UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
PRÓ-REITORIA DE GRADUAÇÃO
DEPARTAMENTO ENGENHARIAS
ENGENHARIA ELÉTRICA

John Lennon Nunes de Souza

Conversor CC-CC modificado baseado em células elevadoras de tensão para nano-redes

CARAÚBAS
2024

John Lennon Nunes de Souza

Conversor CC-CC modificado baseado em células elevadoras de tensão para nano-redes

Monografia apresentada a Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Antônio Alisson Alencar Freitas, Prof. Me.

CARAÚBAS

2024

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei n° 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei n° 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

S729c Souza, John Lennon Nunes de.
Conversor CC-CC modificado baseado em células elevadoras de tensão para nanorredes / John Lennon Nunes de Souza. - 2024.
127 f. : il.

Orientador: Antônio Alisson Alencar Freitas.
Monografia (graduação) - Universidade Federal Rural do Semi-árido, Curso de Engenharia Elétrica, 2024.

1. conversor elevador. 2. célula à indutor chaveado. 3. nanorredes. 4. energia renovável. I. Freitas, Antônio Alisson Alencar, orient. II. Título.

Ficha catalográfica elaborada por sistema gerador automáto em conformidade com AACR2 e os dados fornecidos pelo) autor(a).
Biblioteca Campus Caraúbas
Bibliotecária: Dalvanira Brito Rodrigues
CRB: 15/700

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC´s) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

John Lennon Nunes de Souza

Conversor CC-CC modificado baseado em células elevadoras de tensão para nano-redes

Monografia apresentada a Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Defendida em: _11__ / _04__ / __2024___.

BANCA EXAMINADORA

Documento assinado digitalmente
gov.br ANTONIO ALISSON ALENCAR FREITAS
Data: 18/04/2024 15:17:27-0300
Verifique em https://validar.iti.gov.br

Antônio Alisson Alencar Freitas, Prof. Me. (UFERSA)
Presidente

Documento assinado digitalmente
gov.br DAYANE CYNTHIA PINTO OLIVEIRA
Data: 26/04/2024 10:02:59-0300
Verifique em https://validar.iti.gov.br

Dayane Cynthia Pinto Oliveira, (UFC)
Membro Examinador

FRANCISCO DE ASSIS BRITO FILHO:
Assinado de forma digital por FRANCISCO DE ASSIS BRITO FILHO:
Dados: 2024.04.26 09:55:57 -03'00'

Francisco de Assis Brito Filho, Prof. Dr. (UFERSA)
Membro Examinador

Documento assinado digitalmente
gov.br HUGO MICHEL CAMARA DE AZEVEDO MAIA
Data: 26/04/2024 10:18:51-0300
Verifique em https://validar.iti.gov.br

Hugo Michel Câmara de Azevedo Maia, Prof. Dr. (UFERSA)
Membro Examinador

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho a minha mãe Jildivania Maria de Souza, ao meu pai Marcondes Silva do Nascimento e aos meus irmãos Marrane Santos do Nascimento e Maikle Santos do Nascimento, in memoriam.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por ter dado toda a capacitação e discernimento necessário para a realização deste trabalho, contribuindo ativamente e possibilitando com que o mesmo viesse a ser concluído.

Agradeço minha mãe Jildivania e meu pai Marcondes por todo o apoio, tanto em minhas escolhas quanto durante a minha graduação, me mantendo sempre motivado e com auxílio financeiro, de maneira que eu pudesse me dedicar inteiramente a realização deste sonho de infância.

Aos meus companheiros Janneson José, José Lira, Edson, Fabio, Luís Felipe, Ana Carla e Naara, que na graduação, colaboraram imensamente com a minha permanência no curso, tornando os últimos 3 anos de minha vida acadêmica uma experiência extremamente satisfatória, de maneira que recordarei as boas lembranças pelo resto de minha limitada existência e me fizeram analisar as más lembranças pelo lado cômico, além de todo o auxílio neste trabalho.

Agradeço também ao Sr. Edson e a Sra. Gilvanete, por me abrigar durante um bom período da graduação, e mais do que isso, foram responsáveis por constituir o meu segundo lar.

Sou profundamente grato a Grasielle de Souza, que antes mesmo do início desta jornada, sempre me motivou e apoiou nas horas em que mais necessitei de alguém para desabafar, sendo alguém de extrema importância em todas as decisões e cooperando ativamente para que no presente, fosse possível concluir mais uma etapa.

Agradeço aos meus companheiros João Vitor e José Ronaldo, que apoiaram tanto na escolha do curso, quanto em seus desafios, estando sempre presentes ao longo de todo este trajeto.

Sou extremamente grato ao meu orientador Msc. Antônio Alisson Freitas de Alencar, pelo empenho nas orientações, além de toda a disponibilidade e prestatividade na elaboração deste trabalho.

Agradeço também ao Dr. José Wagner Cavalcanti Silva por todos os seus conselhos e auxílios durante minha carreira acadêmica, não se restringindo apenas ao que deveria ser abordado em suas disciplinas, além de toda a sua disponibilidade e encorajamento.

Aos demais companheiros que não foram citados, tanto por limitações de memória quanto de espaço, sou grato por todo o apoio, pois sei que na ausência de qualquer um de vocês, minha trajetória seria muito mais difícil, ou não teria ocorrido da maneira como se sucedeu.

ÉPIGRAFE

Se for suportável, suporte. Pare de reclamar.
Marco Aurélio

RESUMO

Considerando o rápido aumento da demanda energética, as energias de fontes renováveis combinadas com a eletrônica de potência são uma alternativa viável para mitigar os impactos gerados pelo uso de combustíveis fósseis. Este trabalho se destina deduzir as equações de ganho e esforços de tensão e corrente nos componentes, apresentando o dimensionamento e a implementação de um conversor CC-CC baseado na topologia do conversor SEPIC não-isolado, sendo combinada com células elevadoras de tensão, visando aumentar o ganho de tensão do conversor proposto. Os principais componentes foram dimensionados e a topologia foi simulada processando a energia oriunda de um painel fotovoltaico com potência de pico de 255W e alimentando as cargas do barramento secundário de uma residência. Após validar as equações através da simulação, foi feita montagem de um protótipo do conversor proposto em escala reduzida, processando 150W de uma fonte de alimentação CC e alimentando uma carga resistiva em 48 V.

Palavras-chave: conversor elevador; célula à indutor chaveado; nano-redes; energia renovável.

ABSTRACT

With the rapid increase in energy demand, renewable energies combined with power electronics are a viable alternative to mitigate the impacts generated by the use of fossil fuels. This work aims to deduce the gain equations and voltage and current stresses on the components, presenting the design and implementation of a DC-DC converter based on the non-isolated SEPIC converter topology, being combined with voltage step-up cells, in order to increase the voltage gain of the proposed converter. The main components were sized and the topology was simulated by processing energy from a photovoltaic panel with a peak power of 255W and feeding the secondary loads of a residence. After validating the equations through simulation, a prototype of the proposed converter was assembled on a reduced scale, processing 150W from a DC power supply and feeding a 48 V resistive load.

Keywords: step-up converter; switched inductor cell; nano-grids; renewable energy.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Destino das emissões de CO2. 1
Figura 2 - Nanorrede CC. 2
Figura 3 – Simbologia dos tipos de conversor conforme o tipo de corrente em sua entrada e em sua saída. 5
Figura 4 - Topologia do conversor Buck. 5
Figura 5 - Topologia do conversor Boost. 6
Figura 6 - Topologia do conversor Buck-Boost. 7
Figura 7 - Topologia do conversor Cúk. 8
Figura 8 - Topologia do conversor SEPIC. 10
Figura 9 - Análise do comportamento do conversor SEPIC com o interruptor S conduzindo. 11
Figura 10 - Análise do comportamento do conversor SEPIC quando o interruptor S deixa de conduzir. 12
Figura 11 – Principais formas de onda no conversor SEPIC. 27
Figura 12 - Topologias de células elevadoras de tensão a capacitor/indutor-chaveado. 29
Figura 13 - Etapas de operação de célula elevadora III. 30
Figura 14 - Topologia do conversor proposto. 31
Figura 15 - Análise do comportamento do conversor proposto na primeira etapa de funcionamento. 32
Figura 16 - Análise do comportamento do conversor proposto para a segunda etapa de operação. 33
Figura 17 - Formas de onda para o conversor proposto. 54
Figura 18 – Circuito do conversor SEPIC utilizado para a simulação. 62
Figura 19 - Corrente nos indutores L1 e L2 do Conversor SEPIC. 62
Figura 20 - Esforços no interruptor S para o conversor SEPIC. 63
Figura 21 - Esforços no diodo de potência para o conversor SEPIC. 63
Figura 22 - Valores de Tensão e corrente no capacitor C_1 para o conversor simulado. 64
Figura 23 - Valores de Tensão e corrente no capacitor C_2 para o conversor simulado. 64
Figura 24 - Corrente na carga R para o conversor SEPIC. 65
Figura 25 – Corrente e tensão de entrada para o conversor SEPIC. 65
Figura 26 – Circuito do conversor proposto utilizado para a simulação. 73
Figura 27 – Corrente nos indutores L1 e L3 para o conversor proposto. 74

Figura 28 – Corrente e tensão de entrada para o conversor proposto. 74
Figura 29 – Corrente e tensão no capacitor de saída C2 para o conversor proposto. 75
Figura 30 – Corrente e tensão no capacitor de acoplamento C1 para o conversor proposto. . 75
Figura 31 – Tensão e corrente no interruptor S para o conversor proposto. 76
Figura 32 – Tensão e corrente no diodo D4 para o conversor proposto. 77
Figura 33 – Tensão nos diodos D1, D2 e D3 para o conversor proposto. 77
Figura 34 – Corrente nos diodos D1, D2 e D3 para o conversor proposto. 78
Figura 35 – Corrente na saída do conversor proposto. 78
Figura 36 – Ganho estático de tensão para o conversor SEPIC e o conversor proposto. 82
Figura 37 – Vista 2D da PCB. 96
Figura 38 – Vista 3D da PCB com os componentes. 96
Figura 39 – Protótipo do conversor proposto montado 97
Figura 40 – Forma de onda da tensão de entrada para o protótipo experimental. 99
Figura 41 - Simulação da forma de onda da tensão de entrada para o protótipo experimental. 99
Figura 42 – Forma de onda da tensão no diodo D_1 para o protótipo experimental. 100
Figura 43 - Simulação da forma de onda da tensão no diodo D_1 para o protótipo experimental 100
Figura 44 – Detalhe da forma de onda da tensão no diodo D_1 para o protótipo experimental. 101
Figura 45 – Forma de onda da tensão no diodo D3 para o protótipo experimental. 101
Figura 46 - Simulação da forma de onda da tensão no diodo D_3 para o protótipo experimental. 102
Figura 47 – Detalhe da forma de onda da tensão no diodo D3 para o protótipo experimental. 102
Figura 48 – Forma de onda da tensão no interruptor S para o protótipo experimental. 103
Figura 49 - Simulação da forma de onda da tensão no interruptor S para o protótipo experimental. 103
Figura 50 – Detalhe da forma de onda da tensão no interruptor S para o protótipo experimental. 103
Figura 51 – Forma de onda da tensão no diodo D4 para o protótipo experimental. 104
Figura 52 - Simulação da forma de onda de tensão no diodo D_4 para o protótipo experimental. 104

Figura 53 – Detalhe da forma de onda da tensão no diodo D_4 para o protótipo experimental. 105
Figura 54 – Forma de onda da tensão no capacitor C_1 para o protótipo experimental..... 105
Figura 55 - Simulação da forma de onda da tensão no capacitor C_1 para o protótipo experimental. 106
Figura 56 – Detalhe da forma de onda da tensão no capacitor C_1 para o protótipo experimental. 106
Figura 57 – Forma de onda da tensão de saída para o protótipo experimental. 107
Figura 58 - Simulação da forma de onda da tensão de saída para o protótipo experimental. 107
Figura 59 - Processo de ajuste das tensões de entrada e saída. 109
Figura 60 – Estimativa de eficiência do protótipo experimental em função da potência de saída. 109

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Estado dos componentes em determinado instante t no circuito.....13
Tabela 2 - Inserção de células a capacitor/indutor-chaveado nos conversores clássicos. 28
Tabela 3 - Parâmetros de projeto para o conversor CC-CC SEPIC. 58
Tabela 4 – Comparativo entre os valores calculados e os valores simulados para o conversor SEPIC. 66
Tabela 5 - Parâmetros de projeto para o conversor CC-CC proposto. 68
Tabela 6 – Comparativo entre os valores calculados e os valores simulados para o conversor proposto. 79
Tabela 7 – Comparativo entre os valores obtidos em simulação para o conversor SEPIC e o conversor proposto. 80
Tabela 8 – Comparativo entre o número de componentes. 81
Tabela 9 - Parâmetros de projeto para o protótipo experimental.....84
Tabela 10 – Parâmetros utilizados para o cálculo da dimensão mínima dos magnéticos. 88
Tabela 11 – Parâmetros do núcleo magnético modelo NEE-42/21/20 escolhido. 89
Tabela 12 – Componentes selecionados. 91
Tabela 13 – Parâmetros dos componentes para estimar a potência dissipada. 92
Tabela 14 – Parâmetros aproximados dos dissipadores utilizados. 94
Tabela 15 - Comparativo entre os valores calculados e simulados para potência de saída de 135W. 98
Tabela 16 - Comparativo entre os valores obtidos em simulação e experimentalmente para potência de saída de 135W. 107

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 1

2 OBJETIVOS 3

2.1 Objetivos específicos 3

3 REFERENCIAL TEÓRICO 4

3.1 Conversor Buck 5

3.2 Conversor Boost 6

3.3 Conversor Buck-Boost 7

3.4 Conversor Cúk 8

3.5 Conversor SEPIC 9

3.5.1 Análise qualitativa do conversor SEPIC 9

3.5.2 Análise quantitativa do conversor SEPIC 13

3.6 Células de Ioinovici 28

3.7 Conversor Proposto 31

3.7.1 Análise qualitativa do conversor proposto 31

3.7.2 Análise quantitativa do conversor proposto 33

3.8 Dimensionamento de magnéticos 55

3.9 Cálculos térmicos 56

4 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR SEPIC 58

4.1 Calculo 58

4.2 Simulação do conversor SEPIC 61

5 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR PROPOSTO 68

5.1 Dimensionamento dos componentes 68

5.2 Simulação do conversor proposto 73

5.3 Comparação 80

6 PROJETO EXPERIMENTAL DO CONVERSOR PROPOSTO 84

6.1 Considerações e requisitos 84

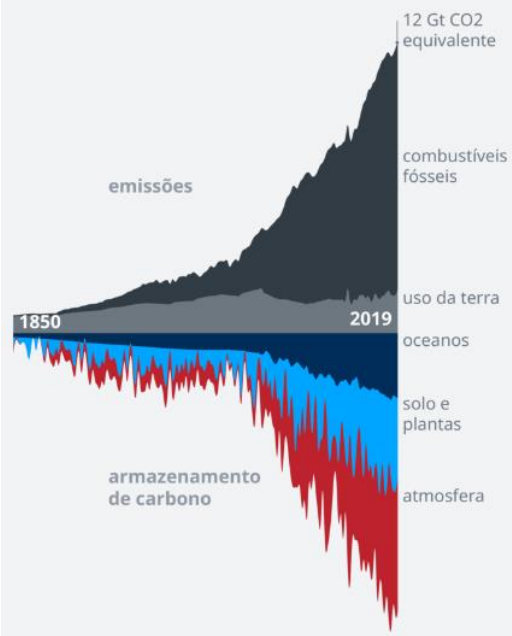
6.2 Dimensionamento dos componentes 84

6.3 Dimensionamento dos magnéticos 88
6.4 Escolha dos componentes 91
6.5 Calculo térmico 92
6.6 Confecção da PCB 94
7 RESULTADOS 97
8 CONCLUSÃO 110
9 REFERENCIAS 111

1 INTRODUÇÃO

De acordo com Finkler et al. (2016, p. 1) a energia elétrica é um dos tipos de energia mais consumidos do mundo atualmente, estando esta correlacionada diretamente com o crescimento econômico e tecnológico de uma sociedade. O aumento expressivo no consumo global de energia elétrica, impulsionado pelo crescimento econômico, trouxe consigo preocupações ambientais significativas, evidenciadas pelo aumento nas emissões de carbono ao longo das últimas décadas, como é possível visualizar na Figura 1.

Figura 1 - Destino das emissões de CO2.



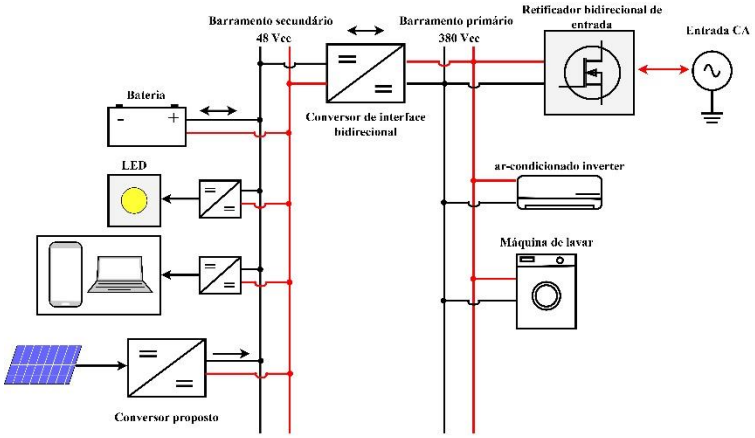
Fonte: GRÜN, G.-C.; SCHUINSKI, R. M.; PENKE, M. (2021), adaptado de Global Carbon Budget, 2020.

Com isso, há a necessidade de migrar a matriz energética para a dependência de fontes renováveis e tornar a mesma cada vez mais eficiente, de maneira a obter uma matriz energética integralmente sustentável. Conforme Kaundal et al. (2015, p.1) com o rápido aumento da demanda energética e os impactos causados pelos combustíveis fósseis, as pesquisas relacionadas a energias renováveis e aumento de eficiência energética têm-se tornado cada vez mais intensas.

Segundo Haegel e Kurtz (2021, p.1) dentre as energias renováveis, a energia solar vem crescendo mais do que qualquer energia fóssil nos últimos anos, representando uma parte notável da transição energética.

Seguindo essa proposta, as nanorredes CC são uma alternativa simples para a aplicação de um sistema baseado em energias renováveis para residências com consumo zero de energia, se comparado à implementação de uma micro-rede. (MUTHUVEL et.al, 2016, p.1). A Figura 2 mostra um sistema de nanorrede CC utilizando um conversor capaz de processar a energia de um painel fotovoltaico e alimentar parte das cargas de uma residência através do barramento secundário de 48V.

Figura 2 - Nanorrede CC.



Fonte: Autor, 2024.

Nesse contexto, este trabalho propõe a implementação de nanorredes de corrente contínua (CC) alimentadas por energia solar, com ênfase na análise da aplicação de células elevadoras de tensão, propostas por Ioinovici (2013, p.757) em uma topologia clássica, visando melhorar algumas das características do conversor e possibilitando que a topologia proposta neste trabalho seja uma alternativa viável para a aplicação. A aplicação de células elevadoras de tensão busca aprimorar a eficiência do sistema, representando uma contribuição significativa para a efetiva transição para uma matriz energética sustentável.

Portanto, neste trabalho foi realizada a análise, dimensionamento e implementação de um conversor baseado na topologia clássica do SEPIC, utilizando uma célula elevadora de tensão no mesmo para aumentar o seu ganho estático. Com a aplicação, o conversor será capaz de processar a potência oriunda de painéis fotovoltaicos com uma ampla gama de tensões, sendo o utilizado para alimentar o barramento secundário de uma nanorrede CC.

O capítulo 2 do trabalho se destina a explanar, de maneira resumida os objetivos do trabalho, tanto o geral, quanto os objetivos específicos.

O capítulo 3 deste trabalho se destina a fazer um levantamento bibliográficos acerca dos conversores de energia, bem como características dos conversores CC-CC clássicos, os motivos

que justificam a escolha do conversor SEPIC não isolado e o funcionamento e equações do conversor SEPIC e do conversor proposto, bem como as equações e teorias utilizadas para o dimensionamento dos componentes para a simulação e confecção do protótipo experimental.

O capítulo 4 deste trabalho é destinado ao dimensionamento e a simulação de um conversor SEPIC que é alimentado por um painel fotovoltaico e alimenta uma carga.

O capítulo 5 do trabalho se destina ao dimensionamento e simulação do conversor proposto, operando nas mesmas condições que o conversor SEPIC e realizando uma comparação entre ambos.

O capitulo 6 se destina ao detalhamento do dimensionamento do protótipo experimental do conversor proposto e das escolhas dos parâmetros utilizados em laboratório.

O capítulo 7 do trabalho contém a apresentação do protótipo experimental e os resultados experimentais obtidos em laboratório, bem como a discussão acerca destes resultados.

O capitulo 8 deste trabalho estão contidas as considerações do autor acerca do trabalho e melhorias para trabalhos futuros.

O capitulo 9 contém as referências bibliográficas que serviram de base para o desenvolvimento do trabalho, justificando e validando as considerações adotadas.

2 OBJETIVOS

- Utilizar o conversor proposto em uma nanorrede CC.

2.1 Objetivos específicos

- Analisar etapas de funcionamento;
- Deduzir equações para os componentes da topologia proposta;
- Análise de perdas;
- Simular o funcionamento da topologia;
- Montar protótipo do conversor e validar na prática em laboratório.

3 REFERENCIAL TEÓRICO

Os conversores de energia desempenham um papel ímpar, na etapa de processamento e variação do ganho, diferenciando-se entre os seus semelhantes pela sua estrutura, aplicação e características de entrada e saída. Dentre os conversores, existe uma classe específica a qual esse trabalho se dedica a trazer, que são os conversores chaveados. Estes, segundo Hart (2012, p.2) podem ser diferenciados geralmente pelo tipo de corrente que o conversor emprega em sua entrada e em sua saída. Dentre os tais, é possível citar 04 tipos, conforme são abordados a seguir.

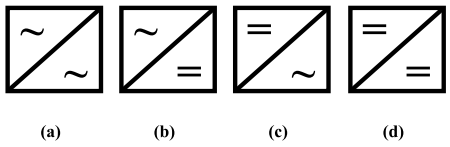
O conversor do tipo AC-AC opera tanto em sua entrada quanto em sua saída com corrente alternada, entregando em sua saída tensão com amplitude e frequência variáveis em relação a entrada, geralmente conhecidos como inversores de frequência e aplicados no acionamento e controle de velocidade e torque de motores de indução. A simbologia correspondente ao item (a) da Figura 3.

O conversor do tipo AC-CC opera em sua entrada corrente alternada enquanto que em sua saída a corrente é contínua. Conhecidos popularmente como conversores retificadores, são empregados em aplicações onde é necessário converter o sinal de tensão alternado em uma tensão contínua regulada. A simbologia correspondente ao item (b) da Figura 3.

O Conversor do tipo CC-AC opera em sua entrada corrente contínua e em sua saída corrente alternada. São conhecidos popularmente como inversores de tensão, e são geralmente aplicados na conversão do sinal de tensão contínuo oriundo de painéis fotovoltaicos em um sinal alternado com amplitude arbitrada para alimentar cargas de uma residência em corrente alternada. A simbologia correspondente ao item (c) da Figura 3.

O conversor do tipo CC-CC opera tanto em sua entrada quanto em sua saída corrente contínua. Geralmente aplicados em dispositivos eletrônicos e utilizados tanto para abaixar quanto para elevar a tensão de saída em relação a entrada. Para este trabalho, será utilizado um conversor do tipo CC-CC, adequando a tensão disponibilizada pelo painel para a aplicação em cargas eletrônicas secundárias de uma residência. A simbologia correspondente ao item (d) da Figura 3.

Figura 3 – Simbologia dos tipos de conversor conforme o tipo de corrente em sua entrada e em sua saída.



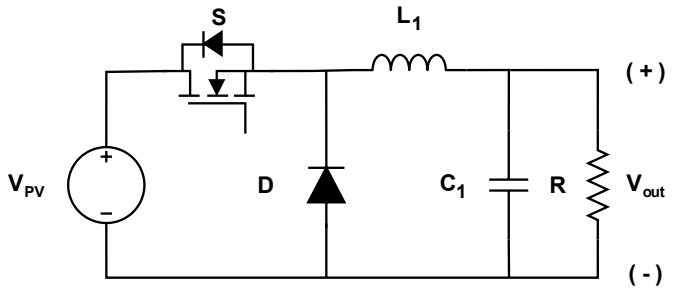
Fonte: Autor, 2024.

Neste trabalho, os conversores CC-CC recebem ênfase, dada as características da corrente de entrada e de saída, que são ambas contínuas. Logo, os tópicos a seguir foram dedicados a abordagem de algumas das topologias clássicas de conversores CC-CC e os motivos pelo qual o conversor SEPIC foi escolhido para a aplicação das células elevadoras de tensão.

3.1 Conversor Buck

O conversor Buck é um clássico da família de conversores CC-CC não-isolados, apresentando a característica de em sua saída ter um nível de tensão menor que a entrada, sendo sempre $V_{out} \leq V_{PV}$. Sua composição é relativamente simples, sendo constituído por uma chave controlada, um capacitor de saída, um indutor e um diodo de roda livre. Na Figura abaixo, é possível visualizar a topologia do conversor.

Figura 4 - Topologia do conversor Buck.



Fonte: Autor, 2024.

O indutor na saída do conversor confere à saída do conversor característica de fonte de corrente, impedindo variações bruscas. Dentre os conversores clássicos, o conversor Buck é o único que apresenta uma relação linear entre a tensão de entrada e saída, sendo essa relação

descrita pelo ciclo de trabalho do conversor, conceito que será discutido detalhadamente no tópico 3.5.1. O ganho estático de tensão para o conversor Buck ideal é dado por:

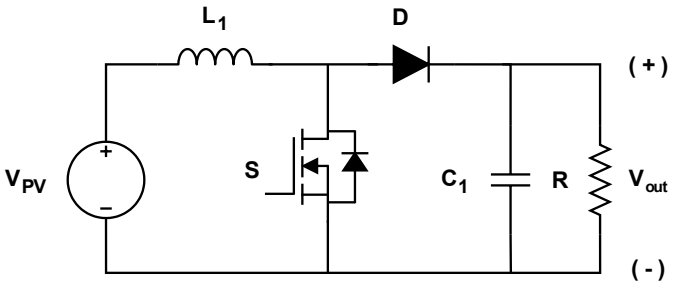
$$G_{Buck} = D_{Buck} = \frac{V_{out}}{V_{PV}}$$

Donde G_{Buck} é o ganho estático de tensão, D_{Buck} é o ciclo de trabalho do interruptor S, V_{out} é a tensão em Volts na saída do conversor enquanto que V_{PV} é a tensão em Volts na entrada do conversor. Segundo Martins e Barbi (2011, p.4), em virtude da relação linear entre tensão de entrada e tensão de saída, dentre os clássicos o conversor Buck se torna o mais simples de ser controlado através de técnicas clássicas de controle.

3.2 Conversor Boost

O conversor Boost, assim como o Buck, é um conversor do tipo não-isolado, contudo, diferente do conversor anterior, este atua unicamente como conversor elevador de tensão, sendo sempre $V_{PV} \leq V_{out.}$ A composição do conversor Boost é análoga ao conversor Buck, diferindo apenas no arranjo dos componentes, como pode ser visto na Figura 5.

Figura 5 - Topologia do conversor Boost.



Fonte: Autor, 2024.

O indutor em sua entrada confere ao conversor uma corrente de entrada contínua, fazendo com que este possa ser modelado como uma fonte de corrente contínua, visualizando o comportamento do mesmo através de sua entrada. Dentre os conversores clássicos, o conversor Boost é o único que atua unicamente como elevador de tensão. Logo, dentre os conversores clássicos, o conversor Boost é que apresenta o maior ganho estático de tensão para um mesmo ciclo de trabalho. O ganho estático de tensão para o conversor Buck ideal é dado por:

$$G_{Boost} = \frac{1}{(1 - D_{Boost})} = \frac{V_{out}}{V_{PV}}$$

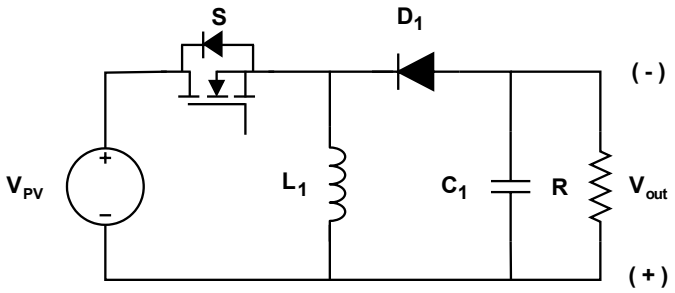
Donde G_{Boost} é o ganho estático de tensão, D_{Boost} é o ciclo de trabalho do interruptor S, V_{out} é a tensão em Volts na saída do conversor enquanto que V_{PV} é a tensão em Volts na entrada do conversor.

3.3 Conversor Buck-Boost

O conversor Buck-Boost também faz parte da família dos conversores não-isolados, contudo, este une algumas características dos conversores citados anteriormente, podendo atuar como abaixador e também como elevador de tensão, tendo o seu comportamento alterado pelo ciclo de trabalho na chave principal do mesmo.

Outro aspecto que diverge do conversor Buck e o Boost é que o conversor em questão tem a polaridade da tensão de saída invertida em relação a entrada, estando o terminal positivo de saída conectado eletricamente ao terminal negativo da entrada do conversor. O conversor Buck-Boost possui os mesmos elementos que o Buck e o Boost, diferindo apenas no arranjo dos mesmos. Na Figura abaixo é possível visualizar a topologia do conversor citado.

Figura 6 - Topologia do conversor Buck-Boost.



Fonte: Autor, 2024.

Contudo, o arranjo dos componentes confere a este uma outra característica que faz diferir dos conversores clássicos não-isolados, que é a inversão na polaridade da tensão de saída do mesmo. O ganho estático para o conversor Buck-Boost, em módulo, é dado por:

$$G_{Buck-Boost} = \frac{D_{Buck-Boost}}{(1 - D_{Buck-Boost})} = \frac{V_{out}}{V_{PV}}$$

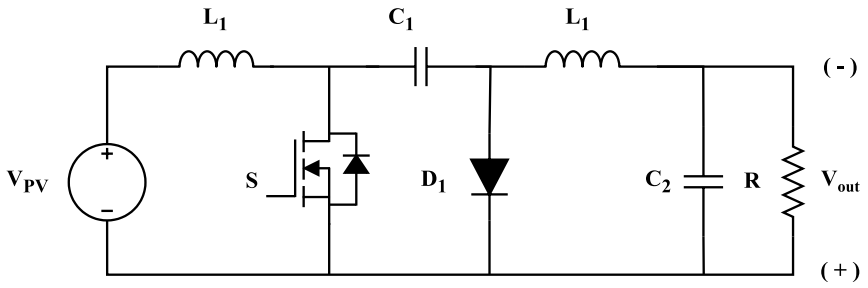
Donde $G_{Buck\text{-}Boost}$ é o ganho estático de tensão, $D_{Buck\text{-}Boost}$ é o ciclo de trabalho do interruptor S, V_{out} é a tensão em Volts na saída do conversor enquanto que V_{PV} é a tensão em Volts na entrada do conversor. Note que para valores de ciclo de trabalho de $0 < D_{Buck\text{-}Boost} < 0,5$ o ganho de tensão é menor a unidade, operando o conversor como abaixador de tensão e para $0,5 < D_{Buck\text{-}Boost} < 1$, o conversor opera como elevador de tensão.

3.4 Conversor Cúk

A topologia Cúk, que faz parte dos conversores CC-CC não isolados diferente das topologias apresentadas anteriormente, por possuir quatro elementos armazenadores de energia invés de apenas dois, sendo dois capacitores e dois indutores. O conversor Cúk apresenta em sua entrada uma estrutura semelhante ao conversor Boost e em sua saída uma estrutura semelhante ao conversor Buck, conferindo ao mesmo a característica de fonte de corrente tanto na entrada quanto na saída em virtude de seus indutores, que mantém as correntes constantes.

Do ponto de vista de ganho de tensão, o conversor Cúk possui o mesmo ganho estático de tensão, podendo operar tanto como elevador quanto como abaixador, além de ter a característica de inversão da tensão de saída em relação ao terminal negativo da tensão de entrada. Na Figura abaixo, é possível visualizar a disposição dos componentes na topologia citada.

Figura 7 - Topologia do conversor Cúk.



Fonte: Autor, 2024.

Abaixo, é possível visualizar o ganho estático do conversor Cúk:

$$G_{Cúk} = \frac{D_{Cúk}}{(1 - D_{Cúk})} = \frac{V_{out}}{V_{PV}}$$

Donde $G_{Cúk}$ é o ganho estático de tensão, $D_{Cúk}$ é o ciclo de trabalho do interruptor S, V_{out} é a tensão em Volts na saída do conversor enquanto que V_{PV} é a tensão em Volts na entrada do conversor.

3.5 Conversor SEPIC

A topologia SEPIC (abreviação para o termo em inglês *Single-Ended Primary Inductance Converter*) é um conversor capaz de atuar tanto como elevador quanto abaixador de tensão. A topologia do conversor tem em sua entrada um indutor, conferindo este ao conversor características de fonte de corrente, possuindo assim pequenas variações de corrente em sua entrada, assim como o conversor Boost (MARTINS, D. C.; BARBI, I, 2011. p.171). Contudo, a saída do conversor que também é semelhante ao conversor Boost, apresenta um comportamento pulsado.

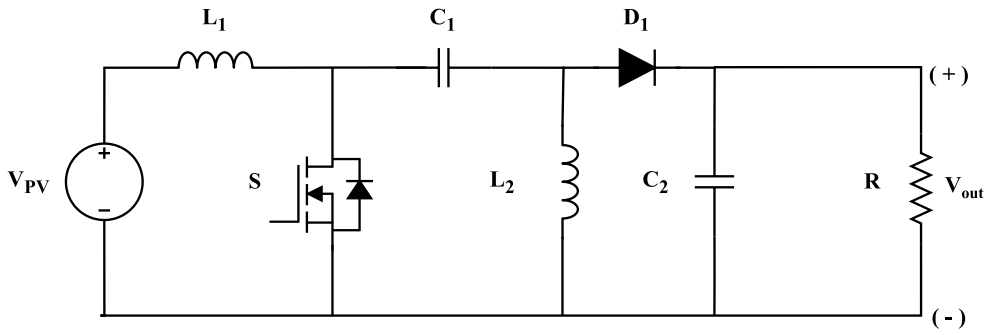
A topologia do conversor é mostrada na Figura 8, do próximo item, bem como os motivos que culminaram na escolha do conversor para a aplicação.

3.5.1 Análise qualitativa do conversor SEPIC

A topologia clássica é composta por dois elementos indutivos e dois elementos capacitivos, fazendo com que este seja um circuito de 4ª ordem. Dentre as características do conversor, algumas destas foram decisivas para a escolha do conversor para a aplicação, como por exemplo a polaridade da tensão de saída, que se mantém em relação a entrada e ambas compartilham o mesmo terminal comum, sendo necessária apenas uma referência para o controle da tensão de entrada e de saída.

Além disso, o mesmo possui duas chaves, sendo uma delas um diodo conectado ao capacitor de saída que em aplicações que envolvem a alimentação de um barramento e o carregamento de baterias, impede que a corrente de saída circule no sentido contrário, indo do barramento para o conversor. A outra chave é um transistor na posição *Low Side*, facilitando o acionamento deste, por ter o seu terminal *Source* no caso de um *MOSFET* ou Emissor, no caso de um *IGBT* (abreviação para o termo em inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor*), referenciado ao terminal comum do conversor. Na Figura 8, é possível conferir a topologia do conversor SEPIC.

Figura 8 - Topologia do conversor SEPIC.



Fonte: Autor, 2024.

Segundo COELHO (2008, p.60), diferente do conversor Buck e do conversor Boost, os conversores do tipo Buck-Boost, Cúk, SEPIC e Zeta não tem região proibida, ou seja, o ganho estático dos conversores, que podem operar tanto como elevadores de tensão como abaixadores de tensão, podem levar o painel fotovoltaico a operar no ponto de máxima potência, mesmo com diferentes condições de temperatura e irradiância, que é desejado, diferente dos conversores Buck e Boost, que possuem regiões proibidas em que o ganhos destes é insuficiente para levar o painel fotovoltaico a operar no ponto de máxima potência.

A priori, será realizada a análise do funcionamento da topologia no modo de condução contínua (do inglês *continuous conduction mode* - CCM) para o regime permanente. Não obstante, para a análise inicial do modelo médio do conversor, considerou-se que os interruptores são ideais e ausência de elementos parasitas.

Para o funcionamento, foram consideradas duas etapas de operação, de maneira que os componentes passivos se recarregam em um estágio e descarregam no estágio posterior segundo Ioinovici (2013, p.471), mantendo o balanço volts·segundo igual a zero em cada ciclo completo no caso dos indutores e o balanço ampére·segundo igual a zero para os capacitores, resultando em tensões médias nos indutores e correntes médias nos capacitores nulos, em regime permanente.

As etapas se dão em função do estado do interruptor S, de maneira que na primeira etapa, considerou-se que o interruptor funciona como um curto circuito, conduzindo corrente do terminal *Dreno* para *Source*, enquanto que na etapa posterior o mesmo funciona como um circuito aberto, não permitindo a passagem de corrente através de si, sendo o período de um

ciclo completo definido como o somatório do tempo em que o interruptor permaneceu ligado e o tempo em que o interruptor permaneceu desligado.

Outro conceito importante a ser considerado para essa análise é o de ciclo de trabalho (ou do inglês *Duty-cicle*, como é popularmente utilizado na literatura), este pode ser definido como a fração do período de um ciclo de operação em que o interruptor S permaneceu conduzindo, podendo ser definido conforme a expressão abaixo:

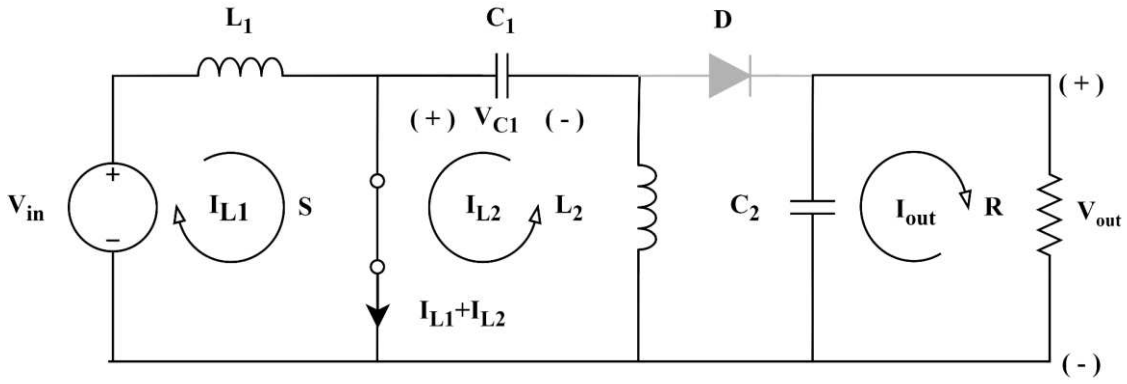
$$D_c = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}}$$

Donde D_c é o ciclo de trabalho do interruptor S, sendo um valor adimensional expresso em percentual ou em número decimal. O ciclo de trabalho varia entre o intervalo fechado de 0 e 1. T_{on} corresponde ao período em segundos em que o interruptor permanece ligado em um ciclo de operação, enquanto que T_{off} é o período em que o interruptor permanece desligado. Com isso, podemos definir o período de total de um ciclo como sendo $T_s \simeq T_{on} + T_{off}$. Logo, substituindo na expressão acima, temos:

$$D_c = \frac{T_{on}}{T_s}$$

Considerando o interruptor S inicialmente conduzindo, temos o circuito equivalente expresso na Figura 9.

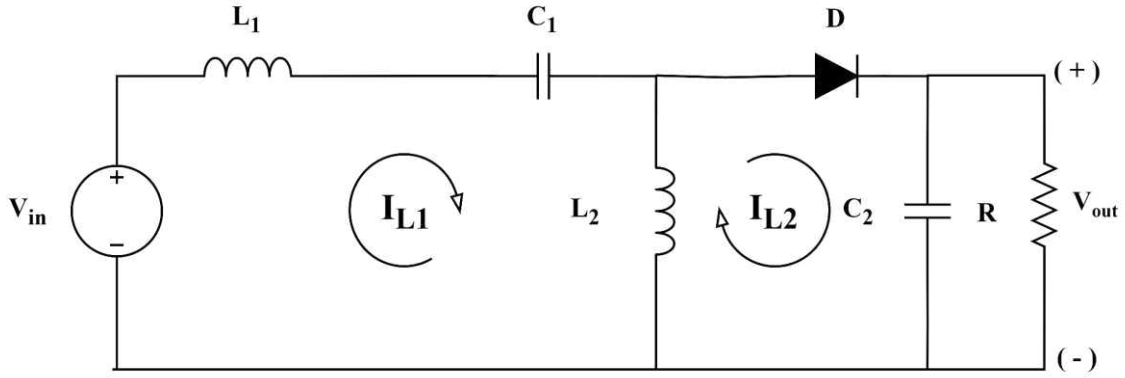
Figura 9 - Análise do comportamento do conversor SEPIC com o interruptor S conduzindo.



Fonte: Autor, 2024.

Para esta primeira etapa de operação, só é possível conhecer os valores de tensão para L_1 e a direção da corrente I_{L1}, contudo, ainda não é possível determinar a polaridade da tensão no capacitor C_1 nem a direção da corrente que flui através de L_2, não sendo possível determinar inicialmente se o diodo D_1 está polarizado, como também ainda não é possível determinar os valores de tensão e corrente respectivamente em C_1 e L_2. Quando o interruptor S passa a conduzir, L_1 é carregado através da fonte de tensão V_{PV}, sendo o valor de tensão no indutor L_1, logo, para $0 \leq t < D_c \cdot T_s$, temos $V_{L1} = V_{PV}$.

Figura 10 - Análise do comportamento do conversor SEPIC quando o interruptor S deixa de conduzir.



Fonte: Autor, 2024.

Quando o interruptor S deixa de conduzir, a corrente de entrada flui pelo circuito série formado por L_1 e C_1. Nesse processo, L_1 passa a se descarregar, visto que o mesmo se carregou na etapa anterior e com isso tem sua polaridade da tensão invertida, fazendo com que o capacitor C_1 seja recarregado com a corrente I_{L1} enquanto o interruptor S está desligado. Com isso, é possível definir a polaridade do capacitor C_1, contudo, ainda não é possível definir a direção da corrente em L_2, sendo necessário analisar agora o comportamento do circuito enquanto o interruptor S está conduzindo, porém, já sendo conhecidos os parâmetros em relação a polaridade de C_1 e sentido da corrente em L_1.

Analisando novamente a Figura 10, em virtude de C_1 se carregar durante a etapa em que o interruptor S não conduz, o capacitor irá se descarregar através do interruptor S enquanto a mesma estiver conduzindo. Logo, em virtude da polaridade do capacitor ser invertida em relação ao sentido de condução do diodo D_1, é possível verificar que o diodo é reversamente polarizado e não conduz enquanto o interruptor S conduz, fazendo com que C_1 carregue o indutor L_2 no primeiro estágio de funcionamento do conversor e sendo assim possível conhecer a direção da corrente em L_2.

Logo, retornando à etapa em que o interruptor S não conduz, ambos os indutores do circuito estão se descarregando, com isso, L_1 e L_2 polarizam diretamente o diodo D_1, fazendo com que o capacitor C_2 seja recarregado, sendo descarregado na etapa em que o interruptor S conduz e o diodo está reversamente polarizado. Com base nas análises, é possível deduzir a Tabela 1 logo abaixo, que demonstra o estágio de cada componente durante as duas etapas de operação do conversor SEPIC.

Tabela 1 - Estado dos componentes em determinado instante t no circuito

Componente	$0 \leq t < D_c \cdot T_s$	$D_c \cdot T_s \leq t < T_s$
Interruptor S	Conduz	Não conduz
Diodo D	Não conduz	Conduz
Indutor L_1	Carregando	Descarregando
Indutor L_2	Carregando	Descarregando
Capacitor C_1	Descarregando	Carregando
Capacitor C_2	Descarregando	Carregando

Fonte: Autor, 2024.

3.5.2 Análise quantitativa do conversor SEPIC

De posse das informações do item anterior, é possível realizar uma análise do modelo médio de funcionamento da topologia para o modo de condução contínua. Para a primeira etapa de operação, temos:

$$\begin{cases} -V_{L1}(t) + V_{PV} = 0;\ -V_{C1}(t) + V_{L2}(t) = 0 \\ \quad para\ 0 \leq t < D_c \cdot T_s \\ -V_{L1}(t) + V_{PV} - V_{C1}(t) - V_{out} = 0;\ -V_{L2}(t) - V_{out} = 0 \\ \quad para\ D_c \cdot T_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (01)$$

Donde, é possível obter as seguintes relações de tensão nos indutores:

$$\begin{cases} V_{L1}(t) = V_{PV}\ para\ 0 \leq t < D_c \cdot T_s \\ V_{L1}(t) = V_{C1}(t) para\ D_c \cdot T_s \leq t < T_s \\ V_{L2}(t) = V_{C1}(t) para\ 0 \leq t < D_c \cdot T_s \\ V_{L2}(t) = V_{out}\ para\ D_c \cdot T_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (02)$$

Logo, partindo do princípio de que o valor médio de tensão nos indutores é nulo, é possível aplicar o balanço Volts·segundo = 0, multiplicando a tensão em cada etapa de operação pelo intervalo de duração da etapa, obtendo as seguintes equações:

$$V_{PV} \cdot D_c \cdot T_s + (V_{PV} - V_{C1} - V_{out}) \cdot (1 - D_c) \cdot T_s = 0 \quad (03)$$

$$V_{C1} \cdot D_c \cdot T_s - V_{out} \cdot (1 - D_c) \cdot T_s = 0 \quad (04)$$

Manipulando as Equações 03 e 04, é possível obter as seguintes Equações:

$$V_{C1} = \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c)}{D_c} \quad (05)$$

$$V_{PV} = \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c)}{D_c} \quad (06)$$

Analisando as Equações 05 e 06 obtidas acimas, é possível igualá-las pelo termo em comum, obtendo assim o valor médio de tensão no capacitor C_1. Logo, idealmente temos:

$$V_{C1} = V_{PV} \quad (07)$$

De posse da Equação 06, é possível manipular a mesma de maneira a isolar o termo da tensão de saída, obtendo:

$$V_{out} = \frac{V_{PV} \cdot D_c}{(1 - D_c)} \quad (08)$$

Na Equação 08, ao dividir ambos os termos da equação por V_{PV}, é possível observar que o conversor SEPIC tem o mesmo ganho estático que conversor Buck-Boost ou o conversor Cúk, com a diferença que no caso desses dois últimos que foram citados, a polaridade da tensão de saída é invertida em relação a entrada, o que não ocorre no SEPIC.

Para dimensionar os indutores do SEPIC, é possível utilizar a equação que descreve a tensão em um indutor, dada pelo Equação 09:

$$V_L(t) = \frac{L \cdot di_L}{dt} \tag{09}$$

A priori, é possível manipular a Equação 09, de modo a obter uma expressão para a corrente no mesmo, fazendo:

$$\int_{I_{L,min}}^{I_{L,max}} di_L = \frac{1}{L}\int_0^t V_L(t)dt \tag{10}$$

Logo, integrando ambos os termos e deixando a corrente no indutor como uma função do tempo, assim como a tensão que está do outro lado da igualdade, de maneira que integral da corrente do indutor é resolvida para um intervalo indefinido, gerando uma constante que pode ser interpretada como o valor inicial de corrente no indutor. Dessa forma, temos a seguinte equação resultante:

$$\Delta I_L(t) = \frac{V_L(t)\cdot t}{L} + I_{L_{inicial}} \tag{11}$$

Aplicando a Equação 11 para o indutor L_1 no estágio de carregamento $0 \leq t < D_c \cdot T_s$, temos:

$$I_{L1}(t) = \frac{V_{L1}(t)}{L_1} \cdot t + I_{L1,min} \tag{12}$$

Para a Equação 12, será utilizado como parâmetros o tempo infinitesimal anterior à comutação para o estágio de descarga do indutor, sendo t $\approx D_c \cdot T_s$, com isso, temos que valor de tensão no indutor é V_{PV}, enquanto que $I_{L1}(D_c \cdot T_s) \approx I_{L1,max}$e $I_{L_{inicial}} \approx I_{L1,min}$ para $t = 0$, logo, temos:

$$\Delta I_{L1} = I_{L1,max} - I_{L1,min} = \frac{V_{PV}}{L_1} \cdot D_c \cdot T_s \tag{13}$$

De forma semelhante, é possível deduzir uma equação para o comportamento da corrente no indutor para o intervalo de operação $D_c \cdot T_s \leq t < T_s$, tomando como base a expressão $-V_{L1}(t) + V_{PV} - V_{C1}(t) - V_{out} = 0$, isolando o termo da tensão na entrada e substituindo nesta a Equação 07 e a Equação 09, referida ao indutor L_1, resultando em:

$$V_{PV} = L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} + V_{PV} + V_{out} \tag{14}$$

Simplificando na Equação 14 a tensão de entrada V_{PV} e manipulando a equação:

$$\int_{I_{L1,max}}^{I_{L1,min}} di_{L1} = \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} \frac{-V_{out}}{L_1} dt \tag{15}$$

Logo, resolvendo as integrais de ambos os lados da Equação 15 e aplicando os intervalos de integração:

$$-I_{L1,max} + I_{L1,min} = -\Delta I_{L1} = \frac{-V_{out}}{L_1} \cdot (T_s - D_c \cdot T_s) \tag{16}$$

Dessa forma, ainda é possível simplificar as equações 13 e 16 através da seguinte substituição:

$$f_s = \frac{1}{T_s} \tag{17}$$

Donde, f_s é a frequência de chaveamento em Hz. Logo, substituindo nas equações citadas acima, temos:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{PV}}{L_1 \cdot f_s} \cdot D_c \tag{18}$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{out}}{L_1 \cdot f_s} \cdot (1 - D_c) \tag{19}$$

As duas equações acima são equivalentes, de maneira que substituindo a Equação 06 na Equação 18, é possível obter a Equação 19. Por critérios de dimensionamento, geralmente o projetista escolhe a variação de corrente ΔI_{L1}e os outros parâmetros de maneira que seja calculado o valor de indutância necessária para atingir tais parâmetros durante a operação, com isso, manipulando a Equação 19 para isolar a indutância L_1, temos:

$$L_1 = \frac{V_{out}}{\Delta I_{L1} \cdot f_s} \cdot (1 - D_c) \tag{20}$$

De modo semelhante, é possível dimensionar o indutor L_2, tomando como base a Equação 09, que descreve a tensão em um indutor, logo, analisando para $0 \leq t < D_c \cdot T_s$, temos:

$$V_{L2}(t) = \frac{L_2 \cdot di_{L2}}{dt} = V_{PV} \tag{21}$$

Logo, isolando o diferencial de corrente e integrando ambos os diferenciais, temos:

$$\int_{I_{L2,min}}^{I_{L2,max}} di_{L2} = \frac{V_{PV}}{L_2} \cdot \int_{0}^{D_c \cdot T_s} dt \tag{22}$$

Realizando a integração em ambos os lados dentro do intervalo definido, temos:

$$\Delta I_{L2} = I_{L2,max} - I_{L2,min} = \frac{V_{PV}}{L_2} \cdot D_c \cdot T_s \tag{23}$$

De maneira semelhante, em posse da expressão $V_{L2}(t) = -V_{out}$, para o intervalo de operação $D_c \cdot T_s \leq t < T_s$ no indutor L_2 e substituindo a Equação 09 na mesma, temos:

$$V_{L2}(t) = L_2 \cdot \frac{di_{L2}}{dt} = -V_{out} \tag{24}$$

Logo, realizando um processo semelhante ao utilizado na Equação 18 para se obter a Equação 19, diferenciando que no caso do intervalo de operação $D_c \cdot T_s \leq t < T_s$, a corrente nos indutores está decrescendo linearmente, enquanto que no intervalo de operação $0 \leq t < D_c \cdot T_s$, a corrente nos indutores cresce linearmente, donde:

$$\int_{I_{L2,max}}^{I_{L2,min}} di_{L2} = \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} \frac{-V_{out}}{L_2} dt \tag{25}$$

Resolvendo ambas as integrais na Equação 25, temos:

$$-\Delta I_{L2} = I_{L2,min} - I_{L2,max} = \frac{-V_{out}}{L_2} \cdot T_s \cdot (1 - D_c) \tag{26}$$

É possível determinar a variação de corrente no indutor L_2 tanto pela Equação 23, quanto pela Equação 26, uma vez que ambas são equivalentes. Contudo, para o dimensionamento do mesmo, por motivos citados anteriormente, trabalharemos com o termoL_2 isolado, enquanto

que os outros parâmetros serão arbitrados pelo projetista e o período será substituído pela frequência, de maneira que para o indutor L_2 teremos a seguinte equação:

$$L_2 = \frac{V_{out}}{\Delta I_{L2} \cdot f_s} \cdot (1 - D_c) \tag{27}$$

De posse das expressões obtidas acima, é possível calcular o valor médio de corrente nos indutores L_1e L_2, para que em posse destes, seja possível calcular a corrente média nos capacitores C_1e C_2. Logo, para o cálculo da corrente média no indutor L_1, temos:

$$I_{L1} = \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D_c \cdot T_s} \left(I_{L1,min} + \frac{V_{PV}}{L_1} \cdot t \right) dt + \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} \left[I_{L1,max} - \frac{V_{out}}{L_1} \cdot (t - D_c \cdot T_s) \right] dt \right\} \tag{28}$$

$$I_{L1} = I_{L1,min} + \frac{V_{PV}}{2 \cdot L_1} \cdot D_c \cdot T_s \tag{29}$$

De maneira semelhante, para o indutor L_2, temos:

$$\begin{aligned} I_{L2} = \frac{1}{T_s} \cdot \Bigg\{ & \int_0^{D_c \cdot T_s} \left(I_{L2,min} + \frac{V_{PV}}{L_2} \cdot t \right) dt \\ & + \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} \left[I_{L2,max} - \frac{V_{out}}{L_2} \cdot (t - D_c \cdot T_s) \right] dt \Bigg\} \end{aligned} \tag{30}$$

$$I_{L2} = I_{L2,min} + \frac{V_{PV}}{2 \cdot L_2} \cdot D_c \cdot T_s \tag{31}$$

Das relações vistas anteriormente, é possível calcular a corrente média no capacitor C_1 fazendo:

$$\begin{aligned} I_{\mathrm{C1}} = \frac{1}{T_s} \cdot \Bigg\{ & - \int_0^{D_c \cdot T_s} \left(I_{L2,min} + \frac{V_{PV}}{L_2} \cdot t \right) dt \\ & + \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} \left[I_{L1,max} - \frac{V_{out}}{L_1} \cdot (t - D_c \cdot T_s) \right] dt \Bigg\} \end{aligned} \tag{32}$$

Resolvendo as integrais, aplicando os limites de integração e reorganizando os termos resultantes, é possível obter:

$$I_{\mathrm{C1}} = -D_c \cdot \left(I_{L2,min} + \frac{V_{PV} \cdot D_s}{2 \cdot L_2 \cdot f_s} \right) + (1 - D_c) \cdot \left(I_{L1,max} - \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c)}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \right) \tag{33}$$

Logo, observando a Equação 33, é possível verificar que os termos do indutor L_2 corresponde a soma da corrente mínima com metade da variação de corrente no indutor L_2, resultando no próprio valor médio de corrente no indutor L_2. Para os termos do indutor L_1, é possível notar que ocorre algo semelhante, contudo, se tratando a diferença entre a corrente máxima no indutor subtraída de metade de sua variação, resultando na corrente média no indutor L_1. Reescrevendo a Equação 33, é possível obter:

$$I_{\mathrm{C1}} = -D_c \cdot I_{L2} + (1 - D_c) \cdot I_{L1} \tag{34}$$

Contudo, por definição o valor médio de corrente no capacitor C_1 em regime permanente é nulo, logo, aplicando a definição, substituindo a corrente do indutor L_1 pela própria corrente de entrada do conversor e reorganizando os termos da equação é possível obter a seguinte relação:

$$I_{\mathrm{L2}} = \frac{(1 - D_c) \cdot I_{PV}}{D_c} \tag{35}$$

Para um conversor ideal, toda a potência fornecida em sua entrada é fornecida para a carga na saída do conversor, sendo válida a seguinte relação:

$$V_{PV} \cdot I_{PV} = V_{out} \cdot I_{out} \tag{36}$$

Dividindo ambos os lados da Equação 36 por V_{out}, é possível obter:

$$I_{out} = I_{PV} \cdot \frac{V_{PV}}{V_{out}} \tag{37}$$

Aplicando a Equação 08 na Equação 37 e organizando os termos, é possível obter a seguinte relação:

$$I_{\mathrm{out}} = \frac{(1 - D_c) \cdot I_{PV}}{D_c} \tag{38}$$

Não obstante, é possível notar que ambos os termos do lado direto da igualdade da Equação 35 e da Equação 38 são iguais, logo:

$$I_{L2} = I_{out} \tag{39}$$

Para calcular a corrente eficaz através do capacitor C_1, é possível aproximar os valores de corrente para os indutores L_1e L_2 para valores médios ou, ainda é possível utilizar os seus valores máximos, segundo Ioinovici (2013, p.475), fazendo:

$$I_{C1,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} I_{C1}^2(t)dt} \tag{40}$$

$$I_{C1,rms} \approx \sqrt{\frac{1}{T_s}\left[\int_0^{D_c \cdot T_s} \left(I_{L2,max}\right)^2 dt + \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} \left(I_{L1,max}\right)^2 \cdot dt\right]} \tag{41}$$

$$I_{C1,rms,pico} = \sqrt{D_C \cdot I_{L2,max}^2 + (1-D) \cdot I_{L1,max}^2} \tag{42}$$

Para calcular a ondulação de tensão no capacitor C_1, levando em conta que durante o período em que o interruptor S deixa de conduzir, o capacitor se carrega, partindo inicialmente de seu valor mínimo de tensão $V_{C1,min}$ até que no instante infinitesimal anterior á comutação em que o interruptor S passa a conduzir, o capacitor C_1 atinge o valor máximo de tensão $V_{C1,max}$. Logo, é possível escrever a variação de tensão ΔV_{C1} no capacitor C_1 como sendo:

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \cdot \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} I_{PV} \cdot dt \tag{43}$$

Para fins de simplificação, serão desconsiderados os componentes parasitas para análise, como foi citado anteriormente, de maneira que o circuito idealmente tem um rendimento unitário, logo, manipulando a Equação 43, temos:

$$\begin{aligned} \Delta V_{C1} = \frac{I_{PV} \cdot (1-D_c) \cdot T_s}{C_1} &= \frac{V_{out} \cdot I_{out} \cdot (1-D_c) \cdot T_s}{V_{PV} \cdot C_1} \\ &= \frac{D_c}{1-D_c} \cdot \frac{V_{out} \cdot (1-D_c) \cdot T_s}{R \cdot C_1} = \frac{D_c \cdot V_{out}}{R \cdot C_1 \cdot f_s} \end{aligned} \tag{44}$$

Onde R é a resistência equivalente de saída do conversor. Manipulando a Equação 44, isolando a capacitância C_1, temos:

$$C_1 = \frac{V_{out} \cdot D_c}{\Delta V_{C1} \cdot R \cdot f_s} \tag{45}$$

Para o capacitor C_2, temos que no primeiro estágio de funcionamento, que é quando o diodo D_1 está reversamente polarizado, o capacitor se descarrega, suprindo a corrente de saída para a carga R. Com isso, o valor de tensão no capacitor C_2decresce do valor máximo alcançado no final do estágio anterior, de $V_{C2,max}$ até o valor mínimo, no momento em que o mesmo deixa de suprir a corrente de alimentação para da carga R, onde a tensão no mesmo é $V_{C2,min}$. Logo, utilizando a equação que descreve a corrente em um capacitor, temos:

$$I_{C2}(t) = C_2 \cdot \frac{dv_{C2}}{dt} \tag{46}$$

Durante o intervalo $0 \leq t < D_c \cdot T_s$, a corrente do capacitor C_2 é igual a corrente de saída, enquanto que os diferenciais de tensão e de tempo podem ser aproximados como sendo a variação de tensão no capacitor e a duração da segunda etapa de funcionamento do conversor.

$$-I_{out} = C_2 \cdot \frac{\Delta v_{C2}}{\Delta t} = C_2 \cdot \frac{V_{C2,min} - V_{C2,max}}{-D_c \cdot T_s} \tag{47}$$

Rearranjando os termos da Equação 47, é possível obter:

$$\Delta V_{C2} = \frac{I_{out} \cdot D_c \cdot T_s}{C_2} \tag{48}$$

Manipulando a Equação 48, para que a capacitância C_2 fique em evidência, resultando em:

$$C_2 = \frac{I_{out} \cdot D_c}{\Delta V_{C2} \cdot f_s} \tag{49}$$

2.5.3 Esforços nos semicondutores de potência

De posse da tensão no capacitor C_1, é possível determinar os esforços de tensão no interruptor S, no momento em que a mesma não conduz, fazendo:

$$V_S = V_{C1} + V_{out} \tag{50}$$

Substituindo o valor da Equação 07 na expressão acima, temos:

$$V_S = V_{PV} + V_{out} \tag{51}$$

Manipulando a Equação 51 e aplicando na mesma o valor da Equação 06 e simplificando a expressão, temos:

$$V_S = \frac{V_{out}}{D_c} \tag{52}$$

Em relação aos esforços de corrente no interruptor S, como visto anteriormente, as correntes oriundas do indutor L_1e L_2 fluem através do interruptor durante o processo de carregamento no intervalo $0 \leq t < D_c \cdot T_s$, logo, temos:

$$I_s(t) = I_{L1}(t) + I_{L2}(t) \tag{53}$$

Substituindo na Equação 53, os termos das Equações 28 e 30 referentes a corrente nos indutores L_1 e L_2 em função do tempo para a primeira etapa de operação do conversor, é possível obter:

$$I_s(t) = I_{L1,min} + \frac{V_{PV}}{L_1} \cdot t + I_{L2,min} + \frac{V_{PV}}{L_2} \cdot t \tag{54}$$

Na Equação 54, rearranjando alguns termos e agrupando os que estão em comum, temos:

$$I_s(t) = I_{L1,min} + I_{L2,min} + V_{PV} \cdot t \cdot \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}\right) \tag{55}$$

Da Equação 55, ainda é possível simplificar a soma das frações de indutâncias por uma associação de indutâncias em paralelo, logo, temos:

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \tag{56}$$

Com isso, substituindo a Equação 56 na Equação 55, é possível obter a seguinte expressão:

$$I_s(t) = I_{L1,min} + I_{L2,min} + V_{PV} \cdot t \cdot \frac{1}{L_{eq}} \tag{57}$$

Logo, de posse da Equação 57, desenvolvendo a mesma, é possível obtermos o valor máximo de corrente, bem como o valor eficaz. Para o valor máximo de corrente, temos:

$$I_{s,max} = I_{L1,max} + I_{L2,max} \tag{58}$$

Para os valores de pico de corrente no indutor, temos que o valor de pico de corrente pode ser dado pelo valor médio somado com metade da variação de corrente no mesmo, sendo:

$$I_{L,max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \tag{59}$$

Logo, substituindo a Equação 59 na Equação 58, temos:

$$I_{s,max} = I_{L1} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} + I_{L2} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \tag{60}$$

Substituindo as Equações 19 e 26 na Equação 60, temos:

$$I_{s,max} = I_{L1} + \frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot (1 - D_c) + I_{L2} + \frac{V_{out}}{2 \cdot L_2 \cdot f_s} \cdot (1 - D_c) \tag{61}$$

Para as correntes médias I_{L1}e I_{L2}, temos que são respectivamente a corrente de entrada I_{PV} e I_{out}, como foi demonstrado anteriormente, logo:

$$I_{s,max} = I_{PV} + I_{out} + \frac{V_{out}}{2 \cdot f_s} \cdot \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}\right) \cdot (1 - D_c) \tag{62}$$

Para o conversor SEPIC, colocando em evidência na Equação 39 a corrente de entrada I_{PV}, é possível obter a seguinte expressão:

$$I_{PV} = \frac{D_c}{(1 - D_c)} \cdot I_{out} \tag{63}$$

Substituindo as Equações 56 e 63 na Equação 62 e rearranjando os termos em comum, obtemos a seguinte Equação para a corrente máxima no interruptor S:

$$I_{s,max} = \frac{1}{(1 - D_c)} \cdot I_{out} + \frac{V_{out}}{2 \cdot L_{eq} \cdot f_s} \cdot (1 - D_c) \tag{64}$$

Para o cálculo do valor eficaz de corrente no interruptor S, o mesmo pode ser calculado como:

$$I_{s,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} I_s^2(t) \cdot dt} \tag{65}$$

Logo, substituindo a Equação 57 que foi obtida anteriormente, na Equação 65, temos a seguinte expressão:

$$I_{s,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{D_c \cdot T_s} \left(I_{L1,min} + I_{L2,min} + V_{PV} \cdot t \cdot \frac{1}{L_{eq}} \right)^2 \cdot dt \right]} \tag{66}$$

Resolvendo a integral e rearranjando os termos, temos:

$$I_{s,rms} = \sqrt{\left(I_{L1,min} + I_{L2,min}\right)^2 \cdot D_c + \frac{\left(I_{L1,min} + I_{L2,min}\right) \cdot V_{PV} \cdot D_c^2 \cdot T_s}{L_{eq}} + \frac{V_{PV}^2 \cdot D_c^3 \cdot T_s^2}{3 \cdot L_{eq}^2}} \tag{67}$$

Isolando o termo do ciclo de trabalho, presente em ambos os termos e manipulando a Equação novamente, temos:

$$I_{s,rms} = \sqrt{D_c \cdot \left[\left(I_{L1,min} + I_{L2,min}\right)^2 + \frac{\left(I_{L1,min} + I_{L2,min}\right) \cdot V_{out} \cdot (1 - D_c)}{L_{eq} \cdot f_s} + \frac{V_{out}^2 \cdot (1 - D_c)^2}{3 \cdot L_{eq}^2 \cdot f_s^2} \right]} \tag{68}$$

Tomando $I_{L1,min} + I_{L2,min}$ como sendo:

$$I_{L1,min} + I_{L2,min} = I_{PV} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} + I_{out} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \tag{69}$$

Substituindo na Equação 69 as Equações 19, 26 e 63, temos:

$$I_{L1,min} + I_{L2,min} = \frac{D_c \cdot I_{out}}{(1 - D_c)} - \frac{(1 - D_c) \cdot V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} + I_{out} - \frac{(1 - D_c) \cdot V_{out}}{2 \cdot L_2 \cdot f_s} \tag{70}$$

Na Equação 70, é possível agrupar os termos que contém I_{out}, bem como os termos restantes que diferem apenas no valor da indutância, resultando em:

$$I_{L1,min} + I_{L2,min} = \frac{I_{out}}{(1 - D_c)} - \frac{(1 - D_c) \cdot V_{out}}{2 \cdot L_{eq} \cdot f_s} \tag{71}$$

Substituindo a Equação 71 na Equação 68 e simplificando a mesma, temos:

$$I_{s,rms} = \sqrt{D_c \cdot \left[\left(\frac{I_{out}}{1 - D_c}\right)^2 + \frac{V_{out}^2 \cdot (1 - D_c)^2}{12 \cdot L_{eq}^2 \cdot f_s^2}\right]} \tag{72}$$

Para o diodo D, temos que a corrente que flui através do mesmo pode ser calculada de maneira semelhante, diferindo que no caso do diodo, a corrente flui através do mesmo no intervalo $D_c \cdot T_s \leq t < T_s$. Logo:

$$I_D(t) = I_{L1}(t) + I_{L2}(t) \tag{73}$$

É possível reescrever a Equação 73 da seguinte forma:

$$I_D(t) = I_{L1,max} - \frac{V_{out}}{L_1} \cdot (t - D_c \cdot T_s) + I_{L2,max} - \frac{V_{out}}{L_1} \cdot (t - D_c \cdot T_s) \tag{74}$$

Para o valor máximo de corrente, temos que o mesmo ocorre no instante t = $D_c \cdot T_s$, logo, substituindo o valor na Equação 74, é possível verificar que o valor de pico da corrente no diodo D é igual ao valor de pico da corrente no interruptor S, anulando as componentes negativas da equação, restando apenas os valores de pico de corrente nos indutores. Logo:

$$I_{D,max} = I_{L1,max} + I_{L2,max} = I_{s,max} \tag{75}$$

Para o valor médio de corrente I_D no diodo D, temos:

$$I_D = \frac{1}{T_s} \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} [I_{L1}(t) + I_{L2}(t)] dt \tag{76}$$

Substituindo na Equação 76, o trecho presente na Equação 28 e Equação 30 referentes a corrente nos indutores para o intervalo $D_c \cdot T_s \leq t < T_s$, temos:

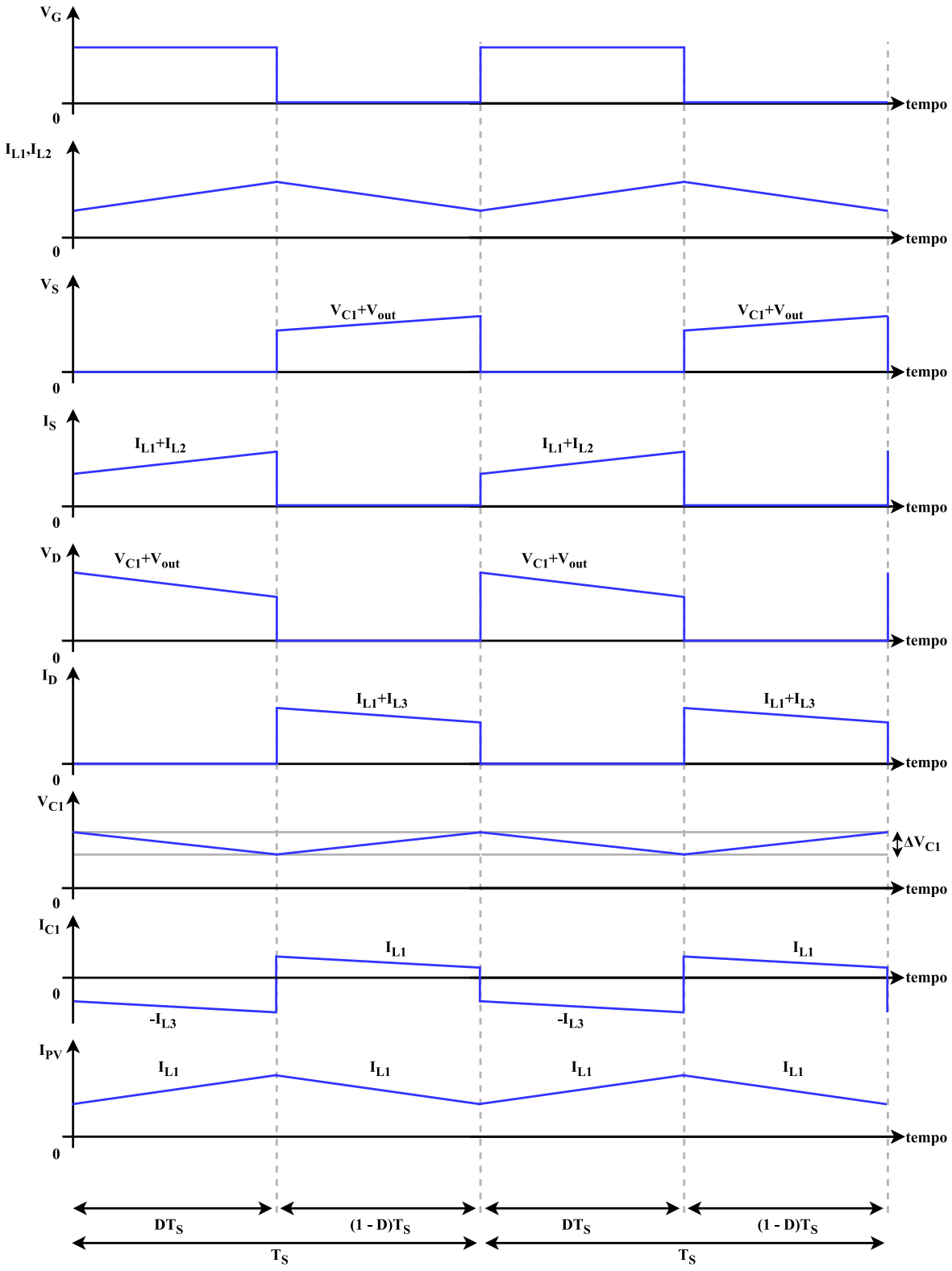
$$I_D = \frac{1}{T_s} \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} \left[I_{L1,max} - \frac{V_{out} \cdot (t - D_c \cdot T_s)}{L_1} + I_{L2,max} - \frac{V_{out} \cdot (t - D_c \cdot T_s)}{L_2} \right] dt \tag{77}$$

Resolvendo a integral e substituindo os limites superiores e inferiores, temos:

$$I_D = \left[\frac{1}{1-D_c}\cdot I_{out} + \frac{(1-D_c)\cdot V_{out}}{2\cdot L_{eq}\cdot f_s}\right]\cdot(1-D_c) - \frac{V_{out}\cdot(1-D_c)^2\cdot T_s}{2\cdot L_{eq}} \qquad (78)$$
$$= I_{out}$$

De posse das equações, e conhecendo o comportamento das correntes nos indutores e das tensões nos capacitores, é possível visualizar na Figura abaixo as principais formas de ondas para o conversor SEPIC operando no modo de condução contínua, donde V_G é o sinal de controle entre os terminais de *Gate* e *Source* no interruptor S. I_{L1} e I_{L2} são, respectivamente, as correntes nos indutores L_1 e L_2.V_S é a tensão entre os terminais de *Dreno* e *Source* no interruptor S enquanto que I_S é a corrente no interruptor. V_D e I_D são, respectivamente, a tensão e corrente no diodo D_1. V_{C1} e I_{C1} são, respectivamente, a tensão e corrente no capacitor de acoplamento C_1. I_{PV} é a corrente na entrada do conversor, oriundo painel fotovoltaico, correspondendo a corrente no indutor L_1.

Figura 11 – Principais formas de onda no conversor SEPIC.



Fonte: Autor, 2024.

3.6 Células de Ioinovici

As células à capacitor-chaveado ou indutor-chaveado, aliadas aos conversores clássicos, nos permitem obter fontes de alimentação capazes de alimentar uma carga com uma entrada de tensão maior ou menor do que o necessário para os conversores clássicos (IOINOVICI, 2013, p. 757).

Com isso, é possível obter conversores estáveis com ganho estático de tensão menor, para o caso dos conversores abaixadores, ou mesmo conversores do tipo elevador de tensão, que necessitam de um menor ciclo de trabalho para atingir o mesmo ganho estático de tensão de um conversor clássico, de maneira que a depender do projeto, os conversores à célula de capacitor/indutor-chaveado podendo se tornar uma alternativa aos conversores quadráticos. Segundo Axelrod, Berkovich e Ioinovici (2008, p.694), tendo em vista que ambos apresentam um estresse similar nos semicondutores de potência e praticamente a mesma quantidade de componentes. Contudo, a aplicação das células propostas em conversores clássicos confere a seus indutores, para os mesmos valores de ondulação de corrente e indutância que em conversores quadráticos, uma corrente menor, resultando na diminuição da energia armazenada nos indutores e consequentemente na redução de suas dimensões, frente aos conversores quadráticos.

Nos subcapítulos abaixo, serão apresentadas as células a capacitor-chaveado e indutor-chaveado, propostas por Ioinovici (2013, p.758) do tipo elevadoras de tensão, tendo em vista que para estrutura de nanorrede abordada no capítulo anterior, o conversor irá funcionar como elevador de tensão, bem como a célula que será utilizada no projeto de um conversor SEPIC modificado.

Na Tabela abaixo, é possível visualizar a nomenclatura das células elevadoras de tensão, bem como as topologias clássicas de conversores em que as mesmas podem ser aplicadas.

Tabela 2 - Inserção de células a capacitor/indutor-chaveado nos conversores clássicos.

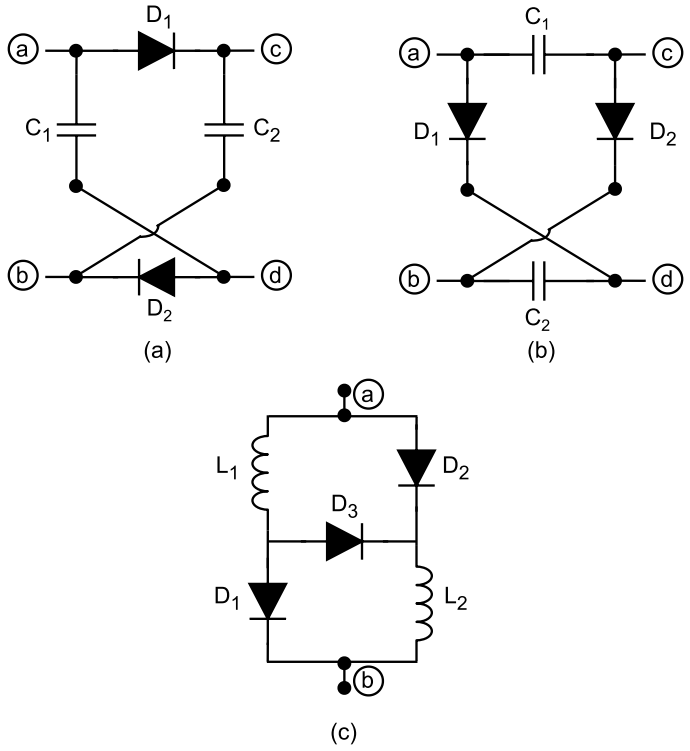
	Buck	Boost	Buck-Boost	Cúk	SEPIC	Zeta
Célula elevadora I		*	*			

Célula elevadora II				*		*
Célula elevadora III		*	*	*	*	*

Adaptado de: Ioinovici, 2013, p.760.

Abaixo, é possível visualizar na Figura 12 as três topologias de células elevadores, sendo os itens (a), (b) e (c) da Figura, respectivamente, as células elevadoras I, II e III. As mesmas se conectam aos conversores clássicos através dos terminais a, b, c e d ou apenas a e b, para a célula elevadora III, substituindo um capacitor, no caso das células elevadoras I e II e no caso da célula elevadora III, a mesma irá substituir um indutor da topologia do conversor clássico.

Figura 12 - Topologias de células elevadoras de tensão a capacitor/indutor-chaveado.

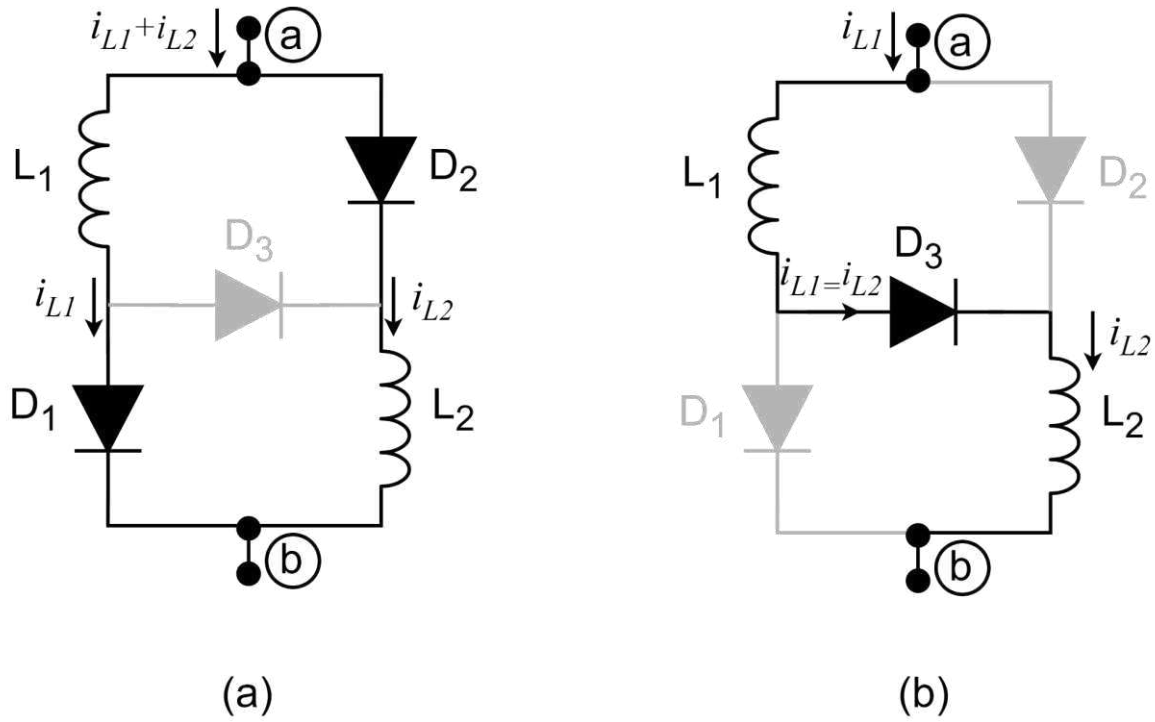


Fonte: Autor, 2024.

Como já foi citado no início deste capítulo, o conversor em questão escolhido para o trabalho foi o conversor SEPIC, logo, com base na Tabela 02, existe uma única célula que pode ser aplicada ao mesmo, com o intuito de produzir um aumento de tensão, sendo a célula elevadora III. Na Figura 13, é possível visualizar os estágios de funcionamento da célula

elevadora de tensão escolhida, sendo o item (a) da Figura abaixo o estágio de carregamento, enquanto que (b) é o estágio de descarregamento da célula.

Figura 13 - Etapas de operação de célula elevadora III.



Fonte: Autor, 2024.

Durante a primeira etapa de funcionamento, demonstrado no item (a) da Figura 13, o diodo D_3 é reversamente polarizado, tendo em vista que a tensão no catodo de D_2 é aproximadamente a tensão no terminal a quando o diodo está polarizado, logo, a corrente do ramo esquerdo do circuito flui através do diodo D_1, polarizando o mesmo. Considerando os diodos da topologia como sendo chaves ideais, a diferença de tensão entre seus terminais durante a condução é nula e os indutores L_1 e L_2 se carregam em paralelo.

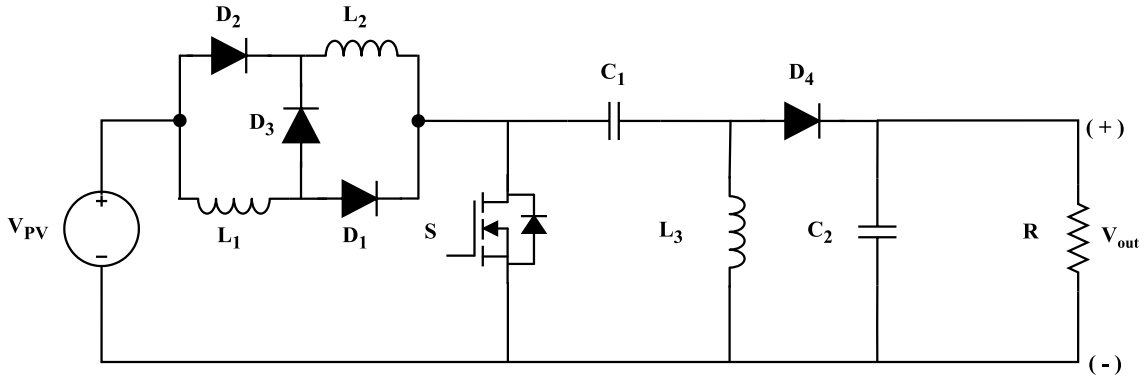
Na segunda etapa de funcionamento, quando a chave principal do circuito é aberta, o circuito passa a funcionar como no item (b) da Figura 13, o diodo D_1 e D_2 são reversamente polarizados, enquanto que o diodo D_3 é diretamente polarizado. Tomando a consideração citada acima, o diodo D_3 funciona como uma chave ideal, não oferecendo queda de tensão em seus terminais, fazendo com que os indutores L_1 e L_2 descarregarem em série.

Não obstante, para a análise foram considerados valores iguais para os diodos e considerando que as correntes que fluem através dos diodos D_1 e D_2 têm o mesmo módulo e sentido.

3.7 Conversor Proposto

Tomando como base o conversor SEPIC clássico, discutido anteriormente, é possível modificar o mesmo, inserido neste, a célula elevadora III, discutida no subcapítulo anterior, resultando no conversor SEPIC modificado proposto por IOINOVICI (2013, p.776). A topologia está presente na Figura 14.

Figura 14 - Topologia do conversor proposto.



Fonte: Autor, 2024.

O conversor apresentado acima surge da substituição do indutor da entrada do conversor pela célula elevadora III.

3.7.1 Análise qualitativa do conversor proposto

Para a análise do conversor, considerou-se novamente o mesmo funcionando em regime permanente no modo de condução contínua, tendo este, duas etapas de funcionamento. Não obstante, para fins de análise fora desprezadas as perdas oriundas dos semicondutores, considerando os mesmos como interruptores ideais e desprezando os componentes parasitas dos componentes passivos e que os componentes passivos tem valores elevados, de maneira que as correntes nos indutores e a tensão nos capacitores pode ser considerada constante.

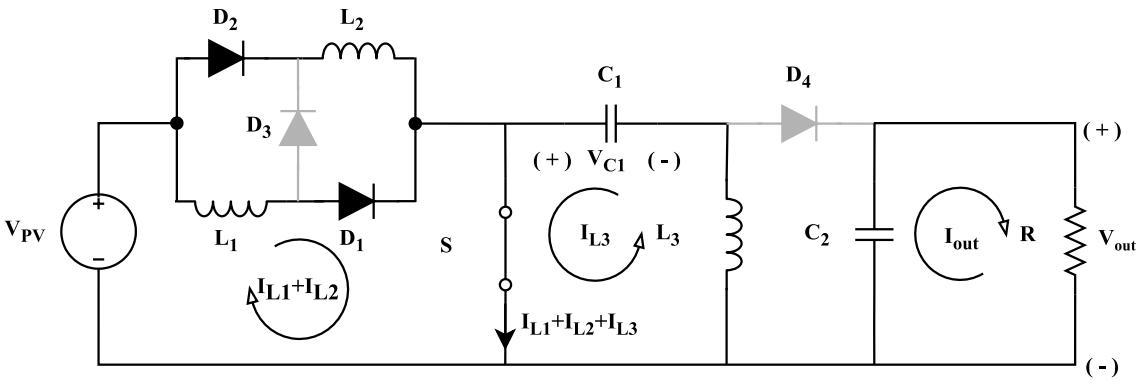
A primeira etapa de funcionamento do conversor é caracterizada pela condução do interruptor S, estando os indutores L_1 e L_2 conectados em paralelo entre si e estando conectados

diretamente aos terminais da fonte de tensão de entrada, sendo estes, carregados através da fonte de tensão da entrada.

Para esta etapa, é possível aproximar o funcionamento do conversor como sendo igual ao do conversor SEPIC, visto os indutores estão associados em paralelo através da polarização direta dos diodos D_1 e D_2, enquanto que D_3 se encontra reversamente polarizado, com isso, a associação dos indutores resulta em um único indutor equivalente ligado aos terminais da fonte, coincidindo com a topologia clássica.

Logo, utilizando como base o funcionamento do conversor SEPIC, é possível assumir o sentido de fluxo da corrente nos indutores e polaridade da tensão nos capacitores, bem como a polarização direta do diodo D_4, que ocorre quando o interruptor S deixa de conduzir. Abaixo é possível visualizar o circuito equivalente para a primeira etapa de funcionamento do conversor.

Figura 15 - Análise do comportamento do conversor proposto na primeira etapa de funcionamento.



Fonte: Autor, 2024.

Como visto no subcapítulo anterior, o carregamento dos indutores L_1 e L_2 ocorre através da polarização direta dos diodos D_1 e D_2, enquanto que D_3 é reversamente polarizado nesta etapa, estando o mesmo em bloqueio.

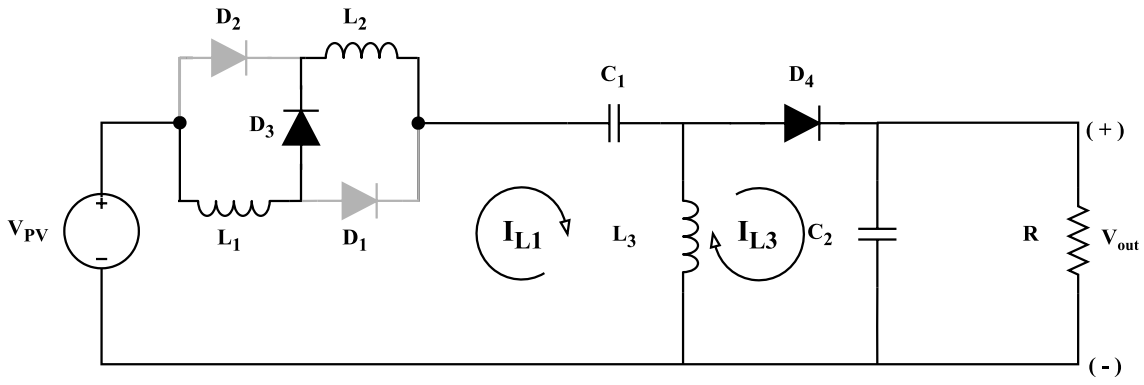
O carregamento do indutor L_3 ocorre na primeira etapa de funcionamento, através da descarga do capacitor C_1, de maneira que tanto a corrente que flui pelo indutor L_3 quanto a tensão no mesmo são os mesmos que no capacitor C_1. Logo, como o terminal positivo do capacitor está no potencial da referência, o ânodo do diodo D_4 está conectado ao terminal com polaridade negativa do capacitor, sendo polarizado reversamente e impedindo que o mesmo

conduza. Com isso, a carga R é alimentada através do capacitor C_2 que se descarrega no processo.

Para a segunda etapa de funcionamento, o interruptor S se encontra bloqueado, logo, os indutores L_1, L_2 e L_3 que se carregaram na etapa anterior, nesta etapa estarão em processo de descarga, enquanto ocorre a carga dos capacitores C_1 e C_2.

Para a segunda etapa de funcionamento, o capacitor C_1 se carrega através da associação em série entre a fonte de tensão de entrada e os indutores L_1 e L_2, enquanto que o diodo D_4 é diretamente polarizado e conduz, realizando o carregamento do capacitor C_2 e alimentando a carga simbolizada pela resistência equivalente R. Abaixo é possível visualizar o circuito equivalente da segunda etapa de funcionamento do conversor.

Figura 16 - Análise do comportamento do conversor proposto para a segunda etapa de operação.



Fonte: Autor, 2024.

3.7.2 Análise quantitativa do conversor proposto

Para a análise qualitativa, além da idealidade dos semicondutores e da ausência de componentes parasitas no circuito do conversor, temos que os indutores L_1 e L_2 tem o mesmo valor de indutância, tensão e corrente, diferindo apenas a associação entre eles, que ocorre em paralelo na primeira etapa de funcionamento do conversor e em série na segunda etapa. Dessa forma, por simplicidade para a primeira etapa de funcionamento, temos:

$$\begin{cases} V_{L1}(t) = V_{L2}(t) = V_L(t) = V_{PV}\ para\ 0 \leq t < D_c \cdot T_s \\ V_{L3}(t) = V_{C1}(t)\ para\ 0 \leq t < D_c \cdot T_s \end{cases} \quad (79)$$

Para a segunda etapa de funcionamento do conversor, temos:

$$\begin{cases} V_{L1}(t) = V_{L2}(t) = V_{PV} - V_{L2}(t) - V_{C1}(t) - V_{L3}(t)\ para\ D_c \cdot T_s \leq t < T_s \\ V_{L3}(t) = -V_{out}\ para\ D_c \cdot T_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (80)$$

Para os indutores L_1 e L_2, temos que a tensão nos mesmos é igual, logo $V_{L1}(t) = V_{L2}(t)$, de maneira que temos as seguintes equações:

$$\begin{cases} V_{L1}(t) = V_{PV}\ para\ 0\ \leq t < D_c \cdot T_s \\ V_{L3}(t) = V_{C1}(t)\ para\ 0\ \leq t < D_c \cdot T_s \\ V_{L1}(t) = V_{PV} - V_{L1}(t) - V_{C1}(t) - V_{L3}(t)\ para\ D_c \cdot T_s \leq t < T_s \\ V_{L3}(t) = -V_{out}\ para\ D_c \cdot T_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (81)$$

Somando $V_{L1}(t)$ em ambos os lados do termo da Equação 81 que descreve a tensão no indutor L_1 para o intervalo $D_c \cdot T_s \leq t < T_s$ e dividindo ambos os lados da equação resultante por 2, é possível obter:

$$V_{L1}(t) = \frac{V_{PV} - V_{C1}(t) - V_{L3}(t)}{2}\ para\ D_c \cdot T_s \leq t < T_s \quad (82)$$

Para os indutores, temos que o balanço volts·segundo é nulo, fazendo que o valor médio de tensão nos mesmos seja zero. Logo, é possível obter as seguintes relações para os indutores:

$$V_{PV} \cdot D_c + \frac{V_{PV} - V_{C1}(t) - V_{L3}(t)}{2} \cdot (1 - D_c) = 0 \quad (83)$$

$$V_{C1}(t) \cdot D_c - V_{out} \cdot (1 - D_c) = 0 \quad (84)$$

Manipulando as Equações 83 e 84, é possível obter:

$$V_{out} = \frac{V_{PV} \cdot (1 + D_c) D_c}{(1 - D_c)} \quad (85)$$

$$V_{C1} = \frac{V_{out} \cdot\ (1 - D_c)}{D_c} \quad (86)$$

Analisando as Equações 85 e 86 obtidas acimas, é possível substituir na Equação 86 a Equação 85, obtendo assim o valor médio de tensão no capacitor C_1:

$$V_{C1} = V_{PV} \cdot (1 + D_c) \quad (87)$$

Comparando com o conversor clássico, em que a tensão média no capacitor de acoplamento C_1 tem o mesmo valor de tensão da fonte de entrada, na topologia proposta o capacitor de acoplamento apresenta um aumento de (1+D) vezes a tensão média, resultando na diminuição da capacitância equivalente, uma vez que a capacitância equivalente é inversamente proporcional ao nível de tensão.

3.7.2.1 Componentes passivos

Para dimensionamento dos indutores da entrada do conversor proposto, é possível partir da equação de tensão em um indutor, dada pelo Equação 09. Manipulando a equação para isolar o termo diferencial de corrente e aplicando a integral em ambos os lados, temos:

$$\int_{I_{L1,min}}^{I_{L1,max}} di_{L1} = \frac{1}{L_1}\int_{0}^{D_c \cdot T_s} V_{L1}(t) \cdot dt \tag{88}$$

Para a primeira etapa de operação do conversor, a tensão no indutor L_1 é a própria tensão de entrada V_{PV}, logo, aplicando a tensão de entrada na Equação 88 e resolvendo a integral para os limites de integração é possível obter:

$$\Delta I_{L1} = I_{L1,max} - I_{L1,min} = \frac{V_{PV}}{L_1} \cdot D_c \cdot T_s \tag{89}$$

De forma semelhante, é possível deduzir a equação que descreve o comportamento da corrente no indutor para o intervalo de operação $D_c \cdot T_s \leq t < T_s$, tomando como base a expressão $-2 \cdot V_{L1}(t) + V_{PV} - V_{C1}(t) - V_{out} = 0$ obtida aplicando a lei de Kirchoff das tensões. Isolando o termo da tensão na entrada, substituindo a Equação 09 para o indutor L_1 e a Equação 87 na equação resultante:

$$V_{PV} = 2 \cdot L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} + V_{PV} \cdot (1 + D_c) + V_{out} \tag{90}$$

Isolando a tensão de entrada na Equação 85, aplicando na Equação 90, isolando o termo diferencial de corrente e integrando ambos os lados da equação resultante desde o valor máximo de corrente até o valor mínimo, durante a segunda etapa de operação do conversor, temos:

$$\int_{I_{L1,max}}^{I_{L1,min}} di_L = \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} \frac{-V_{out} \cdot dt}{L_1 \cdot (1 + D_c)} \tag{91}$$

Logo, resolvendo a Equação 91, temos:

$$-I_{L1,max} + I_{L1,min} = -\Delta I_{L1} = \frac{-V_{out}}{L_1 \cdot (1 + D_c)} \cdot (T_s - D_c \cdot T_s) \tag{92}$$

Dessa forma, ainda é possível simplificar as equações 89 e 92 substituindo em ambas a Equação 17, fazendo:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{PV}}{L_1 \cdot f_s} \cdot D_c \tag{93}$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{out}}{L_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - D_c)}{(1 + D_c)} \tag{94}$$

Como citado anteriormente, as duas equações acima são equivalentes, de maneira que substituindo a Equação 85 na Equação 94, é possível obter a Equação 93. Para fins de dimensionamento, é mais conveniente que o projetista escolha a variação de corrente ΔI_{L1} e os outros parâmetros de maneira que seja calculado o valor de indutância necessária para atingir tais parâmetros durante a operação, com isso, manipulando a Equação 86 para isolar a indutância L_1, temos:

$$L_1 = \frac{V_{out}}{\Delta I_{L1} \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - D_c)}{(1 + D_c)} \tag{95}$$

Para o indutor L_3, sua tensão é dada por:

$$V_{L3}(t) = L_3 \cdot \frac{di_{L3}}{dt} \tag{96}$$

Para a segunda etapa de operação do conversor proposto, durante o intervalo de operação $D_c \cdot T_s \leq t < T_s$, a tensão no indutor de saída é dada por $V_{L3} = -V_{out}$. Logo, isolando o termo diferencial de corrente di_{L3} e integrando ambos os lados da equação resultante, temos:

$$\int_{I_{L3,max}}^{I_{L3,min}} di_{L3} = \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} \frac{-V_{out} \cdot dt}{L_3} \tag{97}$$

Resolvendo a Equação 97, temos:

$$-\Delta I_{L3} = I_{L3,min} - I_{L3,max} = \frac{-V_{out}}{L_3} \cdot T_s \cdot (1 - D_c) \tag{98}$$

Isolando o termo L_3 e multiplicando ambos os lados da equação por -1 para eliminar o sinal negativo e aplicando a Equação 17, temos:

$$L_3 = \frac{V_{out}}{\Delta I_{L3} \cdot f_s} \cdot (1 - D_c) \tag{99}$$

De posse das expressões obtidas acima, é possível calcular o valor médio de corrente nos indutores L_1 e L_3. Logo, para o cálculo da corrente média no indutor L_1, temos:

$$I_{L1} = \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D_c \cdot T_s} \left(I_{L1,min} + \frac{V_{PV}}{L_1} \cdot t \right) dt + \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} \left[I_{L1,max} - \frac{V_{out}}{L_1 \cdot (1 + D_c)} \cdot (t - D_c \cdot T_s) \right] dt \right\} \tag{100}$$

$$I_{L1} = I_{L1,min} + \frac{V_{PV}}{2 \cdot L_1} \cdot D_c \cdot T_s \tag{101}$$

De maneira semelhante, para o indutor L_3, temos:

$$I_{L3} = \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D_c \cdot T_s} \left(I_{L3,min} + \frac{V_{PV} \cdot (1 + D_c)}{L_3} \cdot t \right) dt + \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} \left[I_{L3,max} - \frac{V_{out}}{L_3} \cdot (t - D_c \cdot T_s) \right] \right\} \tag{102}$$

$$I_{L3} = I_{L3,min} + \frac{V_{PV}}{2 \cdot L_3} \cdot D_c \cdot T_s \tag{103}$$

Não obstante, é possível calcular a corrente média nos indutores de entrada como uma função da corrente média de entrada. Para a primeira etapa de operação, temos que a corrente de entrada pode ser descrita como a soma algébrica das correntes nos indutores L_1 e L_2 em virtude da associação em paralelo. Considerando a igualdade das correntes nos indutores, temos que a corrente de entrada do conversor na primeira etapa de operação é dada por $I_{PV} = 2 \cdot I_{L1}$. Para a segunda etapa de funcionamento do conversor, a corrente de entrada corresponde a corrente no indutor L_1, uma vez que ambos os indutores da entrada estão associados em série, resultando em $I_{PV} = I_{L1}$ para a segunda etapa de funcionamento do conversor proposto. Logo,

de posse dos valores de corrente para ambas as etapas de operação, a corrente média de entrada pode ser calculada por:

$$\begin{cases} I_{PV} = \dfrac{1}{T_s} \cdot \left\{ \displaystyle\int_0^{D_c \cdot T_s} (2 \cdot I_{L1}) dt + \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} I_{L1}\, dt \right\} \\ I_{PV} = \dfrac{(2 \cdot I_{L1} \cdot D_c \cdot T_s + I_{L1} \cdot T_s \cdot (1 - D_c)}{T_s} \\ I_{PV} = I_{L1} \cdot (1 + D_c) \end{cases} \tag{104}$$

De posse da Equação acima, é possível isolar I_{L1}, obtendo a seguinte Equação:

$$I_{L1} = \frac{I_{PV}}{(1 + D_c)} \tag{105}$$

Para dimensionar os capacitores, é possível partir da equação que descreve a corrente em um capacitor, fazendo:

$$I_C(t) = C \cdot \frac{dv_c}{dt} \tag{106}$$

Para o capacitor C_1, temos que o mesmo se carrega durante o segundo estágio de operação do conversor através dos indutores de entrada, sendo conhecida a corrente que passa por C_1, que é a corrente do indutor L_1. Logo, é possível isolar o diferencial de tensão e integrar ambos os lados da equação resultante considerando os limites de integração da segunda etapa de funcionamento do conversor.

$$\int_{V_{c1,min}}^{V_{c1,max}} dv_{C1} = \frac{1}{C_1} \cdot \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} I_{L1} \cdot dt \tag{107}$$

Como considerado anteriormente, as capacitâncias e indutâncias são altas, fazendo com que a corrente nos indutores e a tensão nos capacitores seja praticamente contante, logo, é possível substituir I_{L1} na equação acima pelo valor médio da corrente no indutor. Para os limites de integração do diferencial de tensão do capacitor, temos que na segunda etapa de operação do conversor o capacitor se carrega, partindo inicialmente do menor valor de tensão $V_{C1,min}$ e se carregando durante o intervalo até que o mesmo atinge o valor máximo de tensão $V_{C1,max}$. Logo, é possível escrever a variação de tensão ΔV_{C1} como sendo:

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \cdot \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} \frac{I_{PV}}{(1 + D_c)} \cdot dt \tag{108}$$

Logo, é possível manipular a equação da variação de tensão no capacitor C_1, fazendo:

$$\begin{cases} \Delta V_{C1} = \dfrac{I_{PV} \cdot (1 - D_c) \cdot T_s}{C_1 \cdot (1 + D_c)} = \dfrac{V_{out} \cdot I_{out} \cdot (1 - D_c) \cdot T_s}{V_{PV} \cdot C_1 \cdot (1 + D_c)} \\ \Delta V_{C1} = \dfrac{D_c \cdot (1 + D_c)}{1 - D_c} \cdot \dfrac{V_{out} \cdot (1 - D_c) \cdot T_s}{R \cdot C_1 \cdot (1 + D_c)} \\ \Delta V_{C1} = \dfrac{D_c \cdot V_{out}}{R \cdot C_1 \cdot f_s} \end{cases} \tag{109}$$

Onde R é a resistência de carga equivalente na saída do conversor. Isolando a capacitância C_1 na equação acima, temos:

$$C_1 = \frac{V_{out} \cdot D_c}{\Delta V_{C1} \cdot R \cdot f_s} \tag{110}$$

Para a primeira etapa de operação do conversor, o diodo D_4 se encontra reversamente polarizado, fazendo o capacitor C_2 se descarregar enquanto supre a carga R. Com isso, o valor de tensão no capacitor C_2 decresce do valor máximo alcançado de seu valor máximo de tensão atingido durante a etapa de carregamento, sendo $V_{C2,max}$ até o valor mínimo, no momento em que o mesmo deixa de alimentar a carga R, onde a tensão no mesmo é $V_{C2,min}$. Logo, da Equação 106, temos:

$$I_{C2}(t) = C_2 \cdot \frac{dv_{C2}}{dt} \tag{111}$$

Para o intervalo $0 \leq t < D_c \cdot T_s$, temos que a corrente do capacitor C_2 é igual a corrente de saída, enquanto que os diferenciais de tensão e de tempo podem ser aproximados como sendo a variação de tensão no capacitor e o intervalo de tempo do estágio. Levando isso em consideração, temos:

$$-I_{out} = C_2 \cdot \frac{\Delta V_{C2}}{\Delta t} = C_2 \cdot \frac{V_{C2,min} - V_{C2,max}}{-D_c \cdot T_s} \tag{112}$$

Logo, rearranjando os termos da Equação 112, temos:

$$\Delta V_{C2} = \frac{I_{out} \cdot D_c \cdot T_s}{C_2} \tag{113}$$

Não obstante, é possível manipular a Equação 113, para isolar a capacitância C_2 em função dos outros parâmetros, resultando em:

$$C_2 = \frac{I_{out} \cdot D_c}{\Delta V_{C2} \cdot f_s} \tag{114}$$

Das relações vistas anteriormente, para o intervalo de operação $0 \leq t < D_c \cdot T_s$, a corrente no capacitor C_1 é dada por:

$$I_{C1}(t) = -I_{L3}(t) = -\left(I_{L3,min} + \frac{V_{PV} \cdot (1+D_c)}{L_3} \cdot t\right) \tag{115}$$

$$I_{C1}(D_c \cdot T_s) = -I_{L3,max} \tag{116}$$

Logo, para o intervalo de operação $D_c \cdot T_s \leq t < T_s$, com base nas expressões vistas anteriormente, temos:

$$I_{C1}(t) = -I_{L1}(t) = I_{L1,max} - \frac{V_{out}}{L_1 \cdot (1 + D_c)} \cdot (t - D_c \cdot T_s) \tag{117}$$

$$I_{C1}(D_c \cdot T_s) = I_{L1,max} \tag{118}$$

É possível calcular a corrente média no capacitor C_1 fazendo: Das relações vistas anteriormente, é possível calcular a corrente média no capacitor C_1 fazendo:

$$I_{C1} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} I_{C1}(t)dt \tag{119}$$

Da Equação 119, é possível decompor a integral da corrente no capacitor como sendo uma integral do negativo da corrente do indutor L_3 durante o intervalo $0 \leq t < D_c \cdot T_s$ e em uma integral da corrente do indutor L_1 de $D_c \cdot T_s \leq t < T_s$, logo, fazendo:

$$I_{C1} = \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ -\int_0^{D_c \cdot T_s} \left(I_{L3,min} + \frac{V_{PV} \cdot (1 + D_c)}{L_3} \cdot t\right) dt + \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} \left[I_{L1,max} - \frac{V_{out}}{L_1 \cdot (1 + D_c)} \cdot (t - D_c \cdot T_s)\right] dt \right\} \tag{120}$$

Resolvendo as integrais da Equação 120, aplicando os limites de integração e simplificando a equação resultante, é possível obter a seguinte equação:

$$I_{C1} = -\left[I_{L3,min} + \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c)}{2 \cdot L_3 \cdot f_s}\right] \cdot D_c + \left[I_{L1,max} - \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c)}{2 \cdot L_1 \cdot f_s \cdot (1 + D_c)}\right] \cdot (1 - D_c) \quad (121)$$

Substituindo a Equação 94 e a Equação 98 na Equação 121, temos:

$$I_{C1} = -\left[I_{L3,min} + \frac{\Delta I_{L3}}{2}\right] \cdot D_c + \left[I_{L1,max} - \frac{\Delta I_{L1}}{2}\right] \cdot (1 - D_c) \quad (122)$$

Analisando a Equação 122, é possível observar que os termos entre colchetes correspondem, respectivamente, a I_{L3} e I_{L1}. Logo, substituindo na Equação 122 e igualando a equação a zero, uma vez que em regime contínuo, a corrente média no capacitor C_1 é nula, temos:

$$0 = -I_{L3} \cdot D_c + I_{L1} \cdot (1 - D_c) \quad (123)$$

Isolando a corrente média do indutor L_3 na Equação 123, temos:

$$I_{L3} = \frac{I_{L1} \cdot (1 - D_c)}{D_c} \quad (124)$$

Partido da Equação 37, que descreve a corrente de saída para um conversor com rendimento unitário em função da corrente de entrada e das tensões de entrada e saída, e substituindo a Equação 104 e a Equação 85, resulta em:

$$I_{out} = \frac{I_{L1} \cdot (1 - D_c)}{D_c} \quad (125)$$

Logo, substituindo a Equação 125 na Equação 124, é possível obter:

$$I_{L3} = I_{out} \quad (126)$$

Para a corrente eficaz no capacitor, é possível determina-la através da seguinte equação:

$$I_{C1,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} I_{C1}^2(t) \cdot dt} \quad (127)$$

Durante a primeira etapa de operação do conversor, o indutor L_3 se carrega através do capacitor C_1. Na segunda etapa de operação do conversor, o capacitor C_1 se carrega através da associação em série com os indutores L_1 e L_2, logo, é possível reescrever a equação da corrente eficaz de C_1 como sendo:

$$\mathrm{I_{C1,rms}} = \sqrt{\frac{1}{\mathrm{T_s}} \cdot \left\{ \int_0^{\mathrm{D_c \cdot T_s}} [-I_{L3}(t)]^2 \cdot \mathrm{dt} + \int_{\mathrm{D_c \cdot T_s}}^{\mathrm{T_s}} [I_{L1}(t)]^2 \cdot \mathrm{dt} \right\}} \tag{128}$$

Para isso, é necessário determinar as equações que descrevem as correntes nos indutores em função do tempo t, logo, temos:

$$\begin{cases} di_{L1} = \dfrac{V_{L1} \cdot dt}{L_1} \\ di_{L3} = \dfrac{V_{L3} \cdot dt}{L_3} \end{cases} \tag{129}$$

Integrando ambos os lados das equações, partindo do instante 0 até $t \leq D_c \cdot T_s$ para o indutor L_3 e do instante $D_c \cdot T_s$ até $t \leq T_s$, para o indutor L_1, que é o intervalo em que o capacitor C_1 se encontra conectado em série com os indutores, tendo o mesmo valor de corrente. Substituindo nas equações acima os valores de tensão nos indutores, temos:

$$\begin{cases} \displaystyle\int_{I_{L1,max}}^{I_{L1,t}} di_{L1} = -\int_{D_c \cdot T_s}^{t} \frac{V_{out}}{(1+D_c) \cdot L_1} dt \\ \displaystyle\int_{I_{L3,min}}^{I_{L3,t}} di_{L3} = \int_0^t \frac{V_{out} \cdot (1-D_c)}{D_c \cdot (1+D_c) \cdot L_3} dt \end{cases} \tag{130}$$

Resolvendo as integrais da Equação 130, temos:

$$\begin{cases} I_{L1}(t) = I_{L1,max} - \dfrac{V_{out} \cdot (t - D_c \cdot T_s)}{(1+D_c) \cdot L_1} \\ I_{L3}(t) = I_{L3,min} + \dfrac{V_{out} \cdot (1-D_c) \cdot t}{D_c \cdot L_3} \end{cases} \tag{131}$$

De posse das equações que descrevem a corrente nos indutores ao longo do tempo, é possível calcular a corrente eficaz no capacitor C_1 fazendo:

$$\mathrm{I_{C1,rms}} = \sqrt{\frac{1}{\mathrm{T_s}} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \int_{\mathrm{D_c \cdot T_s}}^{\mathrm{T_s}} \left[I_{L1,max} - \frac{V_{out} \cdot (t - D_c \cdot T_s)}{(1 + D_c) \cdot L_1} \right]^2 \cdot \mathrm{dt} \\ + \int_{0}^{\mathrm{D_c \cdot T_s}} \left[I_{L3,min} + \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c) \cdot t}{D_c \cdot L_3} \right]^2 \cdot \mathrm{dt} \end{array} \right\}} \tag{132}$$

É possível manipular a equação acima e substituir os valores máximos e mínimo de corrente, fazendo:

$$\begin{cases} I_{L1,max} = I_{L1} + \dfrac{\Delta I_{L1}}{2} \\ I_{L3,min} = I_{L3} - \dfrac{\Delta I_{L3}}{2} \end{cases} \tag{133}$$

Logo, substituindo na equação de corrente eficaz no capacitor C_1, temos:

$$\begin{aligned} &\mathrm{I_{C1,rms}} \\ &= \sqrt{\frac{1}{\mathrm{T_s}} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \int_{0}^{\mathrm{D_c \cdot T_s}} \left[\frac{I_{PV}}{(1 + D_c)} + \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c)}{2 \cdot (1 + D_c) \cdot L_1 \cdot f_s} - \frac{V_{out} \cdot (t - D_c \cdot T_s)}{(1 + D_c) \cdot L_1} \right]^2 \mathrm{dt} \\ + \int_{\mathrm{D_c \cdot T_s}}^{\mathrm{T_s}} \left[I_{out} - \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c)}{2 \cdot L_3 \cdot f_s} + \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c) \cdot t}{D_c \cdot (1 + D_c) \cdot L_3} \right]^2 \cdot \mathrm{dt} \end{array} \right\}} \end{aligned} \tag{134}$$

Para um conversor ideal, desprezando as perdas, temos que a potência fornecida pelo painel é igual a potência de saída, logo:

$$P_{PV} = P_{out} \tag{135}$$

Donde P_{PV} é a potência Watts fornecida pelo painel fotovoltaico, enquanto que P_{out} é a potência de saída do conversor, em Watts. Decompondo as potências em termos de tensão e corrente, temos:

$$V_{PV} \cdot I_{PV} = V_{out} \cdot I_{out} \tag{136}$$

Isolando na Equação 136 o termo V_{out} e aplicando a Equação 85, temos:

$$V_{out} = \frac{V_{out} \cdot I_{out} \cdot (1 + D_c) \cdot D_c}{I_{PV} \cdot (1 - D_c)} \tag{137}$$

Simplificando ambos os lados da Equação 137 e isolando a corrente do painel fotovoltaico, resulta:

$$I_{PV} = \frac{I_{out} \cdot (1 + D_c) \cdot D_c}{(1 - D_c)} \tag{138}$$

Logo, a Equação 138 descreve o ganho estático de corrente em função do ciclo de trabalho. Substituindo a Equação 138 na Equação 134, tem-se:

$$I_{C1,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D_c \cdot T_s} \left[\frac{I_{out} \cdot D_c}{(1 - D_c)} + \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c)}{2 \cdot (1 + D_c) \cdot L_1 \cdot f_s} - \frac{V_{out} \cdot (t - D_c \cdot T_s)}{(1 + D_c) \cdot L_1} \right]^2 dt + \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} \left[I_{out} - \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c)}{2 \cdot L_3 \cdot f_s} + \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c) \cdot t}{D_c \cdot (1 + D_c) \cdot L_3} \right]^2 \cdot dt \right\}} \tag{139}$$

Resolvendo ambas as integrais, aplicando os intervalos de integração e rearranjando os termos da Equação 139, temos:

$$I_{C1,rms} = \sqrt{\frac{I_{out}^2 \cdot D_c}{(1 - D_c)} + \frac{V_{out}^2}{12 \cdot f_s^2} \cdot \left[\frac{(1 - D_c)^3}{L_1^2 \cdot (1 + D_c)^2} + \frac{(1 - D_c)^2 \cdot D_c}{L_3^2} \right]} \tag{140}$$

Logo, a partir da equação é possível calcular a corrente eficaz no capacitor de acoplamento C_1. De maneira semelhante, é possível calcular a corrente eficaz no capacitor C_2, fazendo:

$$I_{C2,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} I_{C2}^2(t) \cdot dt} \tag{141}$$

Para o capacitor de saída C_2, a corrente no intervalo $0 < t \leq D_c \cdot T_s$ é a própria corrente de saída, uma vez que o diodo D_4 se encontra bloqueado e a corrente da carga R é suprida por C_2. Para o intervalo $D_c \cdot T_s < t \leq T_s$, o diodo D_4 conduz a corrente dos indutores L_1 e L_3, de maneira que parte da corrente alimenta a carga R e a parte da corrente carrega o capacitor C_2, sendo a corrente no capacitor C_2 a diferença entre as correntes dos indutores L_1 e L_3 subtraídas da corrente de saída, logo:

$$I_{C2,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D_c \cdot T_s} [-I_{out}(t)]^2 \cdot dt + \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} [I_{L1}(t) + I_{L3}(t) - I_{out}(t)]^2 \cdot dt \right\}} \tag{142}$$

Por simplificação, é possível utilizar os valores médios de corrente e desenvolver o argumento das integrais, resultando em:

$$I_{C2,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D_c \cdot T_s} {I_{out}}^2 \cdot dt + \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} \left[\begin{matrix} {I_{L1}}^2 + 2 \cdot I_{L1} \cdot I_{L3} - 2 \cdot I_{L1} \cdot I_{out} \\ -2 \cdot I_{L3} \cdot I_{out} + {I_{L3}}^2 + {I_{out}}^2 \end{matrix} \right] \cdot dt \right\}} \quad (143)$$

Substituindo na Equação 143 as Equações 105 e 143, resolvendo a integral e aplicando os limites de integração e reorganizando os termos da equação, é possível obter:

$$I_{C2,rms} = \sqrt{{I_{out}}^2 \cdot D_c + \frac{{I_{PV}}^2}{(1 + D_c)^2} \cdot (1 - D_c)} \quad (144)$$

Substituindo a Equação 138 na Equação 144 e simplificando a mesma, é possível obter:

$$I_{C2,rms} = I_{out} \cdot \sqrt{\frac{D_c}{(1 - D_c)}} \quad (145)$$

3.7.2.2 Esforços nos semicondutores de potência

Considerando os interruptores ideais, no momento da condução dos mesmo a diferença de tensão entre seus terminais a nula, logo, o pico de estresse de tensão nos interruptores ocorre enquanto os mesmos estão bloqueados.

Para o interruptor S, o valor de pico de tensão sobre o mesmo ocorre durante o segundo estágio de funcionamento do conversor. Logo, durante essa etapa o interruptor S tem um de seus terminais conectado ao terminal positivo do capacitor C_1, que está no potencial V_{out} durante a condução de D_4, enquanto que o interruptor está no potencial terra. Logo, a tensão no interruptor S durante o bloqueio é dado por:

$$V_S = V_{C1} + V_{out} \quad (146)$$

Substituindo a Equação 86 na equação 146 e simplificando a equação resultante, temos:

$$V_{S,pico} = \frac{V_{out}}{D_c} \quad (147)$$

Para o diodo de saída D_4, o pico de tensão ocorre no momento em que o diodo é reversamente polarizado, durante a primeira etapa de funcionamento do conversor. No momento da condução do interruptor S, o terminal positivo do capacitor C_1 é conectado ao

terminal comum, impondo potencial -V_{C1} no anodo do diodo D_4, enquanto que o catodo do mesmo está conectado ao terminal positivo do capacitor C_2, com potencial V_{out}, logo a tensão no diodo D_4 durante a primeira etapa de operação é dada como a diferença de tensão entre o seu anodo e o seu catodo, resultando em:

$$V_{D4,pico} = -V_{C1} - V_{out} \tag{148}$$

Manipulando a Equação 148, é possível notar que a tensão de pico no diodo D_4 tem o mesmo valor que a tensão de pico no interruptor S, diferindo apenas pelo sinal. Considerando o módulo do valor, a tensão de pico no diodo D_4 é dada por:

$$V_{D4,pico} = \frac{V_{out}}{D_c} \tag{149}$$

Para os diodos da célula elevadora de tensão, o bloqueio de D_3 ocorre durante a primeira etapa de funcionamento do conversor, enquanto D_1 e D_2 estão em bloqueio durante a segunda etapa. Logo, a tensão de pico em D_1 e D_2 (idealmente iguais) é igual a tensão do indutor de entrada L_1 e L_2, pelo fato de que D_1 está conectado em paralelo com L_1 e D_2 estar conectado em paralelo com L_2, logo, considerando o módulo da tensão de pico é possível obter:

$$V_{D1,pico} = V_{D2,pico} = \frac{V_{out}}{(1 + D_c)} \tag{150}$$

Para o diodo D_3, durante a primeira etapa de funcionamento, o seu anodo se encontra conectado ao potencial de terra, enquanto que o seu catodo está no potencial da tensão do painel. Logo, a tensão de pico no diodo D_3 em módulo é dada por:

$$V_{D3,pico} = V_{PV} \tag{151}$$

Isolando a V_{PV} na Equação 85 e substituindo na Equação 151, resulta em:

$$V_{D3,pico} = \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c)}{D_c \cdot (1 + D_c)} \tag{152}$$

Em relação aos esforços de corrente no interruptor S, como visto anteriormente, as correntes oriundas dos indutores L_1, L_2 e L_3 fluem através do interruptor durante a primeira etapa do funcionamento do conversor, em que ocorre o processo de carregamento dos indutores. Logo, durante este intervalo os indutores L_1e L_2 estão associados em paralelo. Logo, a corrente no interruptor S é dada por:

$$I_S(t) = 2 \cdot I_{L1}(t) + I_{L3}(t) \tag{153}$$

Substituindo na Equação 153 nas Equações 100 e 102 para as correntes nos indutores durante estágio de carregamento no instante $0 \leq t < D_c \cdot T_s$, temos:

$$I_s(t) = 2 \cdot I_{L1,min} + 2 \cdot \frac{V_{PV}}{L_1} \cdot t + I_{L3,min} + \frac{V_{PV} \cdot (1 + D_c)}{L_3} \cdot t \tag{154}$$

Na Equação 154, agrupando os termos que possuem V_{PV}, resulta em:

$$I_s(t) = 2 \cdot I_{L1,min} + I_{L3,min} + V_{PV} \cdot t \cdot \left(\frac{2}{L_1} + \frac{(1 + D_c)}{L_3} \right) \tag{155}$$

Da Equação 155, ainda é possível simplificar a soma das frações de indutâncias por uma associação de indutâncias em paralelo, logo:

$$\frac{1}{L_{eq}} = \left(\frac{2}{L_1} + \frac{(1 + D_c)}{L_3} \right) \tag{156}$$

Com isso, substituindo a Equação 156 na Equação 155, é possível reescrever a Equação 150 como:

$$I_s(t) = 2 \cdot I_{L1,min} + I_{L3,min} + V_{PV} \cdot t \cdot \frac{1}{L_{eq}} \tag{157}$$

Logo, manipulando a Equação 157, é possível obter o valor máximo de corrente, bem como o valor eficaz. Para o valor máximo de corrente:

$$I_{s,max} = 2 \cdot I_{L1,max} + I_{L3,max} \tag{158}$$

Para os valores de pico de corrente no indutor, é possível defini-lo como sendo o valor médio de corrente somado com metade da variação de corrente no indutor, conforme a Equação 59. Logo, substituindo a Equação 59 na Equação 158, resulta em:

$$I_{s,max} = 2 \cdot I_{L1} + \Delta I_{L1} + I_{L3} + \frac{\Delta I_{L3}}{2} \tag{159}$$

Substituindo as Equações 94 e 98 na Equação 159:

$$I_{s,max} = 2 \cdot I_{L1} + \frac{V_{out}}{L_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - D_c)}{(1 + D_c)} + I_{L3} + \frac{V_{out}}{2 \cdot L_3 \cdot f_s} \cdot (1 - D_c) \quad (160)$$

Para as correntes médias I_{L1} e I_{L3}, durante o intervalo $0 \leq t < D_c \cdot T_s$, são respectivamente $\frac{I_{PV}}{(1+D_c)}$ e I_{out}, logo:

$$I_{s,max} = \frac{2 \cdot I_{PV}}{(1 + D_c)} + I_{out} + \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c)}{2 \cdot f_s \cdot (1 + D_c) \cdot L_{eq}} \quad (161)$$

Substituindo a Equação 138 na Equação 161 e reorganizando os termos, a corrente de pico no interruptor S é dado por:

$$I_{s,max} = \frac{(D_c + 1)}{(1 - D_c)} \cdot I_{out} + \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c)}{2 \cdot f_s \cdot (1 + D_c) \cdot L_{eq}} \quad (162)$$

O valor eficaz de corrente no interruptor S é dado por:

$$I_{s,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} I_S^2(t) \cdot dt} \quad (163)$$

Logo, substituindo a Equação 150 que foi obtida anteriormente, na Equação 163, resulta na seguinte expressão:

$$I_{s,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{D_c \cdot T_s} \left(2 \cdot I_{L1,min} + I_{L3,min} + V_{PV} \cdot t \cdot \frac{1}{L_{eq}} \right)^2 \cdot dt \right]} \quad (164)$$

Resolvendo a integral e rearranjando os termos, temos:

$$I_{s,rms} = \sqrt{\left(2 \cdot I_{L1,min} + I_{L3,min}\right)^2 \cdot D_c + \frac{\left(I_{L1,min} + I_{L3,min}\right) \cdot V_{PV} \cdot D_c^2 \cdot T_s}{L_{eq}} + \frac{V_{PV}^2 \cdot D_c^3 \cdot T_S^2}{3 \cdot L_{eq}^2}} \quad (165)$$

Isolando o termo D_c presente em ambos os termos e manipulando a Equação 165, temos:

$$I_{s,rms} = \sqrt{D_c \cdot \left[\left(2 \cdot I_{L1,min} + I_{L3,min}\right)^2 + \frac{\left(I_{L1,min} + I_{L3,min}\right) \cdot V_{out} \cdot (1 - D_c)}{L_{eq} \cdot f_s \cdot (1 + D_c)} + \frac{V_{out}^2 \cdot (1 - D_c)^2}{3 \cdot L_{eq}^2 \cdot f_s^2 \cdot (1 + D_c)^2} \right]} \quad (166)$$

Tomando $I_{L1,min} + I_{L3,min}$ como sendo:

$$2 \cdot I_{L1,min} + I_{L3,min} = \frac{2 \cdot I_{PV}}{(1 + D_c)} - \frac{2 \cdot \Delta I_{L1}}{2} + I_{out} - \frac{\Delta I_{L3}}{2} \quad (167)$$

Substituindo na Equação 167 as Equações 94, 98, 126 e 138, fazendo:

$$2 \cdot I_{L1,min} + I_{L3,min} = \frac{2 \cdot D_c \cdot (1 + D_c) \cdot I_{out}}{(1 - D_c) \cdot (1 + D_c)} - \frac{(1 - D_c) \cdot V_{out}}{L_1 \cdot f_s \cdot (1 + D_c)} + I_{out} - \frac{(1 - D_c) \cdot V_{out}}{2 \cdot L_3 \cdot f_s} \quad (168)$$

Na Equação 168, é possível agrupar os termos que contém I_{out}, bem como os termos restantes que diferem apenas no valor da indutância, resultando em:

$$2 \cdot I_{L1,min} + I_{L3,min} = \frac{I_{out} \cdot (1 + D_c)}{(1 - D_c)} - \frac{(1 - D_c) \cdot V_{out}}{2 \cdot L_{eq} \cdot f_s \cdot (1 + D_c)} \quad (169)$$

Substituindo a Equação 169 na Equação 166 e simplificando a mesma, temos:

$$I_{s,rms} = \sqrt{D_c \cdot \left[\left(\frac{I_{out} \cdot (1 + D_c)}{(1 - D_c)} \right)^2 + \frac{V_{out}^2 \cdot (1 - D_c)^2}{12 \cdot L_{eq}^2 \cdot f_s^2} \right]} \quad (170)$$

Para o diodo de saída D_4, a corrente que flui através do mesmo pode ser calculada de maneira semelhante ao interruptor S, diferindo que no caso do diodo, a corrente flui através do mesmo no intervalo $D_c \cdot T_s \leq t < T_s$. Logo:

$$I_{D4}(t) = I_{L1}(t) + I_{L3}(t) \quad (171)$$

É possível reescrever a Equação 171 da seguinte forma:

$$I_D(t) = I_{L1,max} - \frac{V_{out}}{L_1 \cdot (1 + D_c)} \cdot (t - D_c \cdot T_s) + I_{L3,max} - \frac{V_{out}}{L_3} \cdot (t - D_c \cdot T_s) \quad (172)$$

O valor máximo de corrente no diodo ocorre quando a corrente nos indutores é máxima. Logo, tendo em vista que durante a segunda etapa de funcionamento do conversor os indutores estão se descarregando, resultando na diminuição da energia armazenada no campo magnético dos indutores, causando uma diminuição linear da corrente nos indutores, ocorrendo o valor máximo de corrente no início da segunda etapa, no instante t = $D_c \cdot T_s$. Logo, substituindo o valor na Equação 172, é possível verificar que o valor de pico da corrente no diodo D é igual ao valor de pico da corrente no interruptor S, anulando as componentes negativas da Equação, restando apenas os valores de pico de corrente nos indutores. Logo:

$$I_{D4,max} = I_{L1,max} + I_{L3,max} = I_{L1} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} + I_{L3} + \frac{\Delta I_{L3}}{2} \tag{173}$$

Substituindo na Equação 173 as Equações 94, 98, 105 e 126, temos:

$$I_{D4,max} = \frac{I_{PV}}{(1 + D_c)} + I_{out} + \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c)}{2 \cdot f_s \cdot (1 + D_c)} \cdot \left(\frac{1}{L_1} + \frac{(1 + D_c)}{L_3} \right) \tag{174}$$

Da Equação 174, é possível simplificar a associação indutâncias por um valor equivalente, conforme a Equação abaixo:

$$\frac{1}{L_{mod}} = \left(\frac{1}{L_1} + \frac{(1 + D_c)}{L_3} \right) \tag{175}$$

Logo, substituindo na Equação 174 as Equações 175 e 138, e rearranjando os termos, temos:

$$I_{D4,max} = \frac{I_{out}}{(1 - D_c)} + \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c)}{2 \cdot f_s \cdot (1 + D_c) \cdot L_{mod}} \tag{176}$$

Para o valor médio de corrente I_D no diodo D_4, temos:

$$I_{D4} = \frac{1}{T_s} \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} [I_{L1}(t) + I_{L3}(t)]\, dt \tag{177}$$

Substituindo na Equação 177, o trecho presente na Equação 100 e Equação 102, referente as correntes nos indutores em função do tempo para o intervalo $D_c \cdot T_s \leq t < T_s$, temos:

$$I_{D4} = \frac{1}{T_s}\int_{D_c \cdot T_s}^{T_s}\left[I_{L1,max} - \frac{V_{out}\cdot(t - D_c\cdot T_s)}{L_1\cdot(1+D_c)} + I_{L3,max} - \frac{V_{out}\cdot(t - D_c\cdot T_s)}{L_3}\right]dt \quad (178)$$

Resolvendo a integral e substituindo os limites superiores e inferiores, temos:

$$I_{D4} = \left[\frac{1}{1-D_c}\cdot I_{out} + \frac{(1-D_c)\cdot V_{out}}{2\cdot L_{mod}\cdot f_s\cdot(1+D_c)}\right]\cdot(1-D_c) - \frac{V_{out}\cdot(1-D_c)^2}{2\cdot L_{mod}\cdot f_s\cdot(1+D_c)} = I_{out} \quad (179)$$

Para os diodos D_1 e D_2 da célula elevadora, a corrente dos mesmos durante a condução na primeira etapa de funcionamento do conversor é dado por:

$$I_{D1}(t) = I_{D2}(t) = I_{L1}(t) \quad (180)$$

Para o primeiro estágio de funcionamento do conversor, a corrente do indutor de entrada é dada por:

$$I_{L1}(t) = I_{L1,min} + \frac{V_{out}\cdot(1-D_c)\cdot t}{D_c\cdot(1+D_c)\cdot L_1} \quad (181)$$

Substituindo a corrente do indutor para a primeira etapa de funcionamento do conversor, resulta em:

$$I_{D1}(t) = I_{L1,min} + \frac{V_{out}\cdot(1-D_c)\cdot t}{D_c\cdot(1+D_c)\cdot L_1} \quad (182)$$

É possível reescrevendo o termo da corrente mínima do indutor L_1 como sendo a corrente média no indutor subtraída de metade da variação de corrente no mesmo, fazendo:

$$I_{D1}(t) = \frac{I_{PV}}{(1+D_c)} - \frac{V_{out}}{2\cdot L_1\cdot f_s}\cdot\frac{(1-D_c)}{(1+D_c)} + \frac{V_{out}\cdot(1-D_c)\cdot t}{D_c\cdot(1+D_c)\cdot L_1} \quad (183)$$

Deixando a corrente do diodo D_1 em função da corrente de saída, resulta em:

$$I_{D1}(t) = \frac{I_{out}\cdot D_c}{(1-D_c)} - \frac{V_{out}}{2\cdot L_1\cdot f_s}\cdot\frac{(1-D_c)}{(1+D_c)} + \frac{V_{out}\cdot(1-D_c)\cdot t}{D_c\cdot(1+D_c)\cdot L_1} \quad (184)$$

Durante o estágio de carregamento, o valor máximo de corrente ocorre no instante infinitesimal anterior à comutação, logo, a corrente máxima nos diodos D_1 e D_2 ocorre durante

o instante t = $D_c \cdot T_s$. Aplicando o intervalo na equação acima e reorganizando a mesma, resulta em:

$$I_{D1,max} = I_{D2,max} = \frac{I_{out} \cdot D_c}{(1 - D_c)} + \frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - D_c)}{(1 + D_c)} \tag{185}$$

A corrente média nos diodos D_1 e D_2 pode ser calculada por meio da seguinte equação:

$$I_{D1} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D_c \cdot T_s} I_{D1}(t)\, dt \tag{186}$$

Substituindo a equação que descreve a corrente no diodo D_1 em função do tempo na expressão acima, resulta:

$$I_{D1} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D_c \cdot T_s} \left[\frac{I_{out} \cdot D_c}{(1 - D_c)} - \frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - D_c)}{(1 + D_c)} + \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c) \cdot t}{D_c \cdot (1 + D_c) \cdot L_1} \right] dt \tag{187}$$

Após integrar a função, aplicar os limites de integração e reorganizar a equação resultante, a corrente média nos diodos D_1 e D_2 pode ser calculado por meio da seguinte equação:

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_{out} \cdot {D_c}^2}{(1 - D_c)} \tag{188}$$

Para o Diodo D_3, o mesmo está diretamente polarizado durante a segunda etapa de funcionamento do conversor, conduzindo a corrente dos indutores L_1 e L_2 que estão associados em série durante o processo de carregamento do capacitor C_1. Logo:

$$I_{D3}(t) = I_{L1}(t) \tag{189}$$

A corrente no indutor L_1 durante a segunda etapa de operação do conversor é descrita pelo argumento da segunda integral da Equação 100, logo, substituindo na Equação 189, resulta em:

$$I_{D3}(t) = I_{L1,max} - \frac{V_{out} \cdot (t - D_c \cdot T_s)}{(1 + D_c) \cdot L_1} \tag{190}$$

É possível reescrever a corrente máxima do indutor L_1 como sendo a corrente média no indutor somada à metade da variação de corrente no mesmo, fazendo:

$$I_{D3}(t) = \frac{I_{PV}}{(1+D_c)} + \frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1-D_c)}{(1+D_c)} - \frac{V_{out} \cdot (t - D_c \cdot T_s)}{(1+D_c) \cdot L_1} \quad (191)$$

É possível reescrever a função acima em função da corrente de saída do conversor, resultando em:

$$I_{D3}(t) = \frac{I_{out} \cdot D_c}{(1-D_c)} + \frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1-D_c)}{(1+D_c)} - \frac{V_{out} \cdot (t - D_c \cdot T_s)}{(1+D_c) \cdot L_1} \quad (192)$$

A corrente máxima no indutor L_1, durante a segunda etapa de funcionamento do conversor ocorre no instante infinitesimal $t = D_c \cdot T_s$, de maneira que a corrente de pico no diodo D_3 é igual $I_{D1,max}$ e $I_{D2,max}$. Logo:

$$I_{D3,max} = \frac{I_{out} \cdot D_c}{(1-D_c)} + \frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1-D_c)}{(1+D_c)} \quad (193)$$

Para o valor médio de corrente no diodo D_3, é possível calcular por meio da equação abaixo, fazendo:

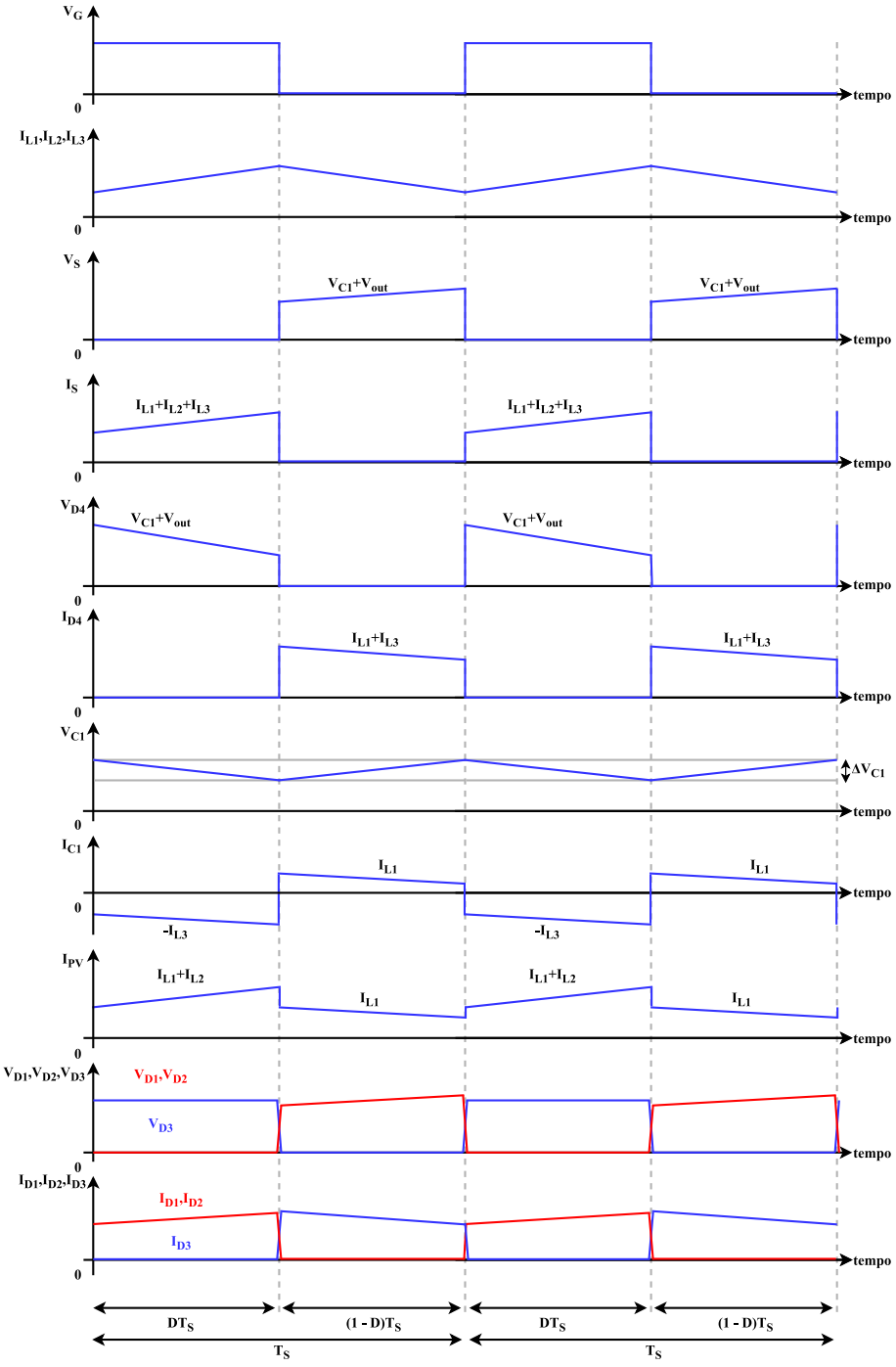
$$I_{D3} = \frac{1}{T_s} \int_{D_c \cdot T_s}^{T_s} I_{D3}(t)\, dt \quad (194)$$

Aplicando na equação 194 função que descreve a corrente no diodo D_3 em função do tempo, integrando a mesma e aplicando os limites de integração, resulta em:

$$I_{D3} = I_{out} \cdot D_c \quad (195)$$

Na Figura abaixo é possível visualizar as principais formas de onda do conversor proposto.

Figura 17 - Formas de onda para o conversor proposto.



Fonte: Autor, 2024.

3.8 Dimensionamento de magnéticos

Segundo Barbi (2006, p.105), é possível calcular as dimensões mínimas para um indutor de filtragem para pequenas ondulações de corrente, fazendo:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot {I_{L,max}}^2}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 \tag{195}$$

Donde, A_e é a área efetiva da perna central do núcleo, em cm^2, A_w é a área da janela onde é situado o enrolamento em cobre, em cm^2, L é a indutância do indutor de filtro, em H, $I_{L,max}$ é a máxima corrente no indutor de filtro, em A, K_w é o fator de enrolamento, adimensional, B_{max} é a máxima densidade de fluxo magnético no núcleo, em T e J_{max} é a máxima densidade de corrente elétrica superficial no enrolamento de cobre, em A/cm^2.

Para calcular o número de espiras do indutor, é possível utilizar:

$$N = \frac{L \cdot I_{L,max}}{B_{max} \cdot A_e} \cdot 10^4 \tag{196}$$

Donde N é o número de espiras, adimensional. Conforme Barbi (2006, p. 106), o entreferro de ar no núcleo, isto é, o espaçamento na junção entre o par magnético, preenchido por ar para um indutor de filtragem pode ser calculado por:

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} \tag{197}$$

Donde l_g é o entreferro de ar, em cm e μ_0 é a permeabilidade magnética do ar, em H/m. Outro fator importante a ser levado em conta é o efeito pelicular, sendo este caracterizado pelo aumento da resistência elétrica em corrente alternada em virtude do aumento da frequência. O efeito se dá pela repulsão das cargas elétricas que circulam por um condutor em corrente alternada, fazendo com que as mesmas se concentrem nas extremidades do condutor e diminuindo a corrente que circula pelo interior do condutor, aumentando a resistência do condutor em corrente alternada. Segundo Billings e Morey (2004, p.3.75), o raio de penetração da corrente depende diretamente da frequência para um condutor elétrico, de maneira que a densidade de corrente diminui para aproximadamente 37% para a profundidade definida pela Equação 198:

$$r = \left(\frac{6{,}6}{\sqrt{f}}\right) \tag{198}$$

Donde r é o raio de penetração, em cm, f é a frequência da corrente alternada no condutor, em Hz. Logo, cerca de 63% da densidade de corrente está concentrada desde a borda do condutor até o raio definido na Equação 198. Para obter o diâmetro do condutor em função da penetração de corrente, é possível multiplicar a Equação 199 por 2, resultando em:

$$D_{condutor} = \left(\frac{13{,}2}{\sqrt{f}}\right) \tag{199}$$

Donde $D_{condutor}$ é o diâmetro do condutor, em cm, em que a resistência em corrente alternada não é comprometida.

3.9 Cálculos térmicos

Para preservar a vida útil do conversor experimental, é possível garantir que além dos limites de tensão e corrente, que o limite térmico dos componentes seja respeitado, de maneira que caso esses sejam ultrapassados, a vida útil dos componentes, em especial do transistor e os diodos, será comprometida e o conversor deixará de funcionar prematuramente.

Para o interruptor S, a potência dissipada pelo transistor durante a condução pode ser calculada fazendo:

$$P_{cond,S} = R_{ds,on,S} \cdot I_{S,rms}^2 \tag{200}$$

Donde $P_{cond,S}$ é a potência dissipada no interruptor S, $R_{ds,on,S}$ é a resistência de *Dreno-Source* do interruptor S durante a condução. Para os diodos, é possível encontrar a potência dissipada em função da corrente média no *Datasheet* do fabricante. Em posse da potência dissipada, é possível estimar a temperatura máxima do interruptor durante a condução, fazendo:

$$T_{\circ C,junção} = T_{\circ C,amb} + \left(R_{thJC} + R_{thCD} + R_{thDA}\right) \cdot P_d \tag{201}$$

Donde $T_{\circ C,amb}$ é a temperatura ambiente, em °C, $T_{\circ C,junção}$ é a tempera na junção, em °C, $R_{th,JC}$ é a resistência térmica entre a junção e o encapsulamento do componente, em °C/W, $R_{th,CD}$ é a resistência térmica entre o encapsulamento do componente e o dissipador de calor, onde geralmente é utilizado um isolante elétrico com boa condução térmica, , em °C/W, $R_{th,DA}$ é a

resistência térmica entre o dissipador de calor e o componente, em °C/W, e P_d é a potência dissipada pelo componente, em W.

Para um componente que opera sem dissipador de calor, é possível simplificar as resistências térmicas por apenas um termo, que corresponde a resistência térmica entre a junção e o ambiente, conforme a Equação 202.

$$T_{\circ C,junção} = T_{\circ C,amb} + \left(R_{thJA}\right) \cdot P_d \tag{202}$$

4 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR SEPIC

O dimensionamento dos parâmetros de entrada do conversor SEPIC se deu baseado nas características do painel fotovoltaico modelo CSP-255P da fabricante Canadian Solar. A saída do conversor foi baseada no barramento secundário da nanorrede CC. Para o chaveamento, foi escolhida uma frequência intermediária fora do limite audível, contudo, não tão elevada em virtude das perdas por chaveamento.

4.1 Calculo

Para este trabalho, será necessário um conversor que se adeque aos seguintes parâmetros:

Tabela 3 - Parâmetros de projeto para o conversor CC-CC SEPIC.

Parâmetros	Valor
Tensão de entrada – V_{PV}	30,2 V
Potência do conversor – P_{PV}	255 W
Tensão de saída – V_{out}	48 V
Frequência de chaveamento – f_s	40 kHz
Ondulação na corrente no indutor de entrada – $\Delta I_{L1[\%]}$	15 %
Ondulação na corrente no indutor de saída – $\Delta I_{L2[\%]}$	15 %
Ondulação na tensão do capacitor C_1 – $\Delta V_{C1[\%]}$	10 %
Ondulação na tensão de saída – $\Delta V_{out[\%]}$	0,5 %

Fonte: Autor, 2024.

Inicialmente, é possível definir o ciclo de trabalho do conversor através das tensões de entrada e saída, definindo assim, o ganho de tensão do conversor, considerado inicialmente ideal. Logo:

$$D_c = \frac{V_{out}}{V_{out} + V_{PV}} = \frac{48\ V}{48\ V\ +\ 30{,}2\ V} \approx 0{,}614$$

De posse do ganho e dos parâmetros citados anteriormente, é possível calcular os valores médios de corrente nos indutores, bem como o valor nominal de ondulação. Logo, considerando uma eficiência unitária, temos os seguintes valores de corrente no conversor:

$$I_{L1} = I_{PV} = \frac{P_{PV}}{V_{PV}} = \frac{255\ W}{30{,}2\ V} \approx 8{,}44\ A$$

$$\Delta I_{L1} = \Delta I_{L1[\%]} \cdot I_{L1} = 0{,}15 \cdot 8{,}44\ A\ \approx\ 1{,}27\ A$$

$$I_{L2} = I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} = \frac{255\ W}{48\ V} \approx 5{,}31\ A$$

$$\Delta I_{L2} = \Delta I_{L2[\%]} \cdot I_{L2} = 0{,}15 \cdot 5{,}31\ A\ \approx\ 0{,}8\ A$$

De posse dos parâmetros definidos previamente, dos valores de corrente e ondulação nos indutores, é possível calcular o valor mínimo de indutância necessária para os indutores do conversor fazendo:

$$L_1 = \frac{V_{out}}{\Delta I_{L1} \cdot f_s} \cdot (1 - D_c) = \frac{48\ V}{1{,}27\ A\ \cdot\ 40\ kHz} \cdot (1 - 0{,}614) \approx 365\ \mu H$$

$$L_2 = \frac{V_{out}}{\Delta I_{L2} \cdot f_s} \cdot (1 - D_c) = \frac{48\ V}{0{,}8\ A\ \cdot\ 40\ kHz} \cdot (1 - 0{,}614) \approx 580\ \mu H$$

Na sequência, para definir os valores de capacitâncias, é necessário conhecer a resistência de carga R e a ondulação de tensão nos capacitores. Logo, abaixo é possível calcular a resistência equivalente de saída e os valores de ondulação de tensão nos capacitores:

$$R = \frac{48\ V}{5{,}31\ A} \approx 9{,}04\ \Omega$$

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_{C1[\%]} \cdot V_{C1} = \Delta V_{C1[\%]} \cdot V_{PV} = 0{,}1 \cdot 30{,}2\ V \approx 3{,}02V$$

$$C_1 = \frac{V_{out} \cdot D_c}{\Delta V_{C1} \cdot R \cdot f_s} = \frac{48\ V\ \cdot\ 0{,}614}{3{,}02\ V\ \cdot\ 9{,}035\ \Omega\ \cdot\ 40\ kHz} \approx 27\mu F$$

$$\Delta V_{C2} = \Delta V_{C2[\%]} \cdot V_{C2} = \Delta V_{C2[\%]} \cdot V_{out} = 0{,}005 \cdot 48\ V \approx 0{,}24\ V$$

$$C_2 = \frac{I_{out} \cdot D_c}{\Delta V_{C2} \cdot f_s} \approx \frac{5{,}31\ A \cdot 0{,}614}{0{,}24\ V \cdot 40\ kHz} \approx 340\ \mu F$$

Logo, de posse de tais parâmetros, já é possível inseri-los em um software de simulação e verificar o comportamento, contudo, para ter um bom parâmetro de comparação, serão calculados e comparados com a simulação os valores de esforços de tensão e corrente tanto nos componentes passivos (capacitores, indutores e carga), quanto nos semicondutores de potência.

Inicialmente, é possível calcular os valores máximos e mínimos de corrente esperados para os indutores, utilizando os valores de ondulação em cada indutor e o valor médio de corrente nos mesmos, que é a corrente de entrada para o indutor L_1 e a corrente de saída para o indutor L_2. Logo, é possível calcular os valores máximos fazendo:

$$I_{L1,max} = I_{L1} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = I_{PV} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 8{,}44\ A + \frac{1{,}27\ A}{2} = 9{,}08A$$

$$I_{L2,max} = I_{L2} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} = I_{out} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} = 5{,}31\ A + \frac{0{,}8\ A}{2} = 5{,}71\ A$$

$$I_{L1,min} = I_{PV} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 8{,}44\ A - \frac{1{,}27\ A}{2} = 7{,}81\ A$$

$$I_{L2,min} = I_{out} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} = 5{,}31\ A - \frac{0{,}8\ A}{2} = 4{,}91\ A$$

De posse dos parâmetros acima, é possível calcular os valores de corrente e tensão que circulam através do capacitor C_1, fazendo:

$$\Delta I_{C1} = I_{L1,max} + I_{L2,max} = 9{,}08\ A + 5{,}71\ A = 14{,}79\ A$$

$$I_{C1,rms,pico} = \sqrt{D_C \cdot I_{L2,max}^2 + (1 - D) \cdot I_{L1,max}^2}$$
$$= \sqrt{0{,}614 \cdot (9{,}08\ A)^2 + (1 - 0{,}614) \cdot (5{,}71\ A)^2}$$
$$I_{C1,rms,pico} \approx 7{,}95A$$

$$V_{C1,max} = V_{C1} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} = V_{PV} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} = 30{,}2\ V + \frac{3{,}02V}{2} \approx 31{,}71\ V$$

$$V_{C1,min} = V_{C1} - \frac{\Delta V_{C1}}{2} = V_{PV} - \frac{\Delta V_{C1}}{2} = 30{,}2\ V - \frac{3{,}02V}{2} \approx 28{,}69\ V$$

De posse dos parâmetros acima, resta calcular os esforços de tensão e corrente nos semicondutores. Para o interruptor S, é possível utilizar as Equações 52, 64 e 72, para calcular respectivamente o valor de pico de tensão no interruptor, valor de pico de corrente e valor de corrente eficaz, fazendo:

$$V_S = \frac{V_{out}}{D_c} = \frac{48\ V}{0{,}614} \approx 78{,}18\ V$$

$$I_{s,max} = \frac{I_{out}}{(1 - D_c)} + \frac{V_{out}}{2 \cdot L_{eq} \cdot f_s} \cdot (1 - D_c) = \frac{5{,}31\ A}{(1 - 0{,}614)} + \frac{48\ V \cdot (1 - 0{,}614)}{2 \cdot 224\ \mu H \cdot 40\ kHz} \approx 14{,}79 A$$

$$I_{s,rms} = \sqrt{D_c \cdot \left[\left(\frac{I_{out}}{1 - D_c}\right)^2 + \frac{V_{out}^2 \cdot (1 - D_c)^2}{12 \cdot L_{eq}^2 \cdot f_s^2}\right]}$$

$$I_{s,rms} = \sqrt{0{,}614 \cdot \left[\left(\frac{5{,}31A}{1 - 0{,}614}\right)^2 + \frac{(48V)^2 \cdot (1 - 0{,}614)^2}{12 \cdot (224\ \mu H)^2 \cdot (40\ kHz)^2}\right]} \approx 10{,}79\ A$$

Para o diodo de saída, tanto a corrente de pico quanto a tensão de pico são os mesmos calculados para o interruptor S, enquanto que a corrente média é a própria corrente de saída do conversor, logo:

$$V_D = V_S = 78{,}18\ V$$

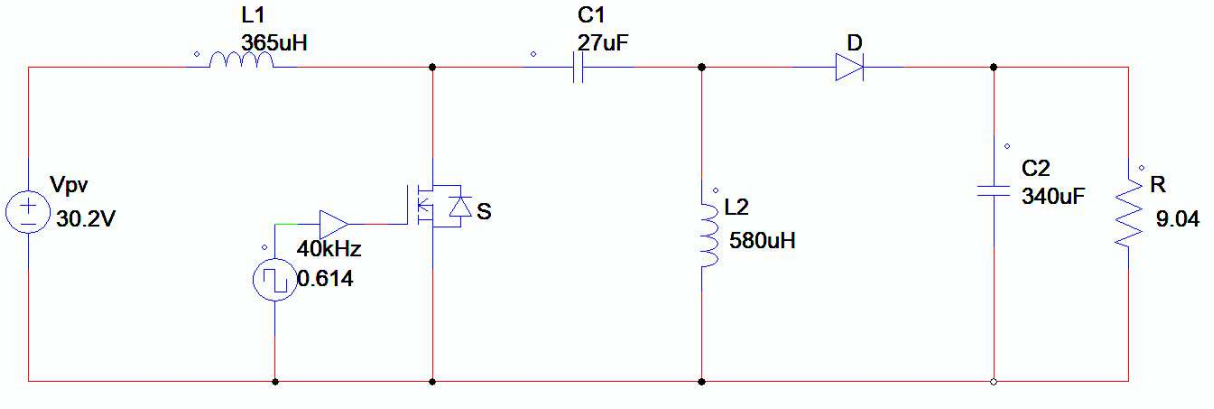
$$I_{D,max} = I_{s,max} = 14{,}79\ A$$

$$I_D = I_{out} = 5{,}31\ A$$

4.2 Simulação do conversor SEPIC

As simulações foram realizadas no *software* PSIM®, utilizando semicondutores ideais e os parâmetros definidos anteriormente, como ciclo de trabalho, tensão de entrada, capacitâncias e indutâncias equivalentes e a carga calculada, de maneira a comparar os valores obtidos em simulação com os valores calculados. Abaixo, é possível visualizar o circuito utilizado para a simulação, sendo o interruptor S controlado por uma fonte de sinal quadrado, modulado em largura de pulso com 61,4% de ciclo de trabalho, operando o conversor em malha aberta.

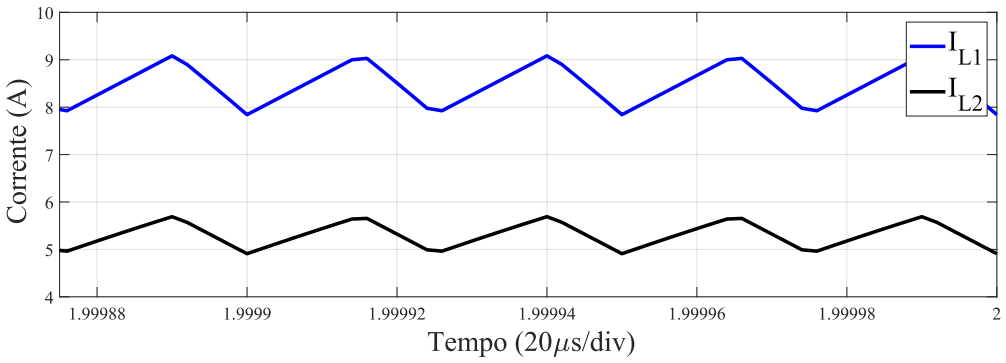
Figura 18 – Circuito do conversor SEPIC utilizado para a simulação.



Fonte: Autor, 2024.

Na Figura 19, é possível visualizar as formas de onda obtidas através da simulação no *software* PSIM, sendo possível observar a corrente nos indutores L_1 e L_2, de maneira que em ambos os estágios de funcionamento, as correntes nos mesmos se mantém sempre positiva, não atingindo o valor nulo em nenhum momento, evidenciando o funcionamento do conversor em modo de condução contínua. O valor médio de corrente em L_1 e L_2 foi, respectivamente 8,47 A e 5,30 A. A ondulação de corrente nos indutores L_1 e L_2 foi de, respectivamente, 1,24 A e 0,78 A.

Figura 19 - Corrente nos indutores L1 e L2 do Conversor SEPIC.



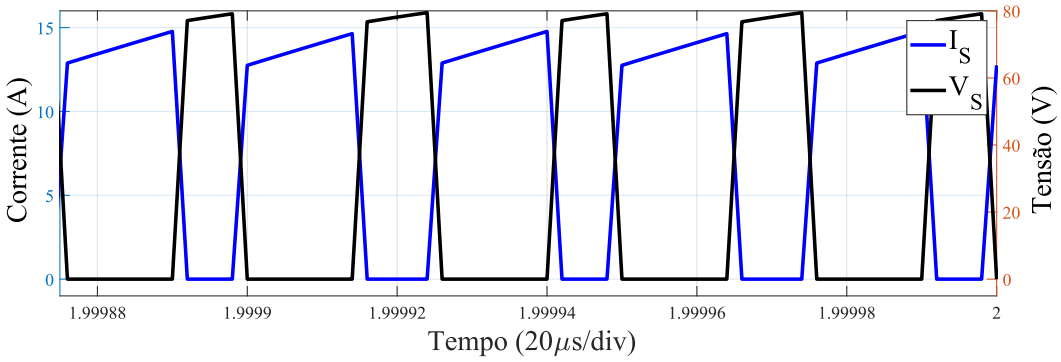
Fonte: Autor, 2024.

As Figuras 20 e 21 tratam das formas de onda de corrente e tensão nos semicondutores de potência, é possível observar os mesmos funcionando em contra fase, de maneira que durante a condução do interruptor S, é possível visualizar uma rampa de corrente crescente, sendo a sua amplitude igual ao somatório das correntes dos indutores, sendo possível observar ambos os indutores se carregando através de S, enquanto que a descarga dos indutores ocorre através do diodo D, apresentando este uma rampa de corrente decrescente, evidenciando o processo de

descarga dos indutores durante o carregamento dos capacitores e alimentação da carga, sendo também a amplitude de corrente no Diodo D durante a condução igual ao somatório das correntes dos indutores durante o processo de descarga dos mesmos.

Para o interruptor S, os valores de a tensão de pico, corrente de pico e corrente eficaz foram, respectivamente, 79,56 V, 14,77 A e 11,02 A.

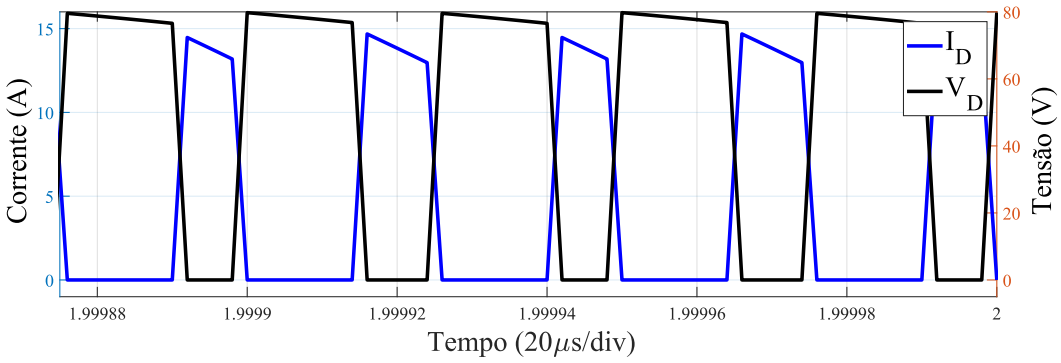
Figura 20 - Esforços no interruptor S para o conversor SEPIC.



Fonte: Autor, 2024.

Para o diodo D, os valores de a tensão de pico, corrente de pico e corrente média foram, respectivamente, 79,78 V, 14,68 A e 4,96 A.

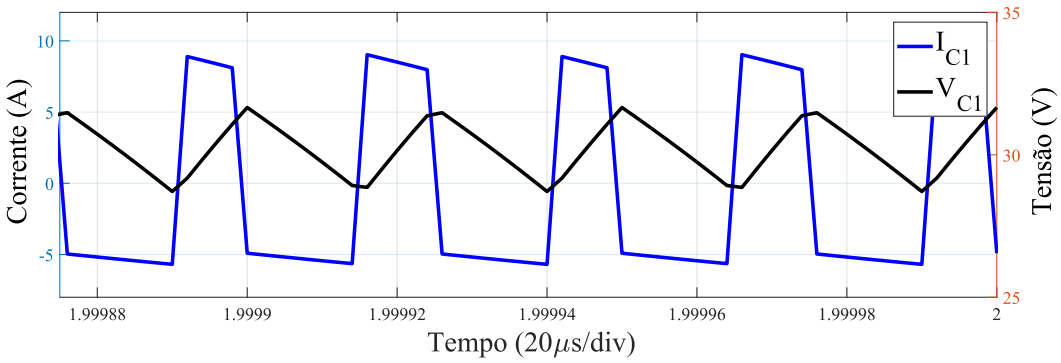
Figura 21 - Esforços no diodo de potência para o conversor SEPIC.



Fonte: Autor, 2024.

Na Figura 22, é possível visualizar os formatos de onda da tensão e corrente no capacitor C_1. Para o capacitor C_1 a tensão média, ondulação de tensão e corrente eficaz foram, respectivamente, 30,22 V, 2,94 V e 6,63 A.

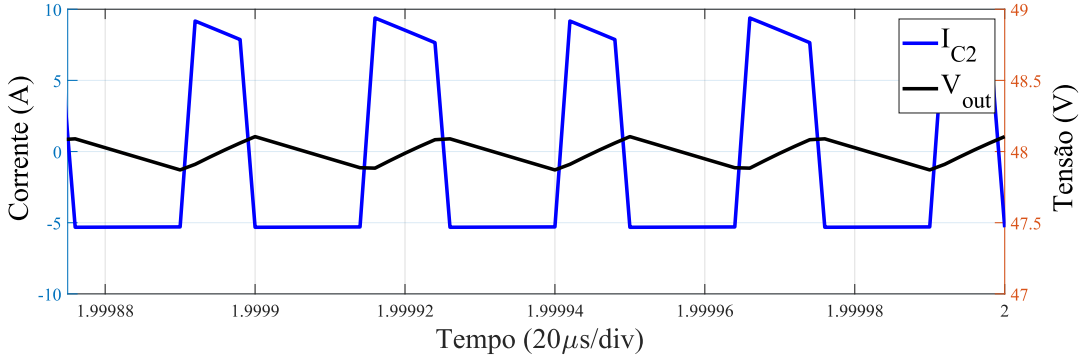
Figura 22 - Valores de Tensão e corrente no capacitor C_1 para o conversor simulado.



Fonte: Autor, 2024.

Na Figura 23, é possível visualizar a tensão no capacitor C_2, sendo essa também a tensão de saída do conversor. Não obstante, é possível visualizar também o formato de onda da corrente do capacitor, sendo esta negativa no momento em que o mesmo se descarrega, alimentando a carga, enquanto que a mesma é positiva com formato de rampa decrescente no momento em que o mesmo se carrega através dos indutores. Em relação a tensão de saída, o valor médio de tensão foi de 47,99 V, apresentando uma ondulação de 0,23 V. Em relação a corrente eficaz no capacitor C_2, o valor obtido na simulação foi de 6,64 A.

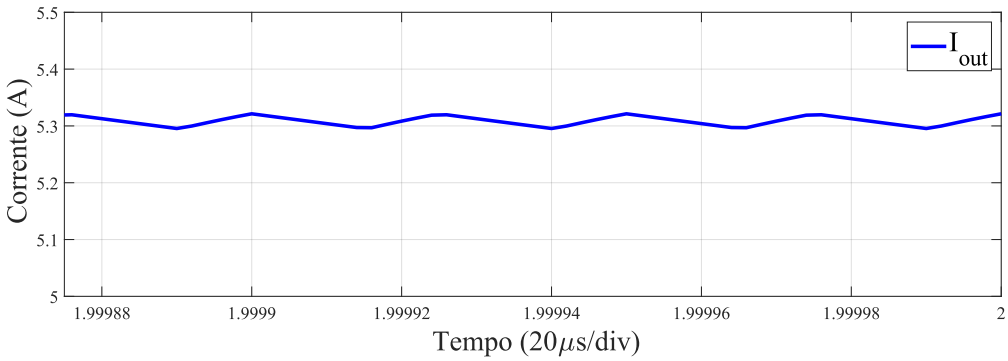
Figura 23 - Valores de Tensão e corrente no capacitor C_2 para o conversor simulado.



Fonte: Autor, 2024.

Abaixo, é possível visualizar a Figura 24 que contém a forma de onda da corrente de saída, sendo a mesma uma rampa decrescente no momento em que a carga está sendo alimentada através do capacitor C_2 e uma rampa crescente no momento em que os indutores se descarregam através do diodo D, suprindo a carga e carregando o capacitor de saída C_2. O valor médio da corrente de saída foi de 5,31 A, apresentando ondulação de 0,023 A.

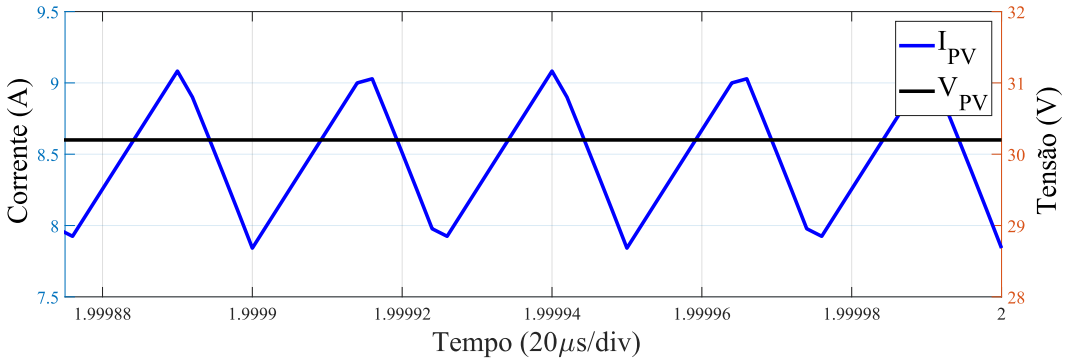
Figura 24 - Corrente na carga R para o conversor SEPIC.



Fonte: Autor, 2024.

Na Figura 25, é possível visualizar as formas de onda de tensão e corrente de entrada, de modo que a tensão de entrada V_{PV} é constante, uma vez que a mesma é simulada através de uma fonte de tensão constante e a corrente de entrada é a própria corrente no indutor L_1, com valor médio de 8,47 A e ondulação de 1,24 A.

Figura 25 – Corrente e tensão de entrada para o conversor SEPIC.



Fonte: Autor, 2024.

De posse dos dados da simulação, é possível visualizar que o modelo simulado se comportou de maneira aproximada ao modelo teórico, tendo em vista que foram desprezados os componentes parasitas do circuito, sendo as variações explicadas por eventuais arredondamentos, contudo, afetando minimamente no resultado final.

A única divergência considerável está na corrente eficaz do capacitor C_1, tendo em vista que a variação entre o calculado e o obtido em simulação se dá ao fato que já foi citado anteriormente durante o dimensionamento, de maneira que a corrente nos indutores foi aproximada por simplificação para os valores de pico nos mesmos, fazendo com que o valor calculado da corrente eficaz no capacitor fosse maior que o valor observado.

Na Tabela 4 é possível visualizar o comparativo entre os valores calculados e os valores obtidos em simulação, bem com o erro do valor obtido em simulação em relação ao valor calculado. Analisando a coluna de erro, em valores percentuais, é possível visualizar que praticamente todos os parâmetros obtiveram um erro inferior a 5%, com exceção da corrente média no indutor D e a corrente eficaz no capacitor de acoplamento. A maior divergência ocorre em relação a corrente eficaz no capacitor de acoplamento, como já era previsto, tendo em vista que para o dimensionamento, foram utilizados os valores de pico de corrente nos indutores, contribuindo para o sobre dimensionamento da corrente no capacitor C_1.

Tabela 4 – Comparativo entre os valores calculados e os valores simulados para o conversor SEPIC.

Parâmetro	Valor calculado	Valor obtido em simulação	Erro
V_{PV}	30,2 V	30,2 V	0,00%
I_{PV}	8,44 A	8,47 A	0,36%
V_{out}	48 V	47,99 V	0,02%
ΔV_{out}	0,24 V	0,23 V	4,17%
$I_{S,rms}$	10,79 A	11,02 A	2,13%
$I_{S,pico}$	14,79 A	14,77 A	0,14%
$V_{S,pico}$	78,18 V	79,56 V	1,77%
I_D	5,31 A	4,96 A	6,59%
$I_{D,pico}$	14,79 A	14,68 A	0,74%
$V_{D,pico}$	78,18 V	79,78 V	2,05%
I_{L1}	8,44 A	8,47 A	0,36%
ΔI_{L1}	1,27 A	1,24 A	2,36%
I_{L2}	5,31 A	5,30 A	0,19%
ΔI_{L2}	0,8 A	0,78 A	2,50%

V_{C1}	30,2 V	30,22 V	0,07%
ΔV_{C1}	3,02 V	2,94 V	2,65%
$I_{C1,rms}$	7,95 A	6,63 A	16,60%

Fonte: Autor, 2024.

5 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR PROPOSTO

Este capítulo contém o dimensionamento do conversor proposto e os resultados da simulação do mesmo, bem como um comparativo em relação ao conversor SEPIC clássico.

5.1 Dimensionamento dos componentes

Para o dimensionamento, foi considerado que o conversor proposto processa a mesma potência que a topologia clássica no capítulo anterior, sendo alimentado por um painel fotovoltaico da fabricante Canadian Solar modelo CS6P-255P operando nas condições padrão de irradiância e temperatura, logo, a tensão e potência de entrada do conversor coincidem com os valores do painel fotovoltaico quando o mesmo opera no ponto de máxima potência. Na Tabela 5, estão os parâmetros de projeto adotados para o dimensionamento.

A frequência utilizada foi de 40 kHz, tendo em vista que a mesma é um valor típico utilizado e que as perdas por comutação não prejudicam consideravelmente o rendimento do conversor, levando em conta que o mesmo não opera em comutação suave e um aumento na frequência poderia diminuir as indutâncias e capacitância equivalentes, ao custo do aumento das perdas por comutação.

Tabela 5 - Parâmetros de projeto para o conversor CC-CC proposto.

Parâmetros	Valor
Tensão de entrada no ponto de máxima potência – V_{PV}	30,2 V
Potência do painel fotovoltaico no ponto de máxima potência – P_{out}	255 W
Tensão de saída do conversor – V_{out}	48 V
Frequência de chaveamento – f_s	40 kHz
Ondulação na corrente nos indutores de entrada – $\Delta I_{L1[\%]}$	15 %

Ondulação na corrente no indutor de saída – $\Delta I_{L3[\%]}$	15 %
Ondulação na tensão do capacitor C_1 – $\Delta V_{C1[\%]}$	10 %
Ondulação na tensão de saída – $\Delta V_{out[\%]}$	0,5 %

Fonte: Autor, 2024.

De posse das equações desenvolvidas nos itens anteriores e dos requisitos de projeto, é possivelmente dimensionar os componentes passivos, bem como os esforços de tensão e corrente nos semicondutores. Utilizando a equação, 85, é possível determinar o ciclo de trabalho do conversor, logo:

$$D_c \approx 0.513$$

A corrente de saída do conversor e a resistência de carga equivalente podem ser calculados fazendo:

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} = \frac{255\ W}{48\ V} \approx 5{,}31\ A$$

$$I_{PV} = \frac{P_{out}}{V_{PV}} = \frac{255\ W}{30{,}2\ V} \approx 8{,}44\ A$$

$$R = \frac{(V_{out})^2}{P_{out}} = \frac{(48\ V)^2}{255\ W} \approx 9{,}04\ \Omega$$

Para o dimensionamento dos indutores, é necessário determinar a variação de corrente em Amperes permitida. Logo, de posse das variações de corrente nos indutores em valor percentual disponível na tabela, é possível calcular a variação de corrente nos mesmo em valor nominal utilizando o valor médio de corrente nos indutores.

$$I_{L1} = \frac{I_{PV}}{(1 + D_c)} = \frac{8{,}44\ A}{(1 + 0{,}513)} \approx 5{,}58\ A$$

$$\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2} = \Delta I_{L1[\%]} \cdot I_{L1} = 15\% \cdot 5{,}58\ A \approx 0{,}84\ A$$

$$\Delta I_{L3} = \Delta I_{L3[\%]} \cdot I_{out} = 15\% \cdot 5{,}31\ A \approx 0{,}8\ A$$

Através das equações 95 e 99, é possível calcular as indutâncias equivalente para os indutores do conversor proposto, fazendo:

$$L_1 = L_2 = \frac{48\ V}{0{,}84\ A \cdot 40000\ Hz} \cdot \frac{(1 - 0{,}513)}{(1 + 0{,}513)} \approx 460\ \mu H$$

$$L_3 = \frac{48\ V}{0{,}8\ A \cdot 40000\ Hz} \cdot (1 - 0{,}513) \approx 730\ \mu H$$

Para o dimensionamento das capacitâncias equivalentes, antes é necessário determinar a ondulação de tensão nos mesmos, por meio de:

$$V_{C1} = \frac{V_{out} \cdot\ (1 - D_c)}{D_c} = \frac{48\ V \cdot (1 - 0{,}513)}{0{,}513} \approx 45{,}57\ V$$

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_{C1[\%]} \cdot V_{C1} = 10\% \cdot 45{,}567\ V \approx 4{,}56\ V$$

$$\Delta V_{C2} = \Delta V_{C2[\%]} \cdot V_{out} = 0{,}5\% \cdot 48\ V \approx 0{,}24\ V$$

Utilizando os valores de ondulação de tensão nos capacitores, a capacitância equivalente C_1 e C_2 pode ser calculada utilizando 110 e 114, respectivamente. Logo, as capacitâncias equivalentes são calculadas fazendo:

$$C_1 = \frac{V_{out} \cdot D_c}{\Delta V_{C1} \cdot R \cdot f_s} = \frac{48\ V \cdot 0{,}513}{4{,}557\ V \cdot 9{,}035\Omega \cdot 40000\ Hz} \approx 15\ \mu F$$

$$C_2 = \frac{I_{out} \cdot D_c}{\Delta V_{C2} \cdot f_s} = \frac{5{,}31\ A \cdot 0{,}513}{0{,}24\ V \cdot 40000\ Hz} \approx 280\ \mu F$$

De posse das capacitâncias e indutâncias equivalentes, bem como ganho, ciclo de trabalho e outras informações, é possível calcular a corrente eficaz a qual está submetido o capacitor de acoplamento C_1 e o capacitor de saída C_2, utilizando as Equações 140 e 145, respectivamente:

$$I_{C1,rms} = \sqrt{\frac{I_{out}^2 \cdot D_c}{(1-D_c)} + \frac{V_{out}^2}{12 \cdot f_s^2} \cdot \left[\frac{(1-D_c)^3}{L_1^2 \cdot (1+D_c)^2} + \frac{(1-D_c)^2 \cdot D_c}{L_3^2}\right]}$$

$$= \sqrt{\frac{(5{,}31\ A)^2 \cdot 0{,}513}{(1-0{,}513)} + \frac{(48\ V)^2}{12 \cdot (40000\ Hz)^2} \cdot \left[\frac{(1-0{,}513)^3}{(460\ \mu H)^2 \cdot (1+0{,}513)^2} + \frac{(1-0{,}513)^2 \cdot 0{,}513}{(730\ \mu H)^2}\right]}$$

$$= 5{,}46\ \text{A}$$

$$I_{C2,rms} = I_{out} \cdot \sqrt{\frac{D_c}{(1-D_c)}} = 5{,}31\ A \sqrt{\frac{0{,}513}{(1-0{,}513)}} = 5{,}45\ A$$

De posse do dimensionamento dos componentes passivos, é possível calcular os esforços nos semicondutores de potência. Para calcular a tensão máxima de bloqueio no interruptor S e nos diodos D_1, D_3 e D_4 utilizando as Equações 142, 145, 147 e 144, respectivamente.

$$V_{S,pico} = \frac{V_{out}}{D_c} = \frac{48\ V}{0{,}513} \approx 93{,}56\ V$$

$$V_{D1,pico} = V_{D2,pico} = \frac{48\ V}{(1+0{,}513)} \approx 31{,}73\ V$$

$$V_{D3,pico} = -\frac{V_{out} \cdot (1-D_c)}{D_c \cdot (1+D_c)} = \frac{48\ V \cdot (1-0{,}513)}{0{,}513 \cdot (1+0{,}513)} \approx 30{,}12\ V$$

$$V_{D4,pico} = \frac{V_{out}}{D_c} = \frac{48\ V}{0{,}513} \approx 93{,}56\ V$$

Para calcular as correntes de pico, é necessário calcular previamente as associações entre indutâncias, gerando os termos L_{eq} e L_{mod}, que podem ser calculados utilizando as Equações 151 e 169, respectivamente.

$$L_{eq} = \left(\frac{\frac{L_1}{2} \cdot \frac{L_3}{(1+D_c)}}{\frac{L_1}{2} + \frac{L_3}{(1+D_c)}}\right) = \left(\frac{\frac{460\ \mu H}{2} \cdot \frac{730\ \mu H}{(1+0{,}513)}}{\frac{460\ \mu H}{2} + \frac{730\ \mu H}{(1+0{,}513)}}\right) = 156\ \mu H$$

$$L_{mod} = \left(\frac{L_1 \cdot \frac{L_3}{(1+D_c)}}{L_1 + \frac{L_3}{(1+D_c)}} \right) = \left(\frac{460\ \mu H \cdot \frac{730\ \mu H}{(1+0{,}513)}}{460\ \mu H + \frac{730\ \mu H}{(1+0{,}513)}} \right) = 235\ \mu H$$

Para calcular as correntes de pico nos semicondutores de potência, é possível utilizar as Equações 157, 179, 187 e 170 para S, D_1, D_3 e D_4, respectivamente, fazendo:

$$I_{s,max} = \frac{(D_c + 1)}{(1 - D_c)} \cdot I_{out} + \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c)}{2 \cdot f_s \cdot (1 + D_c) \cdot L_{eq}}$$

$$= \frac{(0{,}513 + 1)}{(1 - 0{,}513)} \cdot 5{,}31\ A + \frac{48\ V \cdot (1 - 0{,}513)}{2 \cdot 40000\ Hz \cdot (1 + 0{,}513) \cdot 156\ \mu H} = 17{,}73\ A$$

$$I_{D1,max} = I_{D2,max} = \frac{I_{out} \cdot D_c}{(1 - D_c)} + \frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - D_c)}{(1 + D_c)}$$

$$= \frac{5{,}31\ A \cdot 0{,}513}{(1 - 0{,}513)} + \frac{48\ V}{2 \cdot 460\ \mu H \cdot 40000\ Hz} \cdot \frac{(1 - 0{,}513)}{(1 + 0{,}513)} = 6{,}01\ A$$

$$I_{D3,max} = \frac{I_{out} \cdot D_c}{(1 - D_c)} + \frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - D_c)}{(1 + D_c)}$$

$$= \frac{5{,}31\ A \cdot 0{,}513}{(1 - 0{,}513)} + \frac{48\ V}{2 \cdot 460\ \mu H \cdot 40000 Hz} \cdot \frac{(1 - 0{,}513)}{(1 + 0{,}513)} = 6{,}01\ A$$

$$I_{D4,max} = \frac{I_{out}}{(1 - D_c)} + \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c)}{2 \cdot f_s \cdot L_{mod} \cdot (1 + D_c)}$$

$$= \frac{5{,}31\ A}{(1 - 0{,}513)} + \frac{48\ V \cdot (1 - 0{,}513)}{2 \cdot 40000\ Hz \cdot 235\ \mu H \cdot (1 + D_c)} = 11{,}72\ A$$

Para calcular a corrente eficaz no interruptor S, é possível utilizar a equação 165, fazendo:

$$I_{s,rms} = \sqrt{D_c \cdot \left[\left(\frac{I_{out} \cdot (1 + D_c)}{(1 - D_c)} \right)^2 + \frac{V_{out}^2 \cdot (1 - D_c)^2}{12 \cdot L_{eq}^2 \cdot f_s^2} \right]}$$

$$= \sqrt{0{,}513 \cdot \left[\left(\frac{5{,}31 \cdot (1 + 0{,}513)}{(1 - 0{,}513)} \right)^2 + \frac{(48\ V)^2 \cdot (1 - 0{,}513)^2}{12 \cdot (156\ \mu H)^2 \cdot (40000\ Hz)^2} \right]}$$

$$= 11{,}84\ A$$

Para calcular a corrente média nos diodos D_1, D_3 e D_4 é possível utilizar as equações 182, 189 e 173, respectivamente.

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_{out} \cdot {D_c}^2}{(1 - D_c)} = \frac{5{,}31\ A \cdot (0{,}513)^2}{(1 - 0{,}513)} = 2{,}87\ A$$

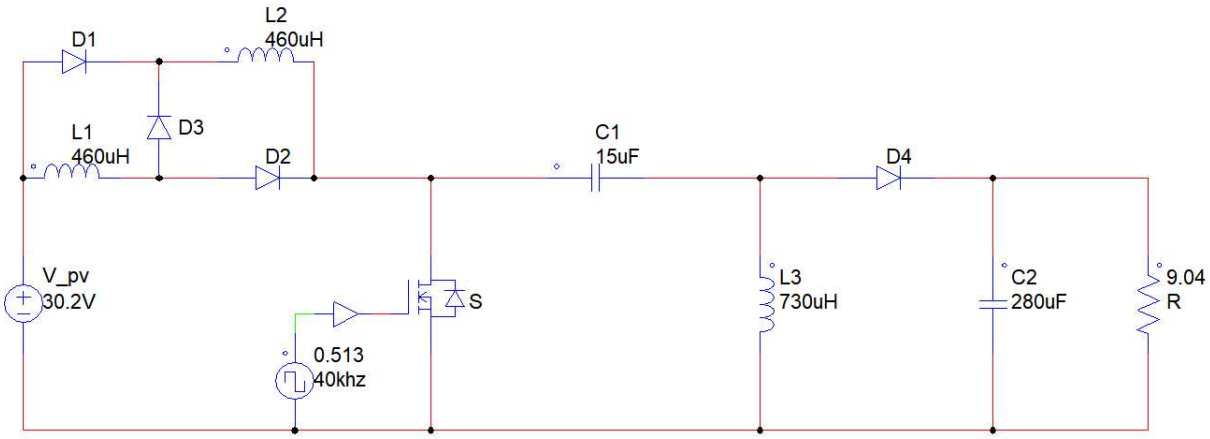
$$I_{D3} = I_{out} \cdot D_c = 5{,}31\ A \cdot 0{,}513 = 2{,}72\ A$$

$$I_{D4} = I_{out} = 5{,}31\ A$$

5.2 Simulação do conversor proposto

As simulações foram feitas no *software* PSIM®, utilizando semicondutores ideais e os parâmetros definidos anteriormente, como ciclo de trabalho, tensão de entrada, capacitâncias e indutâncias equivalentes e a carga calculada, de maneira a comparar os valores obtidos em simulação com os valores calculados, bem como comparar os resultados obtidos com os valores simulados no conversor SEPIC clássico. Abaixo, é possível visualizar o circuito utilizado para a simulação, sendo o interruptor S controlado por uma fonte de sinal quadrado, modulado em largura de pulso com 51,3% de ciclo de trabalho, operando o conversor em malha aberta.

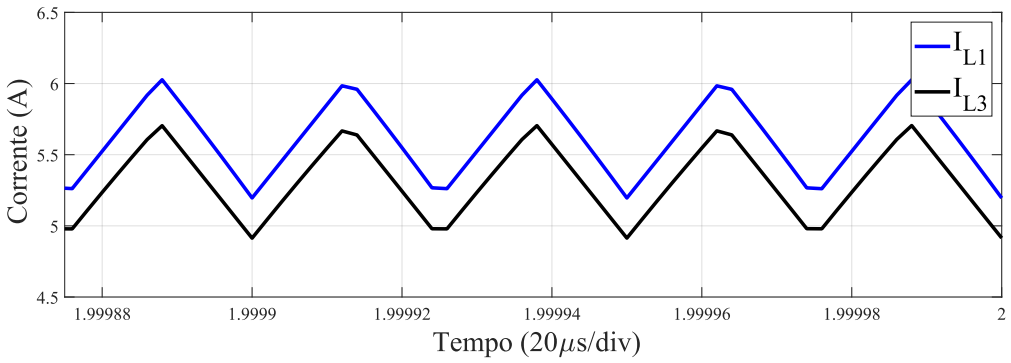
Figura 26 – Circuito do conversor proposto utilizado para a simulação.



Fonte: Autor, 2024.

A seguir, é possível visualizar as formas de onda da simulação, exibindo cinco ciclos de funcionamento do conversor. Na figura 27, é possível visualizar a forma de onda da corrente nos indutores. Através das mesmas, é possível constatar que o conversor opera no modo de condução contínua. O valor médio de corrente para os indutores L_1 e L_3 foi, respectivamente, 5,61 A e 5,31 A, enquanto que a ondulação de corrente nos indutores L_1 e L_3 foi, respectivamente, 0,83 A e 0,79 A.

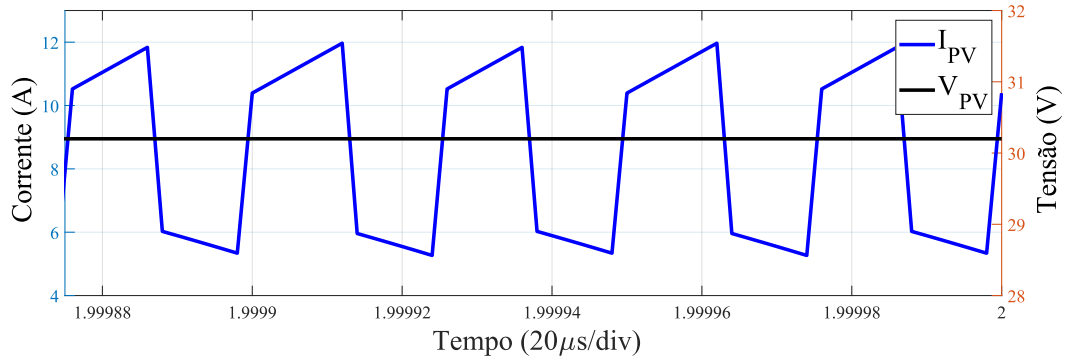
Figura 27 – Corrente nos indutores L1 e L3 para o conversor proposto.



Fonte: Autor, 2024.

Abaixo, é possível visualizar as correntes na entrada e na saída do conversor. Na corrente fornecida pelo painel fotovoltaico, é possível observar uma ondulação considerável, sendo resultado da alternância entre a associação em série e em paralelo entre os indutores L_1 e L_2, correspondendo a associação em paralelo com os picos de corrente durante a primeira etapa de operação do conversor, enquanto que a associação em série dos indutores estando relacionando com os vales durante a segunda etapa de operação do conversor. A tensão na entrada permaneceu constante em 30,2 V, tendo em vista que para a entrada foi utilizada uma fonte de tensão constante. A corrente de entrada apresentou valor médio de 8,48 A e ondulação de 6,70 A.

Figura 28 – Corrente e tensão de entrada para o conversor proposto.

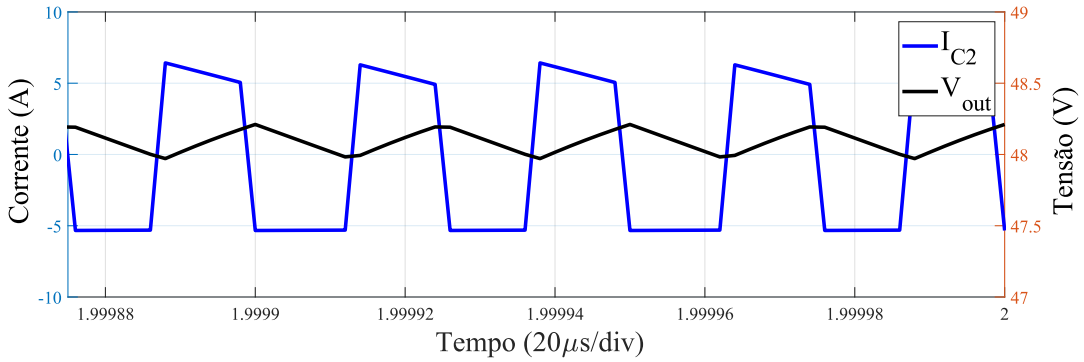


Fonte: Autor, 2024.

Na Figura 29, é possível visualizar a corrente no capacitor de saída C_2 e a tensão de saída no mesmo, que corresponde a tensão de saída do conversor que alimenta a carga. Os vales de corrente correspondem ao momento em que o capacitor C_2 supre a carga R, apresentando uma diminuição da tensão de saída de maneira semelhante a um circuito RC, enquanto que os

picos de corrente correspondem aos momentos em que o diodo D_4 entra em condução, suprindo a carga e carregando o capacitor C_2, sendo possível notar a curva crescente de tensão. A tensão média de saída do conversor é de aproximadamente 48,10 V, com ondulação de 0,24 V. A corrente eficaz no capacitor C_2 durante a simulação foi de 5,50 A.

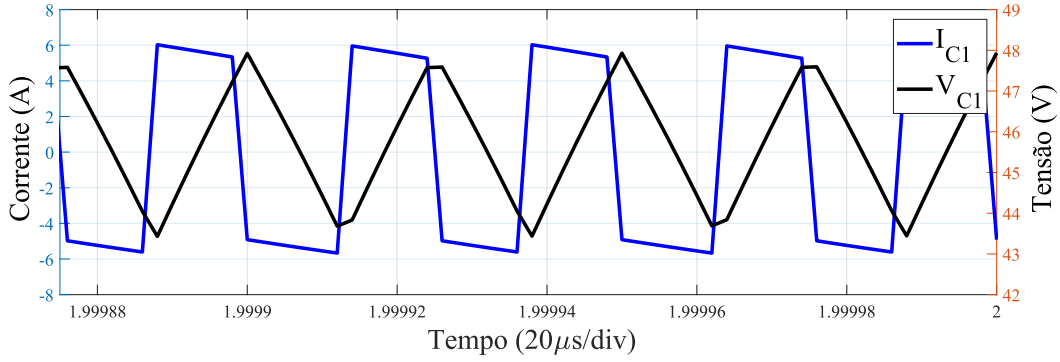
Figura 29 – Corrente e tensão no capacitor de saída C2 para o conversor proposto.



Fonte: Autor, 2024.

Na Figura 30, é possível observar as formas de onda de tensão e corrente no capacitor de acoplamento C_1. Na figura abaixo, é possível observar o processo de descarga do capacitor que ocorre na primeira etapa de funcionamento do conversor, caracterizado pela curva descrescente de tensão, enquando que o processo de carga do capacitor pode ser visto na etapa seguinte, caracterizado pela curva crescente de tensão. Não obstante, é possível visualizar as formas de onda de corrente, que no semiciclo negativo corresponde a corrente no indutor L_3 e no semiciclo positivo corresponde a corrente no indutor L_1. Os valores de tensão média e a ondulação de tensão foram, respectivamente 45,75 V e 4,51 V. A corrente eficaz no capacitor de acoplamento C_1 foi de 5,47 A.

Figura 30 – Corrente e tensão no capacitor de acoplamento C1 para o conversor proposto.

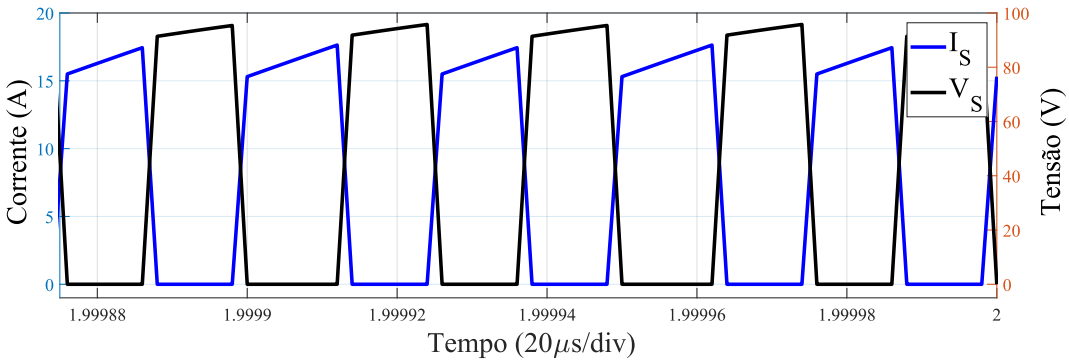


Fonte: Autor, 2024.

Os esforços de tensão e corrente no interruptor S estão disponíveis na Figura 31 que está logo abaixo. Na Figura, é possível visualizar a ondulação de tensão no interruptor durante o bloqueio, sendo este causado pela ondulação de tensão no capacitor C_1, que destoa da tensão máxima calculada na etapa anterior por metade da ondulação de tensão no capacitor C_1. A divergencia ocorre pelo fato de que durante a dedução das equações de tensão máxima nos semicondutores, as capacitâncias são consideradas elevadas, de maneira que a ondulação de tensão durante o bloqueio do interruptor é desprezível e o valor máximo da tensão de bloqueio pode ser aproximado para o valor médio da tensão de bloqueio, que para o interruptor S e o diodo D_4, corresponde a soma algébrica da tensão de saída e a tensão no capacitor de acoplamento.

Em relação a corrente no interruptor S, a mesma apresenta uma diferença desprezível em relação ao valor calculado, uma vez que durante o dimensionamento, as indutâncias equivalentes que influenciam diretamente na ondulação de corrente são consideradas. A tensão de pico para o interruptor S foi de 95,77 V, enquanto que a corrente de pico foi de 17,64 A e a corrente eficaz foi de 11,81 A.

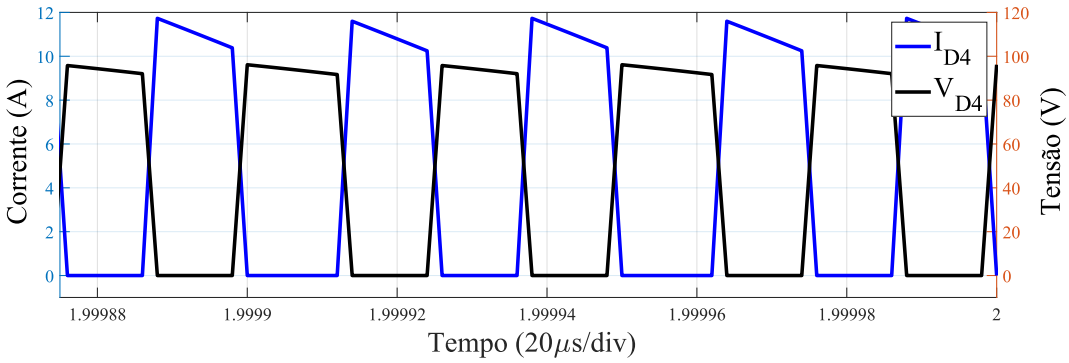
Figura 31 – Tensão e corrente no interruptor S para o conversor proposto.



Fonte: Autor, 2024.

Os esforços no diodo de saída D_4 podem ser visualizados na Figura 32. Comparando com as formas de onda para o interruptor S, é possível visualizar que o mesmo funciona em contra-fase com o diodo D_4, apresentando aproximadamente a mesma tensão de bloqueio. Para o diodo D_4, a tensão de pico registrada durante a simulação foi de 96,14 V, enquanto que a corrente pico no diodo D_4 foi de 11,73 A e a corrente média foi de 5,32 A.

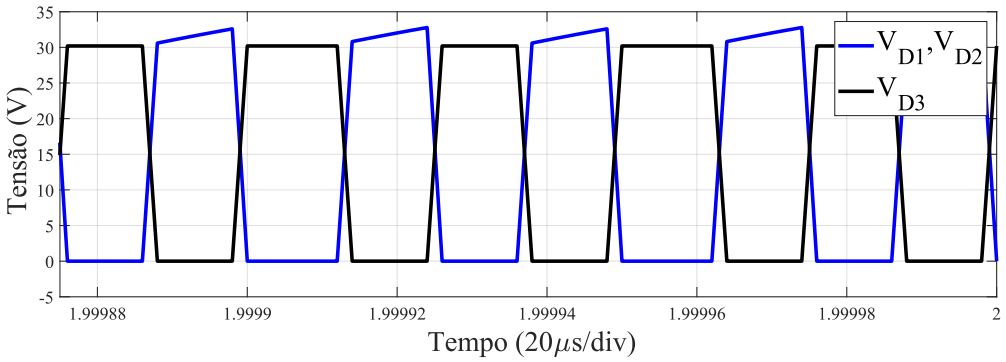
Figura 32 – Tensão e corrente no diodo D4 para o conversor proposto.



Fonte: Autor, 2024.

Na Figura 33 é possível observar a tensão nos diodos D_1 , D_2 e D_3, que fazem parte da célula elevadora de tensão. Os valores de pico de tensão para o diodo D_1 e D_3 foram, respectivamente, 32,79 V e 30,2 V.

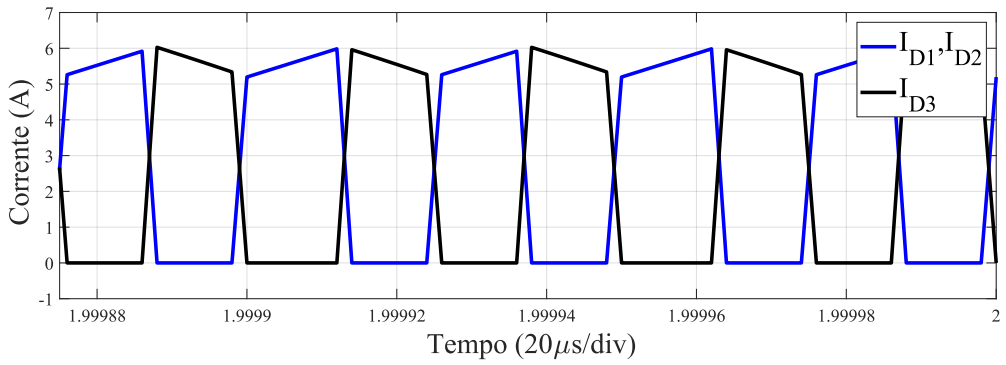
Figura 33 – Tensão nos diodos D1, D2 e D3 para o conversor proposto.



Fonte: Autor, 2024.

Na Figura 34 é possível observar a corrente nos diodos D_1 , D_2 e D_3, que fazem parte da célula elevadora de tensão. Os valores de pico de corrente para o diodo D_1 e D_3 foram, respectivamente, 5,98 A e 6,03 A. Os valores médios de corrente para os diodos D_1 e D_3 foram, respectivamente, 2,88 A e 2,73 A.

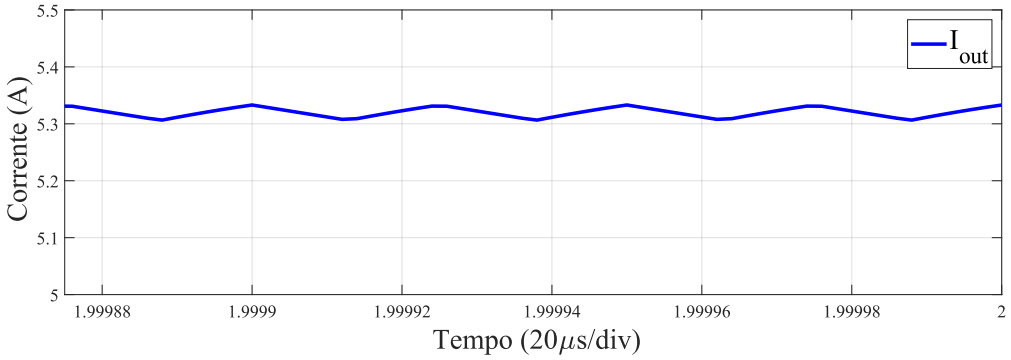
Figura 34 – Corrente nos diodos D1, D2 e D3 para o conversor proposto.



Fonte: Autor, 2024.

A Figura 35 mostra a corrente de saída para o conversor proposto. O valor de corrente média foi de 5,32 A e a ondulação de corrente foi de aproximadamente 0,03 A.

Figura 35 – Corrente na saída do conversor proposto.



Fonte: Autor, 2024.

Na Tabela 6 é possível visualizar o comparativo entre os valores calculados e os valores obtidos em simulação, bem com o erro do valor obtido em simulação em relação ao valor calculado. Analisando a coluna que contém o erro em valor percentual, é possível notar que em todos os parâmetros o erro foi inferior a 5%, de maneira que os valores calculados foram muito próximos dos valores de simulação, validando as equações desenvolvidas para o conversor proposto.

Os maiores valores de erros estão atrelados ao nível de tensão nos componentes, podendo ser causados devido às considerações na etapa de dedução das equações, que considerava a tensão nos capacitores constantes, desprezando a ondulação nos mesmos. Todavia, quanto menores forem as ondulações de tensão nos capacitores, mais próximo os valores de tensão calculados estarão dos valores simulados.

Tabela 6 – Comparativo entre os valores calculados e os valores simulados para o conversor proposto.

Parâmetro	Valor calculado	Valor obtido em simulação	Erro
V_{PV}	30,2 V	30,2 V	0,00%
I_{PV}	8,44 A	8,48 A	0,47%
V_{out}	48 V	48,10 V	0,21%
ΔV_{out}	0,24 V	0,24 V	0,00%
$I_{S,rms}$	11,84 A	11,81 A	0,25%
$I_{S,pico}$	17,73 A	17,64 A	0,51%
$V_{S,pico}$	93,56 V	95,77 V	2,36%
I_{D4}	5,31 A	5,32 A	0,19%
$I_{D4,pico}$	11,72 A	11,73 A	0,09%
$V_{D4,pico}$	93,56 V	96,14 V	2,76%
I_{D1}	2,87 A	2,88 A	0,35%
$I_{D1,pico}$	6,01 A	5,98 A	0,50%
$V_{D1,pico}$	31,73 V	32,79 V	3,34%
I_{D3}	2,72 A	2,73 A	0,37%
$I_{D3,pico}$	6,01 A	6,03 A	0,33%
$V_{D3,pico}$	30,12 V	30,20 V	0,27%
I_{L1}	5,58 A	5,61 A	0,54%
ΔI_{L1}	0,84 A	0,83 A	1,19%
I_{L3}	5,31 A	5,31 A	0,00%

ΔI_{L3}	0,8 A	0,79 A	1,25%
V_{C1}	45,57 V	45,75 V	0,39%
ΔV_{C1}	4,56 V	4,51 V	1,10%
$I_{C1,rms}$	5,46 A	5,47 A	0,18%
$I_{C2,rms}$	5,45 A	5,50 A	0,92%

Fonte: Autor, 2024.

5.3 Comparação

Este tópico se destina a comparar o desempenho dos conversores, abordando as situações em que determinada topologia se sobressai em relação a outra.

Tabela 7 – Comparativo entre os valores obtidos em simulação para o conversor SEPIC e o conversor proposto.

Parâmetro	Conversor SEPIC	Conversor proposto
V_{PV}	30,2 V	30,2 V
I_{PV}	8,47 A	8,48 A
V_{out}	47,99 V	48,10 V
ΔV_{out}	0,23 V	0,24 V
$I_{S,rms}$	11,02 A	11,81 A
$I_{S,pico}$	14,77 A	17,64 A
$V_{S,pico}$	79,56 V	95,77 V
I_D/I_{D4}	4,96 A	5,32 A
$I_{D,pico}$ /$I_{D4,pico}$	14,68 A	11,73 A
$V_{D,pico}$ /$V_{D4,pico}$	79,78 V	96,14 V
I_{D1}	-	2,88 A

$I_{D1,pico}$	-	5,98 A
$V_{D1,pico}$	-	32,79 V
I_{D3}	-	2,73 A
$I_{D3,pico}$	-	6,03 A
$V_{D3,pico}$	-	30,20 V
I_{L1}	8,47 A	5,61 A
ΔI_{L1}	1,24 A	0,83 A
I_{L2}/I_{L3}	5,30 A	5,31 A
$\Delta I_{L2}/\Delta I_{L3}$	0,78 A	0,79 A
V_{C1}	30,22 V	45,75 V
ΔV_{C1}	2,94 V	4,51 V
$I_{C1,rms}$	6,63 A	5,47 A
$I_{C2,rms}$	6,64 A	5,50 A

Fonte: Autor, 2024.

Analisando ambos os conversores, é possível notar que o conversor proposto apresenta um aumento considerável nos esforços de corrente e tensão para semicondutores, sendo a elevação do nível de tensão causada em virtude do aumento de tensão no capacitor de acoplamento C_1. Além disso, há a separação do indutor L_1 em 2 indutores, presentes na célula elevadora de tensão no conversor proposto bem como a adição de 3 diodos na célula elevadora de tensão, o que aumenta a quantidade de componentes em relação ao conversor SEPIC, como é possível observar abaixo.

Tabela 8 – Comparativo entre o número de componentes.

Componente	Quantidade no conversor SEPIC	Quantidade no conversor proposto
Indutor	2	3

Capacitor	2	2
Diodo	1	4
Transistor	1	1

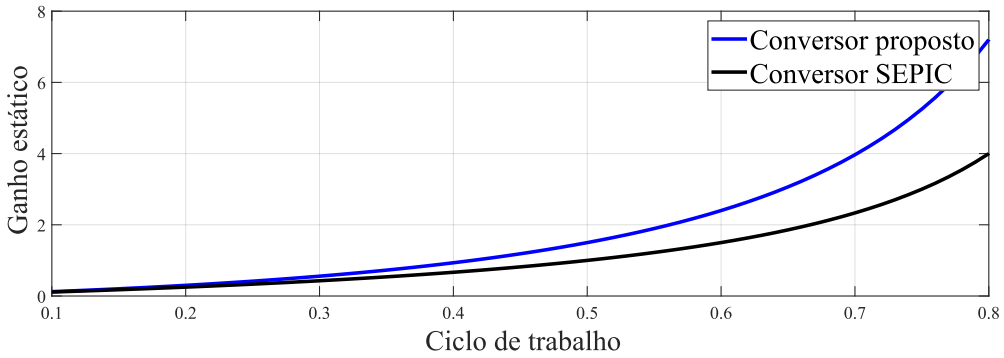
Fonte: Autor, 2024.

Todavia, é observada uma diminuição na corrente do par de indutores de entrada do conversor proposto em relação ao conversor SEPIC, que pelo fato do par possuir as mesmas características de indutância equivalente, corrente e ondulação de corrente entre si, é possível acoplá-los no mesmo núcleo, resultando na diminuição das dimensões do conversor.

Em contrapartida, para as mesmas condições de funcionamento, o conversor proposto apresenta diminuição de cerca de 17% na corrente eficaz dos capacitores C_1 e C_2, além da diminuição da própria capacitância equivalente, possibilitando a substituição dos capacitores eletrolíticos por capacitores de filme de polipropileno metalizado. Segundo Kim et al, (2020, p. 2), os capacitores eletrolíticos são responsáveis por cerca de 30% das falhas em conversores chaveados. Logo, a redução da capacitância equivalente possibilitando substituição dos capacitores eletrolíticos e a redução dos esforços de corrente nos mesmos contribui para o aumento da confiabilidade do sistema, tendo em vista que a diminuição da corrente nestes contribui para o aumento da vida útil através da redução do estresse térmico (GUPTA et al., 2018. p.3).

Na Figura 36, é possível visualizar o ganho de tensão em função do ciclo de trabalho para o conversor SEPIC e o conversor proposto. Nota-se que a utilização da célula elevadora de tensão confere ao conversor proposto um ganho considerável, superando o conversor SEPIC em pelo menos 50% para o mesmo ciclo de trabalho quando ambos operam como elevador de tensão, possibilitando a utilização de painéis fotovoltaicos de menor tensão na entrada do conversor. Todavia, o conversor ainda possui uma região em que o mesmo opera como abaixador de tensão, sendo possibilitando o rastreamento do ponto de máxima potência sem regiões proibidas.

Figura 36 – Ganho estático de tensão para o conversor SEPIC e o conversor proposto.



Fonte: Autor, 2024.

6 PROJETO EXPERIMENTAL DO CONVERSOR PROPOSTO

6.1 Considerações e requisitos

Para o projeto físico do conversor, por indisponibilidade de um painel fotovoltaico, será utilizada a fonte de tensão disponível no laboratório da universidade. Logo, limitada pela capacidade da fonte de tensão, a potência de saída foi reduzida para 150 W. Na Tabela abaixo, está disponível os parâmetros adotados para o projeto.

Tabela 9 - Parâmetros de projeto para o protótipo experimental.

Parâmetros	Valor
Tensão de entrada – V_{PV}	30,2 V
Potência de saída do conversor – P_{out}	150 W
Tensão de saída – V_{out}	48 V
Frequência de chaveamento – f_s	40 kHz
Ondulação na corrente nos indutores de entrada – $\Delta I_{L1[\%]}$	20 %
Ondulação na corrente no indutor de saída – $\Delta I_{L3[\%]}$	20 %
Ondulação na tensão do capacitor C_1 – $\Delta V_{C1[\%]}$	20 %
Ondulação na tensão de saída – $\Delta V_{out[\%]}$	0,5 %

Fonte: Autor, 2024.

6.2 Dimensionamento dos componentes

Como o ganho estático do conversor depende unicamente das tensões de entrada e saída e ambas correspondem aos valores utilizados em simulação, o ciclo de trabalho teórico é:

$$D_c \approx 0.513$$

A corrente de saída do conversor e a resistência de carga equivalente podem ser calculados fazendo:

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} = \frac{150\ W}{48\ V} \approx 3{,}13\ A$$

$$I_{PV} = \frac{P_{out}}{V_{PV}} = \frac{150\ W}{30{,}2\ V} \approx 4{,}97\ A$$

$$R = \frac{(V_{out})^2}{P_{out}} = \frac{(48\ V)^2}{150\ W} \approx 15{,}36\ \Omega$$

Para o dimensionamento dos indutores, é necessário determinar a variação de corrente em Amperes permitida. Logo, de posse das variações de corrente nos indutores em valor percentual disponível na tabela, é possível calcular a variação de corrente nos mesmo em valor nominal utilizando o valor médio de corrente nos indutores.

$$I_{L1} = \frac{I_{PV}}{(1 + D_c)} = \frac{4{,}97\ A}{(1 + 0{,}513)} \approx 3{,}30\ A$$

$$\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2} = \Delta I_{L1[\%]} \cdot I_{L1} = 20\% \cdot 3{,}30\ A \approx 0{,}66\ A$$

$$\Delta I_{L3} = \Delta I_{L3[\%]} \cdot I_{out} = 20\% \cdot 3{,}13\ A \approx 0{,}63\ A$$

Através das equações 95 e 99, é possível calcular as indutâncias equivalente para os indutores do conversor proposto, fazendo:

$$L_1 = L_2 = \frac{48\ V}{0{,}66\ A \cdot 40000\ Hz} \cdot \frac{(1 - 0{,}513)}{(1 + 0{,}513)} \approx 590\ \mu H$$

$$L_3 = \frac{48\ V}{0{,}63\ A \cdot 40000\ Hz} \cdot (1 - 0{,}513) \approx 940\ \mu H$$

Para o dimensionamento das capacitâncias equivalentes, antes é necessário determinar a ondulação de tensão nos mesmos, por meio de:

$$V_{C1} = \frac{V_{out} \cdot\ (1 - D_c)}{D_c} = \frac{48\ V \cdot (1 - 0{,}513)}{0{,}513} \approx 45{,}57\ V$$

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_{C1[\%]} \cdot V_{C1} = 20\% \cdot 45{,}567\ V \approx 9{,}14\ V$$

$$\Delta V_{C2} = \Delta V_{C2[\%]} \cdot V_{out} = 0{,}5\% \cdot 48\ V \approx 0{,}24\ V$$

Utilizando os valores de ondulação de tensão nos capacitores, a capacitância equivalente C_1 e C_2 pode ser calculada utilizando 110 e 114, respectivamente. Logo, as capacitâncias equivalentes são calculadas fazendo:

$$C_1 = \frac{V_{out} \cdot D_c}{\Delta V_{C1} \cdot R \cdot f_s} = \frac{48\ V \cdot 0{,}513}{9{,}14\ V \cdot 15{,}36\ \Omega \cdot 40000\ Hz} \approx 4{,}4\ \mu F$$

$$C_2 = \frac{I_{out} \cdot D_c}{\Delta V_{C2} \cdot f_s} = \frac{3{,}13\ A \cdot 0{,}513}{0{,}24\ V \cdot 40000\ Hz} \approx 170\ \mu F$$

De posse das capacitâncias e indutâncias equivalentes, bem como ganho, ciclo de trabalho e outras informações, é possível calcular a corrente eficaz a qual está submetido o capacitor de acoplamento C_1 e o capacitor de saída C_2, utilizando as Equações 140 e 145, respectivamente:

$$I_{C1,rms} = \sqrt{\frac{I_{out}^2 \cdot D_c}{(1 - D_c)} + \frac{V_{out}^2}{12 \cdot f_s^2} \cdot \left[\frac{(1 - D_c)^3}{L_1^2 \cdot (1 + D_c)^2} + \frac{(1 - D_c)^2 \cdot D_c}{L_3^2}\right]}$$

$$= \sqrt{\frac{(3{,}13\ A)^2 \cdot 0{,}513}{(1 - 0{,}513)} + \frac{(48\ V)^2}{12 \cdot (40000\ Hz)^2} \cdot \left[\frac{(1 - 0{,}513)^3}{(590\ \mu H)^2 \cdot (1 + 0{,}513)^2} + \frac{(1 - 0{,}513)^2 \cdot 0{,}513}{(940\ \mu H)^2}\right]}$$

$$= 3{,}21\ \text{A}$$

$$I_{C2,rms} = I_{out} \cdot \sqrt{\frac{D_c}{(1 - D_c)}} = 3{,}13\ A \sqrt{\frac{0{,}513}{(1 - 0{,}513)}} = 3{,}21\ A$$

De posse do dimensionamento dos componentes passivos, é possível calcular os esforços nos semicondutores de potência. Para calcular a tensão máxima de bloqueio no interruptor S e nos diodos D_1, D_3 e D_4 utilizando as Equações 142, 145, 147 e 144, respectivamente.

$$V_{S,pico} = \frac{V_{out}}{D_c} = \frac{48\ V}{0{,}513} \approx 93{,}56\ V$$

$$V_{D1,pico} = V_{D2,pico} = \frac{48\ V}{(1 + 0{,}513)} \approx 31{,}73\ V$$

$$V_{D3,pico} = -\frac{V_{out} \cdot (1 - D_c)}{D_c \cdot (1 + D_c)} = \frac{48\ V \cdot (1 - 0{,}513)}{0{,}513 \cdot (1 + 0{,}513)} \approx 30{,}12\ V$$

$$V_{D4,pico} = \frac{V_{out}}{D_c} = \frac{48\ V}{0{,}513} \approx 93{,}56\ V$$

Para calcular as correntes de pico, é necessário calcular previamente as associações entre indutâncias, gerando os termos L_{eq} e L_{mod}, que podem ser calculados utilizando as Equações 151 e 169, respectivamente.

$$L_{eq} = \left(\frac{\frac{L_1}{2} \cdot \frac{L_3}{(1+D_c)}}{\frac{L_1}{2} + \frac{L_3}{(1+D_c)}} \right) = \left(\frac{\frac{580\ \mu H}{2} \cdot \frac{940\ \mu H}{(1+0{,}513)}}{\frac{580\ \mu H}{2} + \frac{940\ \mu H}{(1+0{,}513)}} \right) = 200\ \mu H$$

$$L_{mod} = \left(\frac{L_1 \cdot \frac{L_3}{(1+D_c)}}{L_1 + \frac{L_3}{(1+D_c)}} \right) = \left(\frac{580\ \mu H \cdot \frac{940\ \mu H}{(1+0{,}513)}}{580\ \mu H + \frac{940\ \mu H}{(1+0{,}513)}} \right) = 303\ \mu H$$

Para calcular as correntes de pico nos semicondutores de potência, é possível utilizar as Equações 157, 179, 187 e 170 para S, D_1, D_3 e D_4, respectivamente, fazendo:

$$I_{s,max} = \frac{(D_c + 1)}{(1 - D_c)} \cdot I_{out} + \frac{V_{out} \cdot (1 - D_c)}{2 \cdot f_s \cdot (1 + D_c) \cdot L_{eq}}$$

$$= \frac{(0{,}513 + 1)}{(1 - 0{,}513)} \cdot 3{,}13\ A + \frac{48\ V \cdot (1 - 0{,}513)}{2 \cdot 40000\ Hz \cdot (1 + 0{,}513) \cdot 200\ \mu H} = 10{,}67\ A$$

$$I_{D1,max} = I_{D2,max} = \frac{I_{out} \cdot D_c}{(1 - D_c)} + \frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - D_c)}{(1 + D_c)}$$

$$= \frac{3{,}13\ A \cdot 0{,}513}{(1 - 0{,}513)} + \frac{48\ V}{2 \cdot 580\ \mu H \cdot 40000\ Hz} \cdot \frac{(1 - 0{,}513)}{(1 + 0{,}513)} = 3{,}62\ A$$

$$I_{D3,max} = \frac{I_{out} \cdot D_c}{(1 - D_c)} + \frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - D_c)}{(1 + D_c)}$$

$$= \frac{3{,}13\ A \cdot 0{,}513}{(1 - 0{,}513)} + \frac{48\ V}{2 \cdot 580\ \mu H \cdot 40000 Hz} \cdot \frac{(1 - 0{,}513)}{(1 + 0{,}513)} = 6{,}32\ A$$

$$I_{D4,max} = \frac{I_{out}}{(1-D_c)} + \frac{V_{out}\cdot(1-D_c)}{2\cdot f_s \cdot L_{mod}\cdot(1+D_c)}$$

$$= \frac{3{,}13\ A}{(1-0{,}513)} + \frac{48\ V\cdot(1-0{,}513)}{2\cdot 40000\ Hz\cdot 303\ \mu H\cdot(1+D_c)} = 7{,}06\ A$$

Para calcular a corrente eficaz no interruptor S, é possível utilizar a equação 165, fazendo:

$$I_{s,rms} = \sqrt{D_c\cdot\left[\left(\frac{I_{out}\cdot(1+D_c)}{(1-D_c)}\right)^2 + \frac{V_{out}^2\cdot(1-D_c)^2}{12\cdot L_{eq}^2\cdot f_s^2}\right]}$$

$$= \sqrt{0{,}513\cdot\left[\left(\frac{3{,}13\cdot(1+0{,}513)}{(1-0{,}513)}\right)^2 + \frac{(48\ V)^2\cdot(1-0{,}513)^2}{12\cdot(200\ \mu H)^2\cdot(40000\ Hz)^2}\right]}$$

$$= 6{,}97\ A$$

Para calcular a corrente média nos diodos D_1, D_3 e D_4 é possível utilizar as equações 182, 189 e 173, respectivamente.

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_{out}\cdot {D_c}^2}{(1-D_c)} = \frac{3{,}13\ A\cdot(0{,}513)^2}{(1-0{,}513)} = 1{,}69\ A$$

$$I_{D3} = I_{out}\cdot D_c = 3{,}13\ A\cdot 0{,}513 = 1{,}60\ A$$

$$I_{D4} = I_{out} = 3{,}13\ A$$

6.3 Dimensionamento dos magnéticos

De posse das indutâncias equivalentes, correntes nos indutores e alguns outros parâmetros de projeto é possível dimensionar os magnéticos. Abaixo, utilizando a Equação 195, é possível dimensionar as dimensões mínimas do núcleo magnético. Logo, na tabela abaixo é possível visualizar os valores adotados para o cálculo da dimensão mínima.

Tabela 10 – Parâmetros utilizados para o cálculo da dimensão mínima dos magnéticos.

Parâmetro	Valor adotado
L_1	590 µH

$I_{L1,max}$	3,63 A
L_3	940 µH
$I_{L3,max}$	3,45 A
K_w	0,4
B_{max}	0,3 T
J_{max}	400 A/cm^2

Fonte: Autor, 2024.

De posse dos valores utilizados na Tabela 10, é possível aplica-los na Equação 195, obtendo:

$$A_{e,L1} \cdot A_{w,L1} = \frac{L_1 \cdot {I_{L1,max}}^2}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 = \frac{590\ \mu H \cdot (3{,}63\ A)^2}{0{,}7 \cdot 0{,}3\ T \cdot 400 \frac{A}{cm^2}} \cdot 10^4 = 1{,}63\ cm^2$$

$$A_{e,L3} \cdot A_{w,L3} = \frac{L_3 \cdot {I_{L3,max}}^2}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 = \frac{940\ \mu H \cdot (3{,}45\ A)^2}{0{,}7 \cdot 0{,}3\ T \cdot 400 \frac{A}{cm^2}} \cdot 10^4 = 2{,}33\ cm^2$$

Analisando as dimensões mínimas dos magnéticos para os indutores L_1 e L_3, foi adotado o modelo NEE-42/21/20 feito em material IP12R da fabricante Thornton Eletrônica para ambos os indutores, em virtude de possuir dimensões superiores aos valores mínimos necessários. Logo, na Tabela 11 está disponível as informações acerca do núcleo escolhido.

Tabela 11 – Parâmetros do núcleo magnético modelo NEE-42/21/20 escolhido.

Parâmetro	Valor
A_e	2,4 cm^2
A_w	1,57 cm^2
Permeabilidade equivalente do núcleo - μ_e	1794

Fonte: Autor, 2024.

Utilizando a equação 196, é possível obter a quantidade de espiras para os indutores L_1 e L_3, fazendo:

$$N_{L1} = \frac{L_1 \cdot I_{L1,max}}{B_{max} \cdot A_{e,L1}} \cdot 10^4 = \frac{590\ \mu H \cdot 3{,}63\ A}{0{,}3\ T \cdot 2{,}4\ cm^2} \cdot 10^4 \approx 29$$

$$N_{L3} = \frac{L_3 \cdot I_{L3,max}}{B_{max} \cdot A_{e,L3}} \cdot 10^4 = \frac{940\ \mu H \cdot 3{,}45\ A}{0{,}3\ T \cdot 2{,}4\ cm^2} \cdot 10^4 \approx 45$$

Para calcular o entreferro de ar para os indutores L_1 e L_3, é possível utilizar a Equação 197, fazendo:

$$l_{g,L1} = \frac{N_{L1}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_1} \cdot 10^{-2} = \frac{29^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{H}{m} \cdot 2{,}35\ cm}{590\ \mu H} \cdot 10^{-2} = 0{,}042\ cm$$

$$l_{g,L3} = \frac{N_{L3}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_3} \cdot 10^{-2} = \frac{45^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{H}{m} \cdot 2{,}35\ cm}{940\ \mu H} \cdot 10^{-2} = 0{,}064\ cm$$

Para calcular o diâmetro do condutor, levando em conta o efeito pelicular é possível utilizar a Equação 199, fazendo:

$$D_{condutor} = \left(\frac{13{,}2}{\sqrt{f_s}}\right) = \left(\frac{13{,}2}{\sqrt{40\ kHz}}\right) = 0{,}066\ cm$$

De posse do diâmetro calculado, é possível verificar que o condutor que possui um diâmetro imediatamente inferior é o 22 AWG, contudo, por indisponibilidade do mesmo, foi adotado o condutor de 26 AWG, com diâmetro de 0,04 cm, logo:

$$D_{condutor} = 0{,}04\ cm$$

Para determinar a quantidade de condutores em paralelo, é necessário partir da densidade superficial de corrente J_{max} determinada anteriormente, fazendo:

$$n_{fios,L1} = \frac{I_{L1}}{J_{max} \cdot \left[\pi \cdot \left(\frac{D_{condutor}}{2}\right)^2\right]} = \frac{3{,}30\ A}{400\ \frac{A}{cm^2} \cdot \left[\pi \cdot \left(\frac{0{,}04\ cm}{2}\right)^2\right]} \approx 7$$

$$n_{fios,L1} = \frac{I_{L3}}{J_{max} \cdot \left[\pi \cdot \left(\frac{D_{condutor}}{2}\right)^2\right]} = \frac{3{,}13\ A}{400\ \frac{A}{cm^2} \cdot \left[\pi \cdot \left(\frac{0{,}04\ cm}{2}\right)^2\right]} \approx 7$$

Logo, para a confecção de ambos os indutores, serão utilizados 7 condutores em paralelo.

6.4 Escolha dos componentes

De posse dos parâmetros calculados anteriormente, é possível definir os componentes que serão utilizados, respeitando os limites de operação calculados. Logo, na Tabela 12 é possível visualizar os componentes comerciais selecionados, bem como as informações dos indutores fabricados. Além destes, também foi adicionado um resistor de *pull-down* de 10 kΩ, destinado a descarregar a carga elétrica do *Gate* do MOSFET e tirando o mesmo de condução, caso o acionador seja desconectado enquanto o MOSFET conduz, impedindo a queima do interruptor S.

Tabela 12 – Componentes selecionados.

Componente	Tipo	Valor/Modelo
Interruptor S	MOSFET de potência HEXFET	50A / 200V / 40mΩ / 175°C IRFP-260MpbF
Diodo D_4	Diodo Schottky retificador	80A / 200V / 175°C 80CPQ150
Diodos D_1, D_2 e D_3	Diodo Hiper rápido	15A / 600V / 175°C 15ETH06
Capacitor C_1	Capacitor de filme de polipropileno metalizado	5µF / 800V / 10.7mΩ / 8.7 A / 70°C C4AQIBU4500A1YJ
Capacitor C_2	02 Capacitores eletrolíticos de alumínio	1000µF / 63V / 105°C
Indutor L_1 e L_2	Ferrite NEE-42/21/20	N_{L1} = 7 / 29 x 26 AWG 570 uH
Indutor L_3	Ferrite NEE-42/21/20	N_{L3} = 7 / 45 x 26 AWG 980 uH

Fonte: Autor, 2024.

Para a seleção dos componentes, priorizou-se a escolha de componentes capazes de suportar os valores máximos de tensão e corrente calculados previamente. Isso foi feito para garantir que os componentes operem com margem de segurança, evitando a operação próxima aos limites máximos e minimizando a dissipação de potência. Para o capacitor C_1, notou-se que seria necessário um capacitor que suportasse a corrente eficaz calculada e tivesse a capacitância igual ou levemente superior ao valor calculado, de maneira que para satisfazer essas condições, foi adotado um capacitor de filme de polipropileno metalizado, por possuir resistência série equivalente (RSE) baixa e suportar níveis elevados de corrente.

Para o capacitor de saída C_2, devido à alta corrente eficaz que ele deve suportar e o alto de custo de capacitores de filme de polipropileno com capacitâncias próximas ao valor calculado, optou-se por utilizar dois capacitores eletrolíticos de 1000 µF em paralelo. Essa escolha foi feita considerando que, para capacitores eletrolíticos com a mesma tensão nominal, quanto maior for a capacitância do mesmo, maior a corrente eficaz suportada. Dessa forma, distribuir a corrente entre os dois capacitores aumenta a vida útil dos componentes.

6.5 Calculo térmico

Inicialmente, verificar a necessidade de utilização de dissipadores nos semicondutores, é necessário conhecer a potência dissipada pelos mesmos, bem como a temperatura de junção enquanto os mesmos operam nessas condições na ausência de um dissipador. Para obter a potência dissipada nos semicondutores, é necessária a corrente eficaz e resistência de Dreno-Source durante a condução para o MOSFET. Já para os diodos, de posse do datasheet do fabricante e a corrente média, é possível estimar a potência estimada. Logo, na Tabela abaixo é possível visualizar os parâmetros utilizados:

Tabela 13 – Parâmetros dos componentes para estimar a potência dissipada.

Parâmetro	Valor
$R_{ds,on,S}$	80 mΩ
$I_{S,rms}$	6,97 A
I_{D1}	1,67 A

I_{D3}	1,60 A
I_{D4}	3,13 A

Fonte: Autor, 2024.

Segundo o fabricante, a resistência de Dreno-Source durante a condução para 40 mΩ ocorre para temperaturas menores que 25°C, enquanto que para aproximadamente 110°C o valor é de aproximadamente 80 mΩ, logo, o valor foi utilizado para os cálculos de maneira conservadora.

Utilizando a Equação 200, é possível calcular a potência dissipada durante a condução no interruptor S, enquanto que utilizando os valores de corrente média no datasheet do fabricante dos diodos, foi possível obter a potência dissipada. Logo:

$$P_{cond,S} = R_{ds,on,S} \cdot I_{S,rms}^2 = 80\ m\Omega \cdot (6{,}97\ A)^2 = 3{,}89\ W$$

$P_{D1} = 1{,}70$ W

$P_{D3} = 1{,}65$ W

$P_{D4} = 2{,}75$ W

De posse da potência dissipada e da resistência térmica de junção-ambiente, disponível no datasheet do fabricante, é possível estimar a temperatura final dos componentes através da Equação 202, partindo da temperatura ambiente de 25°C.

$$T_{°C,junção,S} = T_{°C,amb} + \left(R_{thJA,S}\right) \cdot P_{cond,S} = 25\ °C + 40\frac{°C}{W} \cdot 3{,}89\ W = 180{,}6\ °C$$

$$T_{°C,junção,D1} = T_{°C,amb} + \left(R_{thJA,D1}\right) \cdot P_{D1} = 25\ °C + 70\frac{°C}{W} \cdot 1{,}70\ W = 144\ °C$$

$$T_{°C,junção,D3} = T_{°C,amb} + \left(R_{thJA,D3}\right) \cdot P_{D3} = 25\ °C + 70\frac{°C}{W} \cdot 1{,}65\ W = 140{,}5\ °C$$

$$T_{°C,junção,D4} = T_{°C,amb} + \left(R_{thJA,D4}\right) \cdot P_{D4} = 25\ °C + R_{thJA,D4} \cdot 2{,}75\ W$$

Para o diodo D_4, o fabricante não informa a resistência térmica de junção-ambiente, apenas as resistências de junção-encapsulamento e encapsulamento-dissipador. Contudo, para os outros componentes foi possível calcular, de modo que a temperatura de junção calculada para os diodos D_1 e D_3 foi inferior ao limite de 175 °C, podendo estes operar com uma boa

margem de segurança, todavia, a temperatura de junção do interruptor S superou a temperatura máxima do componente, sendo necessário utilizar um dissipador de calor no mesmo.

Para o interruptor S e o diodo D_4, foram reutilizados dissipadores disponíveis, contudo, que não foi possível encontrar o nome do modelo nem o seu datasheet, contudo, é possível estimar a resistência térmica dos mesmos através de dissipadores com formato e tamanhos semelhantes. Logo, para o dissipador do diodo D_4 o modelo comercial aproximado foi o HS 3030 e para o interruptor S o modelo comercial aproximado foi o HS 7324, ambos da fabricante HS Dissipadores. Na Tabela abaixo, estão os parâmetros dos modelos comerciais aproximados.

Tabela 14 – Parâmetros aproximados dos dissipadores utilizados.

Modelo comercial	Resistência térmica	Dimensões (CxLxA)
HS3030	8,18°C/W	5 cm x 3 cm x 3cm
HS7324	3,44°C/W	7,3 cm x 6 cm x 2,4 cm

Fonte: Autor, 2024.

Logo, utilizando a Equação 201 para estimar a temperatura da junção dos componentes, é possível obter:

$$T_{\circ C,junção,S} = T_{\circ C,amb} + \left(R_{thJC,S} + R_{thCD,S} + R_{th,HS7324}\right) \cdot P_{cond,S}$$
$$= 25\ ^\circ C + (0{,}5 + 0{,}24 + 3{,}44)\frac{^\circ C}{W} \cdot 3{,}89\ W \approx 41{,}26\ ^\circ C$$

$$T_{\circ C,junção,D4} = T_{\circ C,amb} + \left(R_{thJC,D4} + R_{thCD,D4} + R_{th,HS3030}\right) \cdot P_{D4}$$
$$= 25\ ^\circ C + (0{,}3 + 0{,}24 + 8{,}18)\frac{^\circ C}{W} \cdot 2{,}75\ W \approx 48{,}98^\circ C$$

De posse das temperaturas de junção calculadas imediatamente acima, é possível concluir que ambos operam abaixo do limite de temperatura, de 175°C.

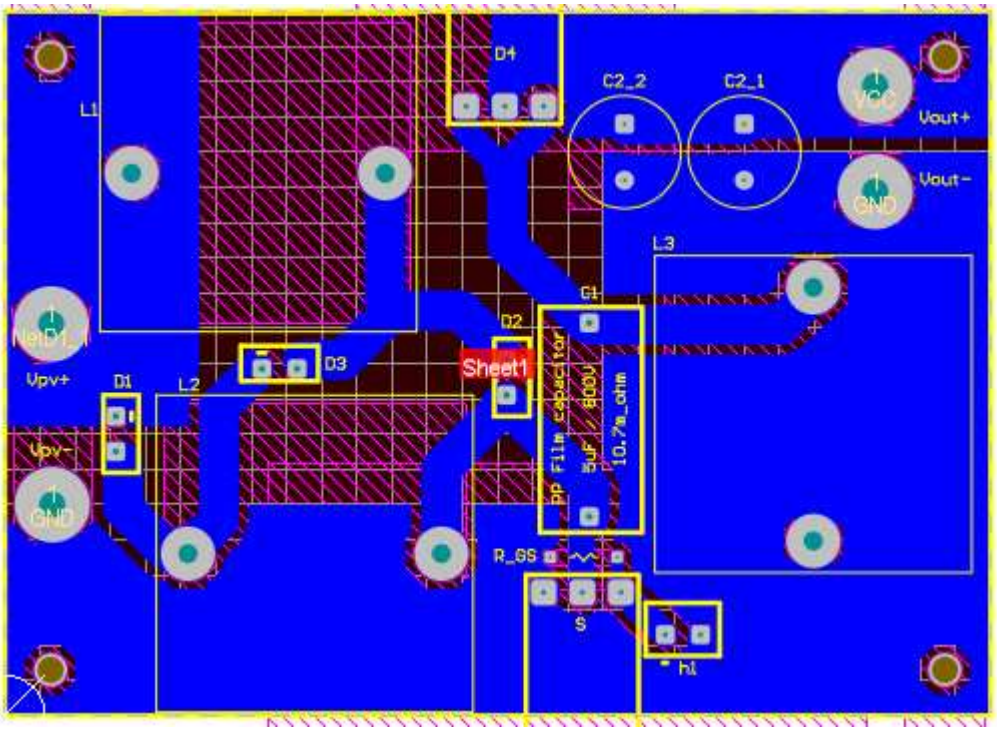
6.6 Confecção da PCB

A priori, foi realizada a modelagem da PCB (do inglês Printed Circuit Board, ou placa de circuito impresso em português) no *software* Altium Designer®. Inicialmente, o esquemático foi montado no software e logo após o modelo foi exportado para o arquivo de PCB, que contém o projeto em 2D e 3D da PCB.

Durante a confecção da PCB, para determinar a distância mínima entre as trilhas foi utilizada a Tabela 6-1 da norma internacional IPC-2221, utilizando trilhas da classe B2, que compreende trilhas externas na placa sem revestimento, utilizando em altitudes de até 3050 metros acima do nível do mar. A distância mínima depende da máxima diferença de tensão entre as trilhas, logo o valor de referência utilizado foi de 93,53 V em relação ao potencial da referência, calculado no subcapítulo 6.2 desse trabalho, que está no intervalo de 51 V a 100V, determinando uma distância mínima de 0,6 mm entre as trilhas, que impede a criação de arcos voltaicos até 150 V de diferença de potencial entre as trilhas, contudo o valor mínimo adotado foi de 1 mm, tendo em vista que a confecção da PCB ocorrerá utilizando técnicas manuais e durante o processo a trilha pode ser levemente distorcida.

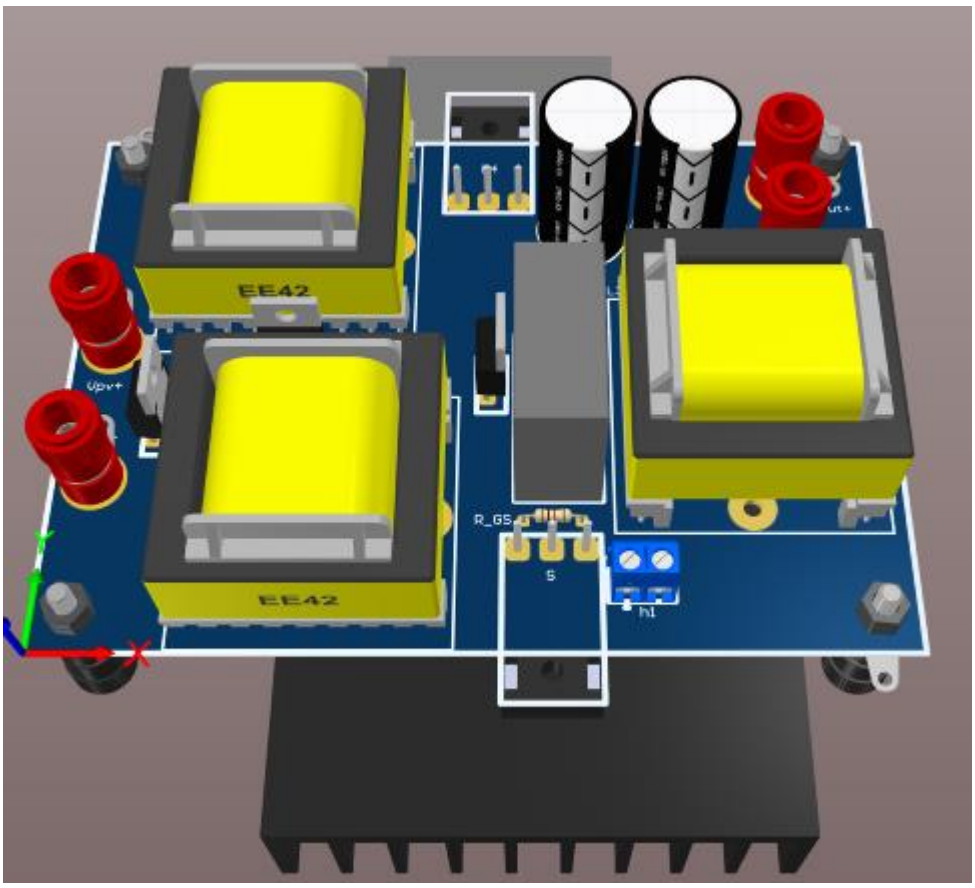
Logo em seguida, as trilhas foram distribuídas buscando o otimizar a área da PCB utilizando apenas uma única face condutiva. O dimensionamento da largura das trilhas ocorreu novamente conforme a norma internacional IPC-2221, utilizando a plataforma PCB BRASIL, que utiliza os parâmetros do projeto para calcular a largura das trilhas. Para o dimensionamento, utilizou-se a corrente no interruptor S, que é o componente que conduz a maior corrente do projeto, sendo 6,97 A eficaz, a temperatura ambiente de 25°C, com aumento de temperatura de até 15°C e utilizando a placa de fenolite com densidade superficial de cobre de 1 oz/ft^2. A largura mínima calculada foi de 3,42 mm, contudo, no projeto a largura mínima utilizada foi de 4 mm e além disso foram utilizados polígonos para reforçar as trilhas existentes e diminuir a resistência das mesmas. Abaixo, é possível visualizar modelo 2D da placa na Figura 37 e o modelo 3D na Figura 38.

Figura 37 – Vista 2D da PCB.



Fonte: Autor, 2024.

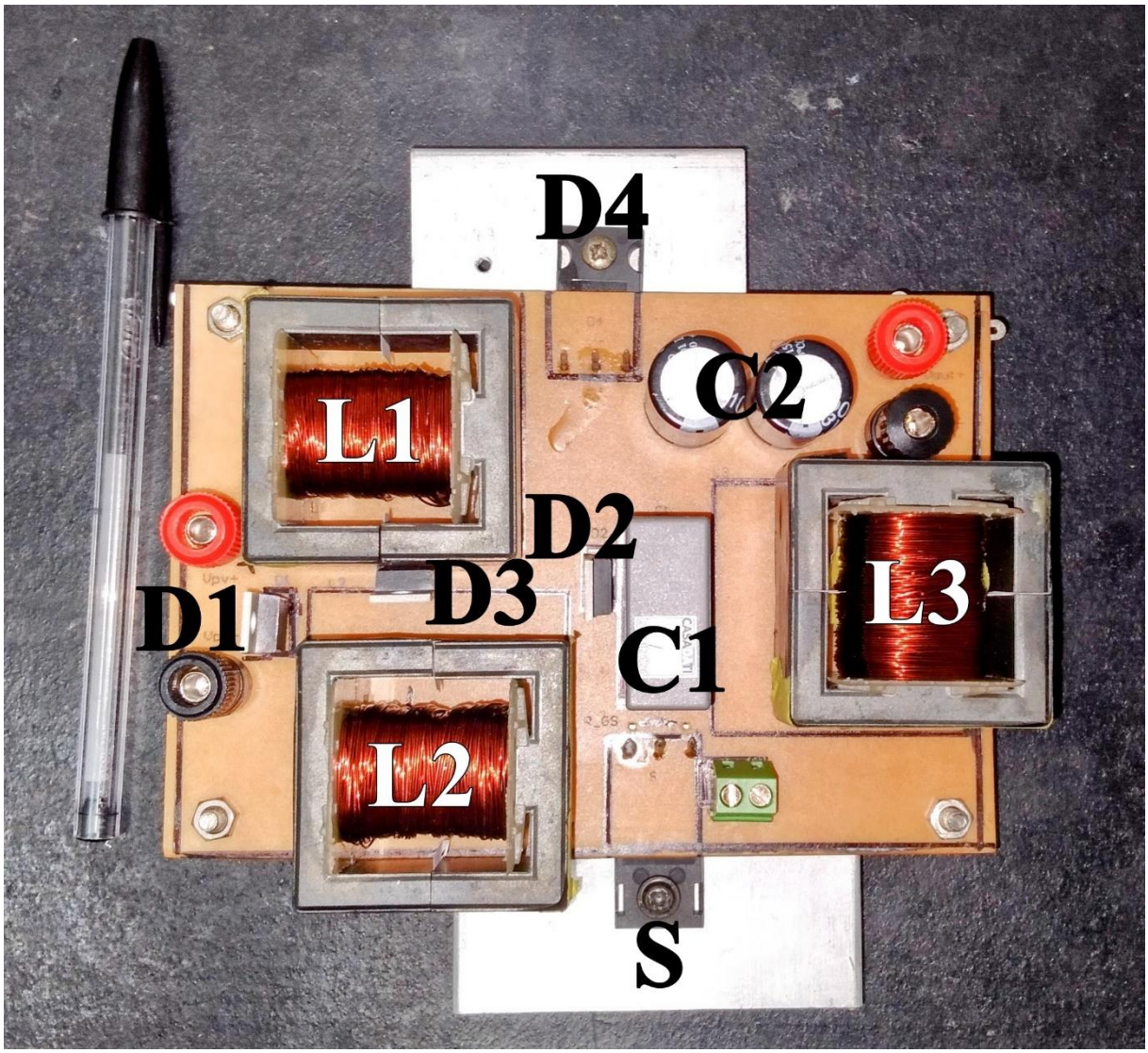
Figura 38 – Vista 3D da PCB com os componentes.



Fonte: Autor, 2024.

Após a conclusão do protótipo no *software* ocorreu a impressão das trilhas em uma placa de fenolite revestida com cobre e logo em seguinte a mesma foi mergulhada em uma solução de Percloreto de Ferro, corroendo as partes não cobertas pela impressão e restando apenas as trilhas. De posse da placa com as trilhas foram feitos os furos e os componentes foram soldados, resultando na Figura 39.

Figura 39 – Protótipo do conversor proposto montado



Fonte: Autor, 2024.

7 RESULTADOS

Em posse do protótipo experimental do conversor, foi possível validar o mesmo em laboratório. Para acionar o conversor, foi utilizado o *gate driver* disponível no laboratório e um gerador de onda quadrada para controlar o ciclo de trabalho. Por limitações da fonte de

alimentação, que ao consumir valores de corrente de entrada próximos ao calculado, fazia a mesma entrar em modo de proteção, limitando a corrente de saída em um valor abaixo do dimensionamento e diminuindo a tensão de entrada. Com isso, reduziu-se a potência de saída para 90% do calculado anteriormente, cerca de 135W. Em virtude das perdas por condução e comutação, o ciclo de trabalho precisou ser elevado para 53,7%, para obter o ganho desejado.

Para essa potência, os valores calculados de tensão estão disponíveis na tabela abaixo. Os valores de corrente nos componentes foram omitidos em virtude da impossibilidade de medição no protótipo experimental, por ausência de equipamentos adequados, sendo possível apenas medir os valores de entrada e de saída.

Tabela 15 - Comparativo entre os valores calculados e simulados para potência de saída de 135W.

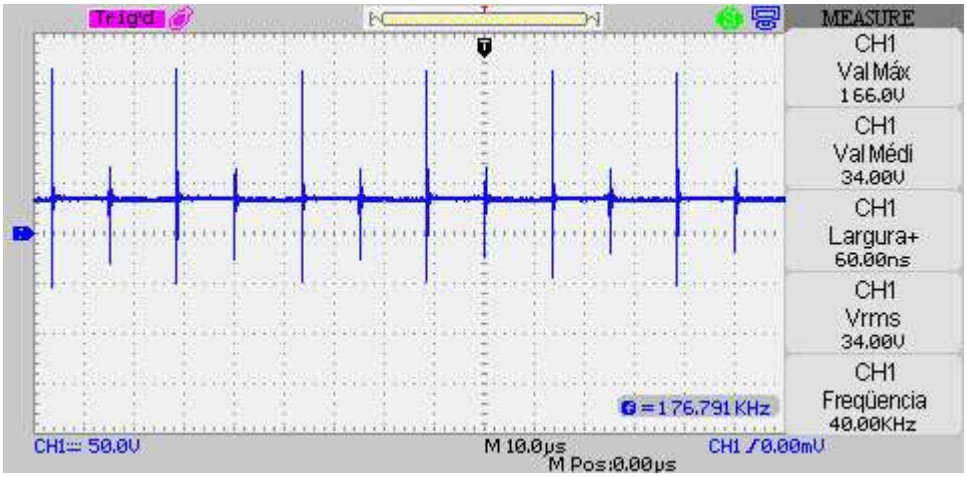
Parâmetro	Valor calculado	Valor obtido em simulação	Erro
V_{PV}	30,2 V	30,2 V	0,00%
I_{PV}	4,47 A	4,33 A	3,13%
V_{out}	48 V	47,47 V	1,10%
I_{out}	2,81 A	2,78 A	1,07%
ΔV_{out}	0,02 V	0,02 V	0,00%
$V_{S,pico}$	93,56 V	96,04 V	2,65%
$V_{D4,pico}$	93,56 V	95,53 V	2,11%
$V_{D1,pico}$	31,73 V	32,92 V	3,75%
$V_{D3,pico}$	30,12 V	30,20 V	0,27%
V_{C1}	45,57 V	45,15 V	0,92%
ΔV_{C1}	7,21 V	7,04 V	2,36%

Fonte: Autor, 2024.

O controle da tensão de entrada foi ajustado utilizando um multímetro em 30,2 V e logo em seguida a tensão de entrada foi monitorada pelo *display* fonte, enquanto que a corrente de entrada e saída e a tensão de saída foram monitorados utilizando multímetros do fabricante Agilent modelo U1252B e um osciloscópio com ponteira diferencial para visualizar as formas

de onda de tensão nos semicondutores e capacitores, bem como capturar as mesmas. Abaixo, é possível visualizar a Figura 40, que contém a forma de onda da tensão de entrada.

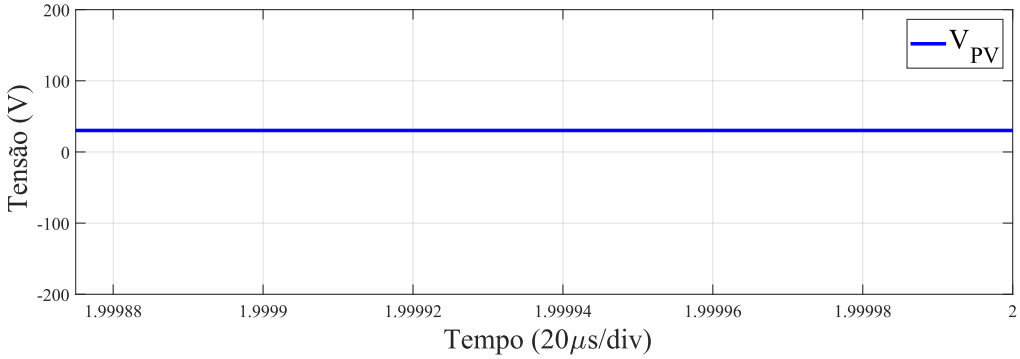
Figura 40 – Forma de onda da tensão de entrada para o protótipo experimental.



Fonte: Autor, 2024.

É possível notar que além do nível CC, há *spykes* na frequência de chaveamento do conversor, que são causados por ele, tendo em vista que quando o sinal do *gate* é desativado, o ruído desaparece. Na Figura abaixo, é possível visualizar a forma de onda obtida em simulação para a tensão de entrada.

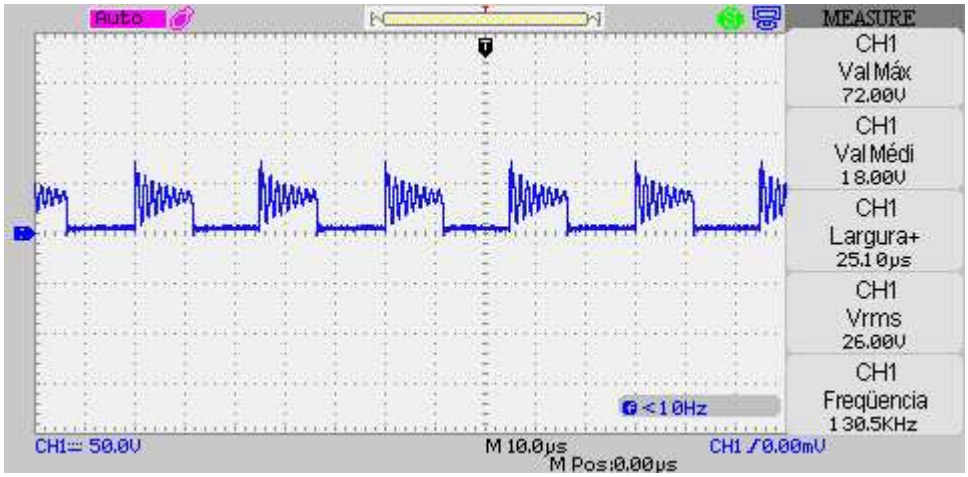
Figura 41 - Simulação da forma de onda da tensão de entrada para o protótipo experimental.



Fonte: Autor, 2024.

Na Figura 42, é possível visualizar a tensão no diodo D_1.

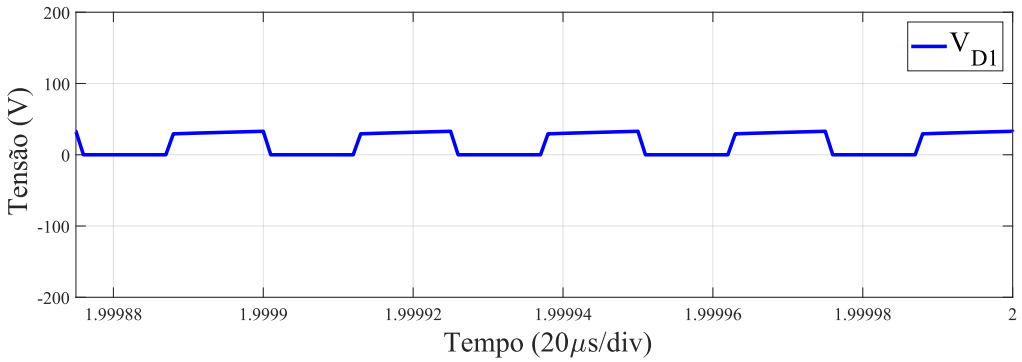
Figura 42 – Forma de onda da tensão no diodo D_1 para o protótipo experimental.



Fonte: Autor, 2024.

Durante o bloqueio de D_1, é possível visualizar uma forma de onda sub-amortecida, sendo está a tensão no indutor L_1, sendo gerada durante a associação em série das indutâncias de entrada, a capacitância C_1 e os componentes parasitas do circuito, gerando um circuito RLC. Abaixo, é possível visualizar a forma de onda obtida em simulação para a tensão no diodo D_1.

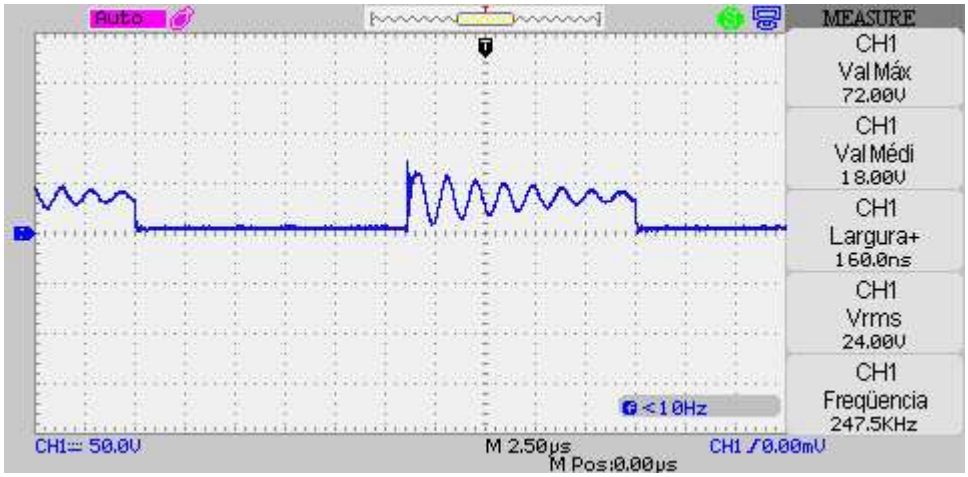
Figura 43 - Simulação da forma de onda da tensão no diodo D_1 para o protótipo experimental



Fonte: Autor, 2024.

Na Figura 44, é possível visualizar a ondulação de tensão no diodo D_1 com maior detalhamento.

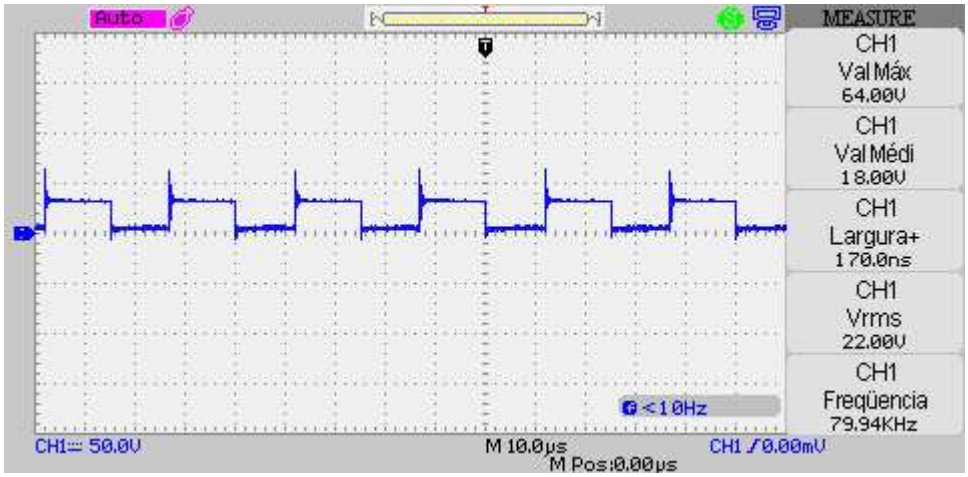
Figura 44 – Detalhe da forma de onda da tensão no diodo D_1 para o protótipo experimental.



Fonte: Autor, 2024.

Abaixo, é possível visualizar a forma de onda no diodo D_3.

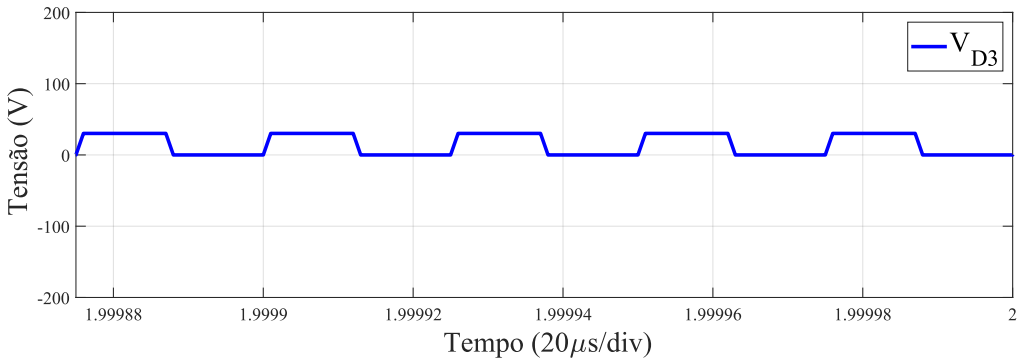
Figura 45 – Forma de onda da tensão no diodo D3 para o protótipo experimental.



Fonte: Autor, 2024.

Diferente do diodo D_1, durante o estágio bloqueado do diodo D_3 é apenas possível notar spykes de tensão apenas nas bordas de subida, que diminui com a entrada em condução de D_1. Na Figura abaixo, é possível visualizar a forma de onda obtida em simulação para a tensão no diodo D_3.

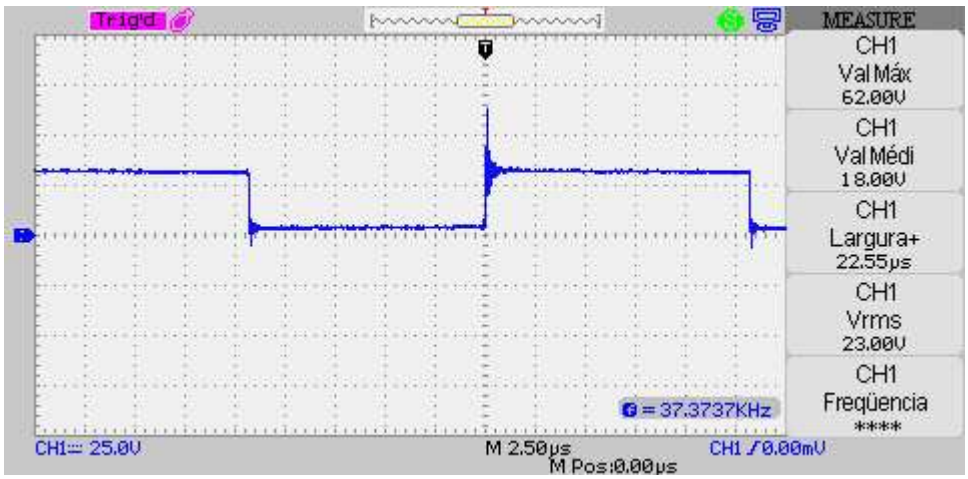
Figura 46 - Simulação da forma de onda da tensão no diodo D_3 para o protótipo experimental.



Fonte: Autor, 2024.

Na Figura abaixo, é possível visualizar de maneira detalhada a forma de onda no diodo D_3.

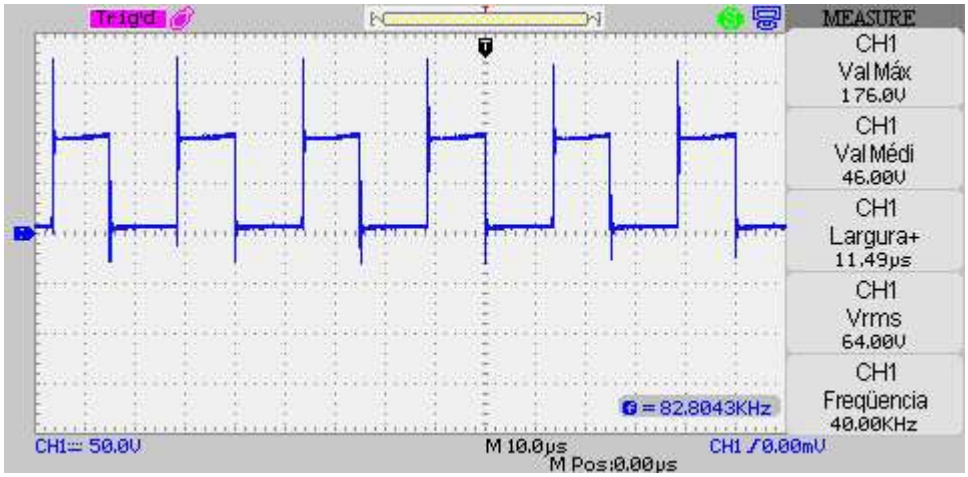
Figura 47 – Detalhe da forma de onda da tensão no diodo D3 para o protótipo experimental.



Fonte: Autor, 2024.

Durante o bloqueio de D_3, o interruptor S conduz e ocorre a associação da indutância de entrada com a resistência do transistor gerando um circuito LR, que gera uma oscilação sub-amortecida em alta frequência. Na Figura 48 é possível observar a forma de onda da tensão no interruptor S.

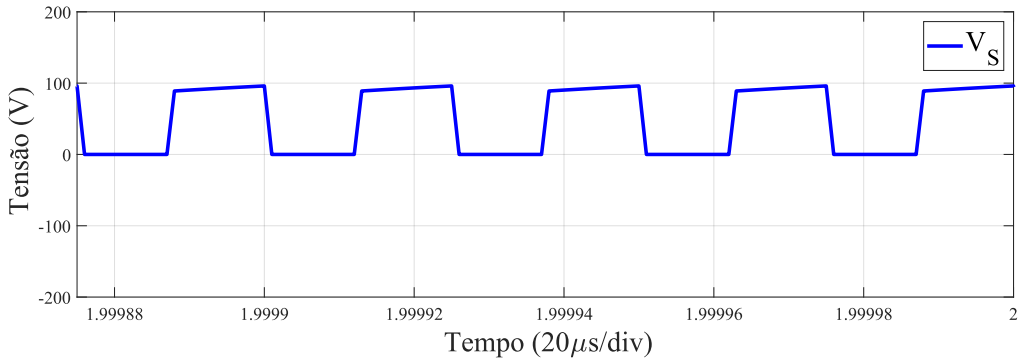
Figura 48 – Forma de onda da tensão no interruptor S para o protótipo experimental.



Fonte: Autor, 2024.

Na Figura acima, é possível visualizar *spykes* de tensão durante a comutação, sendo causado possivelmente pelo indutor durante a entrada em condução e bloqueio de D_3.

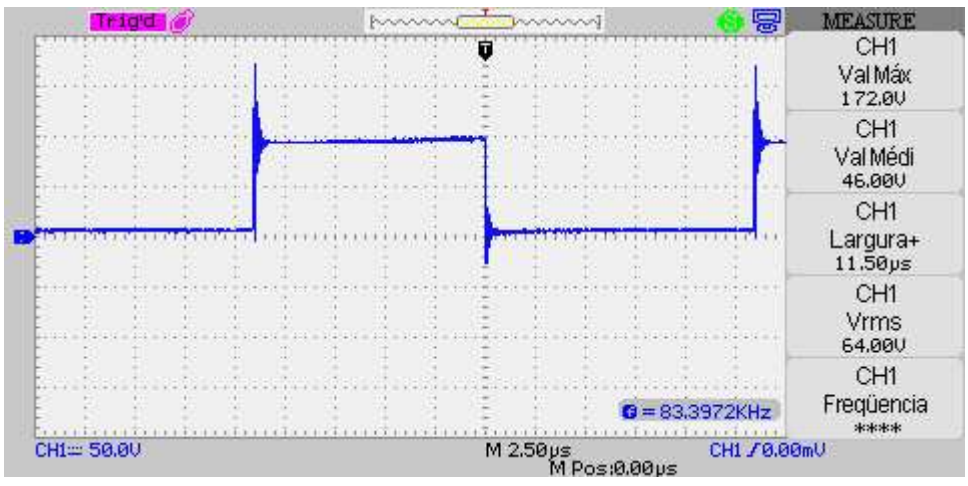
Figura 49 - Simulação da forma de onda da tensão no interruptor S para o protótipo experimental.



Fonte: Autor, 2024.

Na Figura 50, é possível visualizar com maior detalhamento a forma de onda de tensão no interruptor.

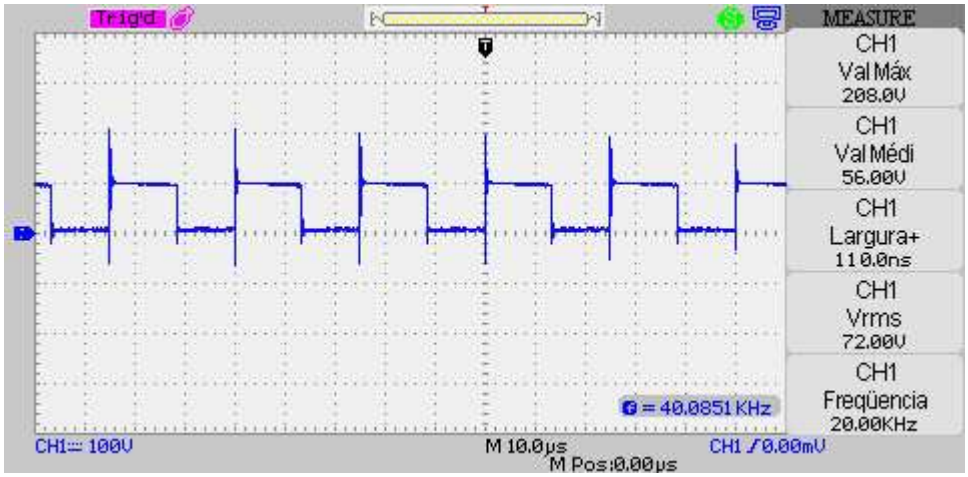
Figura 50 – Detalhe da forma de onda da tensão no interruptor S para o protótipo experimental.



Fonte: Autor, 2024.

Na Figura 50, desprezando o *spyke* da entrada em condução, é possível observar que a tensão de pico é de aproximadamente 100V durante o bloqueio, com forma de onda crescente caracterizada pelo aumento de tensão em virtude do carregamento do capacitor. Na Figura 51, é possível visualizar a forma de onda de tensão no diodo D_4.

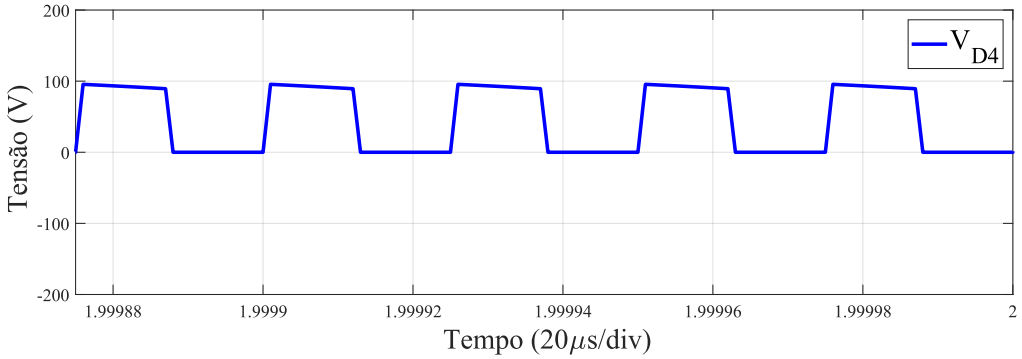
Figura 51 – Forma de onda da tensão no diodo D4 para o protótipo experimental.



Fonte: Autor, 2024.

Para o diodo D_4, é possível observar que os *spykes* acontecem majoritariamente durante a entrada em bloqueio do diodo D_4, que é quando o diodo conduz a corrente dos indutores de entrada e saída, de maneira que ao diodo entrar em bloqueio e o interruptor S conduzir, há uma variação de corrente nos indutores, gerando uma elevação de tensão nos mesmos.

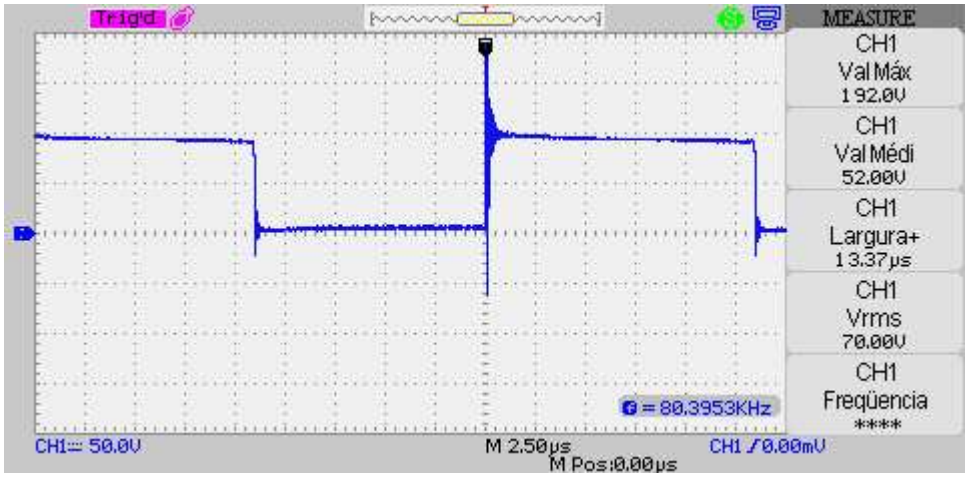
Figura 52 - Simulação da forma de onda de tensão no diodo D_4 para o protótipo experimental.



Fonte: Autor, 2024.

É possível visualizar a forma de onda de maneira detalhada na Figura abaixo.

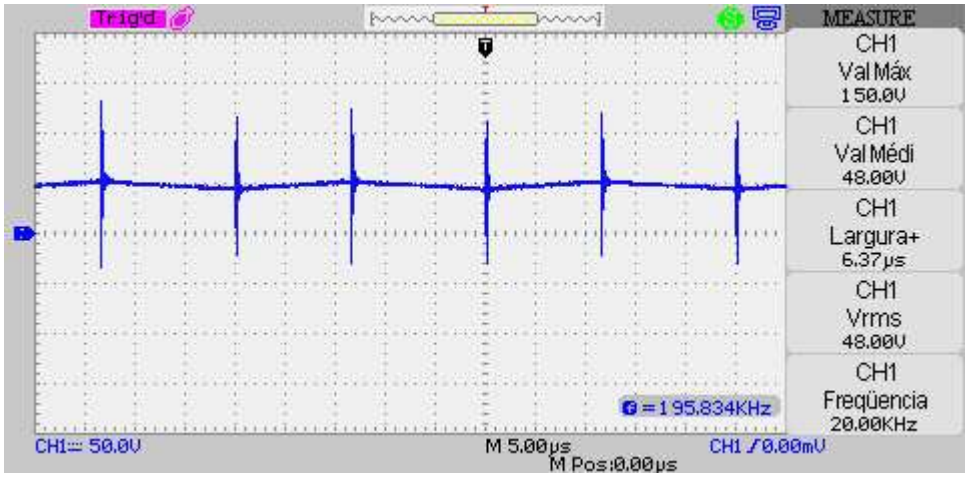
Figura 53 – Detalhe da forma de onda da tensão no diodo D_4 para o protótipo experimental.



Fonte: Autor, 2024.

Na Figura 53, durante o bloqueio do diodo D_4, desprezando o *spyke* é possível visualizar a tensão decrescendo, de acordo com o modelo simulado, sendo caracterizado pelo descarregamento do capacitor de acoplamento C_1. A tensão de pico, desconsiderando o *spyke* foi de 100V. Na Figura 54, é possível visualizar a forma de onda de tensão no capacitor C_1.

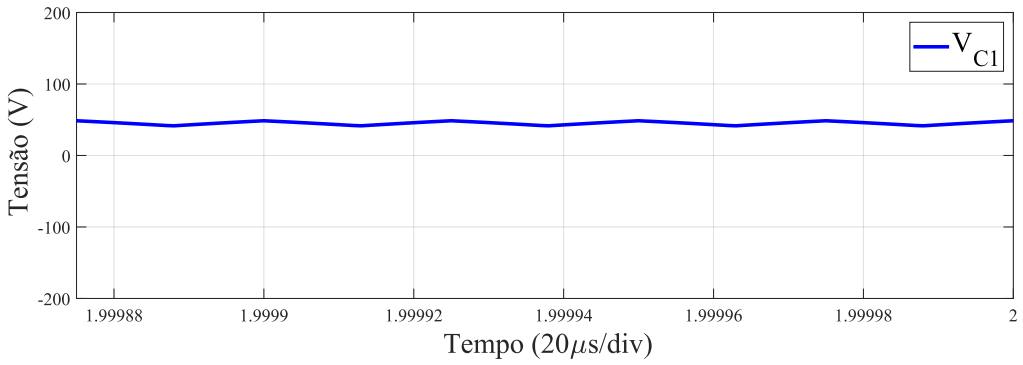
Figura 54 – Forma de onda da tensão no capacitor C_1 para o protótipo experimental.



Fonte: Autor, 2024.

Na figura imediatamente acima, é possível visualizar *spykes* durante a comutação entre os estágios de operação.

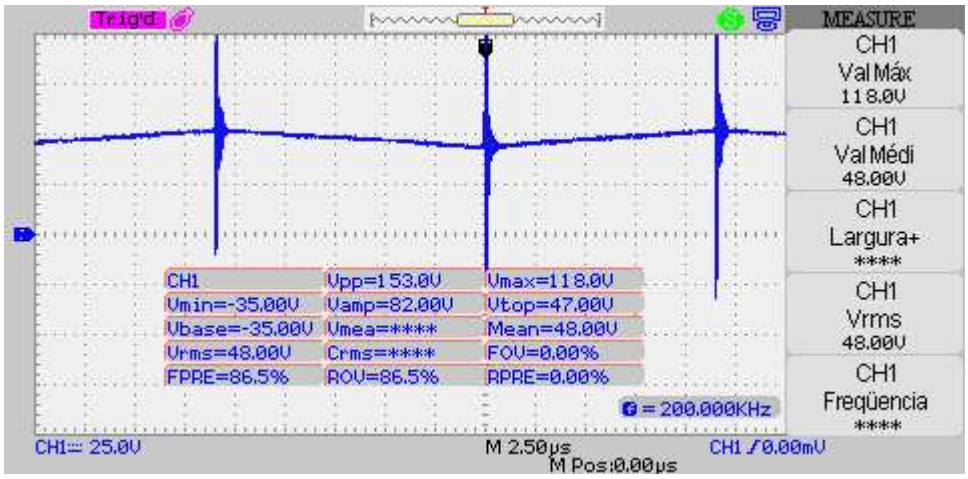
Figura 55 - Simulação da forma de onda da tensão no capacitor C_1 para o protótipo experimental.



Fonte: Autor, 2024.

Na figura abaixo, é possível observar detalhadamente a forma de onda de tensão no capacitor C_1.

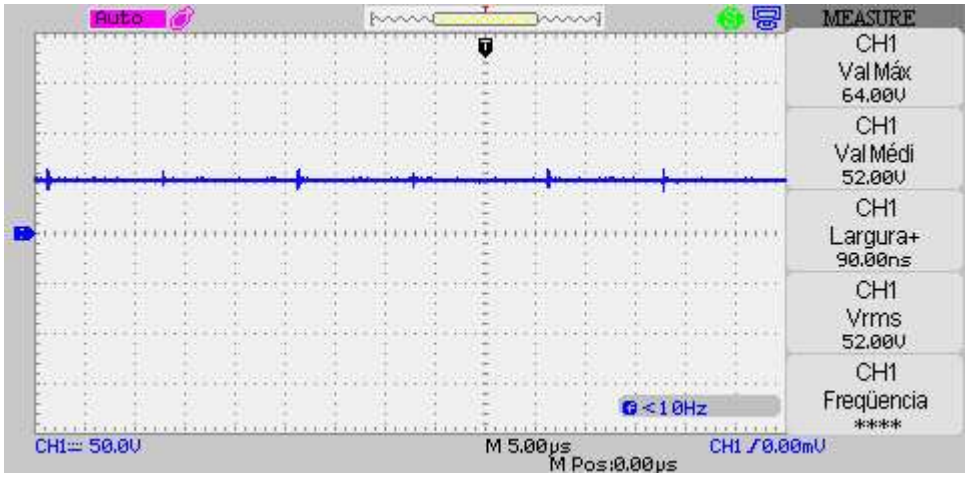
Figura 56 – Detalhe da forma de onda da tensão no capacitor C_1 para o protótipo experimental.



Fonte: Autor, 2024.

Na Figura 56 é possível observar a ondulação de tensão, de aproximadamente 5V e valor médio de 48 V, contudo, observou-se um aumento de cerca de 4V no valor mostrado pelo osciloscópio em comparação com os valores medidos pelo multímetro, que foi utilizado para ajustar as tensões de entrada e saída. Na figura abaixo, é possível visualizar a forma de onda da tensão de saída.

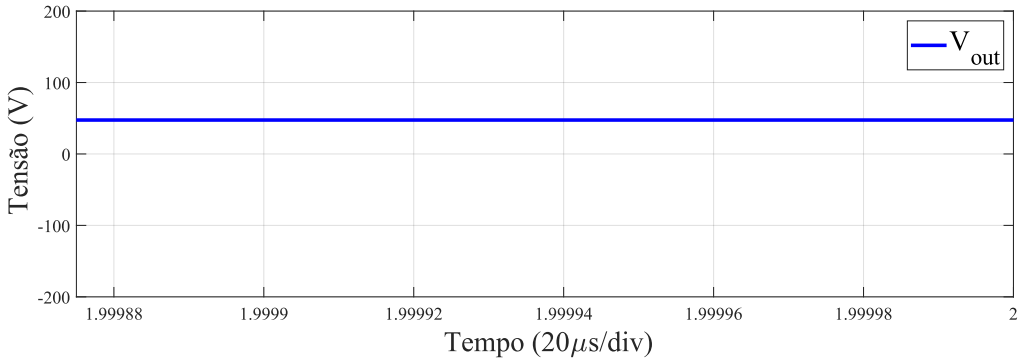
Figura 57 – Forma de onda da tensão de saída para o protótipo experimental.



Fonte: Autor, 2024.

O valor médio de tensão na saída foi de 52V, segundo o osciloscópio, sendo possível visualizar alguns *spykes* de tensão durante a comutação do interruptor S, contudo, tendo amplitude reduzida em comparação com os componentes vistos anteriormente.

Figura 58 - Simulação da forma de onda da tensão de saída para o protótipo experimental.



Fonte: Autor, 2024.

A diminuição na amplitude dos *spykes* na tensão de saída se dá pela elevada capacitância na saída do conversor, que possui baixa reatância para os *spykes* em alta frequência, atenuando os mesmos. Quando medido através do multímetro, a tensão de saída foi de aproximadamente 48V, destoando novamente em cerca de 4V em relação ao valor medido através do osciloscópio.

Na Tabela abaixo, é possível visualizar o comparativo entre os valores obtidos em simulação e no protótipo experimental.

Tabela 16 - Comparativo entre os valores obtidos em simulação e experimentalmente para potência de saída de 135W.

Parâmetro	Valor obtido em simulação	Valor obtido experimentalmente	Erro

V_{PV}	30,2 V	30,2 V	0,00%
I_{PV}	4,33 A	5,10 A	17,78%
V_{out}	47,47 V	48,16 V	1,45%
I_{out}	2,78 A	2,78 A	0,00%
ΔV_{out}	0,02 V	0,03 V	50,00%
$V_{S,pico}$	96,04 V	96,00 V	0,04%
$V_{D4,pico}$	95,53 V	96,00 V	0,49%
$V_{D1,pico}$	32,92 V	60,00 V	82,26%
$V_{D3,pico}$	30,20 V	31,00 V	2,65%
V_{C1}	45,15 V	44,00 V	2,55%
ΔV_{C1}	7,04 V	7,00 V	0,57%

Fonte: Autor, 2024.

Com base na Tabela 16, é possível verificar que a maioria dos valores convergem para os resultados da simulação, sendo possível justificar as divergências através dos elementos parasitas, que diminui o rendimento do conversor e faz com que alguns dos componentes entrem em ressonância.

Após o experimento, foi constatado que o canal do osciloscópio utilizado para obter as formas de onda do trabalho apresentava defeitos, sendo constatado pelo orientador. Em testes realizados pelo mesmo, utilizando o mesmo canal para outros experimentos foi constatada a presença dos *spykes* de tensão e o *offset* de tensão, que ao mudar de canal os mesmos não eram observados.

Contudo, em virtude da indisponibilidade para refazer os testes foram utilizadas as medições obtidas inicialmente, tendo em vista que mesmo com as dificuldades citadas as mesmas ainda servem de parâmetro para análise do conversor, tendo em vista que o *offset* é constante e relativamente menor que os valores de tensão medido e o *spyke* ocorre somente durante a comutação, podendo, para fins de análise ser desprezado.

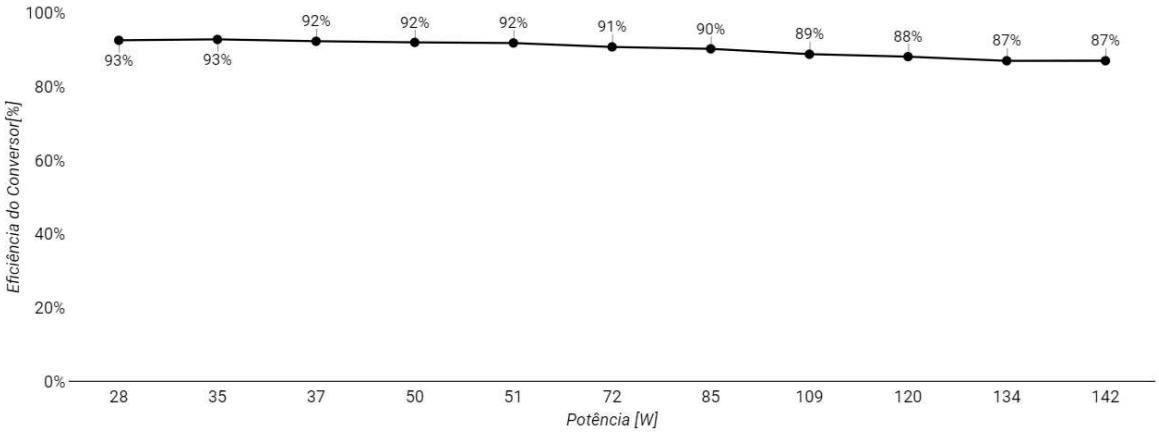
Na Figura 59, é possível visualizar a etapa de ajuste das tensões utilizadas.

Figura 59 - Processo de ajuste das tensões de entrada e saída.

Fonte: Autor, 2024.

Logo em seguida, foram realizados os testes e as resistência de saída foi variada arbitrariamente, de maneira a observar os valores de corrente e tensão da entrada e saída e assim estimar o rendimento do protótipo experimental em função da potência processada. Na Figura 60, é possível visualizar uma estimativa da eficiência do conversor para determinadas potências.

Figura 60 – Estimativa de eficiência do protótipo experimental em função da potência de saída.



Fonte: Autor, 2024.

Analisando a Figura 60, é possível notar que próximo da potência nominal do conversor, a eficiência tende a 86%, enquanto que para menores potências inferiores a 90 W, o rendimento foi superior a 90%.

8 CONCLUSÃO

O presente trabalho teve como objetivo deduzir as equações de ganho e esforços de tensão e corrente nos componentes, além de apresentar o dimensionamento e a implementação de um conversor CC-CC baseado na topologia do conversor SEPIC não-isolado, combinado com células elevadoras de tensão. O conversor foi projetado para aumentar o ganho de tensão da topologia clássica, processando energia de um painel fotovoltaico e alimentando as cargas de um barramento secundário de uma residência.

As simulações realizadas validaram as equações deduzidas e demonstraram boa precisão para o conversor operando em modo de condução contínua, com erro inferior a 5%. Não obstante, o conversor proposto apresentou diminuição considerável na corrente eficaz dos capacitores e nas capacitâncias equivalentes quando comparado com o conversor SEPIC, aumentando a confiabilidade e vida útil do conversor, tendo em vista que a maior taxa de falhas está relacionada aos capacitores eletrolíticos, sendo possível substituir o capacitor eletrolítico de alumínio por um capacitor de filme de polipropileno metalizado, na capacitância de acoplamento.

Em virtude da indisponibilidade do painel fotovoltaico para a validação prática do protótipo, foi utilizada a fonte de tensão do laboratório, tendo potência de pico inferior ao painel fotovoltaico, sendo necessário reduzir a potência de saída do conversor. Durante os experimentos práticos, o protótipo alcançou cerca de 142W de pico na saída, com rendimento de aproximadamente 87%. Os valores de tensão medidos nos componentes foram compatíveis com os valores estimados destoando em virtude dos componentes parasitas, demonstrando que a topologia proposta é promissora e validando as equações deduzidas.

Além disso, o conversor se mostrou capaz de operar com maiores ganhos de tensão, podendo ser uma opção ao conversor SEPIC em aplicações que exigem um elevador de tensão, contudo, ainda possuindo a capacidade de operar como abaixador, sendo uma característica desejável para o rastreamento do ponto de máxima potência em painéis fotovoltaicos. Para trabalhos futuros, sugere-se o acoplamento dos indutores do conversor, bem como a análise do conversor em modo de condução descontínua, visando para reduzir as dimensões da PCB. Adicionalmente, recomenda-se a obtenção do modelo de pequenos sinais do conversor a fim de viabilizar a sintonia de um controlador em malha fechada, visando aprimorar a estabilidade do conversor.

9 REFERENCIAS

ALMASRI, A.; SHADABRAWI B. A.; SARDAR, A.; ATIFI, A. A.; HARBI A. A.; AMMOUS, A. **Contribution to the Realization of DC Nano-grid Including PV Source**. 2020 Industrial & Systems Engineering Conference (ISEC), Makkah, Saudi Arabia, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/ISEC49495.2020.9230136.

AXELROD, B.; BERKOVICH Y.; IOINOVICI, A. **Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC–DC PWM Converters**. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 55, no. 2, pp. 687-696, March 2008, doi: 10.1109/TCSI.2008.916403.

BARBI, I. **Projetos de Fontes Chaveadas**. 3. ed. Edição do Autor. Florianópolis, 2014. 304 p.

BILLINGS, K.; MOREY, T. **Switchmode Power Supply Handbook**. 3 ed. McGraw-Hill. 2011.p 816.

COELHO, R. F. **Estudo dos conversores Buck e Boost aplicados ao Rastreamento de Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltaicos Florianópolis**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina. 2008.

FINKLER, A.; FINKLER, D. R.; CASTRO, J. L. S.; MILKE, T. F**. Relação do crescimento econômico e consumo de energia elétrica**. In: Salão do conhecimento, ciência alimentando o Brasil, UNIJUÍ, 6 p. 2016.

GRÜN, G.-C.; SCHUINSKI, R. M.; PENKE, M. O avanço da crise climática em 11 gráficos. **DW Brasil**, 2021. Disponível em: https://outraspalavras.net/outrasmidias/o-avanco-da-crise-climatica-em-11-graficos/. Acesso em: 12/12/2023. Adaptado de Global Carbon Budget, 2020.

GUPTA, A.; YADAV, O.P.; DEVOTO, D.; MAJOR, J. **A Review of Degradation Behavior and Modeling of Capacitors:** Preprint. Golden, CO: National Renewable Energy Laboratory. 2018. NREL/CP-5400-71386. https://www.nrel.gov/docs/fy19osti/71386.pdf.

HAEGEL, N. M.; KURTZ, S. R. "Global Progress Toward Renewable Electricity: Tracking the Role of Solar," in **IEEE Journal of Photovoltaics**, vol. 11, no. 6, pp. 1335-1342, Nov. 2021, doi: 10.1109/JPHOTOV.2021.3104149.

HART, D. W. **Eletrônica de potência**: análise e projetos de circuitos. McGraw Hill Brasil, 2016.

IOINOVICI, A. **Power Electronics and Energy Conversion Systems**: Fundamentals and Hard-switching converters. Volume 1. John Wiley & Sons, pp. 705-831, 2013.

KAUNDAL, V.; MONDAL, A. K.; SHARMA, P.; BANSAL, K. Tracing of shading effect on underachieving SPV cell of an SPV grid using wireless sensor network, **Engineering Science and Technology**, an International Journal, Volume 18, Issue 3. pp. 475-484, ISSN 2215-0986, 2015. https://doi.org/10.1016/j.jestch.2015.03.008.

KIM, S.-H.; KIM, S.-M.; PARK, S.; LEE, K.-B. **Switch Open-Fault Detection for a Three-Phase Hybrid Active Neutral-Point-Clamped Rectifier**. Electronics, vol. 9, no. 9, pp. 1437–1437, Sep. 2020. doi: https://doi.org/10.3390/electronics9091437.

MARTINS, D. C.; BARBI, I**. Eletrônica de potência**: conversores CC-CC básicos não isolados. 2 ed. Edição dos autores. Florianópolis, 2006. 377 p.

MUTHUVEL, P.; DANIEL, A. S.; YAZHINI, D.G. **Retrofitting domestic appliances for PV powered DC Nano-grid and its impact on net zero energy homes in rural India**. Engineering Science and Technology, an International Journal. 2016.

WANG, R.; ZHANG, H.; SHI, F.; ZHANG, Y.; ZHANG, L**. Empirical study of the relationship between global energy consumption and economic growth**. 2017 China International Electrical and Energy Conference (CIEEC). doi:10.1109/cieec.2017.8388480.