrente máxima nos interruptores S_1 e S_2	-7,46 A	-7,44 A	0,27
Corrente média nos interruptores S_1 e S_2	-4 A	-4 A	0
Tensão máxima nos capacitores C_1 e C_2	143,75 V	143,22 V	0,37
Tensão média nos capacitores C_1 e C_2	125 V	125 V	0
Corrente máxima nos indutores L_2 e L_3	3,06 A	3,05 A	0,33
Corrente média nos indutores L_2 e L_3	2,78 A	2,78 A	0
Tensão máxima nos interruptores S_3 e S_4	323,75 V	323,22 V	0,16
Corrente máxima nos interruptores S_3 e S_4	7,46 A	7,44 A	0,27
Corrente média nos interruptores S_3 e S_4	2,78 A	2,78 A	0
Tensão média na carga	250 V	249,79 V	0,08
Corrente média na carga	4 A	4 A	0

Fonte: Autoria própria.

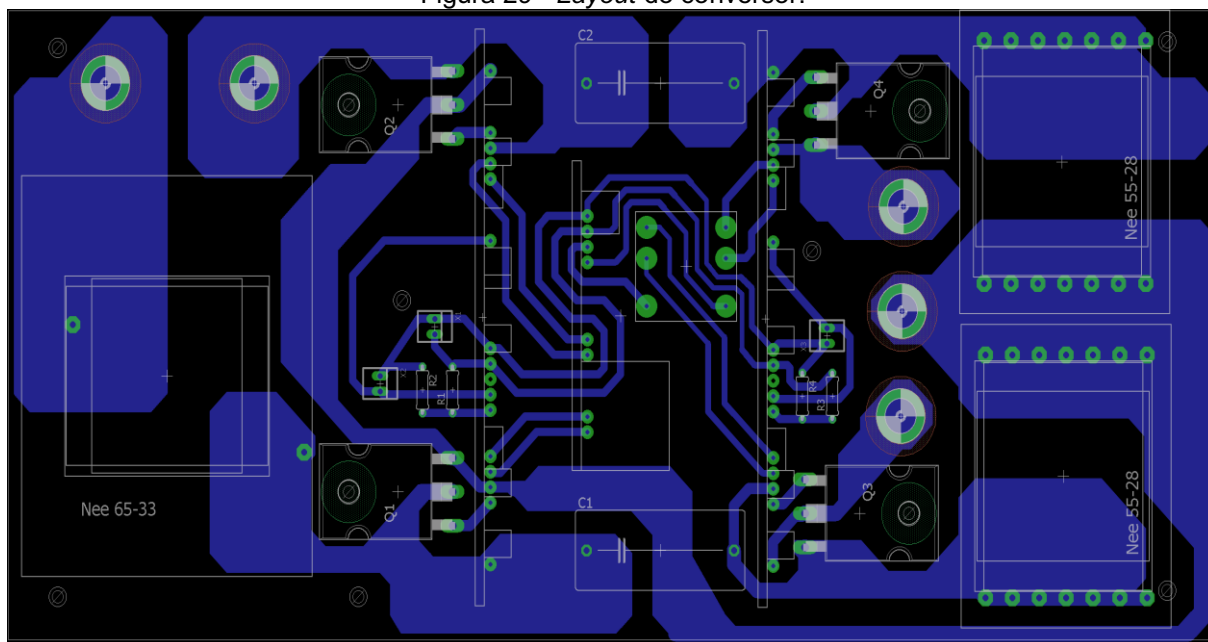
5 CONSTRUÇÃO DO CONVERSOR

Depois do projeto ter sido validado pela simulação numérica é criado o esquema elétrico, que pode ser visualizado na Figura 28.

Figura 28 - Esquema elétrico do conversor.



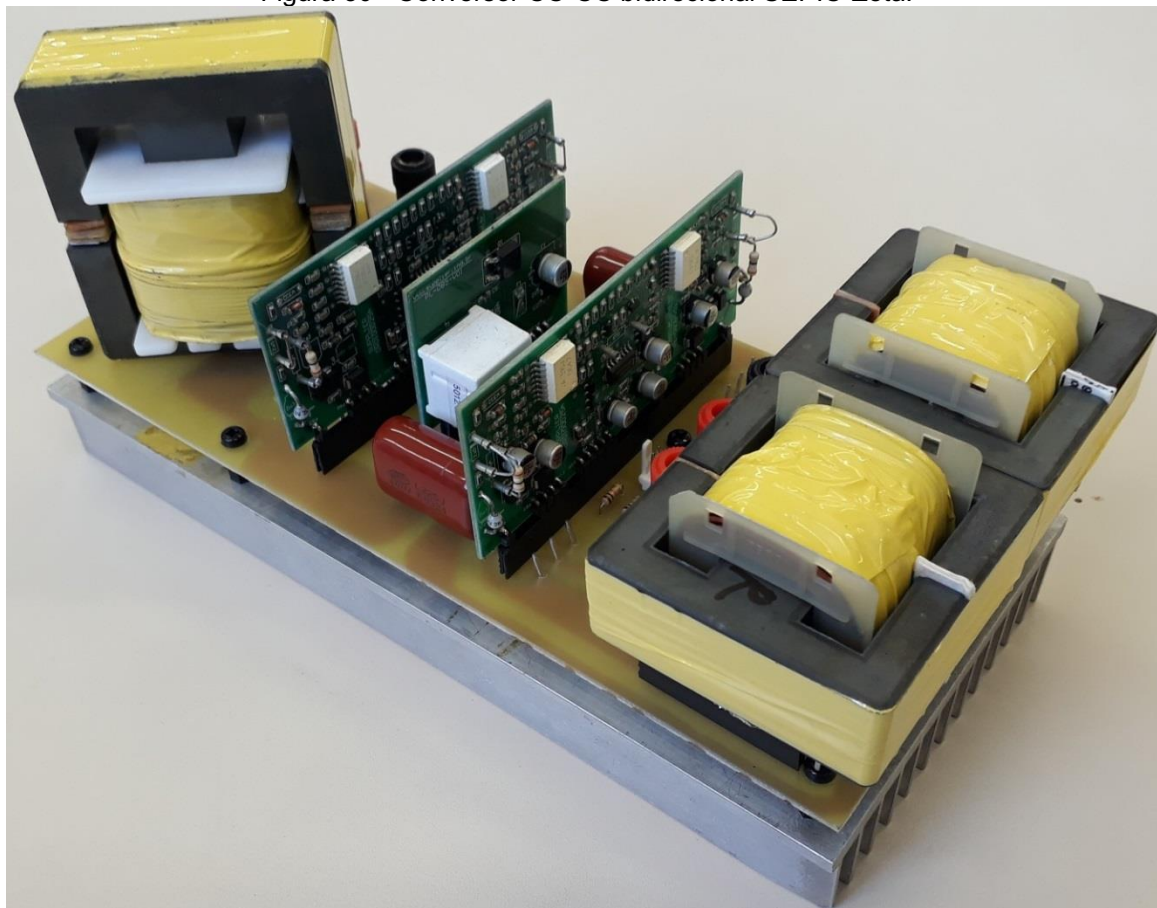
A partir do esquema elétrico foi elaborado o *layout* do conversor, que é apresentado na Figura 29.

Figura 29 - *Layout* do conversor.

Fonte: Autoria própria.

Com o *layout* pronto e os componentes selecionados, foi construído o conversor. A Figura 30 mostra como ele ficou depois de finalizada a sua construção.

Figura 30 - Conversor CC-CC bidirecional SEPIC-Zeta.



Fonte: Autoria própria.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Conforme enunciado no início, o principal objetivo deste trabalho concentrou-se no estudo de um conversor CC-CC bidirecional, dobrador de tensão, operando no modo de condução contínuo, empregando a topologia SEPIC-Zeta. Este trabalho possui grande relevância no fluxo de potência dos bancos de baterias conectados a uma microrrede CC, apresentando resultados satisfatórios.

A partir dos dados coletados ao longo do trabalho é possível confirmar que os resultados obtidos analiticamente são confirmados pela simulação numérica. Sendo assim, pode-se afirmar que a análise e equacionamento desenvolvidos para o conversor estão em concordância.

Através da simulação numérica foi possível observar que os componentes do conversor são submetidos a baixo esforço de corrente e tensão, que o torna adequado para aplicações que requerem nível de potência mais elevada. Resta ainda, realizar a experimentação prática em laboratório para analisar o comportamento do conversor. Já que, o conversor possui boas características para a aplicação do controle do fluxo de potência de um banco de baterias, conectado à microrrede CC.

Como trabalho futuro também é interessante obter a função de transferência do conversor, fechar a malha de realimentação e construir um sistema de controle, que pode ser analógico ou digital. Pois, sem uma estratégia de controle da carga das baterias, elas podem ser danificadas. Além disso, este conversor poderá ser conectado a uma microrrede CC, para estudar o seu comportamento.

REFERÊNCIAS

- ABDULLAH, M. A. et al. Control of a Bidirectional Converter to Interface Ultracapacitor with Renewable Energy Sources. **IEEE International Conference on Industrial Technology**, Cape Town, p. 673-678, 2013.
- ALMEIDA, A. B.; ILLA FONT, C. H. DC-DC Bidirectional 4-Switch Cúk Converter with Voltage-Doubler Concept for Interfacing Batteries in Microgrids. **13th IEEE International Conference on Industry Applications**, São Paulo, p. 263-268, 2018.
- BRODAY G. R.; LOPES L. A. C. A novel 5-switch tapped-inductor multi-state bidirectional DC-DC converter. **IEEE International Conference on Industrial Technology**, Lyon, p. 596-599, 2018.
- BRODAY, G. R. et al. A Tri-State Bidirectional Buck-Boost Converter for a Battery/Supercapacitor Hybrid Energy Storage System in Electric Vehicle Applications. **IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference**, Montreal, p. 1-6, 2015.
- CLEMENT-NYNS, K.; HAESSEN, E.; DRIESEN, J. The Impact of Charging Plug-In Hybrid Electric Vehicles on a Residential Distribution Grid. **IEEE Transactions on Power Systems**, [S.l.], v. 25, n. 1, p. 371-380, 2010.
- COSTA, P. J. S. **Retificadores SEPIC monofásicos e trifásicos aplicados no processamento da energia elétrica proveniente de aerogeradores de pequeno porte**. 2015. 168 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, 2015.
- COSTA, P. J. S.; ILLA FONT, C. H.; LAZZARIN, T. B. A family of singlephase voltage-doubler high-power-factor SEPIC rectifiers operating in DCM. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S.l.], v. 32, n. 6, p. 4279-4290, 2017.
- DRAGIČEVIĆ, T. et al. DC Microgrids - Part II: A Review of Power Architectures, Applications, and Standardization Issues. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S.l.], v. 31, n. 5, p. 3528-3549, 2016.
- DRAGIČEVIĆ, T. et al. DC Microgrids-Part I: A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S.l.], v. 31, n. 7, p. 4876-4891, 2016.
- ENTHALER, A.; GAUTERIN, F. Significance of internal battery resistance on the remaining range estimation of electric vehicles. **International Conference on Connected Vehicles and Expo**, Las Vegas, p. 94-99, 2013.
- FORTENBERY, B.; EPRI, E. C.; TSCHUDI, W. DC power for improved data center efficiency. **Lawrence Berkeley National Laboratory**, Berkeley, p. 1-70, 2008.

GHAREEB, A. T.; MOHAMED, A. A.; MOHAMMED, O. A. DC microgrids and distribution systems: An overview. **IEEE Power & Energy Society General Meeting**, Vancouver, p. 1-5, 2013.

GUERRERO, J. M.; HANG, L.; UCEDA J. Control of Distributed Uninterruptible Power Supply Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 55, n. 8, p. 2845-2859, 2008.

HREDZAK, B.; AGELIDIS, V. G.; JANG, M. A Model Predictive Control System for a Hybrid Battery-Ultracapacitor Power Source. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 3, p. 1469-1479, 2014.

ITO, Y.; ZHONGQING, Y.; AKAGI, H. DC microgrid based distribution power generation system. **4th International Power Electronics and Motion Control Conference**, Xi'an, v.3, p. 1740-1745, 2004.

KIM, I. et al. Design of bidirectional PWM Sepic/Zeta DC-DC converter. **7th International Conference on Power Electronics**, Daegu, p. 614-619, 2007.

KONAR, S.; GHOSH, A. Interconnection of islanded DC microgrids. **IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference**, Brisbane, p. 1-5, 2015.

LASSETER, R. H. MicroGrids. **IEEE Power Engineering Society Winter Meeting**, New York, v.1, p. 305-308, 2002.

LI, F. et al. Active DC bus signaling control method for coordinating multiple energy storage devices in DC microgrid. **IEEE Second International Conference on DC Microgrids**, Nuremberg, p. 221-226, 2017.

PATIL, G.; SATARKAR, M. F. A. R.; ABANDE, G. New Scheme for Protection of DC Micro grid. **International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology**, Madurai, v 3, p. 103-107, 2014.

PEREIRA, V. D. **Análise comparativa entre os retificadores monofásicos boost e SEPIC operando no modo de condução descontínuo**. 2016. 109f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Eletrônica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, 2016.

REDDY, B. M.; SAMUEL, P. A comparative analysis of non-isolated bi-directional dc-dc converters. **1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems**, Delhi, p. 1-6, 2016.

RODRIGUES, J. A. C. **Armazenamento de energia e uso de supercondensadores em sistema de mobilidade eléctrica**. 2013. 98f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Electrotécnica) - Instituto Politécnico de Viseu, Viseu, 2013.

SHUCHENG, T. et al. Virtual DC machine control strategy of energy storage converter in DC microgrid. **IEEE Electrical Power and Energy Conference**, Ottawa, p. 1-5, 2016.

SOFLA, M. A.; WANG, L. Control of DC-DC bidirectional converters for interfacing batteries in microgrids. **IEEE/PES Power Systems Conference and Exposition**, Phoenix, p. 1-6, 2011.

SOMAN, D. E. et al. Analysis of three-level buck-boost converter operation for improved renewable energy conversion and smart grid integration. **IEEE International Energy Conference**, Cavtat, p. 76-81, 2014.

THOMAS, V.; KUMARAVEL S.; ASHOK S. Control of parallel DC-DC converters in a DC microgrid using virtual output impedance method. **2nd International Conference on Advances in Electrical, Electronics, Information, Communication and Bio-Informatics**, Chennai, p. 587-591, 2016.

VAZQUEZ, S. et al. Energy Storage Systems for Transport and Grid Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 12, p. 3881-3895, 2010.

XUE, X. D. et al. Prediction of charging and discharging performances of supercapacitor modules. **5th International Conference on Power Electronics Systems and Applications**, Hong Kong, p. 1-8, 2013.

YE Y. et al. Hybrid energy storage system and associated converters examination for DC distribution. **5th International Conference on Power Electronics Systems and Applications**, Hong Kong, p. 1-7, 2013.

ZHAO, Z.; HU, J.; CHEN, H. Bus Voltage Control Strategy for Low Voltage DC Microgrid Based on AC Power Grid and Battery. **IEEE International Conference on Energy Internet**, Beijing, p. 349-354, 2017.

ZUBIETA, L. E. Power management and optimization concept for DC microgrids. **First International Conference on DC Microgrids**, Atlanta, p. 81-85, 2015.