

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ

ANDRÉ MIGUEL SENDERSKI

**CONVERSOR CC-CC SEPIC COM CÉLULA R^2P^2 PARA APLICAÇÕES COM
ELEVADO GANHO ESTÁTICO**

PONTA GROSSA

2021

ANDRÉ MIGUEL SENDERSKI

**CONVERSOR CC-CC SEPIC COM CÉLULA R^2P^2 PARA APLICAÇÕES COM
ELEVADO GANHO ESTÁTICO**

**A DC-DC SEPIC CONVERTER WITH R^2P^2 CELL FOR HIGH STATIC GAIN
APPLICATIONS**

Trabalho de Dissertação apresentado como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Orientador: Carlos Henrique Illa Font
Coorientador: Mário Lúcio da Silva Martins

PONTA GROSSA

2021



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

Esta licença permite remixe, adaptação e criação a partir do trabalho, para fins não comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es) e que licenciem as novas criações sob termos idênticos. Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.



**Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campus Ponta Grossa**



ANDRE MIGUEL SENDERSKI

CONVERSOR CC-CC SEPIC COM CÉLULA R²P² PARA APLICAÇÕES COM ELEVADO GANHO ESTÁTICO

Trabalho de pesquisa de mestrado apresentado como requisito para obtenção do título de Mestre Em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Área de concentração: Controle E Processamento De Energia.

Data de aprovação: 30 de Setembro de 2021

Prof Carlos Henrique Illa Font, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof Marcio Mendes Casaro, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof Mario Lucio Da Silva Martins, Doutorado - Universidade Federal de Santa Maria (Ufsm)

Prof Roberto Francisco Coelho, Doutorado - Universidade Federal de Santa Catarina (Ufsc)

Documento gerado pelo Sistema Acadêmico da UTFPR a partir dos dados da Ata de Defesa em 30/09/2021.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a minha mãe Irene Filus Senderski, por sempre estar presente e fazer todo o possível para que minha caminhada fosse facilitada. Obrigado pela paciência e pela ajuda nos momentos difíceis.

À todos os amigos pela compreensão, especialmente Bruna Gisele Barbosa, Cesar Augusto Delong e Rafael Fillus Chuproski, os quais auxiliaram e muito no desenvolvimento da pesquisa, com a leitura de textos, traduções e outros.

Aos orientadores Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font e Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins, pela confiança depositada e pelas orientações, as quais deram o suporte necessário para que o trabalho fosse realizado. Ao professor Carlos, agradeço aos momentos de atenção, conversa e amizade, sempre incentivando e disponível para dúvidas relacionadas ao projeto.

Aos professores da banca examinadora, Prof. Dr. Marcio Mendes Casaro, Prof. Dr. Roberto Francisco Coelho pelas colaborações e aprendizados. Agradeço a todos os professores do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da UTFPR-PG.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento Pessoal de Pessoal de Nível Superior – (CAPES/PROEX) – Código de Financiamento 001 e do Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Geração Distribuída (INCT-GD) – CNPq processos no. 465640/2014-1 e 308776/2018-6; CAPES 23038.000776/2017-54 e FAPERGS17/2551-0000517-1. Os autores agradecem o apoio do CNPq através dos processos 423405/2018-7, 425155/2018-8 e da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR) por sua contribuição para este trabalho na forma de uma bolsa concedida a Andre Miguel Senderski.

RESUMO

O presente trabalho tem como objetivo o estudo de um conversor CC-CC SEPIC operando no modo de condução contínuo para aplicações com elevado ganho de tensão, nas versões não isolada e isolada. Dentre as técnicas utilizadas para obtenção de elevado ganho, como indutor chaveado e capacitor chaveado, este conversor emprega a célula R^2P^2 , originada pelo conceito de processamento redundante de energia. O conversor CC-CC SEPIC R^2P^2 mantém as principais características do conversor SEPIC convencional, apresentando apenas um interruptor controlado, o que reduz a complexidade e o custo. Como desvantagem, há um aumento no número de componentes do circuito. Na versão isolada, o trabalho apresenta o estudo de dois circuitos grampeadores, um RCD dissipativo e outro não dissipativo, para mitigar o problema da sobretensão no transistor, decorrente da energia armazenada no indutor de dispersão do transformador. O trabalho também apresenta a análise teórica dos conversores, com a descrição do princípio de operação, os esforços nos componentes e o procedimento de projeto. Por fim, são apresentados resultados de simulação numérica para um conversor operando com 40 V de tensão de entrada, 400 V de tensão de saída, frequência de comutação de 50 kHz e potência nominal de 200 W.

Palavras-chave: Conversor CC-CC; Elevado Ganho; SEPIC R^2P^2

ABSTRACT

The present work aims to study a dc-dc SEPIC converter operating in continuous conduction mode for applications with high voltage gain, in non-isolated and isolated versions. Among the techniques used to obtain high gain, such as switched inductor and switched capacitor, this converter uses R^2P^2 cell, originated by the concept of reduced redundant power processing. The dc-dc SEPIC R^2P^2 converter maintains the main characteristics of the conventional SEPIC converter, featuring only one controlled switch, which reduces the complexity and cost. As a disadvantage, there is an increase in the component count. In the isolated version, the work presents the study of two clamping circuits, one the RCD dissipative and the other non-dissipative, to mitigate the problem of overvoltage in the transistor, resulting from the energy stored in the transformer's leakage inductance. The work also presents the theoretical analysis of the converters, with the description of the principle of operation, the design equations and a design procedure. Finally, the work presents numerical simulation results from a converter operating with 40 V of input voltage, 400 V of voltage output, 50 kHz of switching frequency and 200 W of rated power.

Keywords: DC-DC Converter; High Gain; SEPIC R^2P^2

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Aplicações do Conversor CC-CC de Elevado Ganho em Energias Renováveis	15
Figura 2 - Tubo de raio laser com conversor CC-CC de elevado ganho	16
Figura 3 - Célula com Indutores Chaveados	20
Figura 4 - Etapas de Operação da Célula com Indutores Chaveados	21
Figura 5 - Exemplo de Célula à Capacitores Chaveados	22
Figura 6 - Exemplo de Indutores Acoplados.....	23
Figura 7 - Associação de Conversores Boost e Sepic	24
Figura 8 - Configuração Tipo I-IIA	24
Figura 9 - Conversor CC-CC Boost.....	25
Figura 10 - Circuito Boost Equivalente	26
Figura 11 - Célula R^2P^2	26
Figura 12 - Conversor SEPIC R^2P^2	27
Figura 13 - Conversor SEPIC R^2P^2 Isolado.....	27
Figura 14 - Conversor Duplo SEPIC Quadrático	28
Figura 15 - Conversor SEPIC de Três Estados com Multiplicador de Tensão	29
Figura 16 - Conversor proposto por (NAVAMANI; LAVANYA; VIJAYAKUMAR, 2019).....	30
Figura 17 - Conversor proposto por (AXELROD; BERKOVICH; IOINOVICI, 2006) ..	30
Figura 18 - Conversor proposto por (ARDI; AJAMI, 2018)	31
Figura 19 - Conversor SEPIC R^2P^2 Isolado.....	33
Figura 20 - Circuito Equivalente da Primeira Etapa de Operação	34
Figura 21 - Circuito Equivalente da Segunda Etapa de Operação	37
Figura 22 - Formas de Onda das Correntes do Circuito.....	40
Figura 23 - Formas de Onda das Correntes do Circuito.....	41
Figura 24 - Formas de Onda das Tensões do Circuito.....	42
Figura 25 - Formas de Onda das Tensões do Circuito.....	43
Figura 26 - Conversor SEPIC R^2P^2 Não Isolado	45
Figura 27 - Comparação do Ganho Estático entre SEPIC R^2P^2 e SEPIC R^2P^2 Isolado.....	46
Figura 28 - Indutância de Dispersão	54

Figura 29 - Conversor com Grampeador RCD	55
Figura 30 - Conversor com Grampeador Regenerativo.....	57
Figura 31 - Circuito equivalente do conversor SEPIC R^2P^2	58
Figura 32 - Circuito equivalente do conversor SEPIC R^2P^2 Isolado	64
Figura 33 - Tensão e Corrente no Indutor L_1	71
Figura 34 - Tensão e Corrente no Indutor L_2	72
Figura 35 - Tensão e Corrente no Indutor L_3	72
Figura 36 - Tensão e Corrente no Capacitor C_0	73
Figura 37 - Tensão e Corrente no Capacitor C_1	73
Figura 38 - Tensão e Corrente no Capacitor C_2	74
Figura 39 - Tensão e Corrente no Interruptor S	74
Figura 40 - Tensão e Corrente no Diodo D_1	75
Figura 41 - Tensão e Corrente no Diodo D_2	75
Figura 42 - Tensão e Corrente no Diodo D_3	76
Figura 43 - Tensão e Corrente no Indutor L_1	78
Figura 44 - Tensão e Corrente no Indutor L_2	79
Figura 45 - Tensão e Corrente no Indutor L_3	79
Figura 46 - Tensão e Corrente no Capacitor C_0	80
Figura 47 - Tensão e Corrente no Capacitor C_1	80
Figura 48 - Tensão e Corrente no Capacitor C_2	81
Figura 49 - Tensão e Corrente no Interruptor S	81
Figura 50 - Tensão e Corrente no Diodo D_1	82
Figura 51 - Tensão e Corrente no Diodo D_2	82
Figura 52 - Tensão e Corrente no Diodo D_3	83
Figura 53 - Tensão e Corrente no Primário do Transformador.....	83
Figura 54 - Tensão e Corrente no Secundário do Transformador.....	84
Figura 55 - Picos de Tensão no Interruptor sem Grampeamento	84
Figura 56 - Tensão e Corrente no Interruptor S com Grampeamento RCD	85
Figura 57 - Tensão no Capacitor C_g e Corrente no Diodo D_g	86
Figura 58 - Interruptor Grampeado por V_{Cg} e V_{C2}	86
Figura 59 - Tensão e Corrente no Interruptor com Grampeamento Regenerativo	87
Figura 60 - Tensão e Corrente nos Indutores L_{g1} e L_{g2}	88
Figura 61 - Tensão e Corrente nos Capacitores C_{g1} e C_{g2}	88
Figura 62 - Tensão e Corrente nos Diodos D_{g1} e D_{g2}	89

Figura 63 - Tensão e Corrente no Diodo Central D_{g3}	89
Figura 64 - Tensão no Interruptor e troca de Energia entre C_{g1} e L_{g1}	90

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 - Validação apresentando os dois degraus da função de transferência da tensão de saída pela razão cíclica	63
Gráfico 2 - Validação apresentando os dois degraus da função de transferência da tensão de saída pela razão cíclica no conversor isolado	68

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Análise Comparativa	31
Tabela 2 - Número de Componentes	32
Tabela 3 - Grandezas Utilizadas para Validação da Função de Transferência da Tensão de Saída pela Razão Cíclica	62
Tabela 4 - Grandezas Utilizadas para Validação da Função de Transferência da Tensão de Saída pela Razão Cíclica no Conversor Isolado	67
Tabela 5 - Especificações de Projeto	69
Tabela 6 - Componentes Dimensionados para o Conversor Não Isolado.....	69
Tabela 7 - Resultados de Simulação.....	70
Tabela 8 - Componentes Dimensionados para o Conversor Isolado	76
Tabela 9 - Resultados de Simulação.....	77
Tabela 10 - Dimensionamento do Grampeador RCD.....	85
Tabela 11 - Dimensionamento do Grampeador Regenerativo	87

LISTA DE VARIÁVEIS E SIGLAS

Δi_{L1}	Ondulação de corrente no indutor L_1
Δi_{L2}	Ondulação de corrente no indutor L_2
Δi_{L3}	Ondulação de corrente no indutor L_3
ΔV_{C1}	Ondulação de tensão no capacitor C_1
ΔV_{C2}	Ondulação de tensão no capacitor C_2
ΔV_{Co}	Ondulação de tensão no capacitor C_o
D	Razão cíclica
f_s	Frequência de comutação
FT	Função transferência
$I_{L1máx}$	Valor máximo da corrente no indutor L_1
$I_{L2máx}$	Valor máximo da corrente no indutor L_2
$I_{L3máx}$	Valor máximo da corrente no indutor L_3
$I_{L1méd}$	Valor médio da corrente no indutor L_1
$I_{L2méd}$	Valor médio da corrente no indutor L_2
$I_{L3méd}$	Valor médio da corrente no indutor L_3
I_o	Valor médio de corrente na saída
I_{Sef}	Valor eficaz da corrente no interruptor S
$I_{Smáx}$	Valor máximo da corrente no interruptor S
$I_{Sméd}$	Valor médio da corrente no interruptor S
I_{C1ef}	Valor eficaz da corrente no capacitor C_1
I_{C2ef}	Valor eficaz da corrente no capacitor C_2
I_{Coef}	Valor eficaz da corrente no capacitor C_o
$I_{C1máx}$	Valor máximo da corrente no capacitor C_1
$I_{C2máx}$	Valor máximo da corrente no capacitor C_2
$I_{Comáx}$	Valor máximo da corrente no capacitor C_o
D	Ganho estático
P_o	Potência média de saída
R	Carga
T	Período de comutação
t_{on}	Duração da primeira etapa de operação
t_{off}	Duração da segunda etapa de operação
$V_{C1máx}$	Tensão máxima no capacitor C_1

$V_{C_2m\acute{a}x}$	Tensão máxima no capacitor C_2
$V_{Com\acute{a}x}$	Tensão máxima no capacitor C_o
$V_{Sm\acute{a}x}$	Tensão máxima no interruptor S
$V_{C_1m\acute{e}d}$	Tensão média no capacitor C_1
$V_{C_2m\acute{e}d}$	Tensão média no capacitor C_2
$V_{Com\acute{e}d}$	Tensão média no capacitor C_o
V_{in}	Tensão média de entrada
V_o	Tensão média de saída
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
MCC	Modo de condução contínuo
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Objetivos do trabalho.....	16
1.1.1	Objetivos Específicos	17
1.2	Organização do trabalho.....	17
1.3	Publicações realizadas	18
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	19
2.1	Técnicas para obtenção de elevado ganho estático em conversores CC-CC.....	19
2.1.1	Célula com Indutores Chaveados.....	20
2.1.2	Célula com Capacitores Chaveados	21
2.1.3	Indutores Acoplados.....	22
2.1.4	Associação de Conversores	23
2.1.5	Célula de Redução de Processamento Redundante de Potência	24
<u>2.1.5.1</u>	<u>Conversor Boost.....</u>	<u>25</u>
<u>2.1.5.2</u>	<u>Variação Topológica do Conversor Boost</u>	<u>25</u>
<u>2.1.5.3</u>	<u>Célula R^2P^2</u>	<u>26</u>
2.2	Análise comparativa com outras topologias	28
3	ANÁLISE TEÓRICA E EQUAÇÕES PARA PROJETO DO CONVERSOR SEPIC R^2P^2 ISOLADO	33
3.1	Análise das etapas de operação do conversor sepic R^2P^2 isolado.....	33
3.1.1	Primeira Etapa de Operação	34
3.1.2	Segunda Etapa de Operação	36
3.2	Análise do ganho estático do conversor isolado	44
3.2.1	Análise das Tensões nos Indutores L_1 e L_2	44
3.3	Conversor sepic R^2P^2 não isolado	45
3.4	Equações de projeto	46
3.4.1	Dimensionamento dos Indutores.....	46
3.4.2	Dimensionamento dos Capacitores.....	48
3.4.3	Dimensionamento dos Semicondutores	50
3.5	Circuitos Grampeadores.....	53

3.5.1	Circuito de Grampeamento Passivo RCD	54
<u>3.5.1.1</u>	<u>Equacionamento do Circuito de Grampeamento Passivo RCD.....</u>	<u>55</u>
3.5.2	Circuito de Grampeamento Regenerativo	56
4	MODELAGEM ORIENTADA PARA CONTROLE	58
4.1	Modelagem do Conversor SEPIC R^2P^2 não Isolado.....	58
4.1.1	Validação da Função de Transferência	61
4.2	Modelagem do Conversor SEPIC R^2P^2 Isolado	63
4.2.1	Validação da Função de Transferência	67
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA	69
5.1	Resultados de Simulação Numérica para o Conversor não Isolado.....	69
5.1.1	Formas de Onda Obtidas com a Simulação Numérica do Conversor Não Isolado	71
5.2	Resultados de Simulação Numérica para o Conversor Isolado com Transformador Ideal.....	76
5.2.1	Formas de Onda Obtidas com a Simulação Numérica do Conversor Isolado.....	78
5.3	Resultados de Simulação Numérica para o Conversor Isolado com Grampeador RCD	84
5.4	Resultados de Simulação Numérica para o Conversor Isolado com Grampeador Regenerativo	87
6	CONCLUSÃO	91
	REFERÊNCIAS.....	92

1 INTRODUÇÃO

Nos dias atuais, a matriz energética mundial segue com grande predominância nos combustíveis fósseis, tais como carvão, gás natural e petróleo (CUCE; HARJUNOWIBOWO; CUCE, 2016), entretanto, as energias advindas de fontes renováveis vêm buscando seu espaço no mercado energético. No Brasil a geração distribuída é uma medida aplicada pelo governo federal para incentivar a geração de energia limpa e renovável com o objetivo de reduzir as emissões de CO₂ na atmosfera sem frear o crescimento da demanda por energia elétrica no país, que deverá crescer 3,6% ao ano até 2029 e, também, auxiliar o cumprimento do acordo de Paris, visto como base o Plano Decenal de Energia 2029 (MINISTÉRIO, 2020).

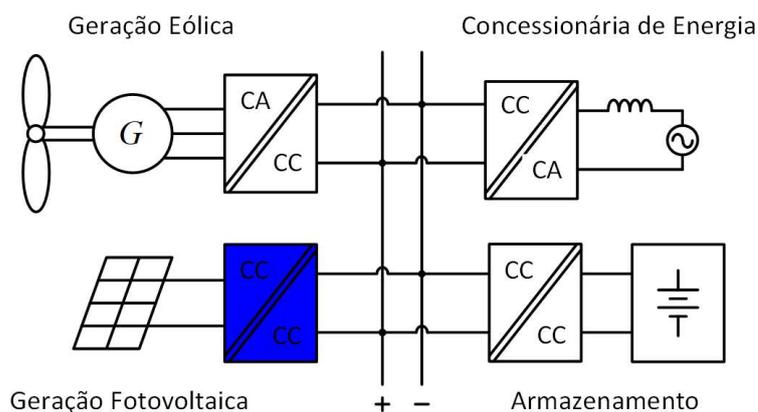
O aumento contínuo da demanda de energia elétrica sem aumentar a emissão de gases poluentes na atmosfera é um desafio que poderá ser superado no futuro fazendo com que as energias renováveis tenham elevado crescimento e sejam objeto de estudo frequentemente. (ANDRADE *et al.*, 2018)

A figura 1 a) apresenta um exemplo de sistema de geração de energia tanto alternada pelo aerogerador, como contínua, pelo módulo fotovoltaico (PV). Pode-se também observar o processamento de energia para fins de carregamento de bateria, a qual deve ser em tensão contínua ou então para injeção de energia na rede elétrica em tensão alternada.

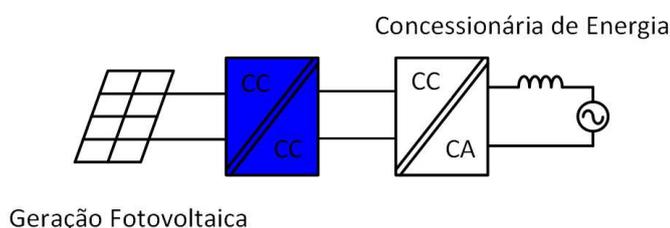
Na geração fotovoltaica em tensão contínua, deve-se ter um conversor CC-CC para elevar a tensão de saída do módulo PV nos níveis desejados do barramento CC.

Na figura 1 b) pode-se visualizar a geração fotovoltaica e o conversor CC-CC aplicado em geração distribuída. A energia é gerada em tensão contínua, a qual é elevada por um conversor CC-CC de alto ganho, esta tensão contínua segue para um conversor CC-CA (inversor), convertendo assim, para tensão alternada a fim de injetar a energia na rede da concessionária (geração distribuída). (RIBEIRO *et al.*, 2018)

Figura 1 - Aplicações do Conversor CC-CC de Elevado Ganho em Energias Renováveis



a) Microrrede (estrutura de potência)



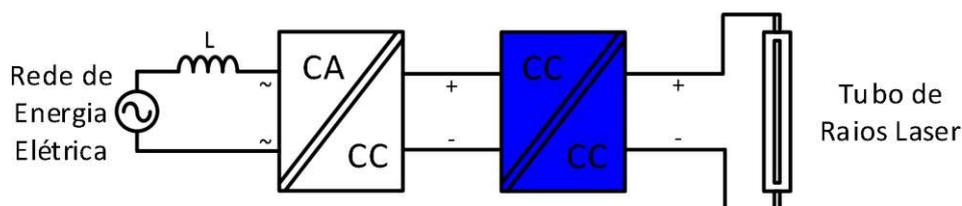
b) Geração Distribuída

Fonte: Autoria própria (2021).

O conversor CC-CC destas aplicações deve ser um conversor de elevado ganho e o barramento CC deve ser na ordem de 250 V para aplicações com saídas monofásicas em 127 V e 400 V para aplicações com saída em 220 V. (FAISTEL *et al.*, 2019), (ZIENTARSKI *et al.*, 2017)

Conversores de elevado ganho estático têm sido objeto de grande estudo na área da eletrônica de potência, sendo que a maioria utilizando como problema base as fontes renováveis de energia, sendo a eólica e solar predominantes. Contudo, há aplicações as quais necessitam de maiores níveis de tensão contínua para operar, algumas delas acima de 3kV e com potência variada. Desta forma, necessita-se de elevado ganho estático para a obtenção dos níveis desejados. Como por exemplo, máquinas de solda, equipamentos de raio X, radar, tubo de raios laser, como pode ser visualizado na figura 2, entre outros (CAVALCANTE; KOLAR, 2003), (JUAN *et al.*, 2013).

Figura 2 - Tubo de raio laser com conversor CC-CC de elevado ganho



Fonte: Autoria própria (2021).

Os conversores CC-CC básicos têm seu ganho estático limitado, pois, mesmo com uma razão cíclica muito próxima do valor unitário, as perdas nos componentes limitam o ganho.

Há algumas maneiras de elevar o ganho estático, como por exemplo, utilizando conversores isolados. Contudo, a alta relação de transformação trará um aumento da indutância de dispersão devido ao grande número de espiras no secundário. Esta indutância de dispersão causa sobretensões nos semicondutores, os quais necessitam de circuitos grampeadores que dissipam uma quantidade de energia, reduzindo a eficiência do conversor. Tanto a isolação dos conversores como os circuitos grampeadores aumentam o custo e a complexidade dos mesmos. (SILLAPAWICHARN, 2016), (KIM; CHOI, 2014).

Para a obtenção de elevado ganho estático em conversores não isolados são necessárias técnicas baseadas em associação de conversores em série, células com indutores ou capacitores chaveados e indutores acoplados (ANDRADE *et al.*, 2017), (AXELROD; BERKOVICH; IOINO-VICI, 2008), (KRAVETZ, 2018). Utilizando a técnica de associação de conversores em série, desenvolveu-se o conceito R^2P^2 (*reduced redundant power processing*). Esta célula é derivada de um conversor boost convencional, a qual tem sido utilizada em conjunto com conversores para obtenção de elevado ganho estático. (FAISTEL *et al.*, 2019), (MORALES-SALDANA *et al.*, 2014).

1.1 Objetivos do trabalho

A presente pesquisa tem como objetivo geral desenvolver um conversor CC-CC SEPIC de elevado ganho utilizando uma célula R^2P^2 , o qual pode ser utilizado para aplicações com elevado ganho estático, como por exemplo, tubos de raios laser, sistemas PV, entre outras aplicações. O conversor proposto possui apenas um

interruptor, trazendo como vantagem a redução de custo e da complexidade do circuito.

1.1.1 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos do trabalho são listados abaixo:

- Realizar análise teórica do conversor CC-CC SEPIC R^2P^2 isolado e não isolado;
- Desenvolver uma metodologia de projeto dos conversores;
- Simular os conversores a fim de validar as etapas de operação e equacionamento;
- Obter os modelos de pequenos sinais orientados ao controle do conversor.

1.2 Organização do trabalho

O trabalho está dividido em 6 capítulos, sendo o primeiro capítulo destinado a introdução geral.

O segundo capítulo apresenta uma revisão bibliográfica dos principais conceitos do trabalho, técnicas para atingir elevado ganho, bem como a origem da célula R^2P^2 , derivada de um conversor boost e, neste trabalho, aplicada no conversor SEPIC.

O capítulo 3 aborda o estudo e a análise do conversor CC-CC SEPIC isolado, no qual se pode observar as etapas de operação do circuito, formas de onda teóricas, obtenção do ganho estático e equacionamento para o dimensionamento dos componentes.

O capítulo 4 apresenta a modelagem orientada para o controle em malha fechada dos conversores propostos.

O capítulo 5 apresenta os resultados de simulação para os conversores não isolado, isolado e também para os circuitos de grampeamento estudados.

A conclusão geral do trabalho é apresentada no capítulo 6.

1.3 Publicações realizadas

O artigo intitulado conversor CC-CC SEPIC com Célula R^2P^2 para Aplicações com Elevado Ganho Estático (SENDERSKI; MARTINS; FONT, 2020) foi publicado no Congresso Brasileiro de Automática (CBA, 2020), com DOI: <https://doi.org/10.48011/asba.v2i1.1390>.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A revisão bibliográfica é composta pelo levantamento do estado da arte abrangendo os principais tópicos abordados no decorrer do trabalho, elucidando principalmente o conversor CC-CC boost, célula R^2P^2 e conversor CC-CC SEPIC. O conversor boost seria uma possível solução ao problema geral do trabalho, por ser elevador de tensão; contudo, a limitação do ganho estático torna-se um empecilho para este projeto. Devido a isto, foi empregada uma célula derivada do mesmo, chamada célula R^2P^2 . Esta célula pode ser conectada a outras topologias de conversores a fim de aumentar o ganho estático.

2.1 Técnicas para obtenção de elevado ganho estático em conversores CC-CC

Muitas das topologias de conversores não isolados encontradas na literatura, são propostas de diferentes estratégias para aumentar o ganho dos conversores elevadores de tensão. Dentre elas, têm-se: indutor chaveado, capacitor chaveado, indutores acoplados e associação de conversores (FOROUZESH *et al.*, 2017).

Alguns autores também incluem circuitos multiplicadores (SCHMITZ; MARTINS; COELHO, 2020) como técnica para gerar conversores CC-CC de elevado ganho. Neste texto, preferiu-se agrupar essa técnica com capacitores chaveados, uma vez que, essencialmente, circuitos multiplicadores podem ser estudados como circuitos a capacitores chaveados.

Conversores isolados também podem ser uma solução, em que a relação de transformação é um parâmetro adicional na composição do ganho estático do conversor, além de atender os requisitos de segurança com a isolação galvânica. Entretanto, relações de transformação elevadas podem comprometer o projeto, quer seja pela redução do rendimento (devido às elevadas perdas nos circuitos de grampeamento) quer seja pela redução do ganho estático quando se considera a queda de tensão na indutância de dispersão (FAISTEL *et al.*, 2019).

Entretanto, a aplicação das técnicas mencionadas acima em conversores isolados pode ser promissora, pois eles não precisarão trabalhar com elevada relação de transformação, contribuindo para a diminuição das perdas nos circuitos

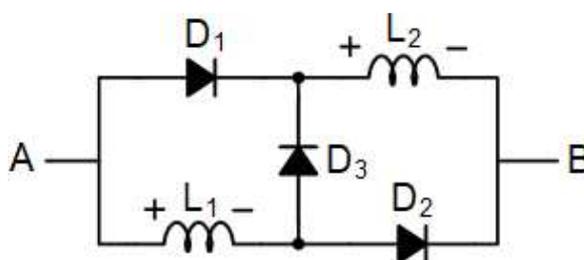
de grampeamento. Adicionalmente, poderão trabalhar com razões cíclicas em torno de 0,5, o que, idealmente, permite uma melhor distribuição das perdas nos elementos semicondutores.

A seguir descrevem-se as técnicas para obtenção de elevado ganho estático.

2.1.1 Célula com Indutores Chaveados

A célula com indutores chaveados que será abordada também é conhecida como *Basic PSL Cell*, ou célula básica de indutores chaveados. A mesma tem objetivo de elevar o ganho estático de conversores para aplicações de alto ganho. Esta célula é composta por três diodos e dois indutores, como pode ser visto na figura 3, também existe a célula ativa, a qual utiliza-se de interruptores ativos.

Figura 3 - Célula com Indutores Chaveados



Fonte: Autoria própria (2021).

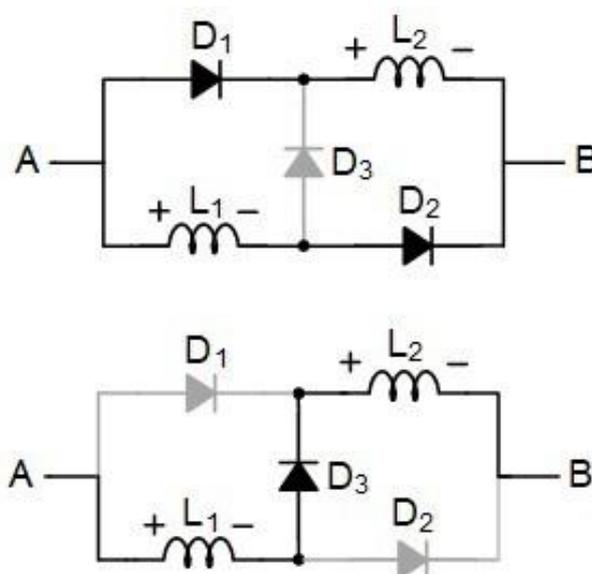
Esta célula possui duas etapas de operação: a primeira etapa pode ser vista na figura 4

- a) e ocorre quando o diodo D_3 está bloqueado enquanto D_1 e D_2 conduzem. Nesta etapa, os indutores L_1 e L_2 , que possuem teoricamente mesma indutância, são conectados em paralelo e carregados.

Na segunda etapa, os diodos D_1 e D_2 estão bloqueados e o diodo D_3 conduz, conforme pode ser visto na figura 4

- b) Nesta etapa, os indutores L_1 e L_2 são conectados em série e transferem energia para o circuito.

Figura 4 - Etapas de Operação da Célula com Indutores Chaveados



Fonte: Autoria própria (2021).

São exemplos de conversores de elevado ganho que empregam essa técnica os apresentados em (SALVADOR *et al.*, 2018).

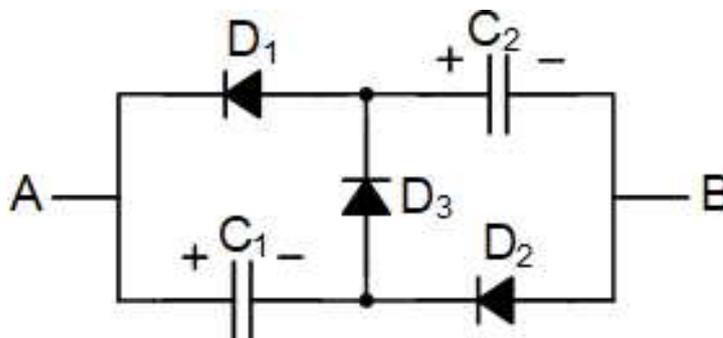
2.1.2 Célula com Capacitores Chaveados

Conversores com capacitores chaveados podem operar em alta potência com boa eficiência. Além disso podem reduzir as tensões nos semicondutores a níveis abaixo da tensão de entrada ou da carga, e não utilizam qualquer elemento magnético, contudo, não há como controlar o fluxo de potência entre a fonte e a carga e sua tensão de saída não pode ser regulada com um controle tradicional (SILVA; COELHO; LAZZARIN, 2017). O autor citado, comenta que para resolver este problema, capacitores chaveados podem ser empregados em conversores tradicionais, gerando conversores que são conhecidos como conversores híbridos. Esta família de conversores híbridos possui, além das vantagens já citadas, uma boa regulação de tensão. Esta técnica é composta apenas por capacitores e diodos. A estrutura pode ser utilizada em qualquer conversor a fim de se obter o ganho estático desejado, podendo utilizar células em conjunto, caso seja necessário (KRAVETZ, 2018).

Como exemplo, pode-se observar a composição de uma célula com capacitor chaveado simples na figura 5. Com duas etapas de operação, a célula ora

armazena e ora transfere energia para o circuito, operando de forma análoga à célula com indutores chaveados.

Figura 5 - Exemplo de Célula à Capacitores Chaveados



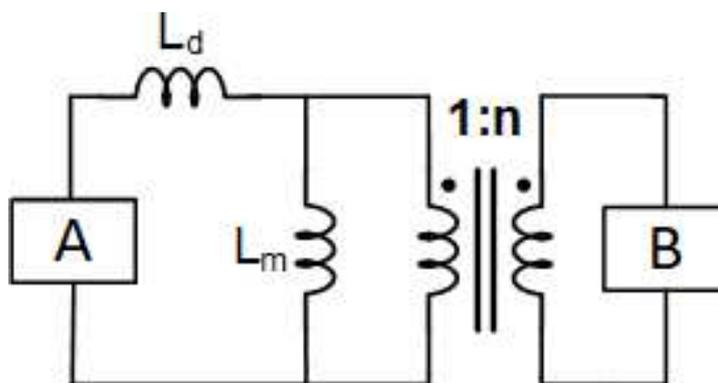
Fonte: Autoria própria (2021).

2.1.3 Indutores Acoplados

Em conversores CC-CC há a possibilidade de elevar a tensão final utilizando indutores acoplados. Tais indutores possuem dois ou mais enrolamentos e a construção dos mesmos se assemelha ao de transformadores (SALVADOR, 2019). Elevar a tensão final do circuito auxilia em aplicações de conversores que necessitam de ganho estático elevado, além da isolação galvânica como vantagem adicional (VICENSI *et al.*, 2019).

Na figura 6 pode-se observar o modelo de indutores acoplados mais utilizado, no qual são suprimidos os valores das resistências e indutâncias do primário e secundário, mas inclui-se a indutância de magnetização L_m , sendo o bloco A o primário e o bloco B o secundário.

Figura 6 - Exemplo de Indutores Acoplados



Fonte: Autoria própria (2021).

Indutores ou elementos magnéticos inserem indutância de dispersão, capacitância entre espiras e enrolamentos nos circuitos de conversão. Estas desvantagens podem trazer perdas adicionais e causar sobretensões em semicondutores (BARBI; FONT; ALVES, 2002). São exemplos de conversores de elevado ganho que empregam essa técnica os apresentados em (HASS; NASCIMENTO, 2019).

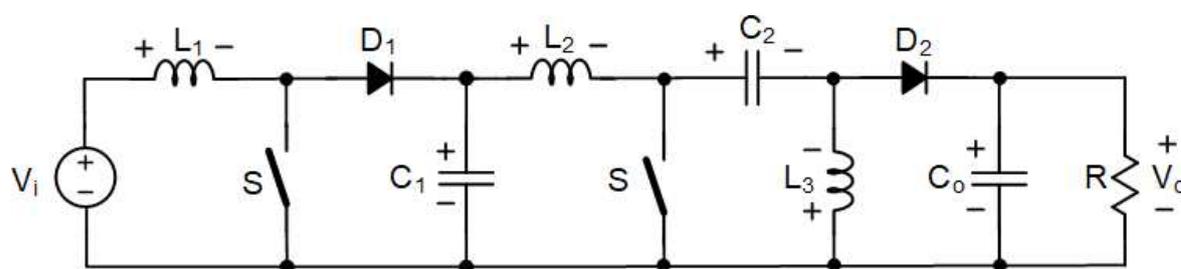
2.1.4 Associação de Conversores

Associação de conversores é uma técnica que estuda as possibilidades de conexão de conversores em série ou em paralelo. A técnica consiste em dividir a corrente ou a tensão total de um conversor entre conversores, tornando possível ampliar o ganho estático. A associação série ou paralela dos conversores pode ser realizada tanto em conversores com entrada em tensão quanto com os conversores que possuem entrada em corrente (BRAGA; BARBI, 2000).

Na figura 7 é apresentado um exemplo de associação dos conversores boost e SEPIC, o qual apresenta ganho estático em condução contínua, definido na equação 2.1.

$$M = \frac{D_2}{(1 - D_1)(1 - D_2)} \quad (2.1)$$

Figura 7 - Associação de Conversores Boost e Sepic



Fonte: Autoria própria (2021).

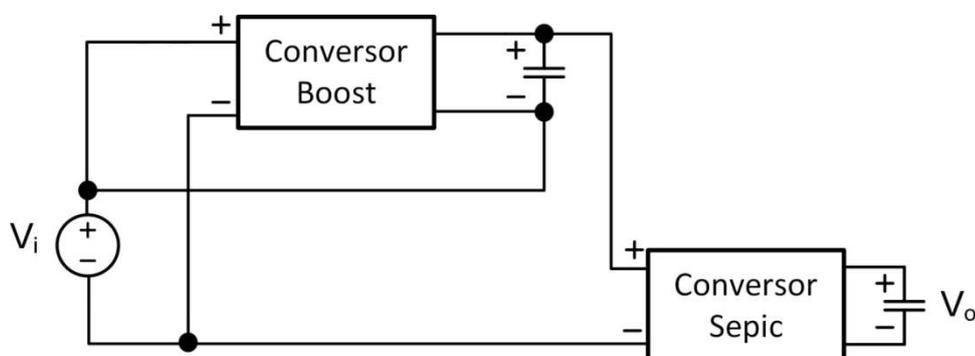
São exemplos de conversores de elevado ganho que empregam essa técnica os apresentados em (ASSIS *et al.*, 2019).

2.1.5 Célula de Redução de Processamento Redundante de Potência

A célula R^2P^2 (redução de processamento redundante de potência), proposta por (MORALES-SALDANA *et al.*, 2014) foi desenvolvida com o objetivo de associá-la em série com outros conversores para se obter elevados ganhos estáticos em conversores CC-CC. Na figura 8 pode-se observar o circuito conectado ao conversor SEPIC. Esta configuração é denominada I-IIA.

A representação por diagrama de blocos da figura 8 pode levar ao entendimento que a fonte de alimentação V_i está curto-circuitada. Entretanto, se o conversor boost convencional for redesenhado com o indutor conectado ao terminal negativo da fonte V_i (o que não altera a forma de operação e as etapas de operação do conversor boost), o curto-circuito na fonte V_i é eliminado.

Figura 8 - Configuração Tipo I-IIA

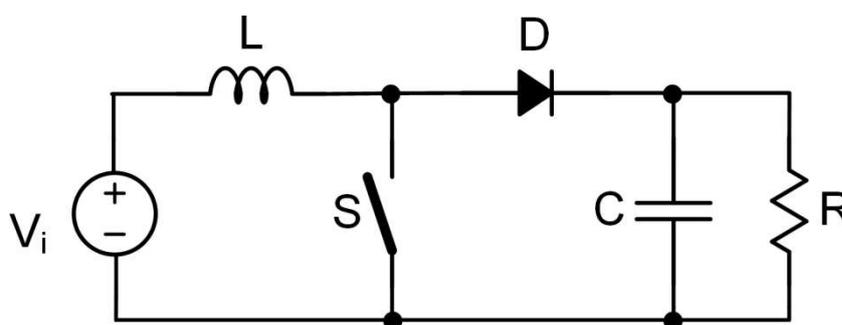


Fonte: Autoria própria (2021).

2.1.5.1 Conversor Boost

O conversor boost observado na figura 9 eleva a tensão de entrada enquanto reduz a corrente na saída. Possui característica de fonte de corrente na entrada e fonte de tensão na saída. É composto por um indutor, um diodo, um transistor e um capacitor. É um dos conversores básicos mais utilizados devido a simplicidade e fácil análise de operação, no entanto, possui limitações no ganho estático, pois na prática as resistências intrínsecas dos componentes reduzem a eficiência do mesmo para ganhos elevados. (ANDRADE; MEURER; MARTINS, 2019)

Figura 9 - Conversor CC-CC Boost

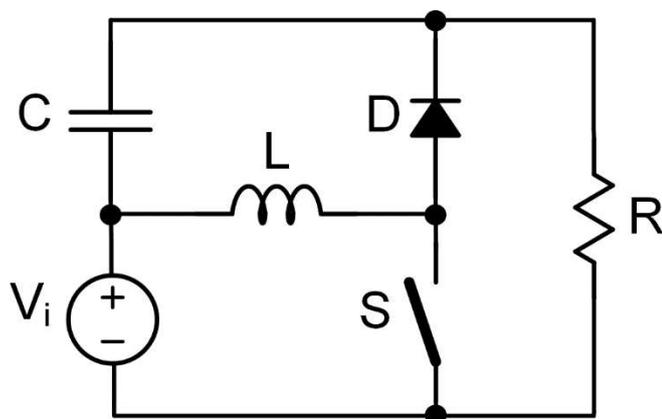


Fonte: Autoria própria (2021).

2.1.5.2 Variação Topológica do Conversor Boost

A célula foi desenvolvida a partir de uma técnica na qual o conversor resultante é uma variação do conversor boost (figura 10). Nesta topologia o capacitor de saída é referenciado ao positivo e não ao negativo da fonte de tensão. A variação topológica é apresentada para melhor visualização da célula R^2P^2 , a qual origina-se deste circuito.

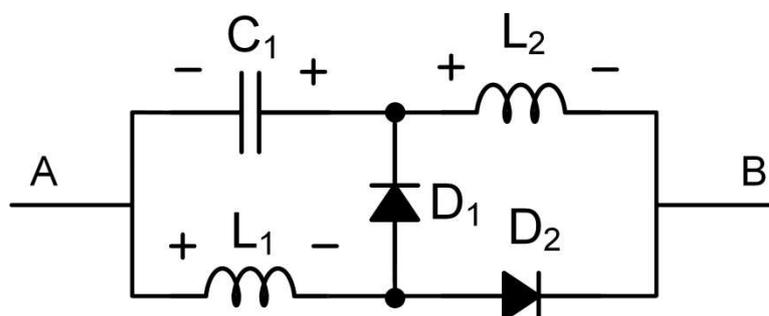
Figura 10 - Circuito Boost Equivalente



Fonte: Autoria própria (2021).

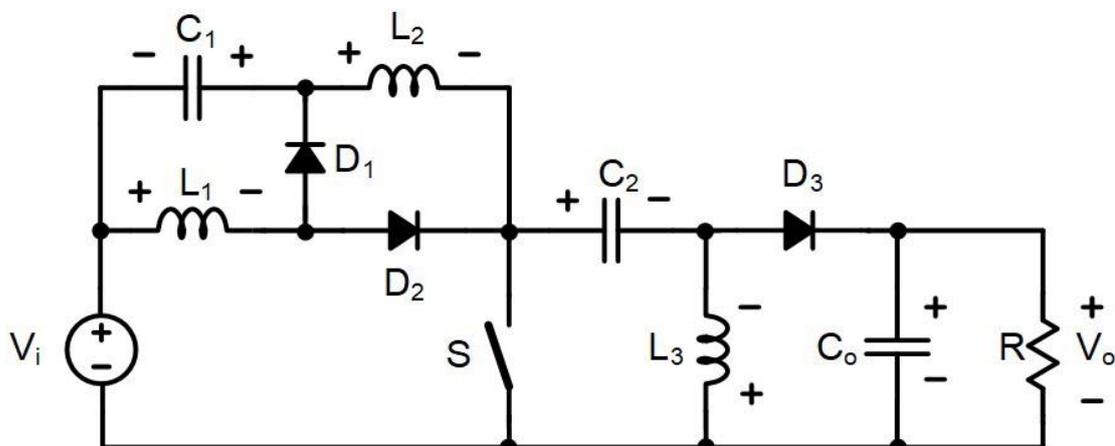
2.1.5.3 Célula R^2P^2

A célula R^2P^2 , proposta por (MORALES-SALDANA *et al.*, 2014) foi desenvolvida com o objetivo de associá-la em série com outros conversores para se obter elevados ganhos estáticos em conversores CC-CC. A topologia equivalente (figura 11) apresenta vantagem de não possuir interruptor, pois o mesmo pode ser substituído por um diodo, o qual faz a comutação necessária. A célula é originada da variação topológica do conversor boost, enquanto o indutor L_2 seria equivalente ao indutor de entrada do conversor SEPIC.

Figura 11 - Célula R^2P^2 

Fonte: Autoria própria (2021).

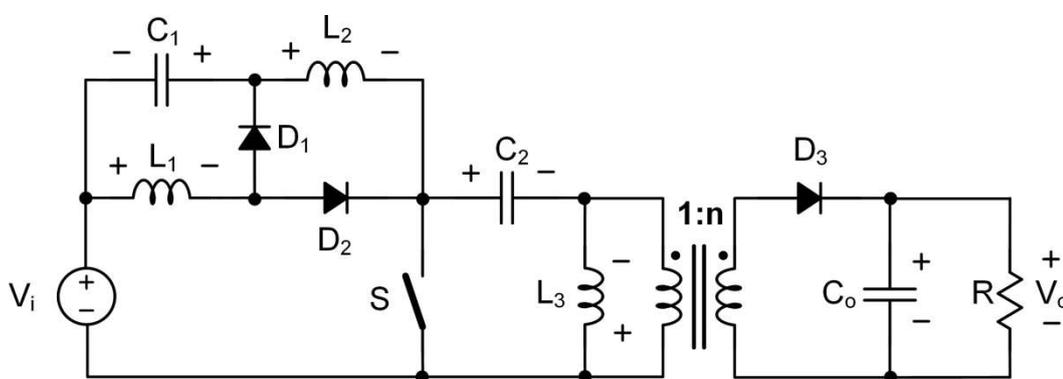
Aplicando a célula R^2P^2 , pode-se associar os conversores Boost e SEPIC, apresentados na figura 12. Os conversores associados desta forma têm a vantagem de possuir apenas um interruptor.

Figura 12 - Conversor SEPIC R^2P^2 

Fonte: Autoria própria (2021).

Outras características a destacar são:

- O interruptor continua referenciado ao terminal negativo da fonte de alimentação, o que pode dispensar o uso de um circuito de comando isolado;
- O conversor SEPIC R^2P^2 mantém a conexão direta entre a referência da fonte de alimentação e a referência da carga, o que pode ser mandatário em algumas aplicações;
- O conversor SEPIC R^2P^2 pode ser isolado pela substituição do indutor L_3 por indutores acoplados, como apresentado na figura 13.

Figura 13 - Conversor SEPIC R^2P^2 Isolado

Fonte: Autoria própria (2021).

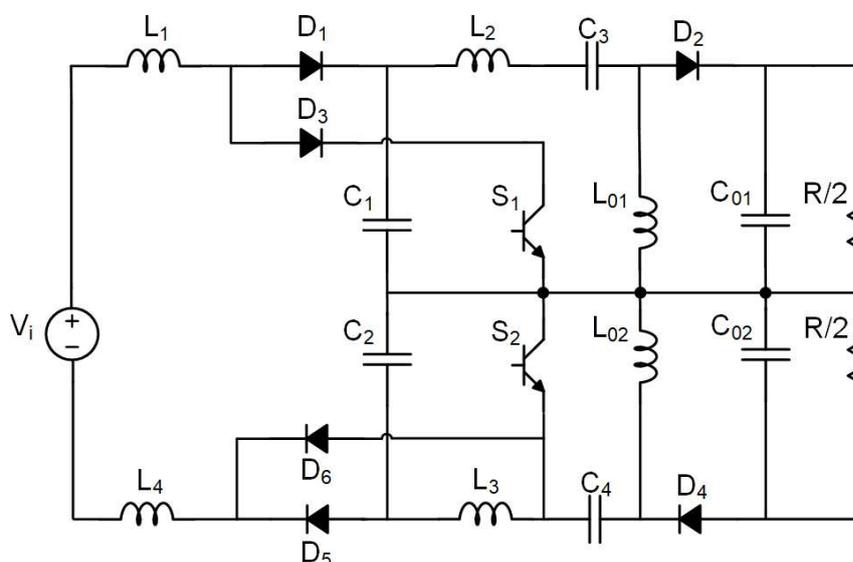
2.2 Análise comparativa com outras topologias

Esta seção apresenta uma análise comparativa da topologia estudada neste trabalho com outras topologias SEPIC encontradas na revisão bibliográfica.

O conversor Duplo SEPIC Quadrático, proposto por (SÁ *et al.*, 2014), utiliza uma célula de comutação na topologia, a qual é composta por dois diodos, um indutor e um capacitor, representada por D_1 , D_2 , L_2 e C_1 . A célula também se repete na parte inferior da topologia nos componentes D_5 , D_6 , L_3 e C_2 . O conversor pode ser visto na figura 14.

O conversor apresenta como vantagem a tensão de saída dividida. Desta forma, a tensão sobre os semicondutores é reduzida. Ainda como vantagem, o conversor tem ganho quadrático, que o torna viável para aplicações de elevado ganho. (SÁ *et al.*, 2014).

Figura 14 - Conversor Duplo SEPIC Quadrático

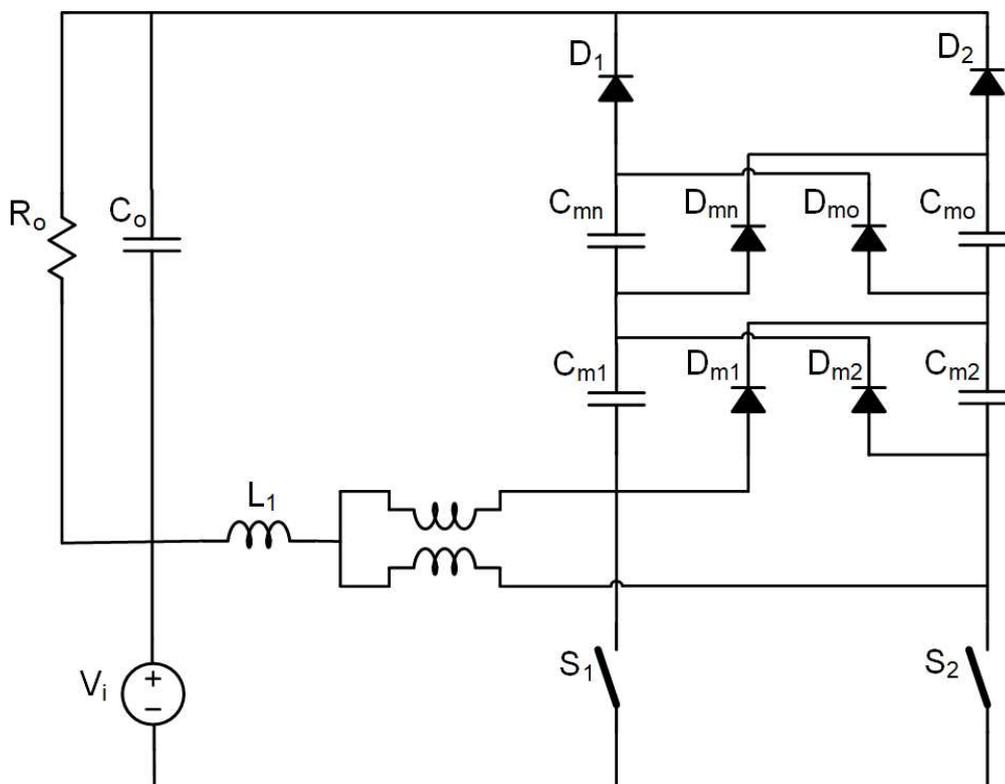


Fonte: Adaptado de (SÁ *et al.*, 2014)

O conversor proposto por (SALVADOR; OLIVEIRA; TOFOLI, 2020) tem como objetivo aumentar a tensão de saída conforme desejado. Para isto, basta acrescentar mais células multiplicadoras de tensão, com isto observa-se que o conversor aumenta o ganho estático à medida que mais células são adicionadas, o que é visto na figura 15.

O conversor apresenta como vantagem a tensão sobre os semicondutores sendo inferiores à tensão de saída, pois, segundo os autores, isto reduz as perdas por condução no conversor. Também como vantagem, o conversor possui elementos de filtro reduzidos. Além disso, as correntes nos indutores são divididas entre os semicondutores devido ao autotransformador (SALVADOR; OLIVEIRA; TOFOLI, 2020).

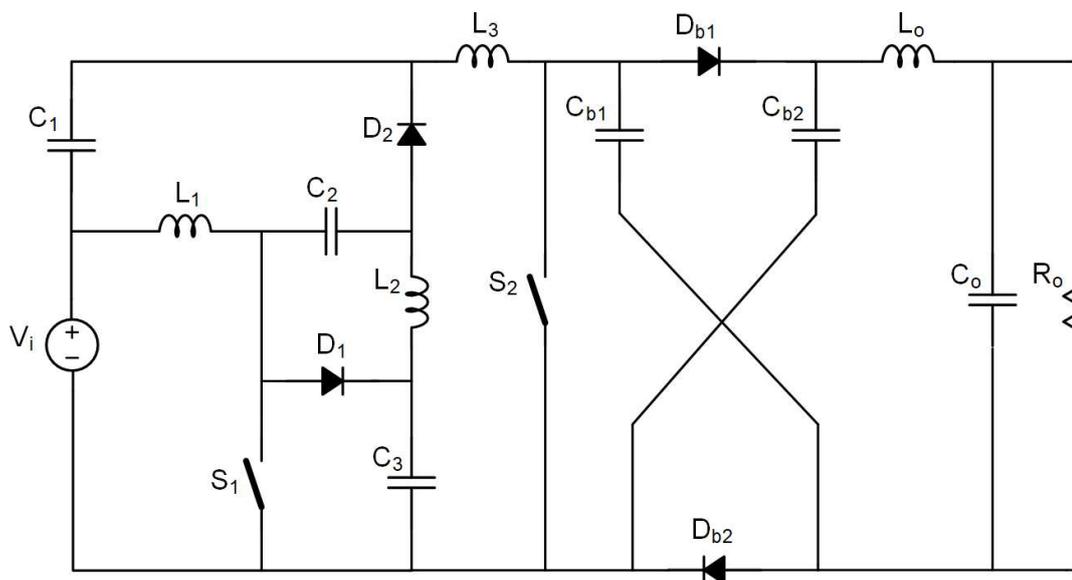
Figura 15 - Conversor SEPIC de Três Estados com Multiplicador de Tensão



Fonte: Adaptado de (SALVADOR; OLIVEIRA; TOFOLI, 2020)

O conversor proposto por (NAVAMANI; LAVANYA; VIJAYAKUMAR, 2019) é um conversor SEPIC modificado com uma célula multiplicadora de tensão. As vantagens deste conversor são o elevado ganho e a baixa tensão sobre semicondutores. Este conversor ainda possibilita um aumento de células multiplicadoras para elevar ainda mais a tensão de saída. Pode-se visualizar o conversor na figura 16.

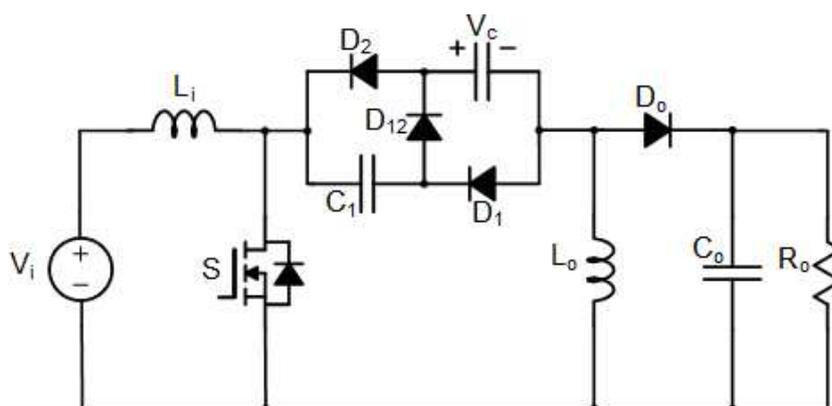
Figura 16 - Conversor proposto por (NAVAMANI; LAVANYA; VIJAYAKUMAR, 2019)



Fonte: Adaptado de (NAVAMANI; LAVANYA; VIJAYAKUMAR, 2019)

O conversor SEPIC proposto por (AXELROD; BERKOVICH; IOINOVICI, 2006) tem como característica menores valores de tensão e corrente nos transistores e diodos, o que diminui as perdas por condução e, portanto, aumenta o rendimento do conversor. Ainda como vantagem, o conversor apresentado na figura 17 tem grau de complexidade semelhante ao de conversores quadráticos.

Figura 17 - Conversor proposto por (AXELROD; BERKOVICH; IOINOVICI, 2006)

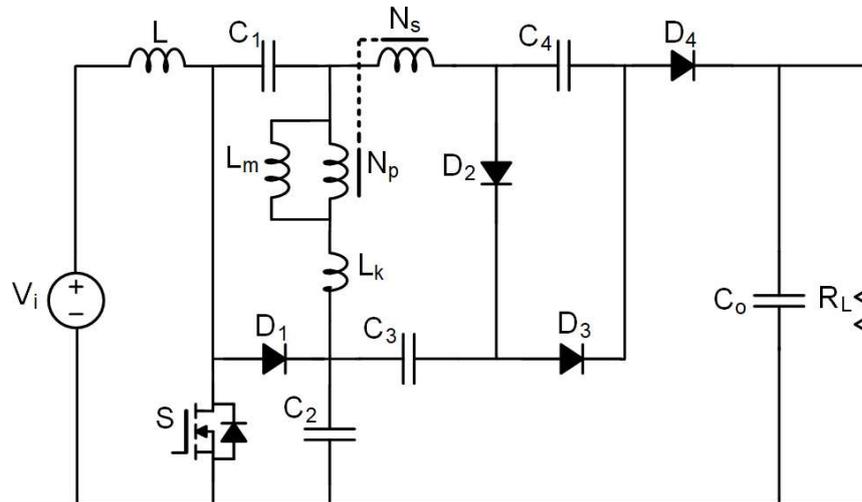


Fonte: Adaptado de (AXELROD; BERKOVICH; IOINOVICI, 2006)

O conversor proposto por (ARDI; AJAMI, 2018) possui elevado ganho estático, bem como uma baixa ondulação de corrente na entrada, sendo isto possível devido aos dois multiplicadores de tensão. Adicionalmente, possui como vantagem uma baixa tensão nos semicondutores quando comparado a outros

conversores semelhantes encontrados na literatura. Devido aos multiplicadores de tensão o conversor, apresentado na figura 18, possui a desvantagem de possuir um grande número de componentes, tornando a implementação mais complexa.

Figura 18 - Conversor proposto por (ARDI; AJAMI, 2018)



Fonte: Adaptado de (ARDI; AJAMI, 2018)

Para melhor comparação entre as topologias SEPIC apresentadas na literatura e o conversor proposto neste trabalho, pode-se observar as tabelas a seguir.

A Tabela 1 apresenta a comparação entre ganho estático, máxima tensão no transistor e número de componentes dos conversores propostos.

Tabela 1 - Análise Comparativa

Característica	Ganho estático	Máxima tensão no transistor	Número de componentes
SEPIC R ² P ² proposto	$\frac{D}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)^2} V_i$	10
SEPIC proposto em (AXELROD <i>et al.</i> , 2006)	$\frac{D(1+D)}{1-D}$	$\frac{(1+D)}{1-D} V_i$	10
SEPIC proposto em (ARDI; AJAMI, 2018)	$\frac{n+2+(n+1)D}{1-D}$	$\frac{(2n+3)}{(2n+1)(1-D)} V_i$	12
Duplo SEPIC quadrático	$\frac{D}{(1-D)^2}$	$V_{C3} + V_{C01}$	19
SEPIC proposto em (SALVADOR <i>et al.</i> , 2018)	$\frac{mc+D}{1-D}$	$\frac{V_o+V_i}{mc+1}$	17
SEPIC proposto em (NAVAMANI <i>et al.</i> , 2019)	$\left[\frac{1+D}{1-D}\right]^2$	$\frac{(1+D)V_i}{(1-D)^2}$	16

Fonte: Autoria própria (2021).

A Tabela 2 compara a quantidade de transistores, diodos, indutores, capacitores e indutores acoplados nos conversores apresentados anteriormente.

Tabela 2 - Número de Componentes

Característica	Número de transistores	Número de diodos	Número de indutores	Número de capacitores	Número de indutores acoplados
SEPIC R2P2 proposto	1	3	3	3	0
SEPIC proposto em AXELROD <i>et al.</i> , 2006)	1	4	3	2	0
SEPIC proposto em (ARDI; AJAMI, 2018)	1	4	1	5	1
Duplo SEPIC quadrático	2	6	6	6	0
SEPIC proposto em (SALVADOR <i>et al.</i> , 2018)	2	6	2	5	1
SEPIC proposto em (NAVAMANI <i>et al.</i> , 2019)	2	4	4	6	0

Fonte: Autoria própria (2021).

Por fim, apresentadas as comparações, observa-se que o conversor proposto tem como principal vantagem a redução no número de componentes. Além disso, apresenta ganho estático e tensão sobre os semicondutores semelhante as outras topologias.

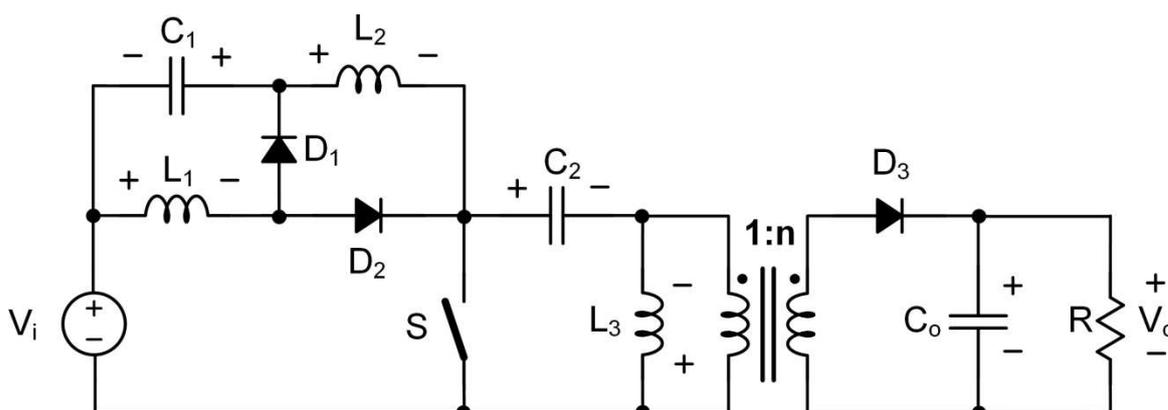
3 ANÁLISE TEÓRICA E EQUAÇÕES PARA PROJETO DO CONVERSOR SEPIC R^2P^2 ISOLADO

Este capítulo apresenta o conversor SEPIC R^2P^2 isolado, seu princípio de operação e mostra as etapas de operação, bem como as formas de onda e cálculo do ganho estático. A análise considera o conversor operando em modo de condução contínuo (MCC) e os elementos do circuito são considerados ideais.

3.1 Análise das etapas de operação do conversor sepic R^2P^2 isolado

O conversor SEPIC R^2P^2 isolado é apresentado na figura 19.

Figura 19 - Conversor SEPIC R^2P^2 Isolado



Fonte: Autoria própria (2021).

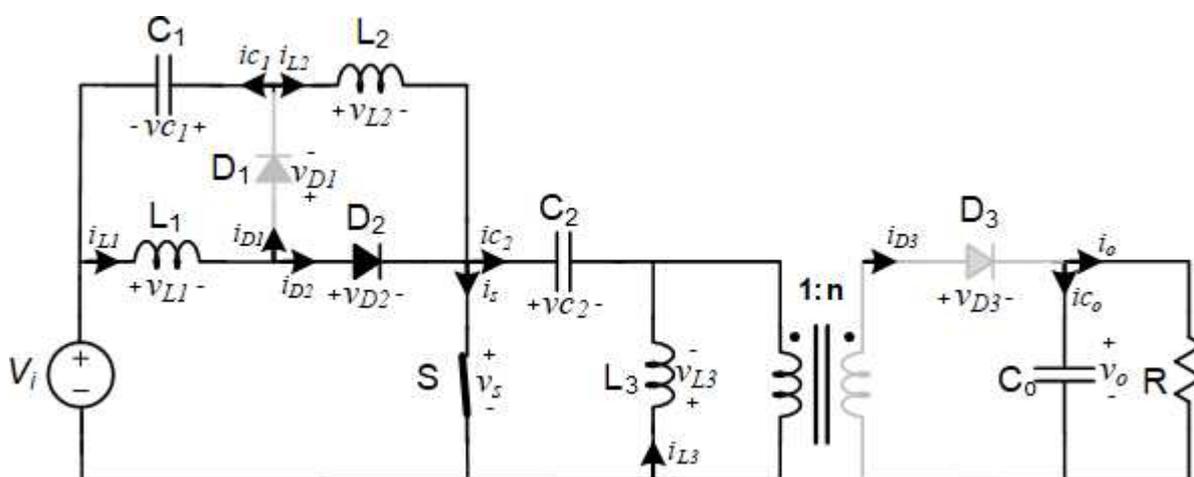
Para a análise do conversor, foram assumidas as seguintes condições:

- O conversor opera em regime permanente;
- Os valores das indutâncias L_1 , L_2 e L_3 foram projetadas para que a corrente não chegue a zero;
- Os capacitores C_o , C_1 e C_2 são suficientemente grandes para que a ondulação de tensão seja zero;
- As tensões de entrada V_i e saída V_o são constantes;
- Os semicondutores são ideais.

3.1.1 Primeira Etapa de Operação

A primeira etapa de operação ocorre quando o interruptor S entra em condução, o circuito equivalente desta etapa é apresentado na figura 20. Durante esta etapa as correntes dos indutores L_1 , L_2 e L_3 crescem linearmente. O diodo D_2 está conduzindo, enquanto os diodos D_1 e D_3 estão bloqueados, com isto, a carga é alimentada pelo capacitor de saída C_o .

Figura 20 - Circuito Equivalente da Primeira Etapa de Operação



Fonte: Autoria própria (2021).

Com isto, foram determinadas as equações de corrente e tensão para a primeira etapa de operação, as correntes estão expressas a seguir.

A corrente no indutor L_1 é dada por:

$$i_{L1}(t) = \frac{V_i}{L_1}t + i_{L1}(t_o). \quad (3.1)$$

A corrente no indutor L_2 é expressa por:

$$i_{L2}(t) = \frac{V_i + V_{C1}}{L_2}t + i_{L2}(t_o). \quad (3.2)$$

A corrente no indutor L_3 é igual a:

$$i_{L3}(t) = \frac{V_{C2}}{L_3}t + i_{L3}(t_o). \quad (3.3)$$

A corrente no interruptor S é definida por:

$$i_s(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t). \quad (3.4)$$

A corrente no diodo D₁, nesta etapa é nula, portanto:

$$i_{D1}(t) = 0. \quad (3.5)$$

A corrente no diodo D₂, nesta etapa, é igual a:

$$i_{D2}(t) = i_{L1}(t). \quad (3.6)$$

A corrente no diodo D₃, nesta etapa, é nula, desta forma:

$$i_{D3}(t) = 0. \quad (3.7)$$

A corrente no capacitor C₁ é dada por:

$$i_{C1}(t) = -i_{L2}(t). \quad (3.8)$$

A corrente no capacitor C₂ é definida por:

$$i_{C2}(t) = -i_{L3}(t). \quad (3.9)$$

A corrente no capacitor C_o é expressa por:

$$i_{C_o}(t) = -i_o(t). \quad (3.10)$$

As equações de tensão estão apresentadas a seguir. A tensão no indutor L₁ é dada por:

$$v_{L1}(t) = V_i. \quad (3.11)$$

A tensão no indutor L₂ é expressa por:

$$v_{L2}(t) = V_i + V_{C1}(t). \quad (3.12)$$

A tensão sobre o indutor L₃ é:

$$v_{L3}(t) = V_{C2}(t). \quad (3.13)$$

Como o interruptor S está conduzindo, a tensão sobre ele é zero, logo:

$$v_s(t) = 0. \quad (3.14)$$

A tensão no diodo D_1 é definida por:

$$v_{D1}(t) = -(V_i + V_{C1}(t)). \quad (3.15)$$

O diodo D_2 está conduzindo, portanto:

$$v_{D2}(t) = 0. \quad (3.16)$$

A tensão sobre o diodo D_3 é:

$$v_{D3}(t) = -[nV_{C2}(t) + V_o]. \quad (3.17)$$

A tensão sobre o capacitor C_1 é dada por:

$$v_{C1}(t) = V_i - V_{L2}(t). \quad (3.18)$$

A tensão sobre o capacitor C_2 é definida por:

$$V_{C2}(t) = V_{L3}(t). \quad (3.19)$$

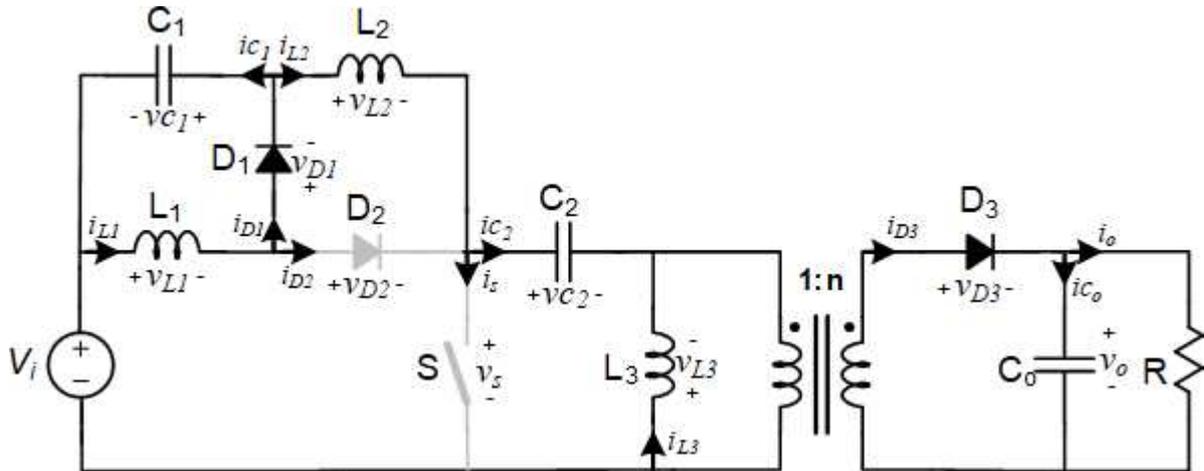
A tensão no capacitor C_o é expressa por:

$$V_{C_o}(t) = V_o. \quad (3.20)$$

3.1.2 Segunda Etapa de Operação

A segunda etapa de operação ocorre quando o interruptor S não está conduzindo, os diodos D_1 e D_3 entram em condução enquanto o diodo D_2 está bloqueado. Durante esta etapa, as correntes dos indutores L_1 , L_2 e L_3 decrescem linearmente, ocorrendo a desmagnetização. O circuito equivalente desta etapa é apresentado na figura 21.

Figura 21 - Circuito Equivalente da Segunda Etapa de Operação



Fonte: Autoria própria (2021).

Com isto, foram determinadas as equações de corrente e tensão para a segunda etapa de operação, as correntes estão apresentadas a seguir.

A corrente no indutor L_1 é dada:

$$i_{L1}(t) = -\frac{V_{C1}}{L_1}t + i_{L1}(t_1). \quad (3.21)$$

A corrente no indutor L_2 é expressa por:

$$i_{L2}(t) = -\frac{V_o}{nL_2}t + i_{L2}(t_1). \quad (3.22)$$

A corrente no indutor L_3 é igual a:

$$i_{L3}(t) = -\frac{V_o}{nL_3}t + i_{L3}(t_1). \quad (3.23)$$

A corrente no interruptor S nesta etapa vale zero:

$$i_s(t) = 0. \quad (3.24)$$

A corrente no diodo D_1 é dada por:

$$i_{D1}(t) = i_{L1}(t). \quad (3.25)$$

O diodo D_2 está bloqueado nesta etapa, portanto a corrente é zero:

$$i_{D2}(t) = 0. \quad (3.26)$$

A corrente no diodo D_3 é expressa por:

$$i_{D3}(t) = \frac{i_{L2}(t) + i_{L3}(t)}{n}. \quad (3.27)$$

A corrente no capacitor C_1 é dada por:

$$i_{C1}(t) = i_{L1}(t) - i_{L2}(t). \quad (3.28)$$

A corrente no capacitor C_2 é definida por:

$$i_{C2}(t) = i_{L2}(t). \quad (3.29)$$

A corrente no capacitor C_o é expressa por:

$$i_{C_o}(t) = \frac{i_{L2}(t) + i_{L3}(t)}{n} - i_o(t). \quad (3.30)$$

As equações de tensão estão apresentadas a seguir. A tensão no indutor L_1 é dada por:

$$v_{L1}(t) = -V_{C1}(t). \quad (3.31)$$

A tensão no indutor L_2 é expressa por:

$$v_{L2}(t) = -\frac{V_o}{n}. \quad (3.32)$$

A tensão sobre o indutor L_3 vale:

$$v_{L3}(t) = -\frac{V_o}{n}. \quad (3.33)$$

Como o interruptor S está bloqueado, a tensão sobre ele é:

$$v_s(t) = V_{C2} + \frac{V_o}{n}. \quad (3.34)$$

O diodo D_1 está conduzindo, logo sua tensão vale zero:

$$v_{D1}(t) = 0. \quad (3.35)$$

A tensão sobre o diodo D_2 é dada por:

$$v_{D2}(t) = -\frac{V_o}{n}. \quad (3.36)$$

O diodo D_3 está conduzindo, logo a tensão é zero:

$$v_{D3}(t) = 0. \quad (3.37)$$

A tensão sobre o capacitor C_1 é dada por:

$$v_{C1}(t) = V_{L2}(t) + V_{C2}(t) + \frac{V_o}{n} - V_i. \quad (3.38)$$

A tensão sobre capacitor C_2 é definida por:

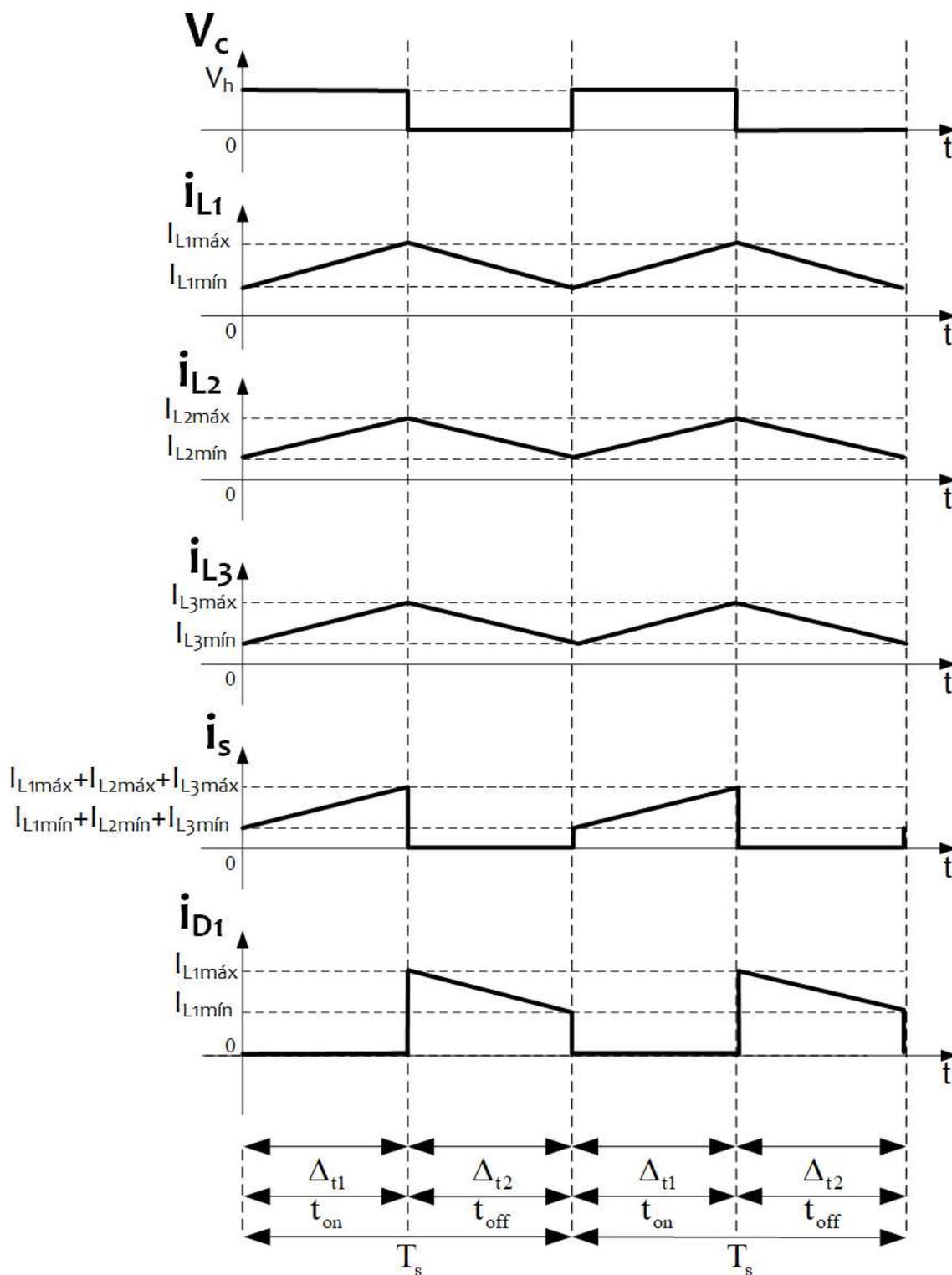
$$v_{C2}(t) = V_i + V_{C1}(t) - V_{L2}(t) - \frac{V_o}{n}. \quad (3.39)$$

A tensão no capacitor C_o é expressa por:

$$v_{C_o}(t) = V_o. \quad (3.40)$$

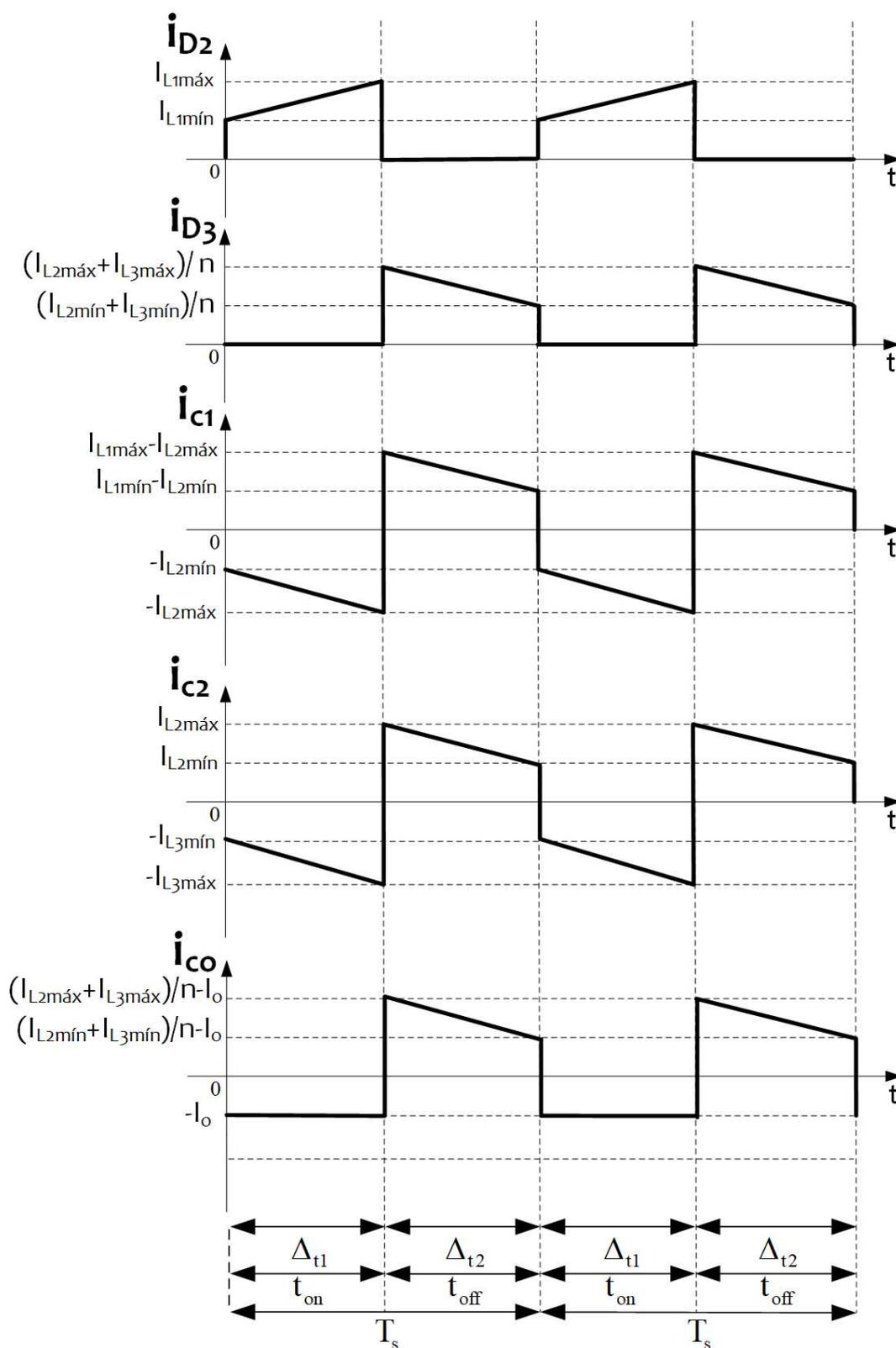
Nas figuras 22, 23, 24 e 25 são apresentadas as formas de onda de corrente e de tensão do conversor.

Figura 22 - Formas de Onda das Correntes do Circuito



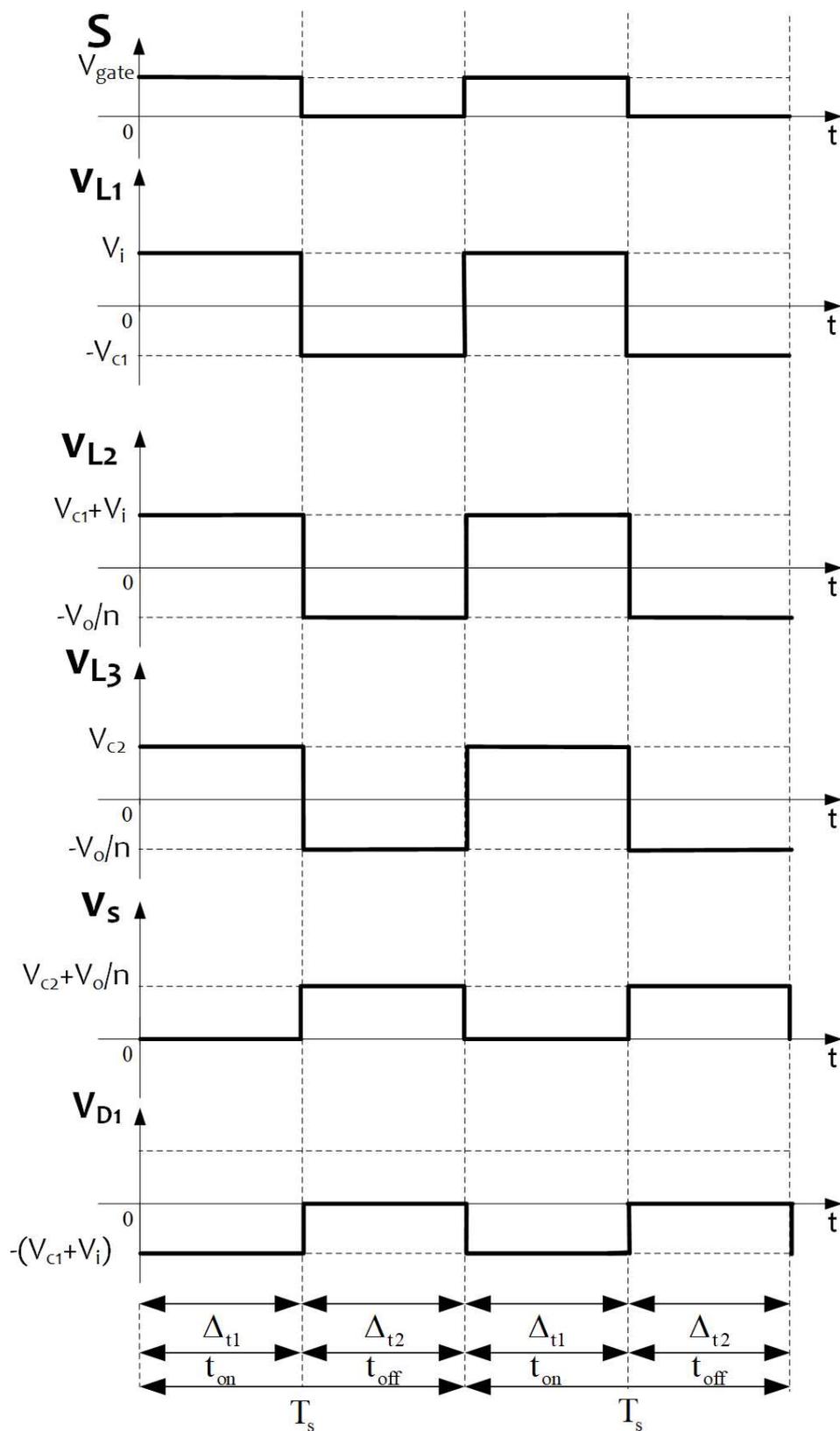
Fonte: Autoria pr3pria (2021).

Figura 23 - Formas de Onda das Correntes do Circuito



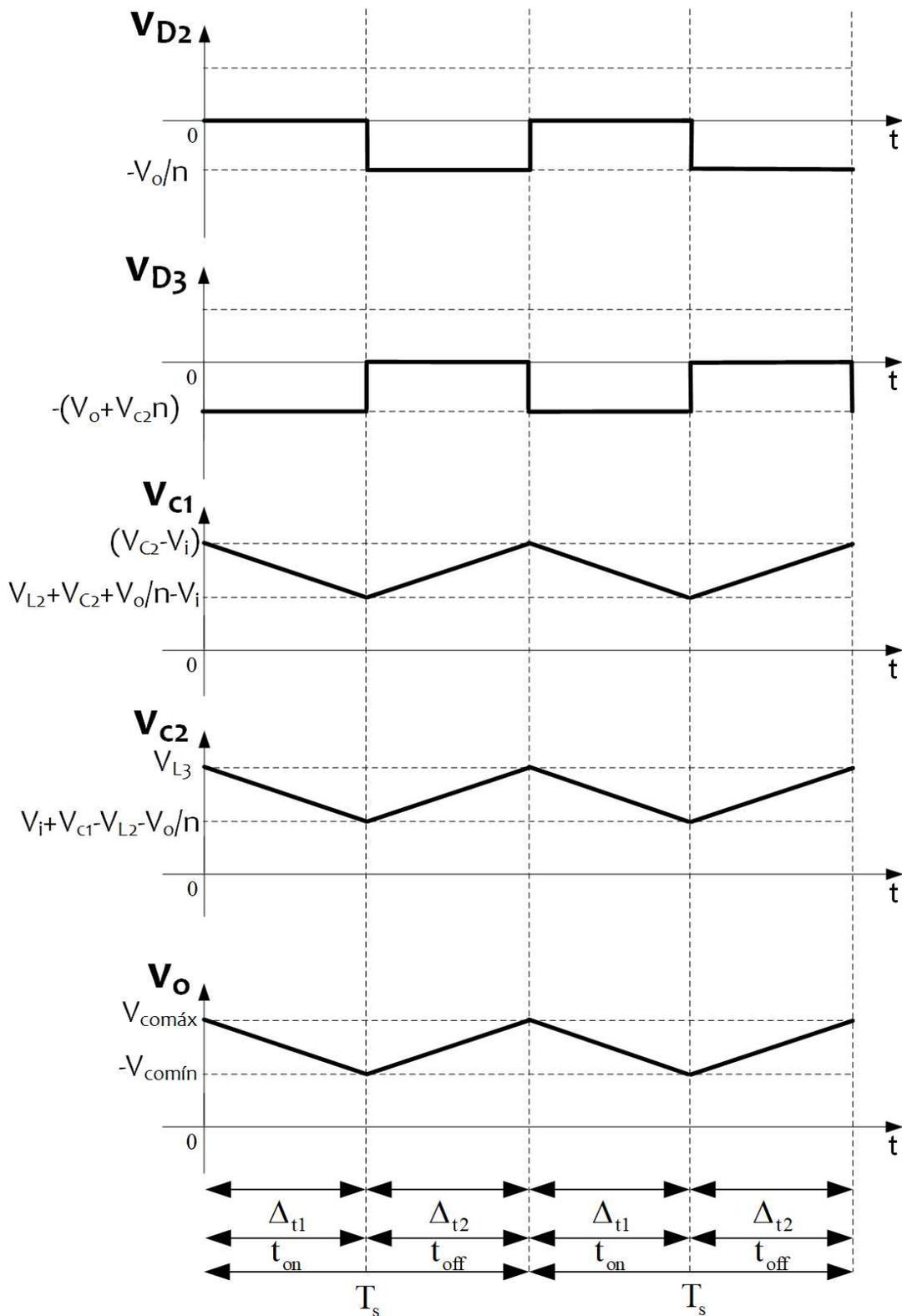
Fonte: Autoria própria (2021).

Figura 24 - Formas de Onda das Tensões do Circuito



Fonte: Autoria própria (2021).

Figura 25 - Formas de Onda das Tensões do Circuito



Fonte: Autoria pr3pria (2021).

3.2 Análise do ganho estático do conversor isolado

A definição do ganho estático foi feita a partir das equações nos indutores, com isto, parte-se do princípio que a variação de energia armazenada nas indutâncias L_1 , L_2 e L_3 é nula em regime permanente.

3.2.1 Análise das Tensões nos Indutores L_1 e L_2

Para o indutor L_1 , tem-se:

$$V_i t_{on} - V_{C1}(T - t_{on}) = 0. \quad (3.41)$$

Dividindo a equação por T e isolando V_{C1} :

$$V_{C1} = \frac{V_i D}{1 - D}. \quad (3.42)$$

Analisando o indutor L_2 , tem-se:

$$(V_i + V_{C1})t_{on} + (-V_o/n)(T - t_{on}) = 0. \quad (3.43)$$

Isolando V_{C2} , obtém-se:

$$V_{C2} = \frac{V_o(1 - D)}{nD}. \quad (3.44)$$

Analisando-se o conversor tem-se que:

$$V_{C1} = V_{C2} - V_i. \quad (3.45)$$

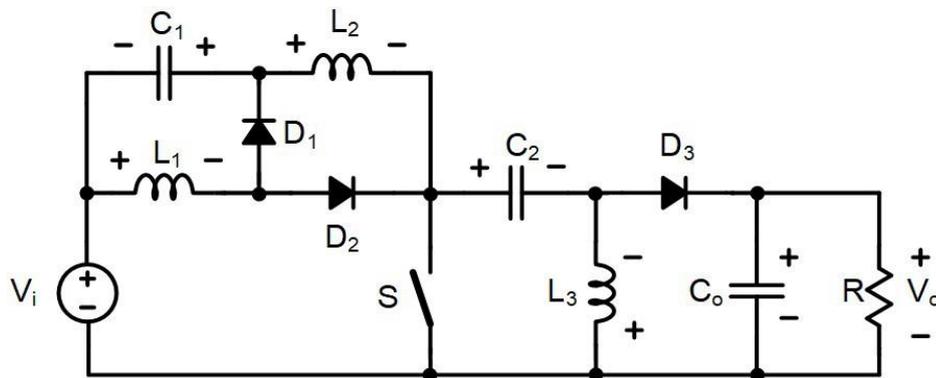
Para definir o ganho estático, utiliza-se as equações 3.42 e 3.44. Substituindo-as na equação 3.45, encontra-se:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{nD}{(1 - D)^2}. \quad (3.46)$$

3.3 Conversor sepic R^2P^2 não isolado

Considera-se que o conversor não isolado é um caso particular do conversor isolado, com $n = 1$. Para este caso as etapas de operação e gráficos de corrente e de tensão são equivalente ao conversor isolado. Assim, não há necessidade de apresentar as etapas de operação. A figura 26 apresenta o conversor não isolado.

Figura 26 - Conversor SEPIC R^2P^2 Não Isolado



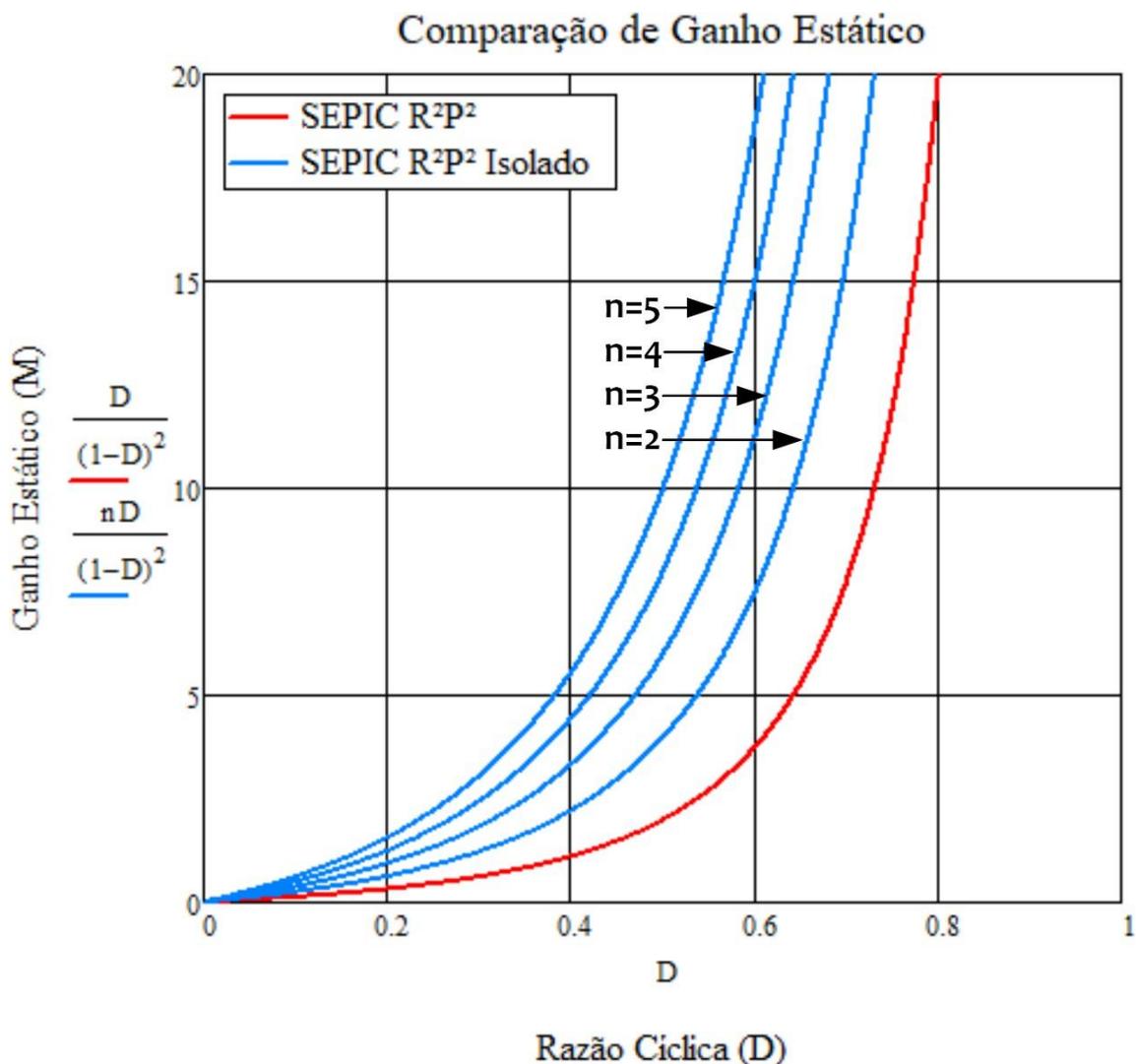
Fonte: Autoria própria (2021).

Assim, pode-se definir o ganho estático do conversor SEPIC R^2P^2 não isolado como:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{(1 - D)^2}. \quad (3.47)$$

A figura 27 apresenta o ganho estático do conversor SEPIC R^2P^2 isolado para diferentes valores de razão cíclica e também o comparado com o não isolado, o qual considera-se $n = 1$.

Figura 27 - Comparação do Ganho Estático entre SEPIC R^2P^2 e SEPIC R^2P^2 Isolado



Fonte: Autoria própria (2021).

3.4 Equações de projeto

Essa seção apresenta as equações de projeto do conversor SEPIC R^2P^2 isolado. As equações de projeto foram determinadas por aproximação de baixa ondulação nos componentes armazenadores de energia.

3.4.1 Dimensionamento dos Indutores

- Indutor L_1

A relação tensão/corrente no indutor é dada por:

$$v_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \quad (3.48)$$

Para a primeira etapa de operação, tem-se:

$$V_{C1} = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{t_{on}}. \quad (3.49)$$

Assim:

$$L_1 = \frac{V_i D}{\Delta i_{L1} f_s}. \quad (3.50)$$

O valor máximo da corrente no indutor L_1 é dada por:

$$I_{L1máx} = I_{in} + \frac{\Delta I_{L1}}{2}. \quad (3.51)$$

O valor eficaz da corrente de L_1 é:

$$I_{L1ef} \approx I_{L1méd} = I_{in}. \quad (3.52)$$

- Indutor L_2

Novamente, analisando a primeira etapa de operação chega-se a:

$$L_2 = \frac{(V_i + V_{C1})D}{\Delta i_{L2} f_s}. \quad (3.53)$$

Substituindo 3.42 em 3.53, obtém-se:

$$L_2 = \frac{V_i D}{(1 - D)\Delta i_{L2} f_s}. \quad (3.54)$$

O valor máximo da corrente no indutor L_2 é:

$$I_{L2máx} = I_{in}(1 - D) + \frac{\Delta I_{L2}}{2}. \quad (3.55)$$

O valor eficaz da corrente de L_2 é dada por:

$$I_{L2ef} \approx I_{L2méd} = I_{in}(1 - D). \quad (3.56)$$

- Indutor L_3

Considerando a primeira etapa de operação, a relação tensão/corrente neste indutor pode ser descrita como:

$$L_3 = \frac{V_{C2}D}{\Delta i_{L2}f_s}. \quad (3.57)$$

Substituindo 3.44 em 3.57, tem-se:

$$L_3 = \frac{V_o(1-D)}{\Delta i_{L3}nf_s}. \quad (3.58)$$

O valor máximo da corrente no indutor L_3 é:

$$I_{L3máx} = I_o n + \frac{\Delta I_{L3}}{2}. \quad (3.59)$$

O valor eficaz da corrente de L_3 é dado por:

$$I_{L3ef} \approx I_{L3méd} = I_o n. \quad (3.60)$$

3.4.2 Dimensionamento dos Capacitores

- Capacitor C_1

Analisando a primeira etapa de operação, tem-se:

$$i_{C1} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt}. \quad (3.61)$$

Resolvendo a equação 3.61 obtém-se:

$$i_{L2} = C_1 \frac{\Delta v_{C1}}{\Delta t}. \quad (3.62)$$

Assim:

$$C_1 = \frac{I_{L2}D}{\Delta V_{C1}f_s}. \quad (3.63)$$

Substituindo a equação 3.56 em 3.63:

$$C_1 = \frac{I_{in}(1-D)D}{\Delta V_{C1}f_s}. \quad (3.64)$$

A máxima tensão sobre o capacitor C_1 é dada por:

$$V_{C1máx} = \frac{V_i D}{(1-D)} + \frac{\Delta V_{C1}}{2}. \quad (3.65)$$

O valor eficaz da corrente no capacitor C_1 é:

$$I_{C1ef}^2 = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} [-I_{in}(1-D)]^2 dt + \int_{t_{on}}^T [(I_{in} - I_{in}(1-D))]^2 dt \right]. \quad (3.66)$$

Logo,

$$I_{C1ef} = I_{in} \sqrt{D}(1-D). \quad (3.67)$$

- Capacitor C_2

A corrente elétrica no capacitor C_2 é dada por:

$$i_{C2} = C_2 \frac{dv_{C2}}{dt}. \quad (3.68)$$

Desta forma:

$$C_2 = \frac{I_{L3}D}{\Delta V_{C2}f_s}. \quad (3.69)$$

Mas, para valores médios:

$$I_{L3} = nI_o. \quad (3.70)$$

Então,

$$C_2 = \frac{nI_o D}{\Delta V_{C2}f_s}. \quad (3.71)$$

O valor máximo da tensão sobre o capacitor C_2 é dada por:

$$V_{C2máx} = \frac{V_i}{1-D} + \frac{\Delta V_{C2}}{2}. \quad (3.72)$$

O valor eficaz da corrente no capacitor C_2 é:

$$I_{C2ef}^2 = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} (nI_o)^2 dt + \int_{t_{on}}^T [I_{in}(1-D)]^2 dt \right] \quad (3.73)$$

Logo:

$$I_{C2ef} = nI_o \frac{\sqrt{D}}{\sqrt{1-D}}. \quad (3.74)$$

- Capacitor C_o

A corrente elétrica no capacitor C_o é dada por:

$$i_{C_o} = C_o \frac{dv_{C_o}}{dt}. \quad (3.75)$$

Portanto,

$$C_o = \frac{I_o D}{\Delta V_{C_o} f_s}. \quad (3.76)$$

O valor máximo de tensão sobre o capacitor C_o é dada por

$$V_{C_{om\acute{a}x}} = V_o + \frac{\Delta V_o}{2}. \quad (3.77)$$

O valor eficaz da corrente no capacitor C_o é

$$I_{C_{oef}}^2 = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} (-I_o)^2 dt + \int_{t_{on}}^T \left[\frac{I_{in}}{n}(1-D) \right]^2 dt \right] \quad (3.78)$$

Logo:

$$I_{C_{oef}} = I_o \frac{\sqrt{D}}{\sqrt{1-D}}. \quad (3.79)$$

3.4.3 Dimensionamento dos Semicondutores

- Diodo D_1

O valor máximo de tensão reversa aplicada ao diodo D_1 é dada por

$$V_{D1m\acute{a}x} = -(V_{C1} + V_i). \quad (3.80)$$

Logo, substituindo a equação 3.42 em 3.80, obtém-se:

$$V_{D1m\acute{a}x} = -\frac{V_i}{1-D} \quad (3.81)$$

O valor máximo da corrente no diodo D_1 é:

$$I_{D1m\acute{a}x} = I_{in} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (3.82)$$

O valor médio da corrente no diodo D_1 vale:

$$I_{D1m\acute{e}d} = I_{in}(1-D). \quad (3.83)$$

O valor eficaz da corrente no diodo D_1 vale:

$$I_{D1ef}^2 = \frac{1}{T} \int_{t_{on}}^T I_{in}^2 dt. \quad (3.84)$$

Logo:

$$I_{D1ef} = I_{in} \sqrt{1-D}. \quad (3.85)$$

- Diodo D_2

O valor máximo de tensão reversa aplicada ao diodo D_2 é dado por:

$$V_{D2m\acute{a}x} = -\frac{V_o}{n}. \quad (3.86)$$

O valor máximo da corrente no diodo D_2 é:

$$I_{D2m\acute{a}x} = I_{in} + \frac{\Delta I_{L1}}{2}. \quad (3.87)$$

O valor médio da corrente no diodo D_2 é expresso em:

$$I_{D2m\acute{e}d} = I_{in}D. \quad (3.88)$$

E o valor eficaz da corrente no diodo D_2 é:

$$I_{D2ef}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} I_{in}^2 dt. \quad (3.89)$$

Logo,

$$I_{D2ef} = I_{in} \sqrt{D}. \quad (3.90)$$

- Diodo D_3

O valor máximo da tensão reversa aplicada ao diodo D_3 é dado por:

$$V_{D3máx} = -(V_o + V_{C2}n). \quad (3.91)$$

Deste modo, substituindo a equação 3.44 em: 3.98, obtém-se:

$$V_{D3máx} = -\frac{V_o}{D}. \quad (3.92)$$

O valor máximo da corrente no diodo D_3 é:

$$I_{D3máx} = \frac{I_{in}(1-D)}{n} + I_o + \frac{\Delta I_{L2}}{2n} + \frac{\Delta I_{L3}}{2}. \quad (3.93)$$

O valor médio da corrente no diodo D_3 é:

$$I_{D3méd} = I_o. \quad (3.94)$$

E o valor eficaz da corrente no diodo D_3 vale:

$$I_{D3ef}^2 = \frac{1}{T} \left[\int_{t_{on}}^T \left(\frac{I_{in}}{n}(1-D) + I_o \right)^2 dt \right]. \quad (3.95)$$

Logo,

$$I_{D3ef} = I_o \sqrt{\frac{1}{1-D}} \quad (3.96)$$

- Interruptor S

O valor máximo da tensão aplicada no interruptor S é dada por

$$V_{sm\acute{a}x} = (V_{C2} + \frac{V_o}{n}). \quad (3.97)$$

Mas, substituindo a equação 3.44 em 3.97, obtém-se:

$$V_{sm\acute{a}x} = \frac{V_i}{1 - D} + \frac{V_o}{n}. \quad (3.98)$$

O valor máximo da corrente no interruptor *S* :

$$I_{sm\acute{a}x} = I_{in}(2 - D) + \frac{I_o}{n} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} + \frac{\Delta I_{L3}}{2}. \quad (3.99)$$

O valor médio da corrente no interruptor *S* :

$$I_{sm\acute{e}d} = 2I_{in}D - I_{in}D^2 + I_onD. \quad (3.100)$$

E o valor eficaz da corrente no interruptor *S* igual a:

$$I_{sef}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} [(I_{in} + I_{in}(1 - D) + nI_o)^2 dt] \quad (3.101)$$

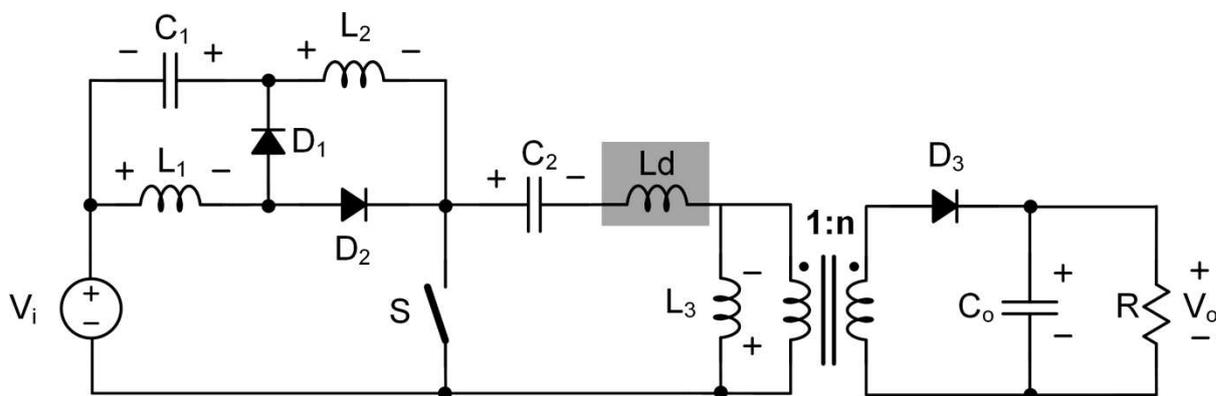
Sendo assim:

$$I_{sef} = I_{in} \frac{\sqrt{D}}{D}. \quad (3.102)$$

3.5 Circuitos grampeadores

Em circuitos com conversores isolados tem-se a existência da indutância de dispersão. No conversor proposto, a mesma pode ser observada na figura 28, sendo originada pelos indutores acoplados. Isto faz com que a corrente no indutor varie abruptamente, o que causa picos de tensão em semicondutores. No conversor isolado apresentado, estes picos ocorrem no interruptor *S*. Assim há a necessidade de utilização de um circuito de grampeamento a fim de proteger o mesmo.

Figura 28 - Indutância de Dispersão



Fonte: Autoria própria (2021).

Circuitos grampeadores têm a função de limitar a tensão de pico causada pela indutância de dispersão sobre o interruptor durante a comutação.

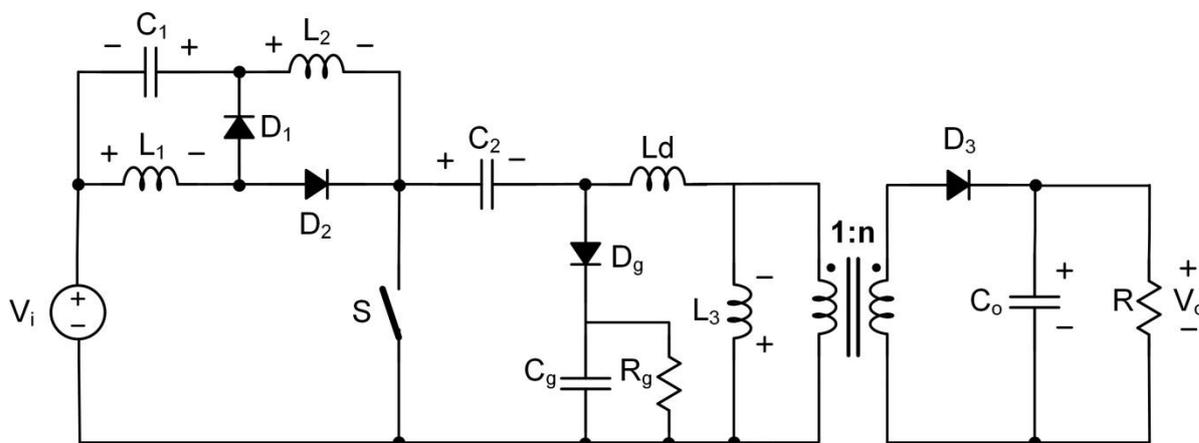
A literatura apresenta diversas topologias de circuitos grampeadores, sendo o objetivo desta seção estudar e analisar dois circuitos distintos.

3.5.1 Circuito de Grampeamento Passivo RCD

Circuitos de grampeamento passivo têm este nome por não possuírem interruptores ativos, como transistores, o que lhes dão maior simplicidade e os tornando comumente utilizados (FAISTEL *et al.*, 2019).

O circuito de grampeamento passivo mais utilizado é o chamado RCD, o qual possui um capacitor, um resistor e um ou dois diodos (FAISTEL *et al.*, 2019). No conversor proposto, o qual pode ser visto na figura 29, o mesmo é composto por um capacitor C_g , um resistor R_g e um diodo D_g . É válido lembrar que L_d é uma indutância de dispersão intrínseca dos indutores acoplados e não um componente propriamente dito.

Figura 29 - Conversor com Grampeador RCD



Fonte: Autoria própria (2021).

O circuito de grampeamento apresenta vantagem de possuir poucos componentes. A principal desvantagem é a perda de energia, devido à potência dissipada pelo resistor. Adiante será apresentado outro circuito de grampeamento, a fim de aumentar a eficiência do conversor como um todo.

3.5.1.1 Equacionamento do Circuito de Grampeamento Passivo RCD

O tempo de atuação do circuito de grampeamento é muito menor que o tempo de comutação do conversor, por isto deve-se considerar a corrente no indutor L_d para este intervalo de tempo igual a corrente máxima do indutor acoplado.

A topologia do conversor SEPIC proporciona o benefício de poder utilizar o capacitor C_2 como auxílio ao capacitor de grampeamento C_g , diminuindo assim, a tensão sobre o grampeador.

Segundo Ewerling (2017), o tempo de ação do circuito de grampeamento é definido pela equação 3.104, na qual a tensão máxima sobre o interruptor é definida como V_{gramp} , e a indutância de dispersão L_d é obtida apenas na prática, após a construção dos indutores acoplados. Deve-se observar que, V_{gramp} , f_s , ΔV_{cg} e I_p são parâmetros de projeto.

$$V_{gramp} = V_{C2} + V_{cg}, \quad (3.103)$$

$$\Delta_t = \frac{L_d I_p}{V_{gramp} - V_i - V_p}. \quad (3.104)$$

O valor médio da corrente no diodo D_g é dado por:

$$I_g = \frac{I_p \Delta_t f_s}{2}. \quad (3.105)$$

A perda de energia no circuito de grampeamento é dada pela potência dissipada no resistor R_g e é definida por:

$$P_g = \frac{V_{cg} I_p \Delta_t f_s}{2}. \quad (3.106)$$

E, o resistor R_g é obtido por meio da equação 3.107:

$$R_g = \frac{V_{cg}^2}{P_g} \quad (3.107)$$

Para o cálculo do capacitor C_g tem-se a equação 3.109, sendo ΔV_{cg} a ondulação de tensão no circuito de grampeamento:

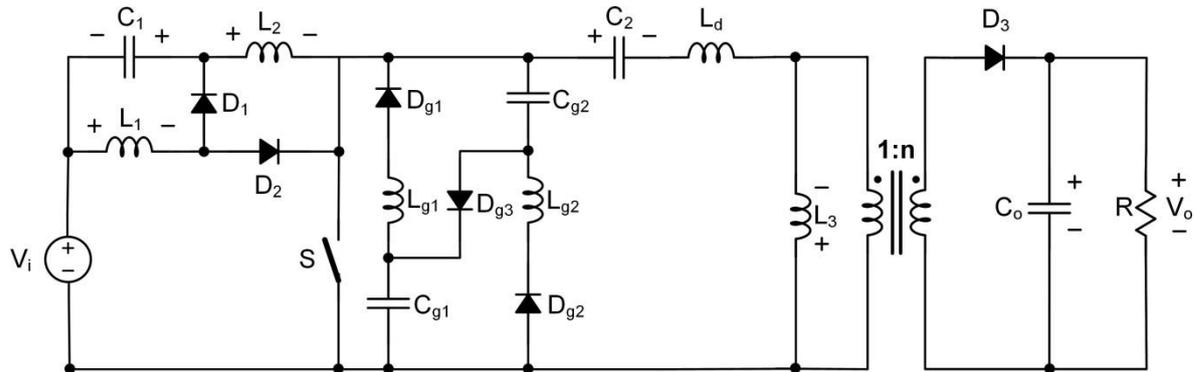
$$I_g = C_g \frac{\Delta V_{cg}}{\Delta_t}. \quad (3.108)$$

$$C_g = \frac{V_{cg} I_g}{f_s V_g \Delta V_{cg}}. \quad (3.109)$$

3.5.2 Circuito de Grampeamento Regenerativo

O circuito regenerativo tem como objetivo controlar a taxa de crescimento da tensão no interruptor causada pela indutância de dispersão. A principal vantagem de utilizar este circuito no lugar do circuito RCD é a menor perda de energia. Isto melhora a eficiência do conversor como um todo. Como desvantagem, o circuito apresenta um maior número de componentes, aumentando a complexidade do circuito (TIBOLA *et al.*, 2017). O circuito de grampeamento regenerativo aplicado ao conversor em estudo pode ser observado na figura 30.

Figura 30 - Conversor com Grampeador Regenerativo



Fonte: Autoria própria (2021).

Para o dimensionamento dos capacitores do circuito de grampeamento, a seguinte equação foi utilizada:

$$C_{g1} = C_{g2} = \frac{2IL_d I_p^2}{(V_g - V_s)^2}. \quad (3.110)$$

E, para os indutores foi validada a equação 3.111, sendo n a relação de transformação:

$$L_{g1} = L_{g2} = \frac{C_g V_2^2}{4n^2 I_p^2}. \quad (3.111)$$

Apresentou-se neste capítulo a importância dos circuitos grampeadores, bem como dois exemplos, o grampeador RCD e o regenerativo. O primeiro de menor dificuldade, mas com a desvantagem de reduzir o rendimento do conversor como um todo. Já o segundo apresenta maior complexidade, mais componentes, o que o torna mais caro e como vantagem, a energia grampeada retorna para o circuito sendo reaproveitada.

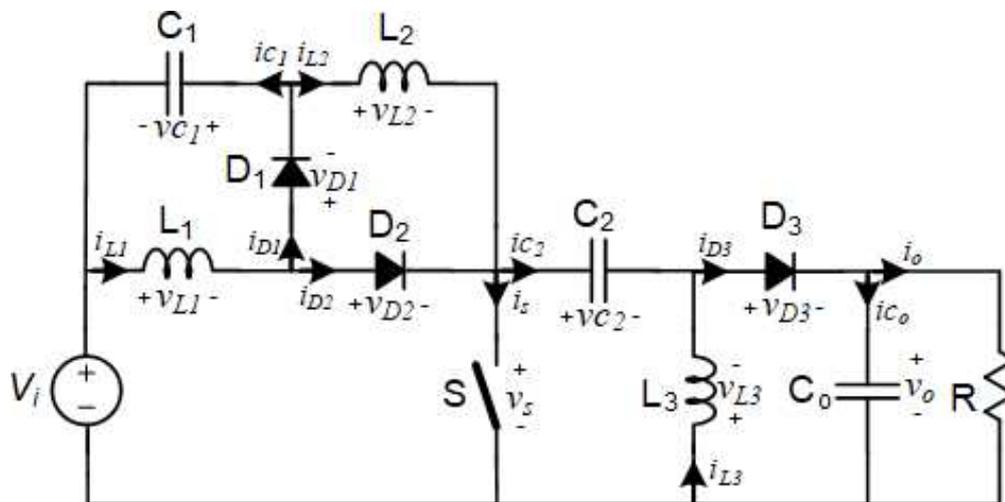
4 MODELAGEM ORIENTADA PARA CONTROLE

Neste capítulo será apresentada a modelagem de pequenos sinais para o conversor CC-CC SEPIC R^2P^2 tanto na forma não isolada, como na forma isolada. O modelo relaciona a tensão de saída v_o do conversor com a razão cíclica D . Para validação do modelo são realizadas simulações, baseadas na resposta ao degrau da razão cíclica.

4.1 Modelagem do conversor sepic R^2P^2 não isolado

Para fazer a análise da modelagem, foi utilizado o circuito equivalente para cada etapa de operação do conversor. O circuito equivalente do conversor é apresentado na figura 31. Ao realizar a análise das duas etapas de operação, obtiveram-se as equações referentes ao valor médio de tensão nos indutores e ao valor médio de corrente nos capacitores.

Figura 31 - Circuito equivalente do conversor SEPIC R^2P^2



Fonte: Autoria própria (2021).

O valor médio da tensão no indutor L_1 é dado pela equação 4.1:

$$L_1 \frac{d \langle i_{L1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_i(t) \rangle_{T_s} d(t) - \langle v_{C1}(t) \rangle_{T_s} (1 - d(t)) \quad (4.1)$$

O valor médio da tensão no indutor L_2 é dado pela equação 4.2:

$$L_2 \frac{d \langle i_{L_2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = (\langle v_i(t) + v_{C_1}(t) \rangle_{T_s}) d(t) - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} (1 - d(t)) \quad (4.2)$$

O valor médio da tensão no indutor L_3 é dado pela equação 4.3:

$$L_3 \frac{d \langle i_{L_3}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{C_2}(t) \rangle_{T_s} d(t) - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} (1 - d(t)) \quad (4.3)$$

O valor médio da corrente no capacitor C_1 é dado pela equação 4.4:

$$C_1 \frac{d \langle v_{C_1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = - \langle i_{L_2}(t) \rangle_{T_s} d(t) + (\langle i_{L_1}(t) - i_{L_2}(t) \rangle_{T_s}) (1 - d(t)) \quad (4.4)$$

O valor médio da corrente no capacitor C_2 é dado pela equação 4.5:

$$C_2 \frac{d \langle v_{C_2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = - \langle i_{L_3}(t) \rangle_{T_s} d(t) + \langle i_{L_2}(t) \rangle_{T_s} (1 - d(t)) \quad (4.5)$$

O valor médio da corrente no capacitor C_o é dado pela equação 4.6:

$$C_o \frac{d \langle v_{C_o}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = - \langle i_o(t) \rangle_{T_s} d(t) + (\langle i_{L_2}(t) + i_{L_3}(t) - i_o(t) \rangle_{T_s}) (1 - d(t)) \quad (4.6)$$

Ao aplicar as perturbações nas equações 4.1 a 4.6, simplificando as mesmas e desprezando as componentes não lineares, obtiveram-se as equações 4.7 a 4.12. Considera-se que a tensão de entrada V_i é isenta de perturbação.

A equação dinâmica de tensão no indutor L_1 é dada por:

$$L_1 \frac{d \hat{i}_{L_1}(t)}{dt} = (V_i + V_{C_1}) \hat{d}(t) - (1 - D) \hat{v}_{C_1}(t) \quad (4.7)$$

A equação dinâmica de tensão no indutor L_2 é dada por:

$$L_2 \frac{d \hat{i}_{L_2}(t)}{dt} = (V_{C_2} + V_o) \hat{d}(t) - (1 - D) (\hat{v}_{C_2}(t) + \hat{v}_o(t)) + \hat{v}_{C_1}(t) \quad (4.8)$$

A equação dinâmica de tensão no indutor L_3 é dada por:

$$L_3 \frac{d \hat{i}_{L_3}(t)}{dt} = (V_{C_2} + V_o) \hat{d}(t) - (1 - D) \hat{v}_o(t) + D \hat{v}_{C_2}(t) \quad (4.9)$$

A equação dinâmica de corrente no capacitor C_1 é dada por:

$$C_1 \frac{d\hat{v}_{c_1}(t)}{dt} = -I_{L1}\hat{d}(t) + (1 - D)\hat{i}_{L1}(t) - \hat{i}_{L2}(t) \quad (4.10)$$

A equação dinâmica de corrente no capacitor C_2 é dada por:

$$C_2 \frac{d\hat{v}_{c_2}(t)}{dt} = -(I_{L2} + I_{L3})\hat{d}(t) + (1 - D)\hat{i}_{L2}(t) - D\hat{i}_{L3}(t) \quad (4.11)$$

A equação dinâmica de corrente no capacitor C_o é dada por:

$$C_o \frac{d\hat{v}_{c_o}(t)}{dt} = -(I_{L2} + I_{L3})\hat{d}(t) + (1 - D)(\hat{i}_{L2}(t) + \hat{i}_{L3}(t)) - \hat{i}_o(t) \quad (4.12)$$

Ao aplicar a transformada de Laplace nas equações 4.7 a 4.12, encontram-se:

$$L_1\hat{i}_{L1}(s)s = (V_i + V_{C1})\hat{d}(s) - (1 - D)\hat{v}_{C1}(s), \quad (4.13)$$

$$L_2\hat{i}_{L2}(s)s = (V_{C2} + V_o)\hat{d}(s) - (1 - D)(\hat{v}_{C2}(s) + \hat{v}_o(s)) + \hat{v}_{C1}(s), \quad (4.14)$$

$$L_3\hat{i}_{L3}(s)s = (V_{C2} + V_o)\hat{d}(s) - (1 - D)\hat{v}_o(s) + D\hat{v}_{C2}(s), \quad (4.15)$$

$$C_1\hat{v}_{C1}(s)s = -I_{L1}\hat{d}(s) - (1 - D)\hat{i}_{L1}(s) + \hat{i}_{L2}(s), \quad (4.16)$$

$$C_2\hat{v}_{C2}(s)s = -(I_{L2} + I_{L3})\hat{d}(s) - (1 - D)\hat{i}_{L2}(s) + D\hat{i}_{L3}(s), \quad (4.17)$$

$$C_o\hat{v}_{C_o}(s)s = -(I_{L2} + I_{L3})\hat{d}(s) + (1 - D)(\hat{i}_{L2}(s) + \hat{i}_{L3}(s)) - \hat{i}_o(s) \quad (4.18)$$

Ao resolver o sistema linear composto pelas equações 4.13 a 4.18, definiu-se a função de transferência da tensão saída v_o do conversor pela razão cíclica d :

$$FT = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_5s^5 + A_4s^4 + A_3s^3 + A_2s^2 + A_1s + A_o}{B_6s^6 + B_5s^5 + B_4s^4 + B_3s^3 + B_2s^2 + B_1s + B_0} \quad (4.19)$$

Sendo as constantes iguais a:

$$A_5 = RC_1C_2L_1L_2L_3(I_{L2} + I_{L3}),$$

$$A_4 = C_1C_2L_1R[V_{C2} + V_o(D - 1)(L_2 + L_3)],$$

$$A_3 = C_2L_3R[D^2L_2(I_{L2} + I_{L3}) + D(I_{L1}L_1 - 2L_2(I_{L2} + I_{L3})) + L_1(I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}) + L_2(I_{L2} + I_{L3})] + C_1DL_1L_2R(I_{L2} + I_{L3}),$$

$$A_2 = R(C_2D^3[(V_{C2}+V_o)(L_2+L_3)] - C_2D^2[L_3(V_i+V_{C1})+3L_2(V_{C2}+V_o)] + C_1DL_1(V_o+V_{C2}) + C_2D[2V_iL_3 + (L_1 + L_2 + L_3)(V_{C2} + V_o) + 2L_3V_{C1}] - C_1L_1(V_{C2} + V_o) - C_2[L_3(V_i + V_o + V_{C1} + V_{C2}) + (L_1 + L_2)(V_{C2} + V_o)]),$$

$$A_1 = R(D^3L_2(I_{L2} + I_{L3}) - D^2[I_{L1}L_1 - 2L_2(I_{L2} + I_{L3})] + DL_1(I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}) + DL_2(I_{L2} + I_{L3})),$$

$$A_0 = R(D^3(V_{C2} + V_o - V_i - V_{C1}) + D^2[2(V_i + V_{C1}) - 3(V_{C2} + V_o)] - D[(V_i + V_{C1}) - 3(V_{C2} + V_o)] - V_{C2} - V_o),$$

$$B_6 = C_1C_2C_oL_1L_2L_3R,$$

$$B_5 = C_1C_2L_1L_2L_3,$$

$$B_4 = D^2R[C_1C_2L_1(L_2 + L_3) + C_1C_oL_1(L_2 + L_3) + C_2C_oL_2L_3] - 2DR[C_1C_2L_1(L_2 + L_3) + C_oL_3(C_1L_1 + C_2L_2)] + C_1C_2L_1R(L_2 + L_3) + C_oL_3R[L_1(C_1 + C_2) + C_2L_2],$$

$$B_3 = C_1D^2L_1(L_2 + L_3) + C_2D^2L_2L_3 - 2DL_2(C_1L_1 + C_2L_3) + L_1L_3(C_1 + C_2) + C_2L_3(L_1 + L_2),$$

$$B_2 = D^4R[(C_2 + C_o)(L_2 + L_3)] + D^3R[-4C_2(L_2 + L_3) - 2C_o(L_2 + 2L_3)]D^2R[L_1(C_1 + C_2) + 6C_2(L_2 + L_3) + C_o(L_1 + L_2 + 6L_3)]DR[-2L_1(C_1 + C_2) - 4C_2(L_2 + L_3) - 4C_oL_3] + R[L_1(C_1 - C_2) + C_2(L_2 + L_3) + C_oL_3],$$

$$B_1 = D^4(L_2 + L_3) - 2D^3(L_2 + 2L_3) + D^2(L_1 + L_2 + 6L_3) - 4DL_3 + L_3,$$

$$B_0 = R(D^4 - 4D^3 + 6D^2 - 4D + 1),$$

4.1.1 Validação da Função de Transferência

Com o objetivo de validar a função de transferência apresentada na equação 4.19 utilizam-se os valores das grandezas da tabela 3.

Tabela 3 - Grandezas Utilizadas para Validação da Função de Transferência da Tensão de Saída pela Razão Cíclica

Grandeza	Valor
Carga R	800 (Ω)
Tensão de entrada V_i	40 (V)
Tensão de saída V_o	400 (V)
Razão cíclica D	0,73
Capacitor C1	1,82 (μ F)
Capacitor C2	493 (nF)
Capacitor C_o	1,82 (μ F)
Tensão média no capacitor C1	108 (V)
Tensão média no capacitor C2	147,95 (V)
Indutor L1	584 (μ H)
Indutor L2	8 (mH)
Indutor L3	21,61 (mH)
Corrente média no indutor L1	5 (A)
Corrente média no indutor L2	1,35 (A)
Corrente média no indutor L3	0,5 (A)

Fonte: Autoria própria (2021).

Ao efetuar as substituições, são apresentados os valores das respectivas constantes:

$$A_5 = -134,21 \cdot 10^{-18}$$

$$A_4 = -1,84 \cdot 10^{-12}$$

$$A_3 = -34,35 \cdot 10^{-9}$$

$$A_2 = 377,78 \cdot 10^{-6}$$

$$A_1 = -1,72$$

$$A_0 = 14,93 \cdot 10^3$$

$$B_6 = 131,89 \cdot 10^{-24}$$

$$B_5 = 90,59 \cdot 10^{-21}$$

$$B_4 = 28,04 \cdot 10^{-15}$$

$$B_3 = 18,64 \cdot 10^{-12}$$

$$B_2 = 1,21 \cdot 10^{-6}$$

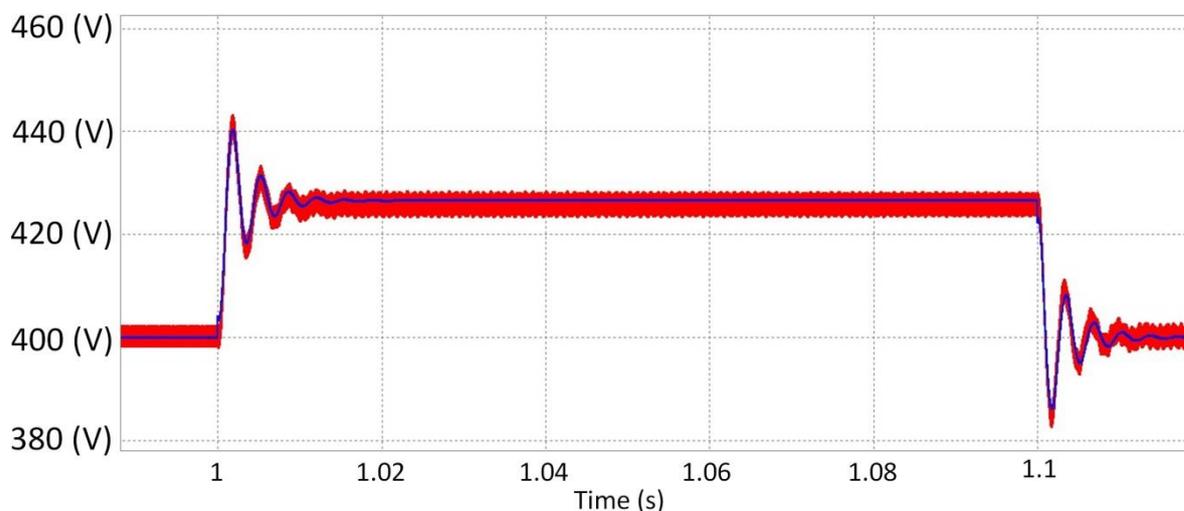
$$B_1 = 736,84 \cdot 10^{-6}$$

$$B_0 = 4,25$$

Com o objetivo de validar a função de transferência apresentada na equação 4.19 aplicou-se uma perturbação de 1% na razão cíclica. Devido a algumas constantes terem o valor muito próximo de zero, pôde-se desprezá-las, portanto o

gráfico 1 apresenta a simulação numérica de segunda ordem da planta. Desta forma, a equação de segunda ordem foi suficiente para representar a função de transferência, validando a modelagem do conversor. É importante ressaltar que para projetos com especificações diferentes da proposta, nem sempre terão constantes com valor próximo a zero, podendo assim, ter-se plantas de maior ordem.

Gráfico 1 - Validação apresentando os dois degraus da função de transferência da tensão de saída pela razão cíclica

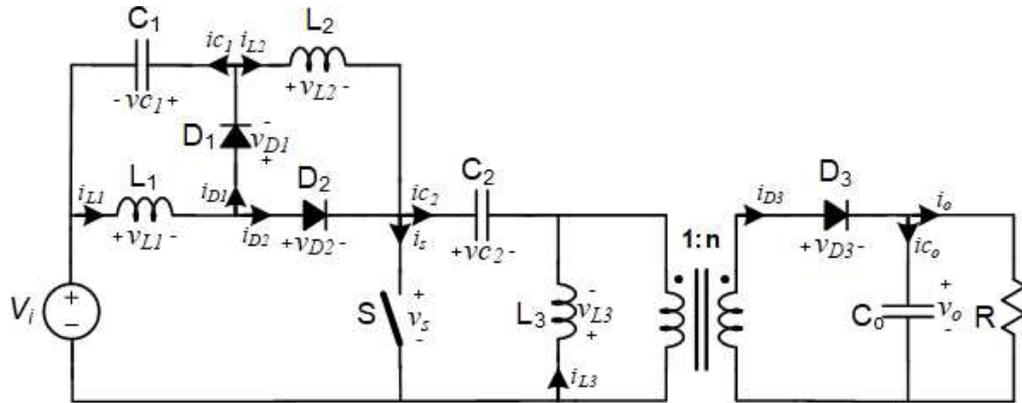


Fonte: Autoria própria (2021).

4.2 Modelagem do conversor SEPIC R^2P^2 isolado

Para fazer a análise da modelagem, foi utilizado o circuito equivalente para cada etapa de operação do conversor. O circuito equivalente do conversor é apresentado na figura 32. Ao realizar a análise das duas etapas de operação, obtiveram-se as equações referentes ao valor médio de tensão nos indutores e valor médio de corrente nos capacitores.

Figura 32 - Circuito equivalente do conversor SEPIC R^2P^2 Isolado



Fonte: Autoria própria (2021).

O valor médio da tensão no indutor L_1 é dado por:

$$L_1 \frac{d \langle i_{L1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_i(t) \rangle_{T_s} d(t) - \langle v_{C1}(t) \rangle_{T_s} (1 - d(t)) \quad (4.20)$$

O valor médio da tensão no indutor L_2 é dado por:

$$L_2 \frac{d \langle i_{L2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = (\langle v_i(t) + v_{C1}(t) \rangle_{T_s}) d(t) - \left\langle \frac{v_o(t)}{n} \right\rangle_{T_s} (1 - d(t)) \quad (4.21)$$

O valor médio da tensão no indutor L_3 é dado por:

$$L_3 \frac{d \langle i_{L3}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{C2}(t) \rangle_{T_s} d(t) - \left\langle \frac{v_o(t)}{n} \right\rangle_{T_s} (1 - d(t)) \quad (4.22)$$

O valor médio da corrente no capacitor C_1 é dado por:

$$C_1 \frac{d \langle v_{C1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = - \langle i_{L2}(t) \rangle_{T_s} d(t) + (\langle i_{L1}(t) - i_{L2}(t) \rangle_{T_s}) (1 - d(t)) \quad (4.23)$$

O valor médio da corrente no capacitor C_2 é dado por:

$$C_2 \frac{d \langle v_{C2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = - \langle i_{L3}(t) \rangle_{T_s} d(t) + \langle i_{L2}(t) \rangle_{T_s} (1 - d(t)) \quad (4.24)$$

O valor médio da corrente no capacitor C_o é dado por:

$$C_o \frac{d \langle v_{C_o}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = - \langle i_o(t) \rangle_{T_s} d(t) + \left\langle \frac{i_{L2}(t) + i_{L3}(t)}{n} - i_o(t) \right\rangle_{T_s} (1 - d(t)) \quad (4.25)$$

Ao aplicar as perturbações nas equações 4.20 a 4.25, simplificando as mesmas e desprezando as componentes não lineares resultou-se nas equações 4.26 a 4.31. Considera-se que a tensão de entrada V_i não apresenta perturbação.

A equação dinâmica de tensão no indutor L_1 é dada por:

$$L_1 \frac{d\hat{i}_{L1}(t)}{dt} = (V_i + V_{C1})\hat{d}(t) - (1 - D)\hat{v}_{C1}(t) \quad (4.26)$$

A equação dinâmica de tensão no indutor L_2 é dada por:

$$L_2 \frac{d\hat{i}_{L2}(t)}{dt} = (V_{C2} + \frac{V_o}{n})\hat{d}(t) - (1 - D)(\hat{v}_{C2}(t) + \frac{\hat{v}_o(t)}{n}) + \hat{v}_{C1}(t) \quad (4.27)$$

A equação dinâmica de tensão no indutor L_3 é dada por:

$$L_3 \frac{d\hat{i}_{L3}(t)}{dt} = (V_{C2} + \frac{V_o}{n})\hat{d}(t) - (1 - D)\frac{\hat{v}_o(t)}{n} + D\hat{v}_{C2}(t) \quad (4.28)$$

A equação dinâmica de corrente no capacitor C_1 é dada por:

$$C_1 \frac{d\hat{v}_{C1}(t)}{dt} = -I_{L1}\hat{d}(t) + (1 - D)\hat{i}_{L1}(t) - \hat{i}_{L2}(t) \quad (4.29)$$

A equação dinâmica de corrente no capacitor C_2 é dada por:

$$C_2 \frac{d\hat{v}_{C2}(t)}{dt} = -(I_{L2} + I_{L3})\hat{d}(t) + (1 - D)\hat{i}_{L2}(t) - D\hat{i}_{L3}(t) \quad (4.30)$$

A equação dinâmica de corrente no capacitor C_o é dada por:

$$C_o \frac{d\hat{v}_{C_o}(t)}{dt} = -(\frac{I_{L2} + I_{L3}}{n})\hat{d}(t) + (1 - D)(\frac{\hat{i}_{L2}(t) + \hat{i}_{L3}(t)}{n}) - \hat{i}_o(t) \quad (4.31)$$

Ao aplicar a transformada de Laplace nas equações 4.26 a 4.31, resultou-se:

$$L_1 \hat{i}_{L1}(s)s = (V_i + V_{C1})\hat{d}(s) - (1 - D)\hat{v}_{C1}(s), \quad (4.32)$$

$$L_2 \hat{i}_{L2}(s)s = (V_{C2} + \frac{V_o}{n})\hat{d}(s) - (1 - D)(\hat{v}_{C2}(s) + \frac{\hat{v}_o(s)}{n}) + \hat{v}_{C1}(s), \quad (4.33)$$

$$L_3 \hat{i}_{L3}(s)s = (V_{C2} + \frac{V_o}{n})\hat{d}(s) - (1 - D)\frac{\hat{v}_o(s)}{n} + D\hat{v}_{C2}(s), \quad (4.34)$$

$$C_1 \hat{v}_{C_1}(s)s = -I_{L_1} \hat{d}(s) - (1 - D) \hat{i}_{L_1}(s) - \hat{i}_{L_2}(s), \quad (4.35)$$

$$C_2 \hat{v}_{C_2}(s)s = -(I_{L_2} + I_{L_3}) \hat{d}(s) + (1 - D) \hat{i}_{L_2}(s) - D \hat{i}_{L_3}(s), \quad (4.36)$$

$$C_o \hat{v}_{C_o}(s)s = -\frac{(I_{L_2} + I_{L_3})}{n} \hat{d}(s) + (1 - D) \frac{(\hat{i}_{L_2}(s) + \hat{i}_{L_3}(s))}{n} - \hat{i}_o(s) \quad (4.37)$$

Ao resolver o sistema linear composto pelas equações 4.13 a 4.18 definiu-se a função de transferência da tensão saída V_o do conversor pela razão cíclica D .

$$FT = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_5 s^5 + A_4 s^4 + A_3 s^3 + A_2 s^2 + A_1 s + A_o}{B_6 s^6 + B_5 s^5 + B_4 s^4 + B_3 s^3 + B_2 s^2 + B_1 s + B_0} \quad (4.38)$$

Sendo as constantes iguais a:

$$A_5 = RC_1 C_2 L_1 L_2 L_3 n (I_{L_2} + I_{L_3}),$$

$$A_4 = C_1 C_2 L_1 R [(V_{C_2} n + V_o)(D - 1)(L_2 + L_3),$$

$$A_3 = C_2 L_3 R n [D^2 L_2 (I_{L_2} + I_{L_3}) + D(I_{L_1} L_1 - 2L_2(I_{L_2} + I_{L_3})) + L_1(I_{L_1} + I_{L_2} + I_{L_3}) + L_2(I_{L_2} + I_{L_3})] + C_1 D L_1 L_2 R (I_{L_2} + I_{L_3}),$$

$$A_2 = R(C_2 [D^3 (V_{C_2} n + V_o (L_2 + L_3)) - D^2 (V_{C_2} n + V_o (3L_2 + 3L_3) + L_3 n (V_i + V_{C_1})) + D (V_{C_2} n + V_o (L_1 + 3L_2 + 3L_3)) + 2V_i L_3 n - (V_{C_2} n + V_o (L_1 + L_2 + L_3)) + L_3 n (V_i + V_{C_1})) + C_1 L_1 (V_{C_2} n + V_o)(D - 1),$$

$$A_1 = R(D^3 L_2 n (I_{L_2} + I_{L_3}) - D^2 n [I_{L_1} L_1 - 2L_2 (I_{L_2} + I_{L_3})] + D L_1 n (I_{L_1} + I_{L_2} + I_{L_3}) + D L_2 n (I_{L_2} + I_{L_3}),$$

$$A_0 = R(D^3 n (V_{C_2} + \frac{V_o}{n} - V_i - V_{C_1}) + D^2 n [2(V_i + V_{C_1}) - 3(V_{C_2} + \frac{V_o}{n})] - D[(V_i + V_{C_1}) - 3(V_{C_2} + \frac{V_o}{n})] - V_{C_2} n - V_o),$$

$$B_6 = C_1 C_2 C_o L_1 L_2 L_3 R n^2,$$

$$B_5 = C_1 C_2 L_1 L_2 L_3 n^2,$$

$$B_4 = C_o R n^2 [D^2 L_1 (C_1 + C_2)(L_2 + L_3) + D L_3 (C_1 + C_2)(-2L_1 - 2L_2) + L_3 (C_2 L_1 + C_2 L_2 + C_1 L_1)] + C_1 C_2 L_1 R [D^2 (L_2 + L_3) + D(-2L_2 - 2L_3) + L_2 + L_3,$$

$$B_3 = n^2 [D^2 C_1 L_1 (L_2 + L_3) + D^2 C_2 L_2 L_3 + D L_3 (-2C_1 - 2C_2) + L_3 (C_1 L_1 + C_2 L_1 + C_2 L_2),$$

$$B_2 = n^2 C_o D^4 R (L_2 + L_3) + n^2 C_o D^3 R (-2L_2 - 4L_3) + n^2 C_o D^2 R (L_1 + L_2 + 6L_3) + n^2 R C_o L_3 (1 - 4D) + D^4 C_2 R (L_2 + L_3) + D^3 C_2 R (-4L_2 - 4L_3) + D^2 R (C_1 L_1 + 6C_2 (L_1 + L_2 + L_3)) + DR (-2L_1 (C_1 + C_2) - 4C_2 (L_2 + L_3)) + R (C_1 L_1 + C_2 (L_1 + L_2 + L_3)),$$

$$B_1 = n^2 [D^4 (L_2 + L_3) + D^3 (-2L_2 - 4L_3) + D^2 (L_1 + L_2 + 6L_3) + L_3 (1 - 4D)],$$

$$B_0 = R (D^4 - 4D^3 + 6D^2 - 4D + 1)$$

4.2.1 Validação da Função de Transferência

Com o objetivo de validar a função de transferência apresentada na equação 4.38, utilizam-se os valores das grandezas da tabela 4.

Tabela 4 - Grandezas Utilizadas para Validação da Função de Transferência da Tensão de Saída pela Razão Cíclica no Conversor Isolado

Grandeza	Valor
Carga R	800 (Ω)
Tensão de entrada Vi	40 (V)
Tensão de saída Vo	400 (V)
Razão cíclica D	0,5367
Relação de transformação n	4
Capacitor C1	5,37 (μ F)
Capacitor C2	2,48 (μ F)
Capacitor Co	1,34 (μ F)
Tensão média no capacitor C1	46,33 (V)
Tensão média no capacitor C2	86,32 (V)
Indutor L1	429,3 (μ H)
Indutor L2	2 (mH)
Indutor L3	2,32 (mH)
Corrente média no indutor L1	0,3125 (A)
Corrente média no indutor L2	0,1448 (A)
Corrente média no indutor L3	0,125 (A)

Fonte: Autoria própria (2021).

Ao efetuar as substituições, são apresentados os valores das respectivas constantes, os quais são:

$$A_5 = -4,57 \cdot 10^{-10}$$

$$A_4 = -7,71 \cdot 10^{-5}$$

$$A_3 = -0,11$$

$$A_2 = 15,16 \cdot 10^3$$

$$A_1 = -630,76 \cdot 10^3$$

$$A_0 = 113,89 \cdot 10^9$$

$$B_6 = 9,08 \cdot 10^{-15}$$

$$B_5 = 8,47 \cdot 10^{-12}$$

$$B_4 = 2,16 \cdot 10^{-6}$$

$$B_3 = 1,97 \cdot 10^{-3}$$

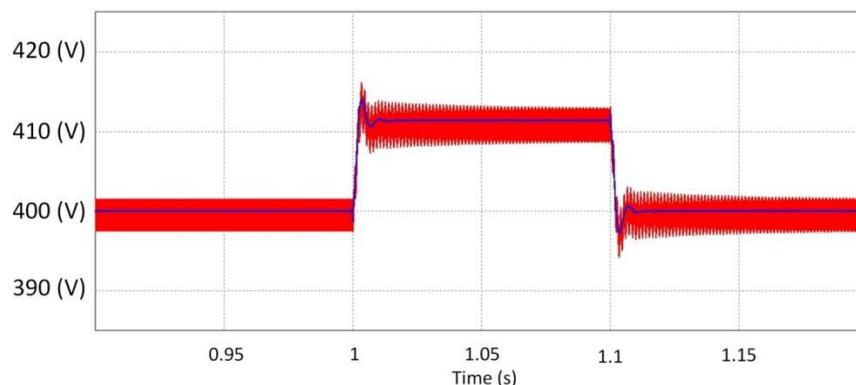
$$B_2 = 47,11$$

$$B_1 = 39,11 \cdot 10^3$$

$$B_0 = 46,07 \cdot 10^6$$

Com o objetivo de validar a função de transferência apresentada na equação 4.38 aplicou-se uma perturbação de 1% na razão cíclica. Devido a coeficientes de ordem superior terem valores desprezíveis, o gráfico 2 apresenta a simulação numérica de terceira ordem da planta. Desta forma a equação de terceira ordem foi suficiente para representar a função de transferência, validando a modelagem do conversor.

Gráfico 2 - Validação apresentando os dois degraus da função de transferência da tensão de saída pela razão cíclica no conversor isolado



Fonte: Autoria própria (2021).

Observou-se uma diferença no compartimento dinâmico da tensão de saída para os conversores não isolado e isolado. Isto ocorreu devido à grande diferença de valor de indutância dos componentes. Observou-se que no conversor não isolado, o indutor L_3 é muito maior que L_1 e L_2 . Desta forma, no modelo, houve constantes com valor próximo a zero, portanto um modelo de segundo ordem foi suficiente. No entanto, no conversor isolado, a mesma característica não foi observada.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Os resultados de simulação numérica foram obtidos após a definição das etapas de operação e equações de projeto para as especificações da tabela 5

Tabela 5 - Especificações de Projeto

Especificações	Grandeza
Tensão de Entrada (V_i)	40(V)
Tensão de Saída (V_o)	400(V)
Potência (P_o)	200(W)
Frequência de Operação (f_s)	50(kHz)
Ondulação de corrente nos Indutores (ΔI %)	20%
Ondulação de Tensão no Capacitor C1 ($\Delta VC1$ %)	10%
Ondulação de Tensão no Capacitor C2 ($\Delta VC2$ %)	10%
Ondulação de Tensão no Capacitor de Saída C_o (ΔVC_o %)	1%

Fonte: Autoria própria (2021).

5.1 Resultados de simulação numérica para o conversor não isolado

Dadas as especificações de projeto obteve-se uma razão cíclica nominal $D = 0,73$. Com isto, os componentes dimensionados para o conversor CC-CC SEPIC R^2P^2 não isolado são apresentados na tabela 6.

Tabela 6 - Componentes Dimensionados para o Conversor Não Isolado

Grandeza	Valor Calculado
Indutor L1	584 (μ H)
Indutor L2	8 (mH)
Indutor L3	21,61 (mH)
Capacitor de saída C_o	1,82 (μ F)
Capacitor C1	1,82 (μ F)
Capacitor C2	493 (nF)
Carga R	800 (Ω)

Fonte: Autoria própria (2021).

Com os componentes dimensionados, realizou-se uma simulação numérica com o conversor operando em malha aberta.

A tabela 7 apresenta uma análise comparativa entre os valores calculados e os valores obtidos por simulação numérica para as grandezas obtidas no equacionamento para projeto. Observa-se que os erros encontrados são inferiores a 5%, o que indica que as equações de projeto estão corretas.

Tabela 7 - Resultados de Simulação

Grandeza	Simulado	Calculado	Erro(%)
IL1méd	4,969 A	5 A	0,62
IL1máx	5,467 A	5,5 A	0,60
Δ IL1	1,003 A	1 A	0,30
IL2méd	1,353 A	1,35 A	0,22
IL2máx	1,486 A	1,48 A	0,41
Δ IL2	0,269 A	0,27 A	0,37
IL3méd	0,498 A	0,5 A	0,40
IL3máx	0,547 A	0,55 A	0,55
Δ IL3	0,101 A	0,1 A	1,00
VComáx	400,71 V	402 V	0,32
Δ VCo	4,01 V	4 V	0,25
ICoef	0,822 A	0,822 A	0,00
VC1máx	112,315 V	108,07 V	3,93
Δ VC1	10,91 V	10,806 V	0,96
IC1ef	2,211 A	2,21 A	0,05
VC2máx	154,26 V	148,06 V	4,19
Δ VC2	14,803 V	14,806 V	0,02
IC2ef	0,822 A	0,822 A	0,00
Vsmáx	554,97 V	548,06 V	1,26
ismáx	7,499 A	7,53 A	0,41
isef	5,839 A	5,853 A	0,24
isméd	4,972 A	5,135 A	3,17
VD1máx	-152,31 V	-148,06V	2,87
ID1máx	5,452 A	5,5 A	0,87
ID1méd	1,343 A	1,35 A	0,52
ID1ef	2,588 A	2,6 A	0,46
VD2máx	-402,79 V	-402 V	0,20
ID2máx	5,467 A	5,5 A	0,60
ID2méd	3,623 A	3,65 A	0,74
ID2ef	4,25 A	4,272 A	0,51
VD3máx	-554,848 V	-548,06 V	1,24
ID3máx	2,027 A	2,036 A	0,44
ID3méd	0,504 A	0,5 A	0,80
ID3ef	0,966 A	0,962 A	0,42

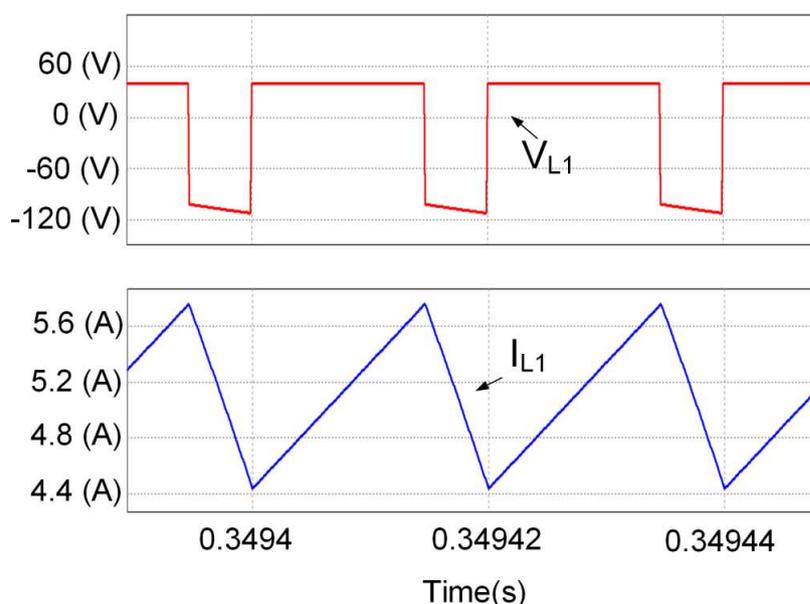
Fonte: Autoria própria (2021).

5.1.1 Formas de Onda Obtidas com a Simulação Numérica do Conversor Não Isolado

A seguir são apresentadas as formas de onda de tensão e de corrente em todos os componentes do circuito, simuladas no software PSIM.

A figura 33 mostra a tensão e a corrente no indutor L_1 . Na primeira etapa a tensão no indutor L_1 é igual a tensão de entrada do conversor e na segunda etapa o indutor apresenta tensão igual a $-V_{C1}$. O valor médio da corrente no indutor é igual a corrente de entrada I_{in} .

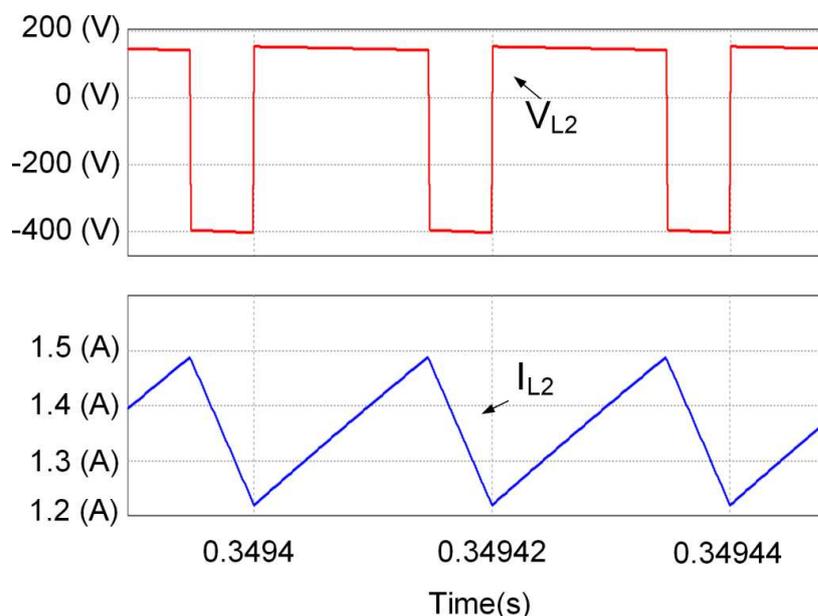
Figura 33 - Tensão e Corrente no Indutor L_1



Fonte: Autoria própria (2021).

A figura 34 apresenta a tensão e a corrente no indutor L_2 , na primeira etapa a tensão é igual ao somatório da tensão de entrada V_i com a tensão sobre o capacitor C_1 e na segunda etapa a tensão sobre o indutor é igual a $-V_o$. O valor médio da corrente em L_2 é igual a $I_{in}(1 - D)$.

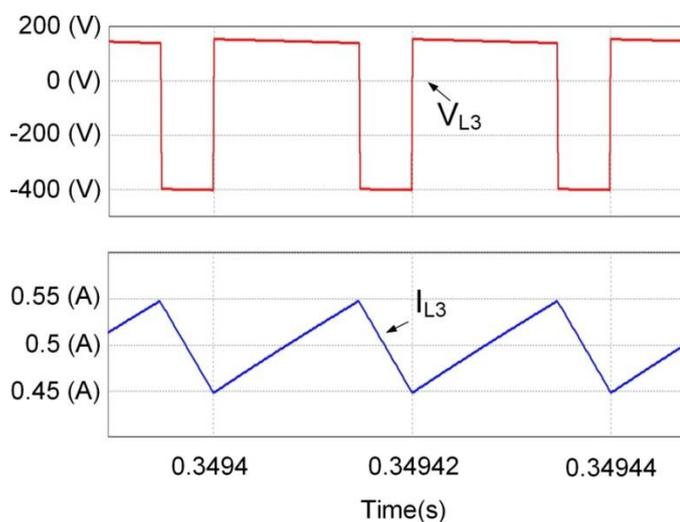
Figura 34 - Tensão e Corrente no Indutor L_2



Fonte: Autoria própria (2021).

A figura 35 exibe a tensão e a corrente no indutor L_3 , a partir da qual observa-se que a tensão neste indutor é igual a tensão no indutor L_2 . O valor médio da corrente em L_3 é igual a corrente de saída I_o do circuito.

Figura 35 - Tensão e Corrente no Indutor L_3

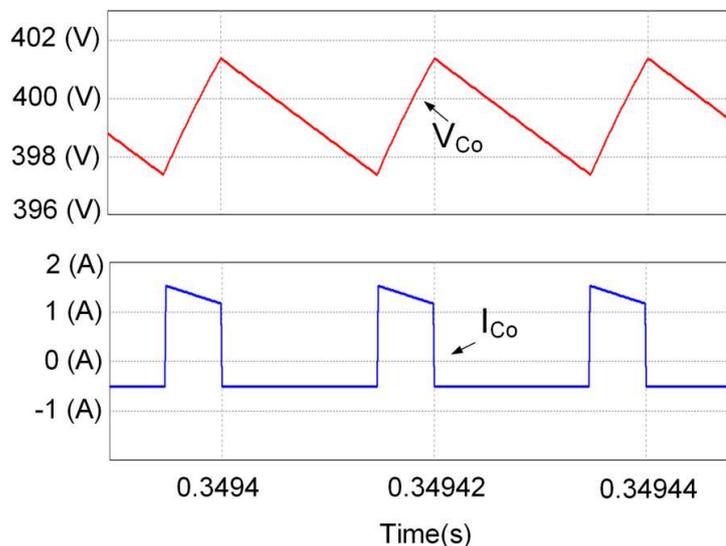


Fonte: Autoria própria (2021).

A figura 36 mostra as formas de onda de tensão e corrente no capacitor C_o , operando como filtro para a tensão de saída V_o . O valor da corrente de C_o é igual a $-I_o$.

na primeira etapa, enquanto, na segunda, é o equivalente ao somatório das correntes de I_{L2} , I_{L3} e $-I_o$.

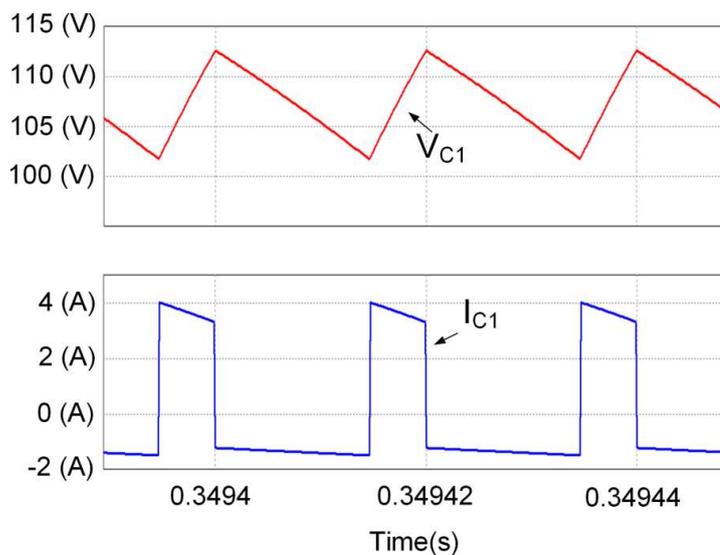
Figura 36 - Tensão e Corrente no Capacitor C_o .



Fonte: Autoria própria (2021).

A figura 37 exibe a tensão e a corrente no capacitor C_1 , sendo que o valor médio da tensão é igual a $V_{C2} - V_i$. A corrente de C_1 é igual $-I_{L2}$ na primeira etapa de operação, enquanto na segunda, é dada por $I_{L1} - I_{L2}$.

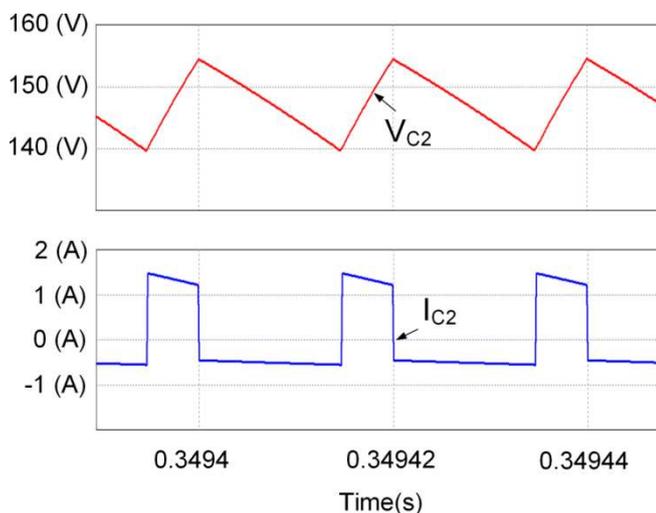
Figura 37 - Tensão e Corrente no Capacitor C_1 .



Fonte: Autoria própria (2021).

A figura 38 apresenta a tensão e a corrente no capacitor SEPIC. A corrente de C_2 é igual $-I_o$ na primeira etapa de operação, enquanto, na segunda, é igual a I_{L2} . O valor médio da tensão no capacitor C_2 é igual a $V_{C2} + V_i$.

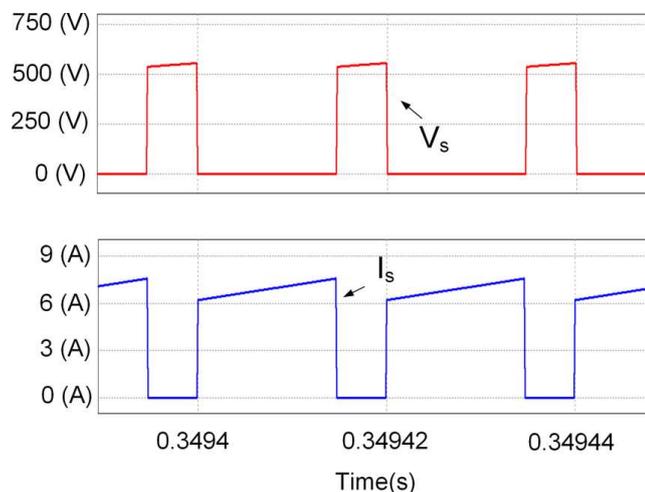
Figura 38 - Tensão e Corrente no Capacitor C_2



Fonte: Autoria própria (2021).

Pode-se observar na figura 39 a tensão e a corrente sobre o interruptor S. Na primeira etapa, com o interruptor conduzindo, a tensão é igual a zero e a corrente é dada pela somatória das correntes dos indutores L_1 , L_2 e L_3 . Na segunda etapa, com o interruptor bloqueado, a corrente é igual a zero, enquanto a tensão sobre o mesmo é dada por $V_{C2} + V_o$.

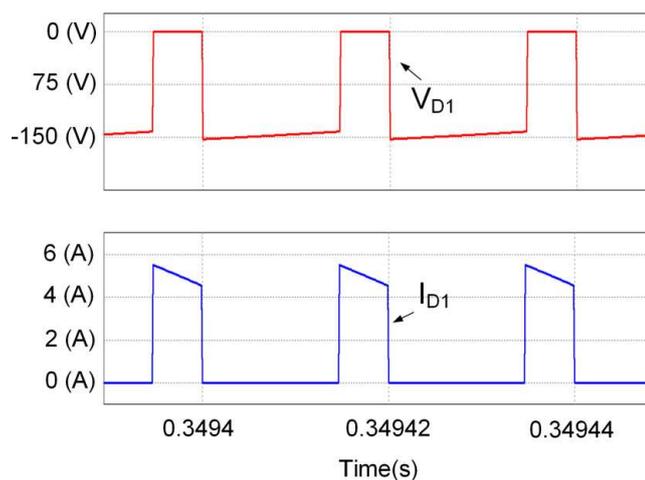
Figura 39 - Tensão e Corrente no Interruptor S



Fonte: Autoria própria (2021).

Durante a primeira etapa o diodo D_1 apresenta tensão reversa dada por $-(V_{C1}+V_i)$ e sua corrente é nula, como pode ser visto na figura 40. Na segunda etapa de operação, a tensão sobre o componente vale zero pois está conduzindo. Sua corrente nesta etapa é definida por I_{L1} .

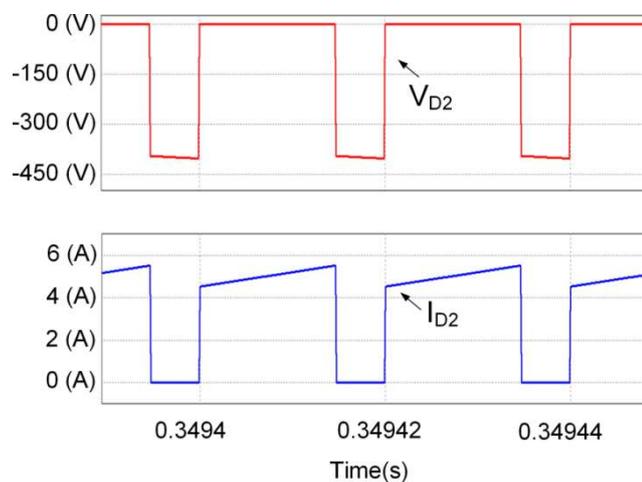
Figura 40 - Tensão e Corrente no Diodo D_1



Fonte: Autoria própria (2021).

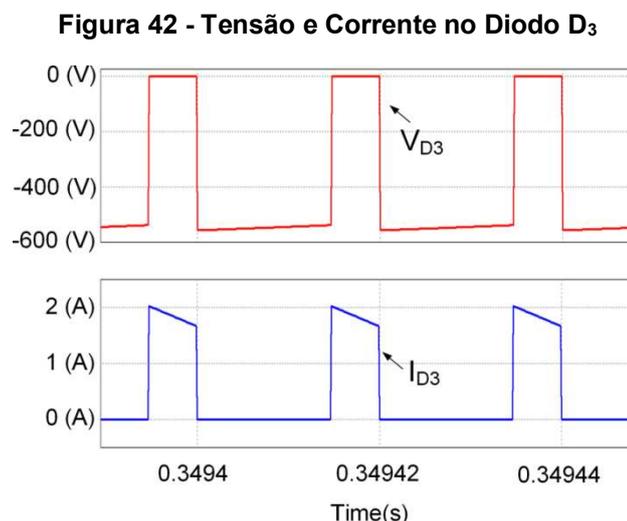
Na primeira etapa de operação o diodo D_2 , conforme apresentado na figura 41, tem sua corrente igual a corrente do indutor L_1 e tensão igual a zero. Durante a segunda etapa, a corrente é zero e a tensão reversa sobre o componente é igual a tensão de saída V_o .

Figura 41 - Tensão e Corrente no Diodo D_2



Fonte: Autoria própria (2021).

Na figura 42 pode-se observar que a tensão sobre o diodo D_3 , que durante a primeira etapa, é igual a $-(V_o + V_{C2})$. A corrente nesta etapa vale zero. A segunda etapa de operação mostra o diodo conduzindo com tensão igual a zero; a corrente durante a segunda etapa é dada pelo somatório das correntes dos indutores L_2 e L_3 .



Fonte: Autoria própria (2021).

5.2 Resultados de simulação numérica para o conversor isolado com transformador ideal

Nesta seção foram utilizadas as especificações contidas na tabela 5 e dimensionados os componentes do conversor CC-CC SEPIC R^2P^2 na forma isolada com transformador ideal. Pode-se observar o valor dos componentes na tabela 8. O conversor foi dimensionado com uma relação de transformação $n = 4$, com isto o valor da razão cíclica nominal é igual a $D = 0,5367$.

Tabela 8 - Componentes Dimensionados para o Conversor Isolado

Grandeza	Valor Calculado
Indutor L1	429,3 (uH)
Indutor L2	2 (mH)
Indutor L3	2,32 (mH)
Capacitor de saída C_o	1,34 (uF)
Capacitor C1	5,37 (uF)
Capacitor C2	2,48 (uF)
Carga R	800 (Ω)

Fonte: Autoria própria (2021).

Com os componentes dimensionados realizou-se uma simulação numérica com o con- versor operando em malha aberta.

A tabela 9 apresenta uma análise comparativa entre os valores calculados e os valores obtidos por simulação para as grandezas obtidas no equacionamento para projeto. Observa-se que os erros encontrados são inferiores a 5%, o que indica que os equacionamentos estão corretos.

Tabela 9 - Resultados de Simulação

Grandeza	Simulado	Calculado	Erro(%)
IL1méd	4,998 A	5 A	0,04
IL1máx	5,494 A	5,5 A	0,11
Δ IL1	0,996 A	1 A	0,40
IL2méd	2,316 A	2,317 A	0,04
IL2máx	2,525 A	2,548 A	0,90
Δ IL2	0,4651 A	0,463 A	0,45
IL3méd	1,998 A	2 A	0,10
IL3máx	2,010 A	2,05 A	1,95
Δ IL3	0,0249 A	0,025 A	0,40
VComáx	401,67 V	402 V	0,08
Δ VCo	4,004 V	4 V	0,10
ICoef	0,539 A	0,538 A	0,19
VC1máx	46,32 V	46,33 V	0,02
Δ VC1	4,6816 V	4,663 V	0,40
IC1ef	2,531 A	2,493 A	1,52
VC2máx	103,59 V	103,54 V	0,05
Δ VC2	8,619 V	8,633 V	0,16
IC2ef	2,16 A	2,152 A	0,37
Vsmáx	204,84 V	203,60 V	0,61
ismáx	10,01 A	10,09 A	0,79
lsef	6,863 A	6,825 A	0,56
isméd	5,01 A	5 A	0,2
VD1máx	-88,52 V	-86,33 V	2,53
ID1máx	5,494 A	5,5 A	0,11
ID1méd	2,327 A	2,317 A	0,43
ID1ef	3,418 A	3,403 A	0,44
VD2máx	166,57 V	174,53 V	4,56
ID2máx	5,487 A	5,5 A	0,22
ID2méd	2,671 A	2,683 A	0,45
ID2ef	3,658 A	3,663 A	0,14
VD3máx	-778,45 V	-745,33 V	4,44
ID3máx	1,133 A	1,15 A	1,48
ID3méd	0,504 A	0,5 A	0,80
ID3ef	0,733 A	0,735 A	0,27

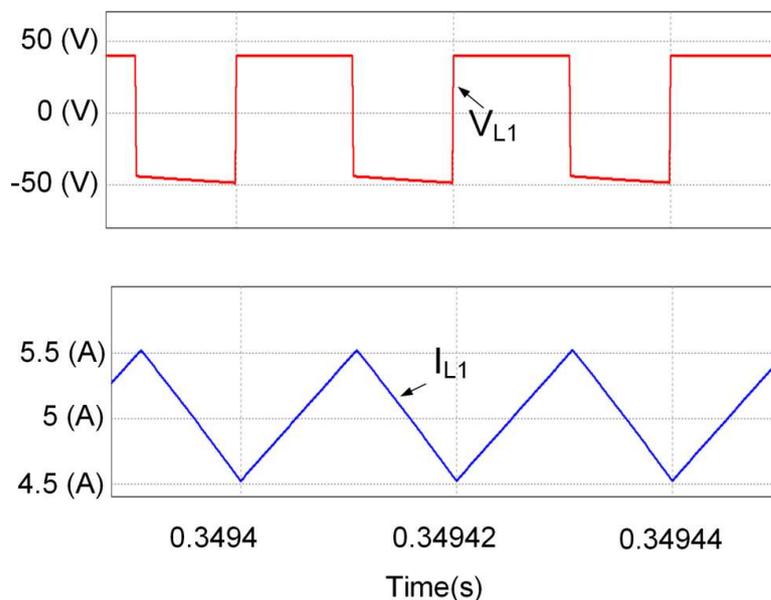
Fonte: Autoria própria (2021).

5.2.1 Formas de Onda Obtidas com a Simulação Numérica do Conversor Isolado

A seguir são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente em todos os componentes do circuito, simuladas no software PSIM.

Na figura 43 pode-se observar que a tensão sobre o indutor L_1 durante a primeira etapa, é igual a tensão de entrada V_i e a tensão na segunda etapa de operação é igual a $-V_{C1}$. O valor médio da corrente em L_1 é igual ao valor médio da corrente de entrada I_{in} do conversor.

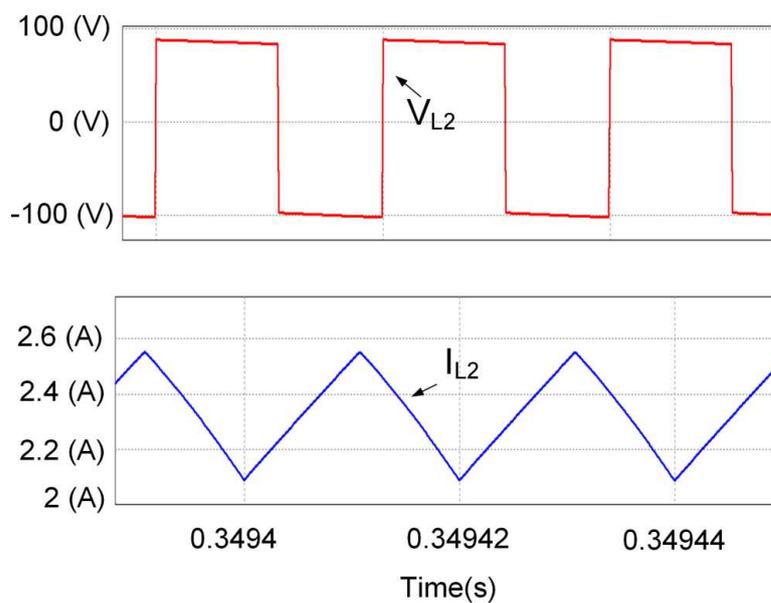
Figura 43 - Tensão e Corrente no Indutor L_1



Fonte: Autoria própria (2021).

A figura 44 mostra que a tensão no indutor L_2 durante a primeira etapa é dada por $V_{C1} + V_i$ e a tensão reversa na segunda etapa de operação é igual a tensão $-V_o/n$. A figura também apresenta a forma de onda da corrente em L_2 , com o valor médio igual a $I_{in}(1-D)$.

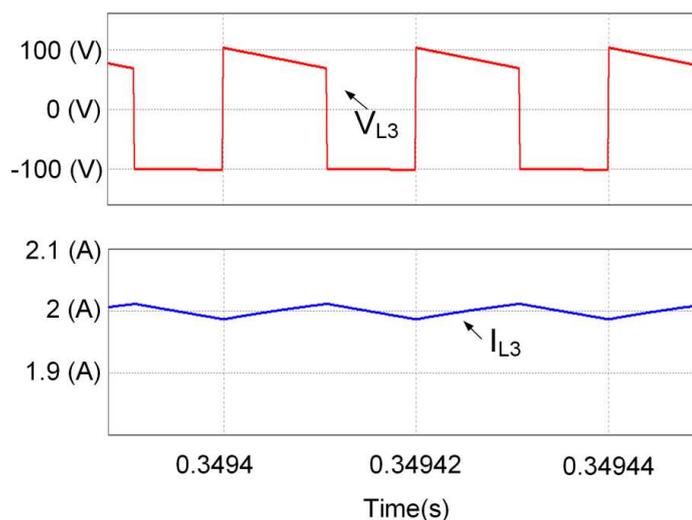
Figura 44 - Tensão e Corrente no Indutor L_2



Fonte: Autoria própria (2021).

Os gráficos de tensão e corrente sobre o indutor L_3 são apresentados na figura 45. A tensão sobre o indutor na primeira etapa é igual a V_{C2} e na segunda etapa de operação é dada por $-V_o/n$. O valor médio da corrente é dada pela corrente de saída I_o multiplicada pela relação de transformação n .

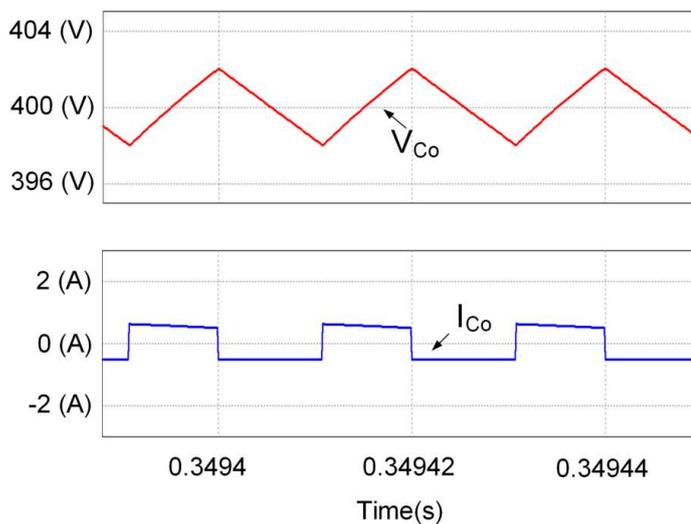
Figura 45 - Tensão e Corrente no Indutor L_3



Fonte: Autoria própria (2021).

A figura 46 mostra a tensão e corrente do capacitor de saída C_o . O capacitor C_o opera como filtro para a tensão de saída V_o . A corrente de C_o é igual $-I_o$ na primeira etapa, enquanto na segunda é $(I_{L2} + I_{L3})/n - I_o$.

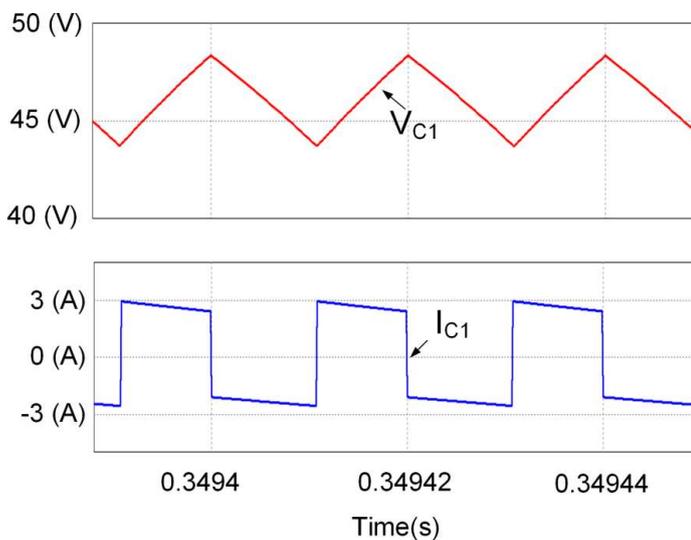
Figura 46 - Tensão e Corrente no Capacitor C_o



Fonte: Autoria própria (2021).

A figura 47 apresenta a tensão e a corrente no capacitor C_1 . Durante a primeira etapa, a corrente no capacitor C_1 é igual a $-I_{L2}$. Na segunda etapa de operação, a corrente sobre o mesmo é dada por $I_{L1} - I_{L2}$. Na figura 49 também é exibida a tensão máxima sobre o capacitor C_1 , a qual resulta em $V_{C2} - V_i$.

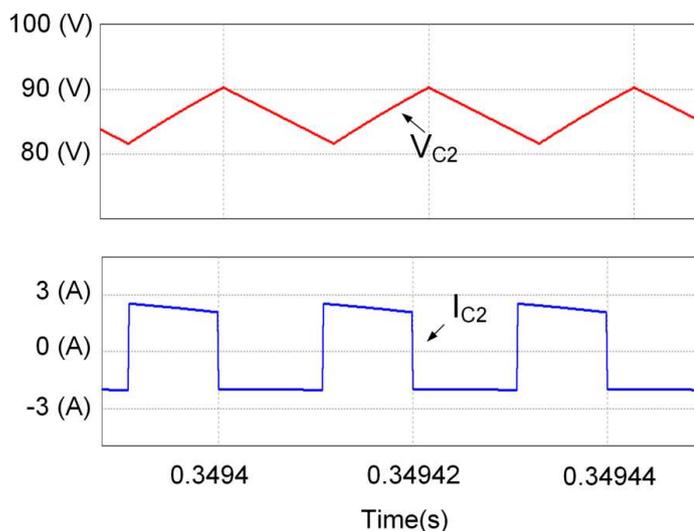
Figura 47 - Tensão e Corrente no Capacitor C_1



Fonte: Autoria própria (2021).

O capacitor C_2 apresenta um valor médio de tensão igual a $V_{C1} + V_i$, a corrente na primeira etapa é $-I_{on}$ e na segunda etapa é igual a I_{L2} , como pode ser observado na figura 48.

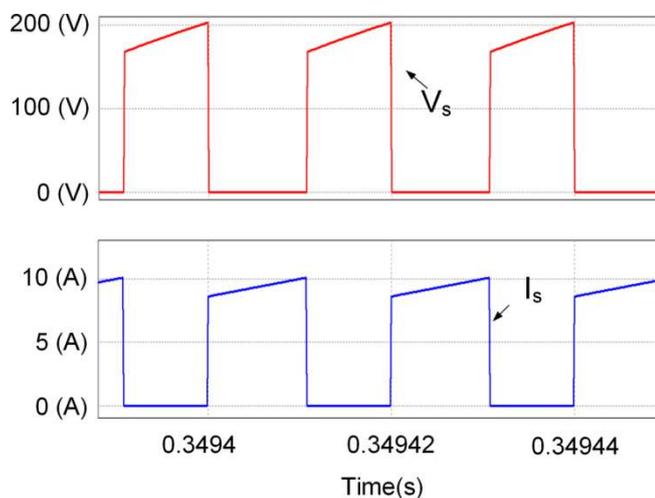
Figura 48 - Tensão e Corrente no Capacitor C_2



Fonte: Autoria própria (2021).

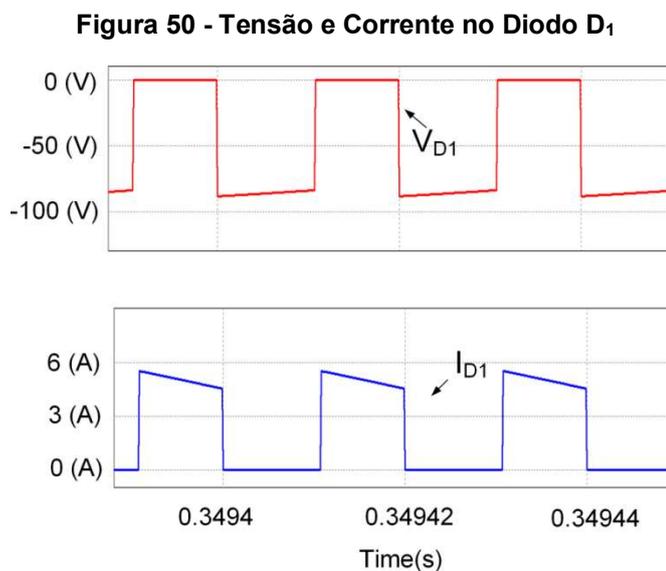
Na figura 49 é apresentada a tensão e a corrente no interruptor S , sendo que o mesmo está conduzindo na primeira etapa, e a corrente igual ao somatório das correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 . Durante esta etapa, a tensão sobre o mesmo é zero. Na segunda etapa de operação, o interruptor está bloqueado, sendo sua corrente igual a zero e a tensão sobre o mesmo é dada por $V_o/n + V_{C2}$.

Figura 49 - Tensão e Corrente no Interruptor S



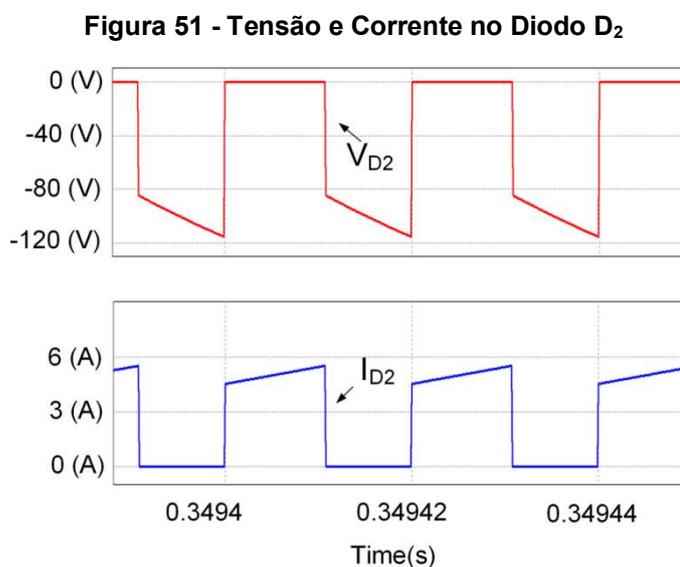
Fonte: Autoria própria (2021).

A tensão sobre o diodo D_1 durante a primeira etapa de operação, é igual a $-(V_{C1} + V_i)$ e a corrente igual a zero. Na segunda etapa, o diodo está conduzindo e a corrente é igual o valor médio da corrente de entrada I_{in} , e a tensão é zero. As formas de onda são apresentadas na figura 50.



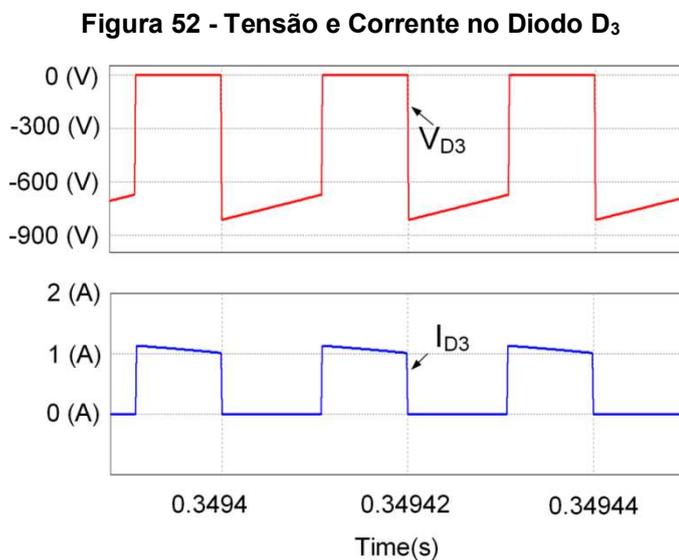
Fonte: Autoria própria (2021).

O diodo D_2 tem sua corrente durante a primeira etapa, igual a corrente de entrada I_{in} , durante a segunda etapa, a mesma é zero pois o diodo está bloqueado. A tensão na primeira etapa é zero, na segunda etapa é dada por $-(V_{C2} + V_o)/n$. Os gráficos podem ser vistos na figura 51.



Fonte: Autoria própria (2021).

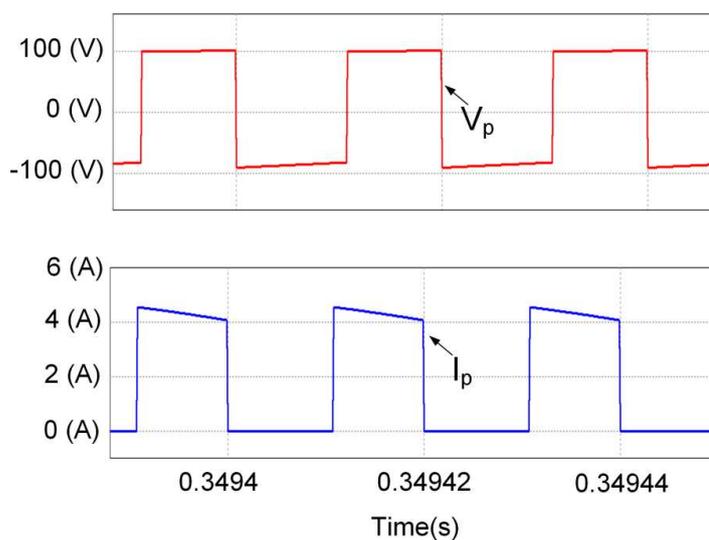
A figura 52 exibe a tensão e corrente para o diodo D_3 . A máxima tensão reversa é dada por $-(V_o/D)$, a corrente na primeira etapa é zero. Durante a etapa de condução, a tensão é zero e a corrente é $(I_{L2} + I_{L3})/n$.



Fonte: Autoria própria (2021).

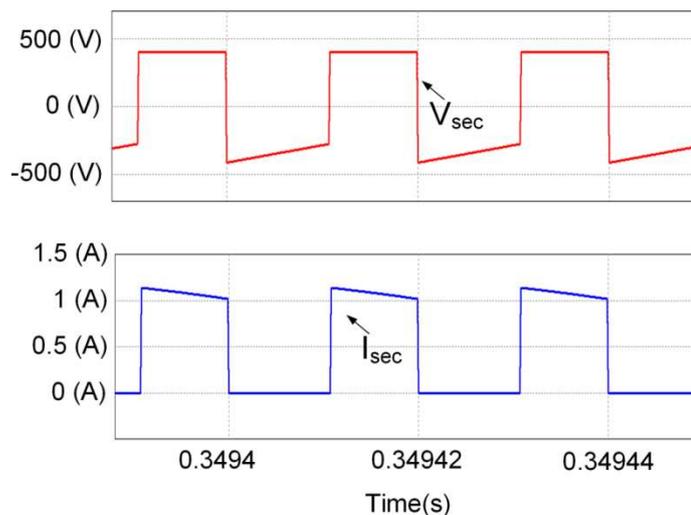
Nas figuras 53 e 54, são apresentadas as tensões e correntes do primário e secundário do transformador ideal, é válido observar que a tensão do secundário é quatro vezes maior que a do primário, enquanto a corrente é quatro vezes menor, isto se dá pela relação de transformação n utilizada no projeto.

Figura 53 - Tensão e Corrente no Primário do Transformador



Fonte: Autoria própria (2021).

Figura 54 - Tensão e Corrente no Secundário do Transformador

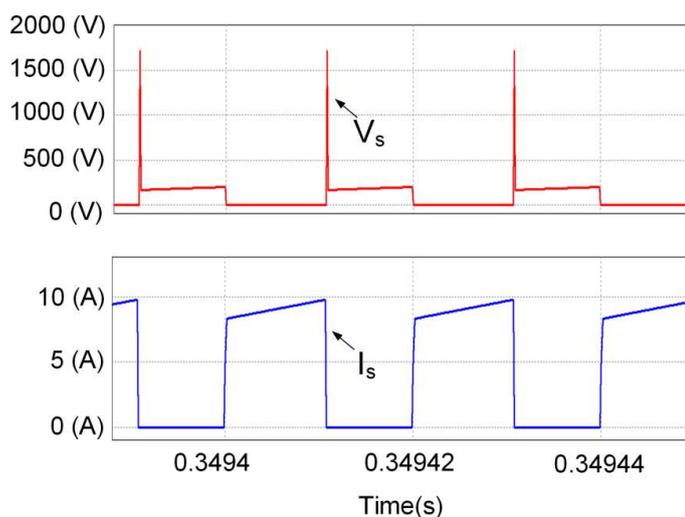


Fonte: Autoria própria (2021).

5.3 Resultados de simulação numérica para o conversor isolado com grampeador RCD

A figura 55 exibe os picos de tensão no interruptor sem grampeamento, sendo este o problema a ser solucionado pelos circuito a seguir. Nesta simulação, foi adicionada uma indutância de dispersão no circuito.

Figura 55 - Picos de Tensão no Interruptor sem Grampeamento



Fonte: Autoria própria (2021).

Devido a isto, foi projetado um grampeador RCD, composto por um diodo D_g , um capacitor C_g e um resistor R_g .

Dadas as equações obtidas no capítulo 4, as especificações são as mesmas da tabela 5 e os componentes C_g e R_g dimensionados para o grampeamento RCD são apresentados na tabela 10. A tensão de grampeamento foi definida em 330 V com uma indutância de dispersão L_d de 10 μ H.

Tabela 10 - Dimensionamento do Grampeador RCD

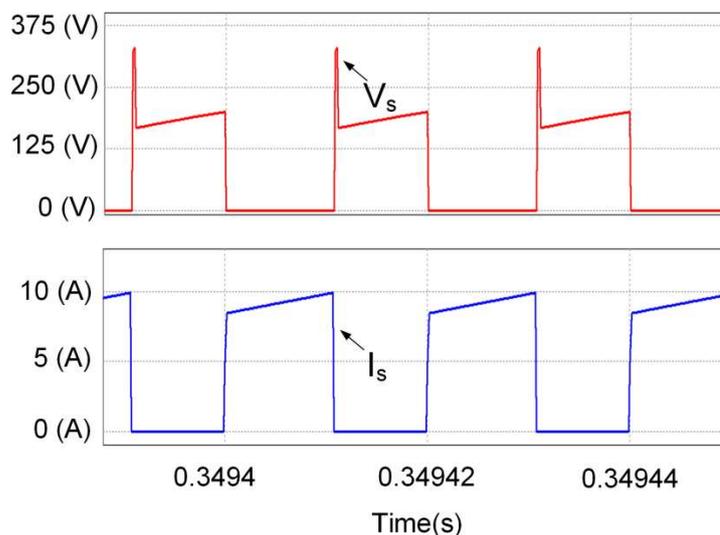
Grandeza	Calculado
R_g	8,6 (k Ω)
C_g	86 (nF)

Fonte: Autoria própria (2021).

Com os componentes dimensionados, consegue-se obter os resultados do circuito de grampeamento via simulação.

Pode-se visualizar a tensão e corrente no interruptor na figura 56, que agora está grampeada em 330 V, apresentando o resultado positivo do grampeador RCD.

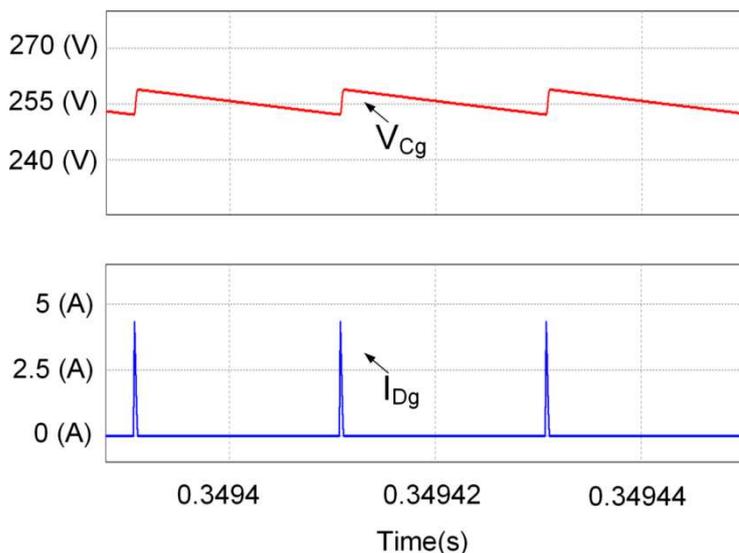
Figura 56 - Tensão e Corrente no Interruptor S com Grampeamento RCD



Fonte: Autoria própria (2021).

Na figura 57 é apresentada a tensão em V_{c_g} , também é exibida a corrente sobre o diodo D_g do grampeador.

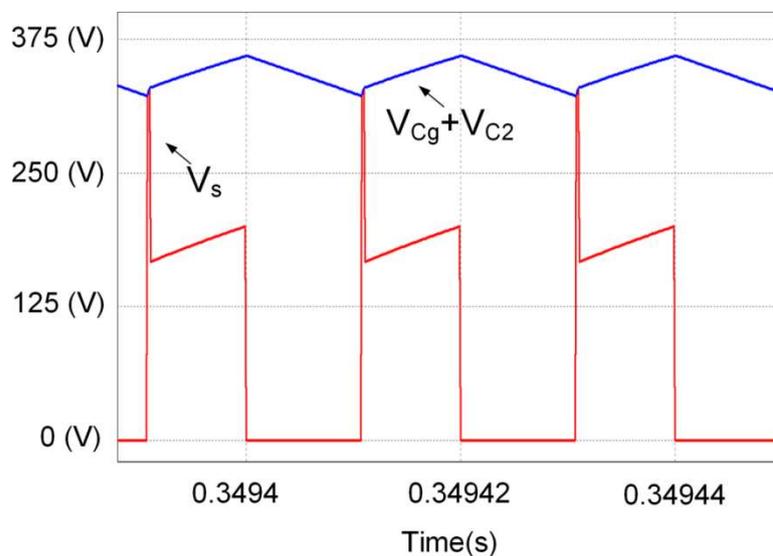
Figura 57 - Tensão no Capacitor C_g e Corrente no Diodo D_g



Fonte: Autoria própria (2021).

Na figura 58 é apresentada a tensão em V_{Cg} , a qual somada com a tensão em V_{C2} auxilia no grampeamento, diminuindo as perdas. Pode-se visualizar também na figura a tensão no interruptor grampeada.

Figura 58 - Interruptor Grampeado por V_{Cg} e V_{C2}



Fonte: Autoria própria (2021).

5.4 Resultados de simulação numérica para o conversor isolado com grampeador regenerativo

Devido aos picos de tensão no interruptor S apresentados na figura 55 foi projetado um grampeador regenerativo. Este grampeador tem a vantagem de apresentar menores perdas comparado ao grampeador RCD.

Dadas as equações, as especificações são as mesmas da tabela 5 e os componentes C_g e L_g dimensionados para o grampeamento regenerativo são apresentados na tabela 11. A tensão de grampeamento foi definida em 330 V com uma indutância de dispersão L_d de 10 μH .

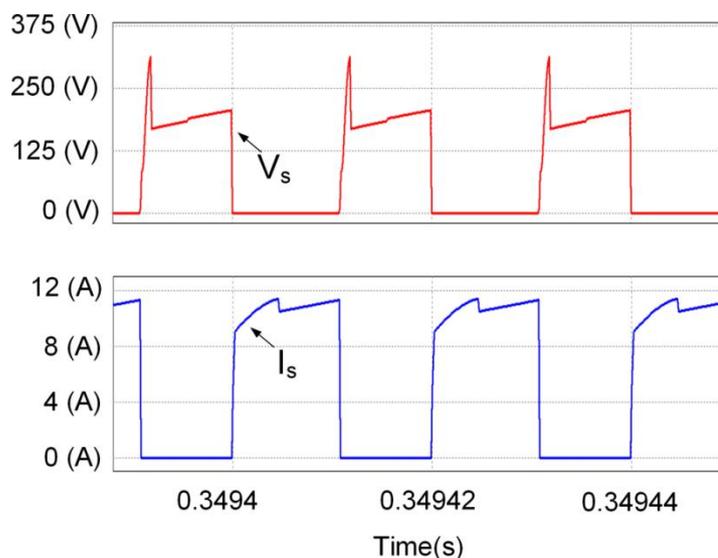
Tabela 11 - Dimensionamento do Grampeador Regenerativo

Grandeza	Calculado
C_g	26,77 (nF)
L_g	328 (μH)

Fonte: Autoria própria (2021)

O circuito de grampeamento regenerativo apresentou resultados eficazes para os picos de tensão no interruptor S. As formas de onda de tensão e corrente do interruptor com o grampeador podem ser visualizadas na figura 59.

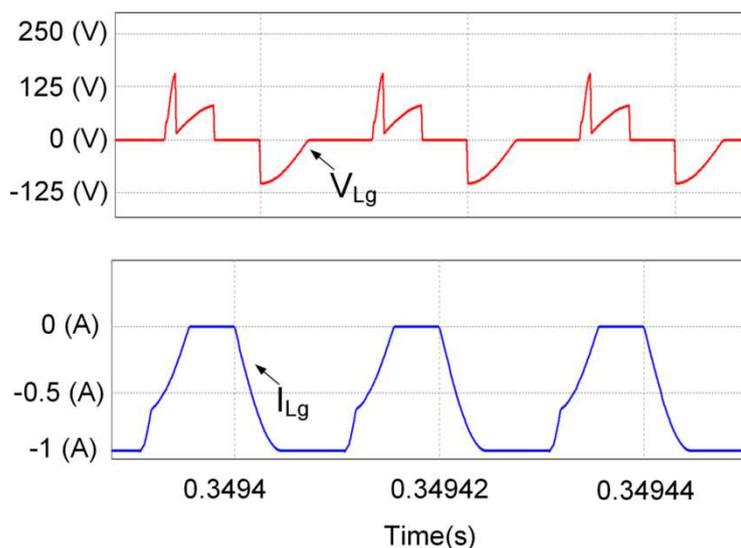
Figura 59 - Tensão e Corrente no Interruptor com Grampeamento Regenerativo



Fonte: Autoria própria (2021).

Na figura 60, é exibida a a tensão e corrente sobre os indutores L_{g1} e L_{g2} , os mesmos operam trocando energia com os capacitores C_{g1} e C_{g2} .

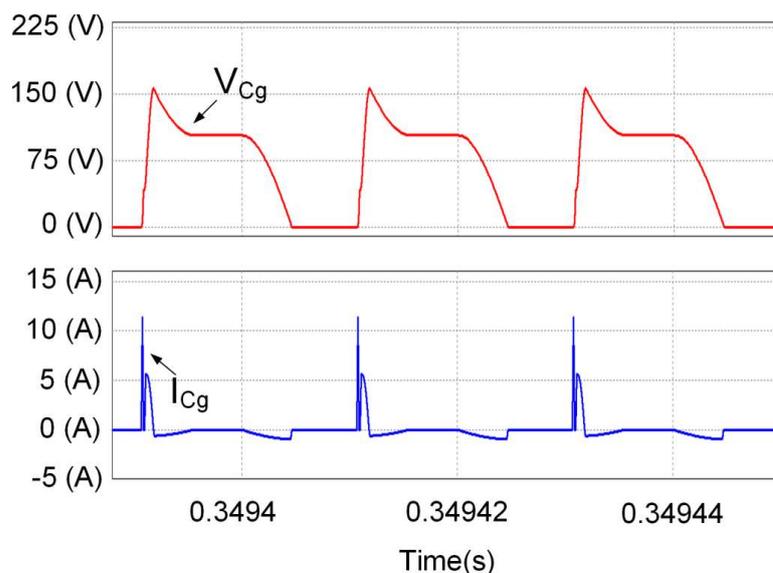
Figura 60 - Tensão e Corrente nos Indutores L_{g1} e L_{g2}



Fonte: Autoria própria (2021).

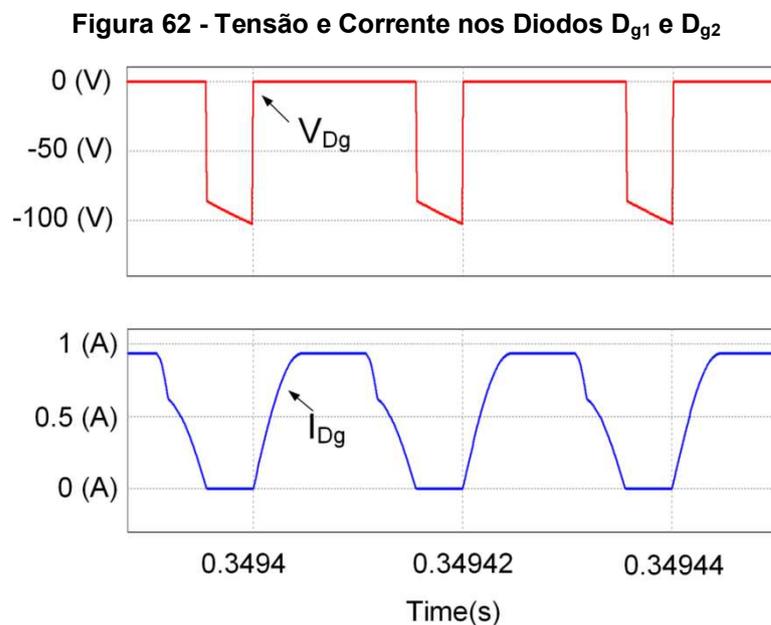
Na figura 61, é apresentada a tensão e corrente sobre os capacitores C_{g1} e C_{g2} , os mesmos operam trocando energia com os indutores L_{g1} e L_{g2} .

Figura 61 - Tensão e Corrente nos Capacitor C_{g1} e C_{g2}



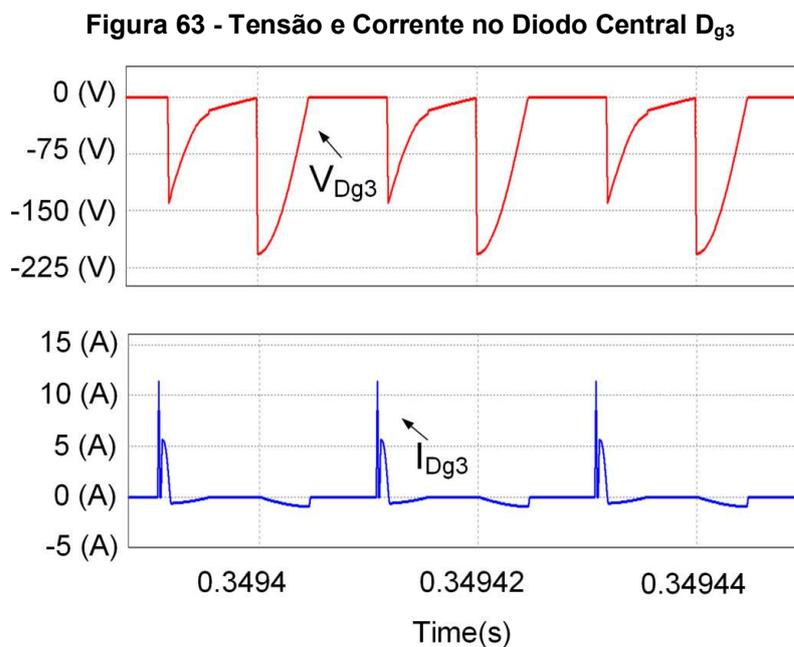
Fonte: Autoria própria (2021).

A tensão reversa e corrente nos diodos D_{g1} e D_{g2} , pode ser observada na figura 62.



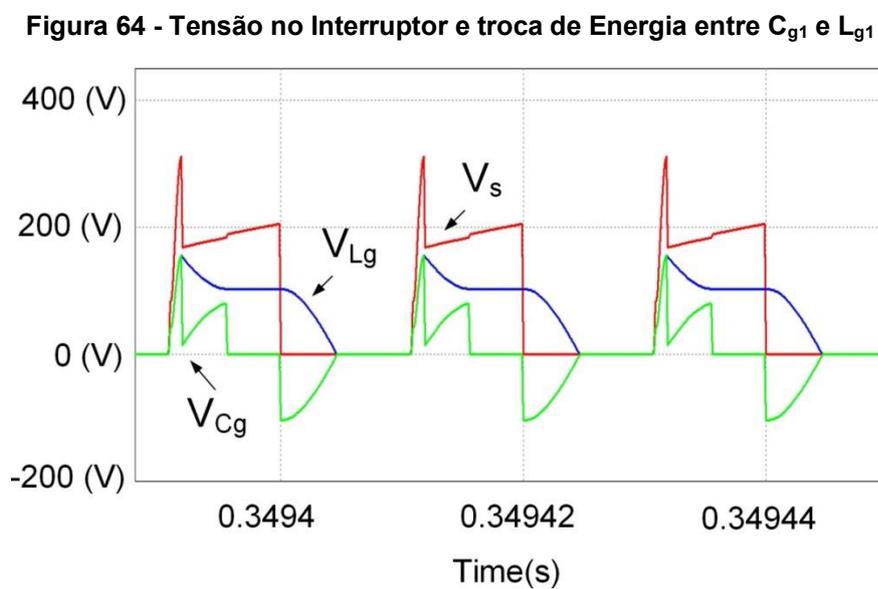
Fonte: Autoria própria (2021).

A tensão reversa e corrente no diodo D_{g3} pode ser observada na figura 63.



Fonte: Autoria própria (2021).

Na figura 64, apresenta-se a troca de energia entre o capacitor grampeador C_{g1} e indutor grampeador L_{g1} , bem como a tensão grampeada no interruptor S.



Fonte: Autoria própria (2021).

6 CONCLUSÃO

A revisão bibliográfica é realizada exibindo as principais metodologias utilizadas para elevar o ganho de conversores CC-CC. De forma análoga, foi apresentada a célula R^2P^2 aplicada ao conversor SEPIC em sua forma isolada e não isolada, etapas de operação e dimensionamento de componentes para projeto. Para o conversor na forma isolada foram apresentados circuitos grampeadores devido à indutância de dispersão.

Por fim, os resultados de simulação numérica foram apresentados. De modo geral, o principal objetivo foi alcançado que seria um ganho estático elevado. A saída deste conversor pode ter diversas aplicações como utilizar outro conversor para carregar baterias, como também para aplicações com inversores de tensão para injetar a energia gerada na rede elétrica.

Como principal contribuição desta dissertação, o conversor CC-CC SEPIC R^2P^2 tanto na forma isolada como na forma não isolada, apresenta-se como uma opção de conversor para ganhos estáticos elevados.

Como vantagem, o conversor possui apenas um interruptor controlado, o que reduz a complexidade e custo, além disso, os semicondutores não são submetidos à elevados níveis de tensão. A principal desvantagem se dá pelo elevado número de componentes armazenadores de energia no circuito.

Como trabalhos futuros destaca-se: a modelagem dinâmica orientada ao controle da tensão de entrada do conversor, o que é necessário para a aplicação em sistemas fotovoltaicos com rastreamento do ponto de máxima potência e o dimensionamento e a implementação prática dos conversores estudados.

REFERÊNCIAS

- ANDRADE, António Manuel Santos Spencer *et al.*, **Microinversores baseados na topologia meia-ponte isolada alimentada em corrente**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2018. páginas 12
- ANDRADE, António Manuel Santos Spencer *et al.* Synthesis and comparative analysis of very high step-up dc–dc converters adopting coupled-inductor and voltage multiplier cells. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 33, n. 7, p. 5880–5897, 2017. páginas 14
- ANDRADE, António MSS; MEURER, André P; MARTINS, Mário L da S. Conversor boost isolado de alto ganho de tensão com retificador multiplicador de tensão cockcroft-walton. **Eletrônica de Potência-SOBRAEP**, v. 24, n. 2, p. 196–203, 2019. páginas 20
- ARDI, Hossein; AJAMI, Ali. Study on a high voltage gain sepic-based dc–dc converter with continuous input current for sustainable energy applications. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 33, n. 12, p. 10403–10409, 2018. páginas 5, 25, 26, 27
- ASSIS, Bruno G de *et al.* High-voltage-gain integrated boost-sepic dc-dc converter for renewable energy applications. **Revista Eletrônica de Potência**, v. 24, p. 336–344, 2019. páginas 20
- AXELROD, Boris; BERKOVICH, Yefim; IOINOVICI, Adrian. Switched-capacitor (sc)/switched inductor (sl) structures for getting hybrid step-down cuk/sepic/zeta converters. In: IEEE. **2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems**. [S.l.], 2006. p. 4–pp. páginas 5, 25
- BARBI, Ivo; FONT, Carlos Henrique IIIa; ALVES, Ricardo Luis. Projeto físico de indutores e transformadores. **Documento Interno (INEP–2002)**, 2002. páginas 19
- BRAGA, Henrique AC; BARBI, Ivo. Conversores estáticos multiníveis—uma revisão. **SBA Controle & Automação**, v. 11, n. 01, p. 20–28, 2000. páginas 19
- CAVALCANTE, Fabiana da Silveira; KOLAR, Johann W. Design of a 5 kw high output voltage series-parallel resonant dc-dc converter. In: IEEE. **IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC'03**. [S.l.], 2003. v. 4, p. 1807–1814. páginas 13
- CUCE, Erdem; HARJUNOWIBOWO, Dewanto; CUCE, Pinar Mert. Renewable and sustainable energy saving strategies for greenhouse systems: A comprehensive review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 64, p. 34–59, 2016. páginas 12
- FAISTEL, Tiago Miguel Klein *et al.* Família de conversores isolados com células r2p2 e multiplicador de tensão para microgeradores pv. **Eletrônica de Potência-SOBRAEP**, v. 24, n. 3, p. 378–388, 2019. páginas 13, 14, 16, 49

FOROUZESH, Mojtaba *et al.* Step-up dc–dc converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 32, n. 12, p. 9143–9178, 2017. páginas 16

HASS, Eduardo Silva; NASCIMENTO, Claudinor Bitencourt. A simple self-clamped high step-up dc-dc converter employing coupled inductor. **Eletrônica de Potência, SOBRAEP Transactions**, v. 24, n. 2, p. 204–213, 2019. páginas 19

JUAN, Díaz *et al.* High-voltage dc/dc converter 10kv, 600w with digital output voltage monitoring. In: IEEE. **2013 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. [S.l.], 2013. p. 1–6. páginas 13

KIM, Minjae; CHOI, Sewan. A fully soft-switched single switch isolated dc–dc converter. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 30, n. 9, p. 4883–4890, 2014. páginas 14

KRAVETZ, Fábio Inocêncio. **Conversor SEPIC modificado com acoplamento magnético série e célula multiplicadora de tensão**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2018. páginas 14, 18

MINISTÉRIO, Minas Energia. Plano Decenal de Expansão de Energia 2029. 2020. Disponível em: <<http://www.mme.gov.br/web/guest/secretarias/planejamento-e-desenvolvimento-energetico/publicacoes/plano-decenal-de-expansao-de-energia>>. páginas 12

MORALES-SALDANA, Jorge Alberto *et al.* Modelling and control of a dc–dc quadratic boost converter with r 2 p 2. **IET Power Electronics**, IET, v. 7, n. 1, p. 11–22, 2014. páginas 14, 20, 21

NAVAMANI, J Divya; LAVANYA, A; VIJAYAKUMAR, K. Modified sepic converter with high boosting capability. **Electronics Letters**, IET, v. 55, n. 13, p. 759–761, 2019. páginas 5, 24, 25

RIBEIRO, W *et al.* Comparação entre topologias de painel solar artificial para teste de inversores fotovoltaicos. In: **VII Congresso Brasileiro de Energia Solar-CBENS**. [S.l.: s.n.], 2018. páginas 12

SÁ, Franciéli Lima de *et al.* **Conversores cc-cc com elevada taxa de conversão estática**. Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2014. páginas 23

SALVADOR, Marcos A *et al.* Conversor cc-cc de alto ganho obtido pela combinação entre redes de indutor e de capacitor chaveados. **Eletrônica de Potência**, v. 23, n. 2, p. 161–170, 2018. páginas 18

SALVADOR, Marcos A. Non-isolated high-step-up dc-dc converter derived from switched-inductors and switched-capacitors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, 2019. páginas 18

SALVADOR, Thaís C; OLIVEIRA, Tatiane M; TOFOLI, Fernando L. Conversor cc-cc sepic não isolado de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados empregando células multiplicadoras de tensão. **Anais da Sociedade Brasileira de Automática**, v. 2, n. 1, 2020. páginas 24

SCHMITZ, Lenon; MARTINS, Denizar C; COELHO, Roberto F. Comprehensive conception of high step-up dc–dc converters with coupled inductor and voltage multipliers techniques. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, IEEE, v. 67, n. 6, p. 2140–2151, 2020. páginas 16

SENDERSKI, André Miguel; MARTINS, Mário Lúcio da Silva; FONT, Carlos Henrique Illa. Con- versor cc-cc sepic com célula r2p2 para aplicações com elevado ganho estático. In: **Congresso Brasileiro de Automática-CBA**. [S.l.: s.n.], 2020. v. 2, n. 1. páginas 15

SILLAPAWICHARN, Yutthachai. An isolated snubberless single-switched boost converter for high step-up conversion applications. In: IEEE. **2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)**. [S.l.], 2016. p. 1–4. páginas 14

SILVA, Gilberto Valentim; COELHO, Roberto Francisco; LAZZARIN, Telles Brunelli. Modelagem do conversor boost com células a capacitor chaveado por meio de um conversor equivalente de ordem reduzida. **Eletrônica de Potência, SOBRAEP Transactions**, v. 22, p. 288–297, 2017. páginas 18

Switched-capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid dc–dc pwm converters. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, IEEE, v. 55, n. 2, p. 687–696, 2008. páginas 14

TIBOLA, Gabriel *et al.* Passive regenerative and dissipative snubber cells for isolated sepic converters: analysis, design, and comparison. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 32, n. 12, p. 9210–9222, 2017. páginas 50

VICENSI, Elias *et al.* **Projeto e implementação de um conversor elevador de tensão alimentado em corrente com acoplamento magnético aplicado em sistemas fotovoltaicos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2019. páginas 18

ZIENTARSKI, Jonatan Rafael Rakoski *et al.* **Contribuições ao estudo de conversores CC–CC com processamento parcial de energia aplicados a sistemas fotovoltaicos**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2017. páginas 13