



UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

INGRID CAROLINE DA SILVA FERREIRA

**ANÁLISE COMPARATIVA DE CONVERSORES C.C./C.C. DE ALTO GANHO PARA
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Recife
2023

INGRID CAROLINE DA SILVA FERREIRA

**ANÁLISE COMPARATIVA DE CONVERSORES C.C./C.C. DE ALTO GANHO
PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Curso de Graduação em
Engenharia de Controle e Automação da
Universidade Federal de Pernambuco,
como requisito parcial para obtenção do
grau de Bacharel em Engenharia de
Controle e Automação.

Orientador(a): Prof. MSc. Artur Muniz Szpak Furtado

Recife
2023

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do programa de geração automática do SIB/UFPE

Ferreira, Ingrid Caroline da Silva.

Análise comparativa de conversores CC/CC de alto ganho para sistemas
fotovoltaicos / Ingrid Caroline da Silva Ferreira. - Recife, 2023.
77 p. : il., tab.

Orientador(a): Artur Muniz Szpak Furtado

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) - Universidade Federal de
Pernambuco, Centro de Tecnologia e Geociências, Engenharia de Controle e
Automação - Bacharelado, 2023.

1. Conversores CC/CC. 2. Sistemas fotovoltaicos. 3. Conversores de alto
ganho de tensão. I. Furtado, Artur Muniz Szpak. (Orientação). II. Título.

620 CDD (22.ed.)

INGRID CAROLINE DA SILVA FERREIRA

**ANÁLISE COMPARATIVA DE CONVERSORES C.C./C.C. DE ALTO GANHO
PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Curso de Graduação em
Engenharia de Controle e Automação da
Universidade Federal de Pernambuco,
como requisito parcial para obtenção do
grau de Bacharel em Engenharia de
Controle e Automação.

Aprovado em: 02/05/2023.

BANCA EXAMINADORA

Prof. MSc. Artur Muniz Szpak Furtado
Universidade Federal de Pernambuco

MSc. Eduardo Augusto Oliveira Barbosa
Universidade Federal de Pernambuco

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, gostaria de agradecer ao meu companheiro de curso e de vida, Marvin Gabriel, pelo seu apoio incondicional durante toda a realização deste trabalho. Seu amor, compreensão e paciência foram essenciais nesta jornada. Obrigada por me apoiar nas horas difíceis e dividir comigo os momentos de alegria e conquista.

Também gostaria de agradecer aos meus pais, Joelma e Paulo, que sempre foram meus maiores apoiadores em todas as áreas da minha vida. Obrigado por todo o amor, apoio, encorajamento e sacrifícios que vocês fizeram por mim. Sem a educação e os valores que me transmitiram, não teria sido possível chegar onde estou hoje.

Ao meu querido filho, Miguel Jorge, obrigada por ser minha fonte de alegria. Sua presença em minha vida trouxe ainda mais motivação para que eu pudesse concluir essa importante etapa. Mesmo nos momentos em que o cansaço e as dificuldades pareciam insuperáveis, sua doçura me inspirou a continuar em frente e a buscar sempre o melhor. Obrigada por me fazer perceber que cada conquista é ainda mais valiosa quando compartilhada com aqueles que mais amamos.

Agradeço o apoio do professor Artur Furtado, pela sua orientação, suporte e inspiração durante todo o processo de realização deste trabalho. Obrigada por compartilhar seu conhecimento e experiência e por incentivar minha criatividade e autonomia. Sou grata também aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) que contribuíram para a minha formação ao longo desses anos.

E por fim, gostaria de agradecer minha grande amiga de curso, Anna Carolina, por sua amizade e apoio fundamentais para superar os desafios e aproveitar as oportunidades que surgiram durante essa jornada. Obrigada por ser uma amiga tão querida e por estar sempre ao meu lado.

RESUMO

O interesse crescente em aplicações de sistemas fotovoltaicos tem impulsionado a pesquisa de conversores CC/CC com alto ganho de tensão. Devido à insuficiência da tensão gerada pelos arranjos fotovoltaicos para alimentar diretamente o barramento CC do inversor, é necessário um estágio de ganho de tensão, geralmente realizado por um conversor CC/CC do tipo *boost*. No entanto, o conversor *boost* convencional possui limitações de ganho estático, sendo incapaz de operar de forma eficiente nessas condições de alta tensão, devido ao elevado ciclo de trabalho. Neste trabalho, é realizada uma análise e comparação de dois conversores CC/CC de alto ganho baseados em técnicas de capacitor chaveado, indutor acoplado e células multiplicadoras de tensão, para aplicação em sistemas fotovoltaicos. Inicialmente, foi realizado um estudo das arquiteturas de sistemas fotovoltaicos conectados à rede e das técnicas de elevação de tensão utilizadas nos conversores propostos. O princípio de funcionamento dos dois conversores foi analisado em suas etapas de operação. Após uma análise, que considerou parâmetros como número de componentes, ganhos de tensão e esforço máximo de tensão nos semicondutores, e com base nos resultados das simulações, foi observado que ambos os conversores apresentam alto ganho para ciclos de trabalho intermediários e baixa relação de transformação. Essas características tornam essas soluções competitivas e promissoras para aplicações em sistemas fotovoltaicos.

Palavras-chave: conversores CC/CC; sistemas fotovoltaicos; conversores de alto ganho de tensão.

ABSTRACT

The growing interest in photovoltaic system applications has driven research into DC/DC converters with high voltage gain. Due to the insufficiency of the voltage generated by the photovoltaic arrays to feed directly the DC link of the inverter, a voltage gain stage is necessary, usually carried out by a boost-type DC/DC converter. However, the conventional boost converter has static gain limitations, being unable to operate efficiently under these high voltage conditions, due to the high-duty cycle. In this work, an analysis and comparison of two high-gain DC/DC converters based on switched capacitors, coupled inductors, and voltage multiplier cells techniques for application in photovoltaic systems are carried out. Initially, a study was carried out on the architecture of photovoltaic systems connected to the grid and of the voltage rise techniques used in the proposed converters. The operating principle of the two converters was analyzed in its stages of operation. After an analysis, which considered parameters such as the number of components, voltage gains, and maximum voltage stress in the semiconductors, and based on the results of the simulations, it was observed that both converters present high gain for intermediate duty cycles and low transformation ratio. These characteristics make these solutions competitive and promising for applications in photovoltaic systems.

Keywords: converters DC/DC; photovoltaic systems; high voltage gain converters.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Evolução da geração solar fotovoltaica no Brasil.....	15
Figura 2 - Arquitetura com dois estágios de conversão	17
Figura 3 - Módulos fotovoltaicos conectados em série.....	18
Figura 4 - Conversores CC/CC conectados em série com inversor centralizado	19
Figura 5 - Conversores CC/CC conectados em paralelo com inversor centralizado	20
Figura 6 - Conversores CC/CC e conversores CC/CA individuais.....	21
Figura 7 - Formas de onda de conversores quase-ressonantes com ZVS <i>turn-on</i> e QR <i>turn-off</i>	24
Figura 8 - Conversor boost convencional	25
Figura 9 - Conversor <i>boost</i> com uma célula multiplicadora de tensão.....	26
Figura 10 – Células multiplicadoras de tensão	26
Figura 11 - Conversor proposto por (BADDIPADIGA e FERDOWSI, 2017)	27
Figura 12 - Etapas de operação do conversor dobrador de tensão baseado em capacitor chaveado	28
Figura 13 - Configurações dos componentes magnéticos	29
Figura 14 - Conversores com indutor acoplado de três enrolamentos.....	30
Figura 15 - Conversor I	33
Figura 16 - Etapa 1 do conversor I.....	35
Figura 17 - Etapa 2 do conversor I.....	39
Figura 18 - Etapa 3 do conversor I.....	41
Figura 19 - Etapa 4 do conversor I.....	44
Figura 20 – CMT proposta por (DENG, RONG, <i>et al.</i> , 2012)	47
Figura 21 – Conversor II – Proposto por (CARVALHO, 2022)	48
Figura 22 - Etapa 1 do conversor II.....	51
Figura 23 - Circuito ressonante da etapa 1.....	53
Figura 24 - Etapa 2 do Conversor II.....	55
Figura 25 - Etapa 3 do Conversor II.....	57
Figura 26 - Circuito ressonante da etapa 3.....	58
Figura 27 - Etapa 4 do Conversor II.....	62
Figura 28 – Tensão de entrada e de saída do conversor I.....	68
Figura 29 - Forma de onda dos capacitores do conversor I	68
Figura 30 - Principais formas de onda do conversor I	69
Figura 31 - Principais formas de onda do conversor II	70
Figura 32 - Forma de onda dos capacitores do conversor II	71
Figura 33 - <i>Quasi-resonant turn-off</i> de S_1	72
Figura 34 - Comparação do ganho de tensão	73
Figura 35 - Comparação dos esforços de tensão nas chaves	73
Figura 36 - Comparação dos esforços de tensão nos diodos	74

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Etapas de operação do conversor I.....	34
Tabela 2 - Etapas de operação conversor II.....	49
Tabela 3 - Valores dos parâmetros e componentes utilizados na simulação	66
Tabela 4 - Valores dos parâmetros calculados.....	67
Tabela 5 – Resumo comparação entre Conversor I e II	72

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ABSOLAR	Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CMT	Célula Multiplicadora de Tensão
FV	Fotovoltaico
LKC	Lei de <i>Kirchhoff</i> das Correntes
LKT	Lei de <i>Kirchhoff</i> das Tensões
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulated</i>
QR	Quase-Ressonante
ZCS	<i>Zero-Current Switching</i>
ZVS	<i>Zero-Voltage Switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

C_b	Capacitor de Bloqueio
C_{cl}	Capacitor de Grampeamento
C_m	Capacitor Chaveado
C_o	Capacitor de Saída do Conversor I
C_{S1}	Capacitância Parasita do MOSFET S_1
C_{S2}	Capacitância Parasita do MOSFET S_2
C_1	Capacitor associado ao Circuito de Grampeamento
C_2	Capacitor associado às Células Multiplicadoras de Tensão
C_3	Capacitor associado às Células Multiplicadoras de Tensão
C_4	Capacitor associado ao Circuito de Grampeamento
D	Ciclo de Trabalho
D_o	Diodo de Saída
D_r	Diodo regenerativo
D_1	Diodo associado ao Circuito de Grampeamento
D_2	Diodo associado às Células Multiplicadoras de Tensão
D_3	Diodo associado às Células Multiplicadoras de Tensão
D_4	Diodo associado ao Circuito de Grampeamento
d_1	Duração da Etapa 1
d_2	Duração da Etapa 2
d_3	Duração da Etapa 3
d_4	Duração da Etapa 4
f_s	Frequência de Chaveamento
G	Ganho de Tensão do Conversor II
I_{D_r}	Corrente média no Diodo Regenerativo
I_{D_o}	Corrente média no Diodo de Saída
I_L	Corrente média no Indutor de Entrada
I_{L_m}	Corrente média no Indutância de Magnetização
I_o	Corrente média de Saída do Conversor II
I_{S1}	Corrente média no MOSFET 1
I_{S2}	Corrente média no MOSFET 2
i_{D_1}	Valor da corrente no Diodo D_1
i_{D_2}	Valor da corrente no Diodo D_2
i_{D_3}	Valor da corrente no Diodo D_3

i_{D_4}	Valor da corrente no Diodo D_4
i_{L_k}	Valor da corrente no Indutor de Dispersão
i_{L_m}	Valor da corrente no Indutor de Magnetização
i_{L_o}	Valor da corrente no indutor L_o
i_S	Valor da corrente na MOSFET do Conversor I
$i_{S,1}$	Valor da corrente na MOSFET 1 do Conversor II
$i_{S,2}$	Valor da corrente no MOSFET 2 do Conversor II
L	Indutor de Entrada do Conversor II
L_k	Indutância de Dispersão
l_{k1}	Indutância de Dispersão do Enrolamento Primário
l_{k2}	Indutância de Dispersão do Enrolamento Secundário
l_{k3}	Indutância de Dispersão do Enrolamento Terciário
L_m	Indutância de magnetização do Conversor I
L_o	Indutor de Saída do Conversor I
k	Acoplamento magnético
m	Relação de transformação do Conversor II
M	Ganho de Tensão do Conversor I
n	Relação de transformação do Conversor II
n_2	Relação de transformação do Conversor I
n_3	Relação de transformação do Conversor I
N_1	Número de espiras do Enrolamento Primário
N_2	Número de espiras do Enrolamento Secundário
N_3	Número de espiras do Enrolamento Terciário
r_{ω_1}	Resistência do Enrolamento Primário do Indutor Acoplado de Três Enrolamentos
r_{ω_2}	Resistência do Enrolamento Secundário do Indutor Acoplado de Três Enrolamentos
r_{ω_3}	Resistência do Enrolamento Terciário do Indutor Acoplado de Três Enrolamentos
S	MOSFET do Conversor I
S_1	MOSFET Principal do Conversor II
S_2	MOSFET Auxiliar do Conversor II
T_r	Período de Ressonância
T_s	Período de Chaveamento
v_{gs}	Sinal de comando do MOSFET
V_{in}	Valor médio da Tensão de Entrada do Conversor CC/CC
V_o	Tensão de Saída do Conversor CC/CC

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	OBJETIVOS	15
1.1.1	Geral.....	15
1.1.2	Específicos	15
1.2	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	16
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	17
2.1	ARQUITETURA DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE 18	
2.1.1	Otimizadores de potência conectados em série e inversor central	19
2.1.2	Otimizadores de potência conectados em paralelo e inversor central	20
2.1.3	Microinversores	20
2.2	CONVERSORES QUASE-RESSONANTES	21
2.2.1	Tempo morto	22
2.2.2	Comutação em MOSFETs	23
2.3	CONVERSORES CC/CC COM TÉCNICAS DE ALTO GANHO	24
2.3.1	Células multiplicadoras de tensão	25
2.3.2	Capacitor chaveado	27
2.3.3	Acoplamento magnético	28
3	DESENVOLVIMENTO DO TRABALHO	32
3.1	CONVERTOR PROPOSTO EM (PEREIRA, 2021).....	32
3.1.1	Etapa 1	34
3.1.2	Etapa 2	37
3.1.3	Etapa 3	39
3.1.4	Etapa 4	42
3.1.5	Ganho de tensão	45
3.1.6	Condições para comutação suave	46
3.2	CONVERTOR PROPOSTO EM (CARVALHO, 2022).....	47
3.2.1	Etapa 1	49
3.2.2	Etapa 2	54
3.2.3	Etapa 3	56
3.2.4	Etapa 4	61
3.2.5	Ganho de tensão	63
3.2.6	Condições para comutação suave	64
4	SIMULAÇÃO E ANÁLISE COMPARATIVA	66
4.1	RESULTADOS SIMULAÇÃO DO CONVERTOR I.....	67
4.2	RESULTADOS SIMULAÇÃO DO CONVERTOR II	69
4.3	COMPARAÇÃO.....	72
5	CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE	75
5.1	TRABALHOS FUTUROS	75

REFERÊNCIAS.....77

1 INTRODUÇÃO

A demanda global por energia elétrica tem aumentado significativamente ao longo dos anos, impulsionada pelo crescimento populacional e pelo desenvolvimento econômico. No entanto, a geração desta energia a partir de fontes não renováveis, como o petróleo, o carvão e o gás natural, causa impactos ambientais significativos, podendo levar à escassez desses recursos no futuro. Diante desse cenário, a busca por fontes de energia renováveis e limpas torna-se cada vez mais importante.

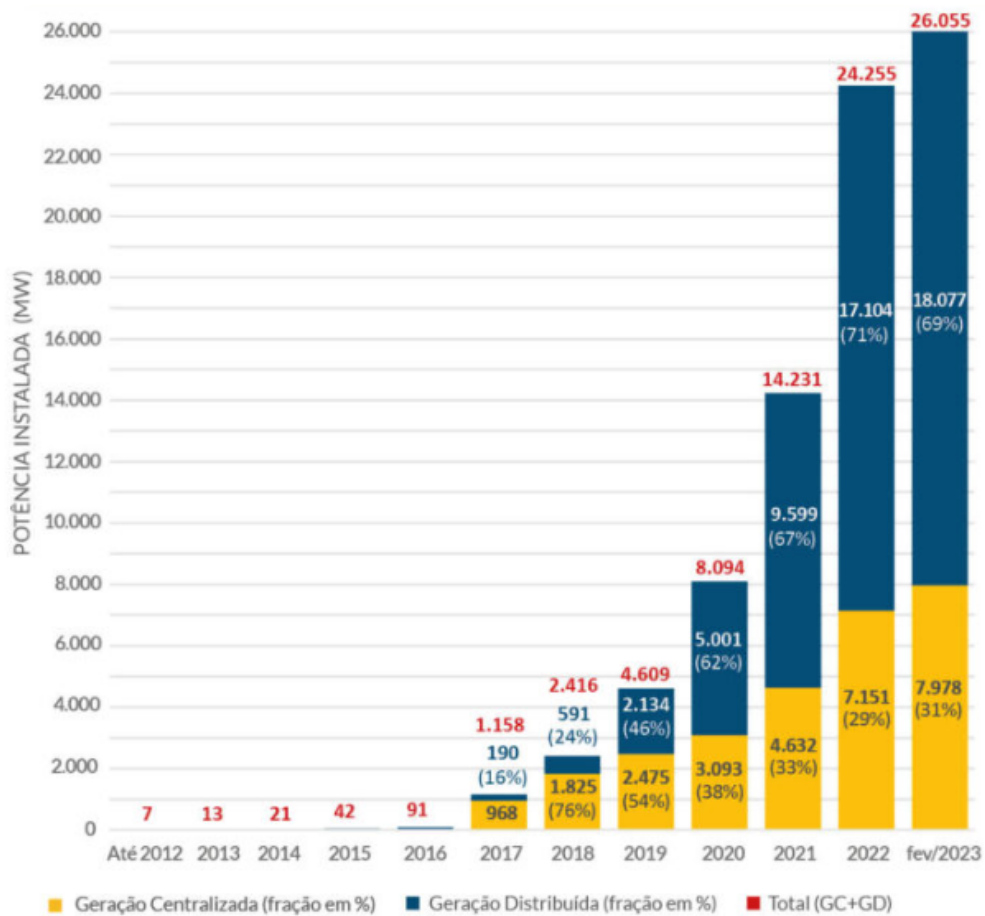
Nesse contexto, a energia solar fotovoltaica tem se tornado uma das alternativas mais promissoras. A utilização de sistemas fotovoltaicos tem crescido exponencialmente nos últimos anos em todo o mundo, inclusive no Brasil. De acordo com os dados divulgados pela Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica (ABSOLAR), até fevereiro de 2023, a capacidade instalada de geração fotovoltaica no Brasil ultrapassou 26GW, como observado na Figura 1. Desse total, 18 GW são provenientes de sistemas de geração distribuída, o que representa mais de dois terços da capacidade instalada de energia solar fotovoltaica no país.

Esses números indicam um crescimento significativo da geração solar fotovoltaica nos últimos anos, impulsionado pela redução dos custos dos sistemas e pelos incentivos governamentais e regulatórios.

Uma das estratégias para o desenvolvimento de sistemas de geração fotovoltaica mais eficientes, é o uso de conversores CC/CC de alto ganho e alta eficiência. Tais conversores permitem o rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT) de forma mais distribuída, aumentando a eficiência do sistema pelo aumento de eficiência do MPPT.

Dessa forma, este trabalho tem como objetivo realizar uma análise de duas topologias de conversores CC/CC de alto ganho, para avaliar suas eficiências, desempenhos e compará-los. Através dessa análise, busca-se contribuir para o desenvolvimento de sistemas fotovoltaicos mais eficientes e acessíveis, permitindo o aumento da participação destas fontes renováveis de energia na matriz energética global.

Figura 1 – Evolução da geração solar fotovoltaica no Brasil



Fonte: Adaptado de (ABSOLAR, 2023)

1.1 Objetivos

1.1.1 Geral

Analisar duas topologias de conversores CC/CC de alto ganho com indutor acoplado para aplicações em sistemas fotovoltaicos.

1.1.2 Específicos

Os objetivos específicos desse trabalho são:

- Realizar as análises de um conversor CC/CC de alto ganho com chave única formado por duas células multiplicadoras de tensão com capacitores chaveados e acoplamento magnético;
- Realizar as análises de um conversor CC/CC de alto ganho com dois interruptores baseado em célula multiplicadora de tensão, integrando técnicas de capacitor chaveado e acoplamento magnético;
- Realizar uma análise comparativa entre as topologias apresentadas, analisando sua competitividade e relevância;

1.2 Organização do Trabalho

O presente trabalho foi organizado em quatro capítulos, incluindo este de introdução.

No capítulo 1, é apresentado uma análise geral do tema, abordando o problema, os objetivos da pesquisa, a justificativa e a estrutura geral do trabalho;

No capítulo 2, é feita a revisão bibliográfica acerca das técnicas de alto ganho utilizadas nos conversores estudados;

No capítulo 3, são apresentadas as topologias dos conversores a serem analisados. São feitas análises matemáticas dos circuitos dos conversores considerando 4 etapas de operação. São ainda analisados parâmetros como ganhos de tensão e condições para que haja comutação suave.

No capítulo 4, são apresentados os resultados publicados de ambos conversores, e é feita a comparação entre às duas topologias estudadas. Os parâmetros de comparação foram ganho de tensão, esforço máximo de tensão e número de componente.

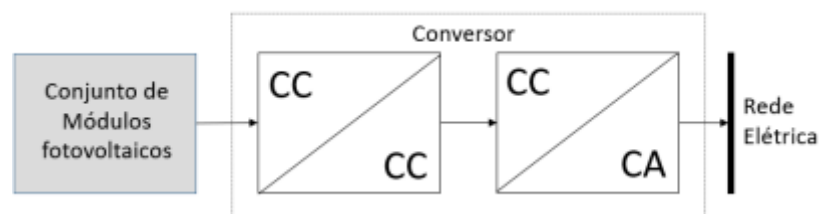
No capítulo 5, são feitas as conclusões e considerações finais acerca do trabalho, e sugestões de trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Um sistema fotovoltaico é constituído basicamente de um bloco gerador, formado por um ou mais arranjos fotovoltaicos, e um bloco de condicionamento de potência, possuindo, dentre outras coisas, conversores CC/CC e CC/CA, como ilustrado na Figura 2. Os arranjos fotovoltaicos são constituídos por módulos fotovoltaicos em associações que podem ser em série ou paralelo (PINHO e GALDINO, 2014).

A eletricidade produzida pelos painéis solares é do tipo corrente contínua, porém a maioria dos dispositivos e equipamentos elétricos e eletrônicos operam com corrente alternada. Com isso utiliza-se um conversor CC/CA para que a eletricidade gerada possa ser utilizada.

Figura 2 - Arquitetura com dois estágios de conversão



Fonte: Adaptado de (SILVA, MOREIRA, et al., 2019)

Porém, as tensões fornecidas por módulos fotovoltaicos são baixas, variando entre 15 e 45 V (SCHMITZ, 2015). Nesse contexto, temos os conversores CC/CC que serão responsáveis por fornecer um ganho na tensão que chega no barramento CC do inversor.

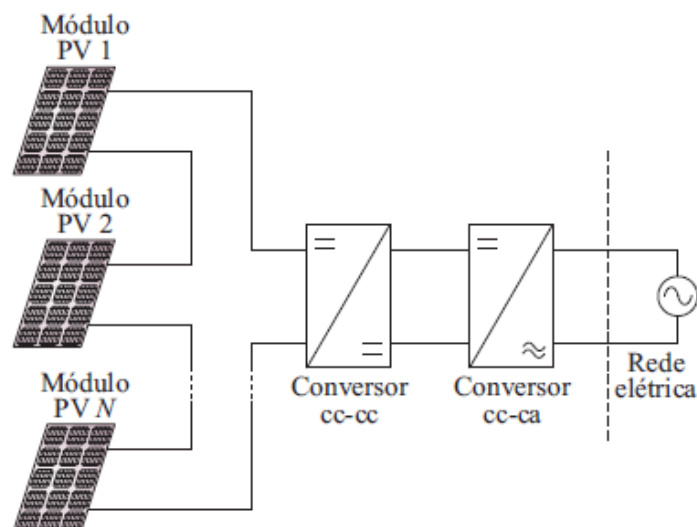
O conversor elevador *boost* elementar seria uma possibilidade nesses casos em que se deseja elevar a tensão. Porém, este conversor possui impeditiva limitação na eficiência para razões cíclicas próximas a 1, em razão das elevadas perdas de condução nos componentes. Podem ser propostas, então, topologias de alto ganho nos conversores CC/CC para aumentar a eficiência do sistema de conversão de energia.

2.1 Arquitetura de Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede

Quanto à forma, os geradores fotovoltaicos podem ser formados por um único módulo ou, mais comumente, por uma associação de módulos fotovoltaicos em série ou em paralelo. Na Figura 3, temos um tipo de conexão amplamente utilizada chamada de *string*, onde a conexão dos módulos se dá em série. Geradores com várias *strings* em paralelo são usados em sistemas fotovoltaicos de grande porte, instalados geralmente no solo.

Nesta configuração, o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*) é único para todo arranjo, podendo comprometer significativamente a eficiência de todo o sistema em caso de sombreamentos parciais (CARVALHO, 2022). Outro aspecto negativo desta configuração é a dificuldade de se expandir futuramente as séries, uma vez que a incompatibilidade entre diferentes módulos causa uma redução na potência de saída do arranjo (PINHO e GALDINO, 2014).

Figura 3 - Módulos fotovoltaicos conectados em série



Fonte: Adaptado de (SCHMITZ, 2015)

Em sistemas de dois estágios de conversão, o MPPT é normalmente realizado pelo conversor CC/CC. Uma forma de solucionar o problema de comprometimento da eficiência é utilizando conversores CC/CC para cada módulo fotovoltaico. Dessa

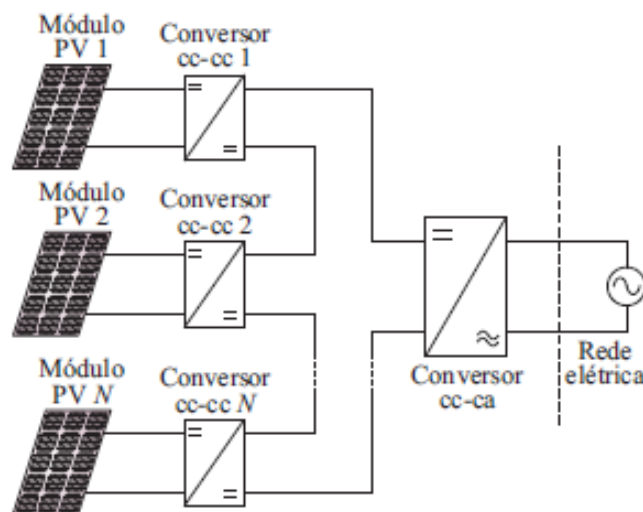
forma, a redução de potência em um dos módulos não afetaria os demais e permitiria a extração independente da máxima potência de cada módulo, tendo assim um MPPT distribuído (SCHMITZ, 2015).

Os conversores CC/CC para um MPPT distribuído apresentam-se, assim, em três tipos de configurações. Duas etapas utilizam os conversores CC/CC conectados em série e em paralelo entre si e com esta associação conectada a um conversor CC/CA centralizado. Nestas configurações os conversores CC/CC executando MPPT distribuído são chamados de otimizadores. Uma outra configuração utiliza os conversores CC/CC conectados cada um a um conversor CC/CA, formando os microinversores (SCHMITZ, 2015).

2.1.1 Otimizadores de potência conectados em série e inversor central

Na arquitetura apresentada na Figura 4, os conversores CC/CC são interligados em série na saída. Esta conexão em série é ligada a um único conversor CC/CA. Como há conexão em série, não é necessário utilizar conversores com alto ganho. Contudo, em situações críticas de incompatibilidade ou sombreamento dos módulos, é possível que os conversores CC/CC não consigam manter a tensão mínima de operação do conversor CC/CA (PEREIRA, 2021).

Figura 4 - Conversores CC/CC conectados em série com inversor centralizado

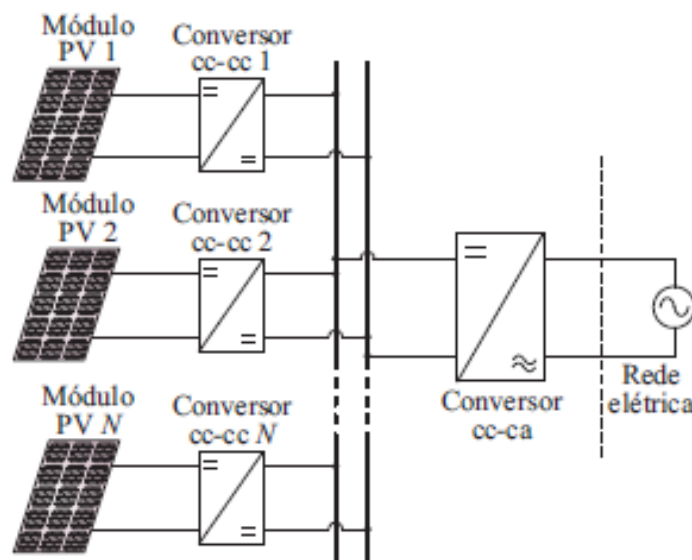


Fonte: Adaptado de (SCHMITZ, 2015)

2.1.2 Otimizadores de potência conectados em paralelo e inversor central

Na configuração da Figura 5, os módulos ou pequenas *strings* conectam-se aos otimizadores de potência que se conectam paralelamente a um único e centralizado estágio de conversão CC/CA.

Figura 5 - Conversores CC/CC conectados em paralelo com inversor centralizado



Fonte: Adaptado de (SCHMITZ, 2015)

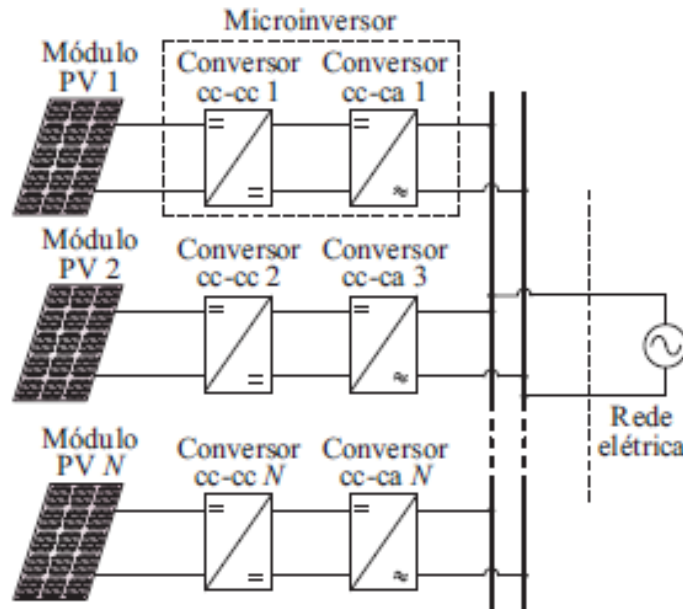
A vantagem dessa configuração é a facilidade de remover ou desligar temporariamente as *strings* para propósitos de manutenção, sem que haja a interrupção de energia à rede. Essa disposição é amplamente utilizada em sistemas fotovoltaicos de médio e grande porte (CARVALHO, 2022).

2.1.3 Microinversores

Na Figura 6 é apresentado a topologia onde cada módulo fotovoltaico possui um conversor CC/CC e um conversor CC/CA. Esses sistemas são mais seguros, uma vez que não há necessidade de uso de cabos de alta tensão CC (ZEB, UDDIN, *et al.*, 2018).

São usados em aplicações residenciais que possuam sombreamento parcial frequente e estruturas de telhados complexas (CARVALHO, 2022).

Figura 6 - Conversores CC/CC e conversores CC/CA individuais



Fonte: Adaptado de (SCHMITZ, 2015)

2.2 Conversores Quase-ressonantes

Nos conversores CC/CC com modulação por largura de pulso, durante as transições do estado de condução para o estado de bloqueio, e vice-versa, as correntes e tensões nos semicondutores não são iguais a zero, resultando em perdas por chaveamento conhecidas como comutação forçada ou dissipativa (CARVALHO, 2022). Devido a essas perdas, é necessário limitar a frequência de chaveamento nesses conversores. No entanto, essa limitação compromete os objetivos de minimização do tamanho dos componentes armazenadores de energia (CARVALHO, 2022). Estes componentes, como indutores e capacitores, são necessários para armazenar energia durante o processo de conversão, e seu tamanho físico é afetado diretamente pela frequência de chaveamento. Portanto, a redução da frequência de chaveamento pode resultar em componentes armazenadores de energia maiores, o que pode não ser desejável em aplicações onde o espaço é limitado, como em sistemas fotovoltaicos.

Nos conversores ressonantes, as transições do estado de condução para o estado de bloqueio, e vice-versa, ocorrem quando a corrente ou tensão no interruptor é zero, resultando em um chaveamento suave e sem dissipação de potência. Isso permite que os conversores ressonantes operem com frequências de chaveamento mais altas, o que por sua vez possibilita a redução do peso e do volume dos indutores e capacitores. Além disso, nos conversores ressonantes, as formas de onda das tensões e correntes são quase senoidais, o que ajuda a reduzir a interferência eletromagnética (FREITAS, 1992).

Os conversores ressonantes geralmente apresentam um rendimento superior aos conversores PWM. No entanto, a implementação de estratégias de controle pode ser mais desafiadora nos conversores ressonantes, uma vez que a regulação da tensão de entrada ou saída é realizada por meio da variação da frequência de chaveamento. Portanto, é importante projetar os elementos armazenadores de energia levando em consideração a frequência de chaveamento mais baixa prevista (FREITAS, 1992).

Os conversores quase-ressonantes são uma combinação das características não dissipativas dos conversores ressonantes e da operação com frequência fixa dos conversores PWM. Isso significa que, em um único período de chaveamento, há intervalos em que o conversor opera de forma ressonante, e intervalos que opera de forma não ressonante (SCHMITZ, 2020). Nos conversores quase-ressonantes, a tensão de entrada ou de saída pode ser controlada variando a largura de pulso do sinal PWM, enquanto a frequência de chaveamento é mantida constante (FREITAS, 1992).

2.2.1 Tempo morto

As chaves semicondutoras não são capazes de comutar instantaneamente, conforme é frequentemente assumido em modelagens ideais. Isso acontece devido às características intrínsecas dessas chaves. Quando aplicadas aos conversores VSI (do inglês *Voltage Source Inverter*), essa característica dos semicondutores requer a inclusão de um tempo de retardo entre o comando de abertura de uma chave e o comando de fechamento de sua chave complementar, fazendo com que ambas não

consigam conduzir simultaneamente, e assim não causem curto-circuito no barramento CC, permitindo então que o conversor opere de forma segura. Esse intervalo de tempo é conhecido como tempo morto (RIBEIRO, 2021).

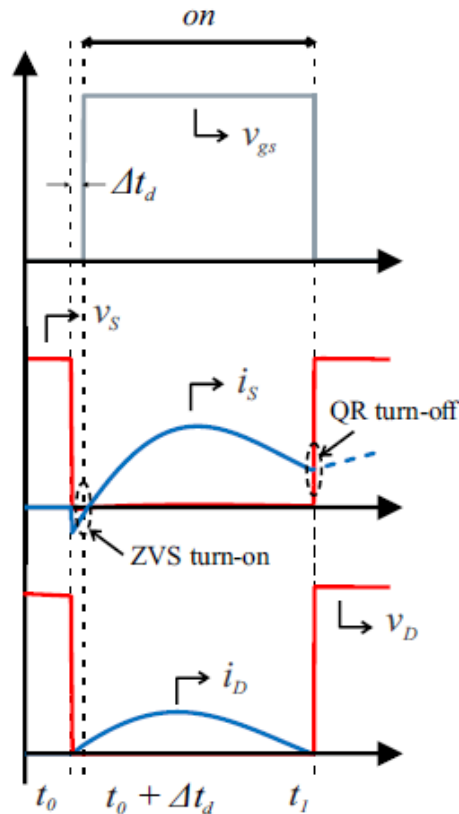
2.2.2 Comutação em MOSFETs

Em conversores com ZVS (*Zero Voltage Switching* – Comutação com Tensão Zero) no fechamento (*turn-on*), a tensão nos MOSFETs é rapidamente reduzida a zero durante o tempo morto, permitindo que o interruptor seja comandado a conduzir. Além disso, a adição de pequenos capacitores em série com a indutância parasita do elemento magnético cria etapas de operação ressonantes, onde a corrente que circula pelos diodos diminui naturalmente até zero antes de seu bloqueio, caracterizando o ZCS (*Zero Current Switching* – Comutação com Corrente Zero) no bloqueio (*turn-off*) nos diodos. Simultaneamente, a corrente que flui através do MOSFET também diminui até seu valor mínimo, momento em que o MOSFET é comandado a bloquear. Essa operação é conhecida como *quase-resonant turn-off* (CARVALHO, 2022).

Na Figura 7 estão apresentadas as formas de onda típicas de conversores quase-resonantes, onde:

- v_{gs} é o sinal de comando do MOSFET;
- Δt_d é o tempo morto;
- i_s é a corrente sobre o MOSFET;
- v_s é a tensão sobre o MOSFET;
- i_D é a corrente que flui pelos diodos no tanque ressonante do conversor;
- v_D é a tensão sobre os diodos.

Figura 7 - Formas de onda de conversores quase-ressonantes com ZVS turn-on e QR turn-off



Fonte: (CARVALHO, 2022)

2.3 Conversores CC/CC com Técnicas de Alto Ganho

Os conversores elevadores de tensão do tipo *boost* são os mais indicados para esse tipo de aplicação, entretanto, apresentam ganho de tensão limitado quando a razão cíclica se aproxima de 1. Para compreender melhor essa análise, é importante considerar a expressão do ganho estático do conversor *boost* ideal, que é dada na equação abaixo:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D}. \quad (2.1)$$

Para tornar a equação mais precisa, é necessário incluir as resistências dos componentes do circuito. Na Equação (2.2), é adicionada a resistência R_L em série com o indutor do conversor *boost*, afim de modelar as perdas no cobre do enrolamento (CARVALHO, 2022). O ganho de tensão e a eficiência do circuito são dados como:

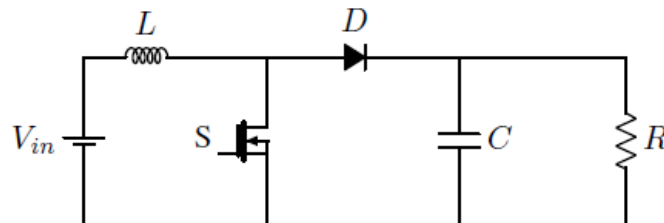
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \times \frac{1}{1 + \frac{R_L}{(1-D)^2 R_o}}, \quad (2.2)$$

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{(1-D)^2 R_o}}. \quad (2.3)$$

A partir da Equação (2.2), pode-se observar que a presença de R_L limita o ganho de tensão do conversor *boost*, uma vez que, ao invés de crescer infinitamente à medida que o ciclo de trabalho de aproxima de 1, o ganho de tensão tende a zero. Além disso, outra observação importante é que a eficiência do circuito diminui à medida que o ciclo de trabalho aumenta.

Como uma alternativa para solucionar esse problema, têm sido aplicadas técnicas de alto ganho. Estas técnicas elevadoras de tensão, que são descritas na literatura, são essencialmente compostas por armazenadores de energia, como indutores e capacitores, e/ou transformadores em conjunto com MOSFETs e diodos.

Figura 8 - Conversor boost convencional

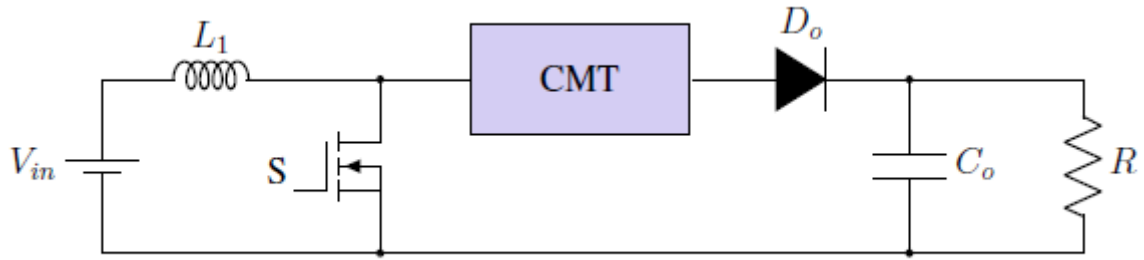


Fonte: (PEREIRA, 2021)

2.3.1 Células multiplicadoras de tensão

As células multiplicadoras de tensão (CMT ou VMC – *voltage multiplier cells*) têm seu princípio de funcionamento baseado em capacitor chaveado, elevando sua tensão de saída devido ao acúmulo de energias desses capacitores. São estruturas simples, de baixo custo, e por serem instaladas após as chaves, apresentam uma redução de esforços de tensão nesses componentes. Na Figura 9 temos uma estrutura formada por um MOSFET, uma CMT e um filtro de saída.

Figura 9 - Conversor *boost* com uma célula multiplicadora de tensão

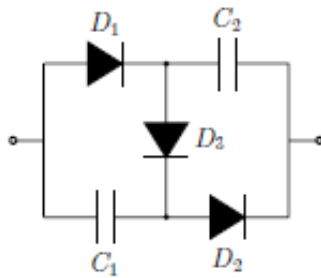


Fonte: Adaptado de (PEREIRA, 2021)

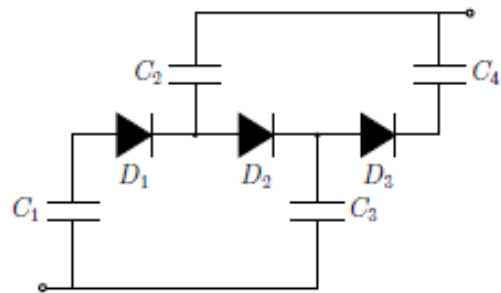
Observando o funcionamento da Figura 10, tem-se que quando o diodo D_3 está reversamente polarizado, os capacitores C_1 e C_2 são carregados através dos diodos D_1 e D_2 . E quando D_1 e D_2 estão bloqueados, ocorre a descarga desses capacitores pelo diodo D_3 . Assim, temos um ganho de tensão duas vezes maior que da entrada.

Figura 10 – Células multiplicadoras de tensão

a) CMT básica



b) CMT Dickson

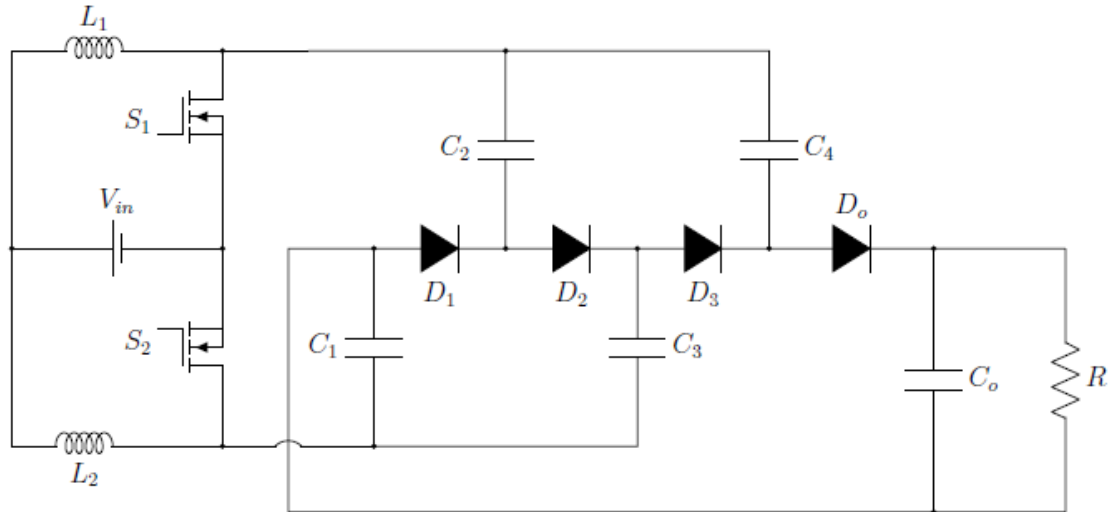


Fonte: Adaptado de (PEREIRA, 2021)

Na Figura 11 tem-se a tipologia proposta por (BADDIPADIGA e FERDOWSI, 2017). Possui uma CMT modificada a partir de uma bomba de carga do tipo Dickson, combinada com um *boost* intercalado. As tensões dos capacitores da CMT Dickson dobram a cada estágio, com as alterações estas tensões e o volume do circuito são reduzidos. Devido a esta entrada intercalada, possui baixo esforço sobre as chaves semicondutoras. Possui entrada contínua, podendo ainda ser alimentado por fonte

única ou duas fontes, tornando-o adequado para aplicações fotovoltaicas (PEREIRA, 2021).

Figura 11 - Conversor proposto por (BADDIPADIGA e FERDOWSI, 2017)



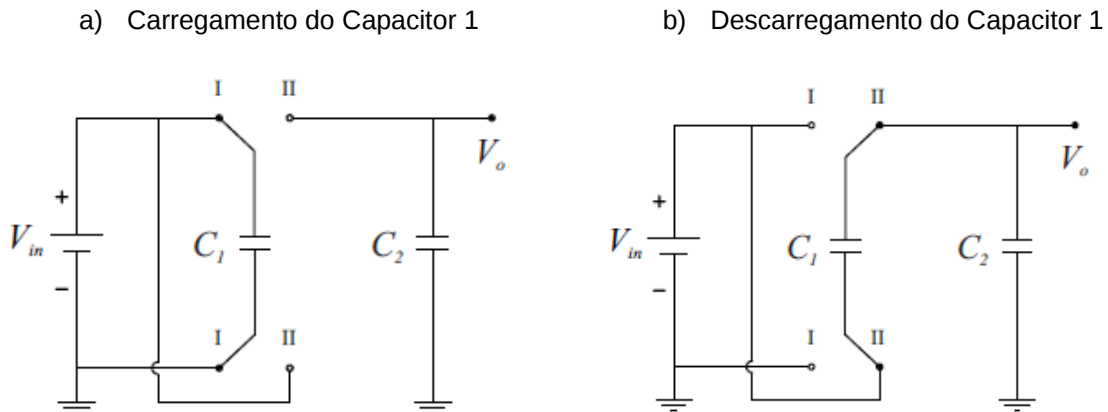
Fonte: (BADDIPADIGA e FERDOWSI, 2017)

2.3.2 Capacitor chaveado

As células a capacitor chaveado são uma técnica que permite obter ganhos de tensão elevados utilizando apenas semicondutores e capacitores. Essa técnica pode ser compreendida através da análise do conversor dobrador de tensão, como ilustrado na Figura 12. Na primeira etapa, conforme mostrado na Figura 12a, o capacitor C_1 é carregado pela fonte de tensão de entrada, representada por V_{in} . Na etapa complementar, ilustrada na Figura 12b, o capacitor C_1 é descarregado e, em série com a fonte de entrada, gera uma tensão na saída equivalente a $2V_{in}$.

Nesta técnica, a célula básica é composta por um capacitor e quatro semicondutores, operando de maneira complementar, onde a energia transferida para a saída por meio do carregamento e descarregamento dos capacitores em série e paralelo, respectivamente.

Figura 12 - Etapas de operação do conversor dobrador de tensão baseado em capacitor chaveado



Fonte: (CARVALHO, 2022)

Para obter um ganho de tensão maior, várias dessas células são conectadas em cascata. Por exemplo, se um circuito é formado pela conexão em cascata de dois conversores dobradores de tensão, a tensão de saída de cada estágio é o dobro da tensão de entrada, resultando em uma tensão de saída quatro vezes maior em relação a tensão de entrada. No entanto, quando se busca obter ganhos de tensões ainda maiores, são necessários muitos estágios de capacitor chaveados em cascata, o que pode tornar o circuito resultante complexo devido ao elevado número de elementos envolvidos.

Uma desvantagem dessa técnica é que o ganho de tensão depende exclusivamente do número de células em cascata e não do ciclo de trabalho, o que inviabiliza a utilização de estratégias de controle em malha fechada (PONT, VECCHIA e LAZZARIN, 2021).

2.3.3 Acoplamento magnético

A técnica de acoplamento magnético é amplamente utilizada em conversores CC/CC como uma estratégia para aumentar o ganho de tensão. É possível obter esse ganho elevado de tensão por meio de transformadores ou indutores acoplados. Os transformadores são mais populares em aplicações que exigem isolamento galvânico, enquanto os indutores são preferidos em aplicações que não necessitam de

isolamento galvânico, como a geração de energia solar fotovoltaica, além de serem atrativos pelo menor volume (PEREIRA, 2021).

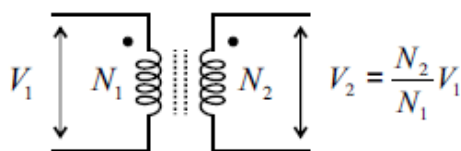
Usar enrolamentos acoplados magneticamente em um único núcleo, em vez de dois indutores simples, pode reduzir o custo e o volume, aumentando assim a densidade da potência do conversor. No entanto, a energia da indutância de dispersão do enrolamento primário, que não é transferida ao enrolamento secundário, pode causar picos de tensão no MOSFET. Para limitar essa tensão, são inseridos circuitos de grampeamento nos conversores (WANG, QIU, *et al.*, 2019). É importante destacar que os circuitos de grampeamento ativos captam a energia da indutância de dispersão e estabelecem condições de ZVS turn-on ao MOSFET principal, quando se adiciona um MOSFET auxiliar.

A indutância de dispersão aumenta com a razão de transformação, o que limita a relação de espiras em aplicações que requerem um elevado ganho de tensão. Portanto, é necessário integrar outras técnicas de elevação de tensão para aplicações desse tipo (CARVALHO, 2022).

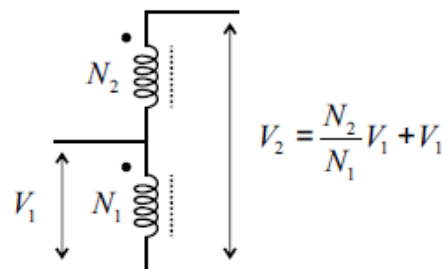
Os transformadores e indutores acoplados podem ser conectados como autotransformador ou com derivação central, e suas respectivas configurações e tensões de saída são apresentas na Figura 13.

Figura 13 - Configurações dos componentes magnéticos

c) Configuração normal.



d) Autotransformador

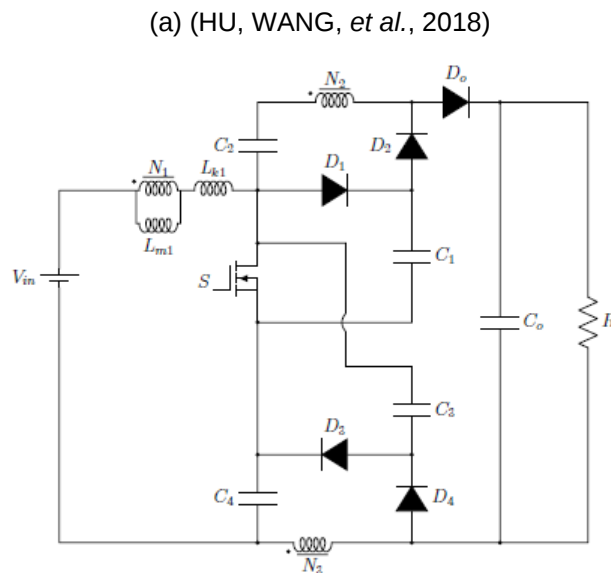


Fonte: (CARVALHO, 2022)

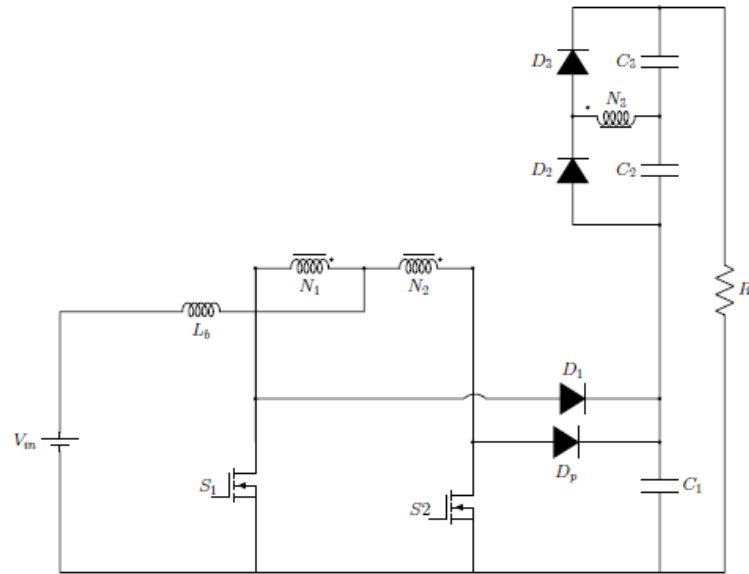
Embora sejam semelhantes em alguns aspectos, transformadores e indutores acoplados diferem em sua construção e modo de operação. Os indutores acoplados são usados para armazenar energia durante uma parte do ciclo de operação do conversor e, em seguida liberar essa energia durante o intervalo complementar. Por outro lado, os transformadores são utilizados para transferir potência escalonando correntes e tensões, além de isolar galvanicamente a entrada e a saída do conversor. Outra diferença importante é que a relação de transformação de corrente nos indutores acoplados é determinada pelo circuito no qual estão inseridos, ou seja, a energia armazenada no indutor se ajusta adequadamente para manter as correntes exigidas pelo circuito externo. Enquanto nos transformadores, essa relação é definida exclusivamente pela relação de transformação projetada (WITULSKI , 1995).

Na literatura, são encontradas várias topologias que utilizam indutores acoplados. Na Figura 14, são apresentadas topologias que empregam indutores acoplados com três enrolamentos, os quais proporcionam um alto ganho de tensão com uma razão cíclica minimizada (PEREIRA, 2021).

Figura 14 - Conversores com indutor acoplado de três enrolamentos



(b) (PEREIRA, MARTINS e CARVALHO, 2014)



Fonte: Adaptado de (HU, WANG, *et al.*, 2018) e (PEREIRA, MARTINS e CARVALHO, 2014)

3 DESENVOLVIMENTO DO TRABALHO

Como apresentado no capítulo anterior, o conversor *boost* tradicional não pode ser utilizado em aplicações fotovoltaicas, pois não consegue fornecer uma tensão de saída suficiente para o barramento CA do inversor, devido às perdas. São aplicadas então, as técnicas de alto ganho.

Neste capítulo são estudados os conversores propostos em dois trabalhos, um em (CARVALHO, 2022) e outro em (PEREIRA, 2021). Ambos os conversores são formados por células multiplicadoras de tensão com capacitores chaveados e acoplamento magnético, além de circuitos de grampeamento. No Capítulo 2 foram detalhadas as técnicas de elevação de tensão utilizadas nesse conversor.

3.1 CONVERSOR PROPOSTO EM (PEREIRA, 2021)

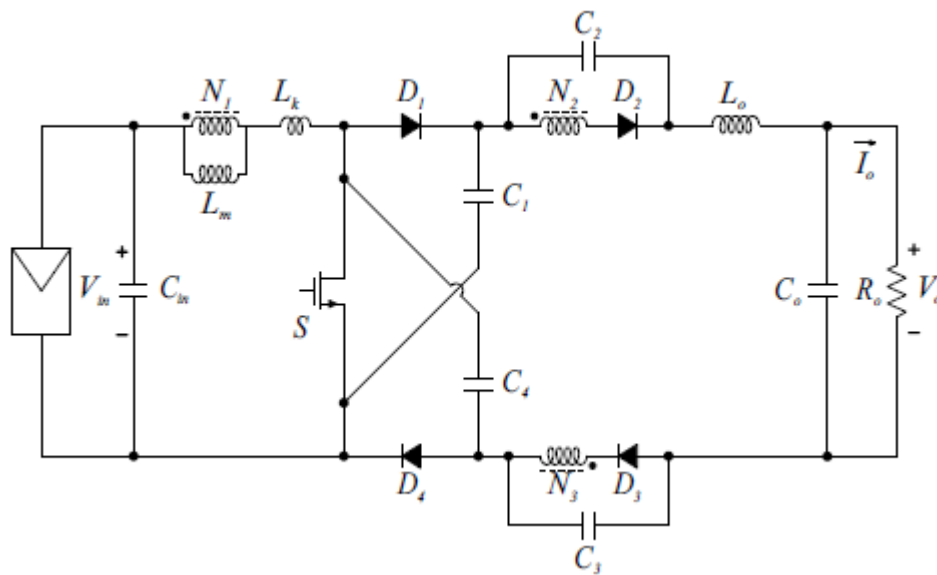
Em (PEREIRA, 2021) foi proposto uma família de três conversores de alto ganho com chave única, onde se diferenciavam apenas na disposição dos capacitores. O conversor escolhido para análise deste trabalho foi o do Tipo 1, pois demonstrou uma eficiência levemente maior que os demais.

Na Figura 15 é apresentado o conversor proposto pela autora, onde:

- S é o interruptor;
- N_1 , N_2 e N_3 são os enrolamentos primário e secundários do indutor acoplado, respectivamente;
- L_m é a indutância de magnetização;
- L_k é a indutância de dispersão;
- D_1 e D_4 são os diodos associados ao circuito de grampeamento;
- D_2 e D_3 são os diodos associados às células multiplicadoras de tensão;
- C_1 e C_4 são os capacitores associados ao circuito de grampeamento;

- C_2 e C_3 são os capacitores associados às células multiplicadoras de tensão;
- L_o é o indutor de saída;
- C_o é o capacitor de saída.

Figura 15 - Conversor I



Fonte: (PEREIRA, 2021)

Para o estudo teórico dessa tipologia foi assumido que todos os componentes são ideais e livres de elementos parasitas, exceto o indutor acoplado, que as relações de transformação do indutor acoplado são iguais, e que os valores de capacitância dos circuitos de grampeamento e de cada CMT são idênticos. Assume-se ainda que as tensões sobre os capacitores são constantes.

Durante um período de chaveamento, o processo de operação pode ser distinguido em quatro etapas, apresentadas na Tabela 1, sendo cada uma delas caracterizada pelos diferentes estados de condução dos diodos e da chave semicondutora.

Tabela 1 - Etapas de operação do conversor I

Etapas	Intervalo de Duração	Caracterização
Etapa 1	$d_1 = [t_0, t_1]$	$S = \text{on}$ $D_1 = \text{off}, D_4 = \text{off}$ $D_2 = \text{on}, D_3 = \text{on}$
Etapa 2	$d_2 = [t_1, t_2]$	$S = \text{on}$ $D_1 = \text{off}, D_4 = \text{off}$ $D_2 = \text{off}, D_3 = \text{off}$
Etapa 3	$d_3 = [t_2, t_3]$	$S = \text{off}$ $D_1 = \text{on}, D_4 = \text{on}$ $D_2 = \text{on}, D_3 = \text{on}$
Etapa 4	$d_4 = [t_3, t_4]$	$S = \text{off}$ $D_1 = \text{off}, D_4 = \text{off}$ $D_2 = \text{on}, D_3 = \text{on}$

Fonte: A autora (2023).

3.1.1 Etapa 1

A chave S inicia sua condução em ZCS quando t_0 . As direções das correntes e polaridades das tensões adotadas estão fornecidas na Figura 16. Aplicando LKC (Lei de Kirchhoff das correntes), tem-se:

$$i_{L_k}(t) = i_S(t) + i_{C_4}(t), \quad (3.1)$$

como os valores de capacitância e tensão nos capacitores 1 e 4 são iguais:

$$i_{L_k}(t) = i_S(t) + i_{C_1}(t), \quad (3.2)$$

além disso, analisando os nós b e c, tem-se respectivamente:

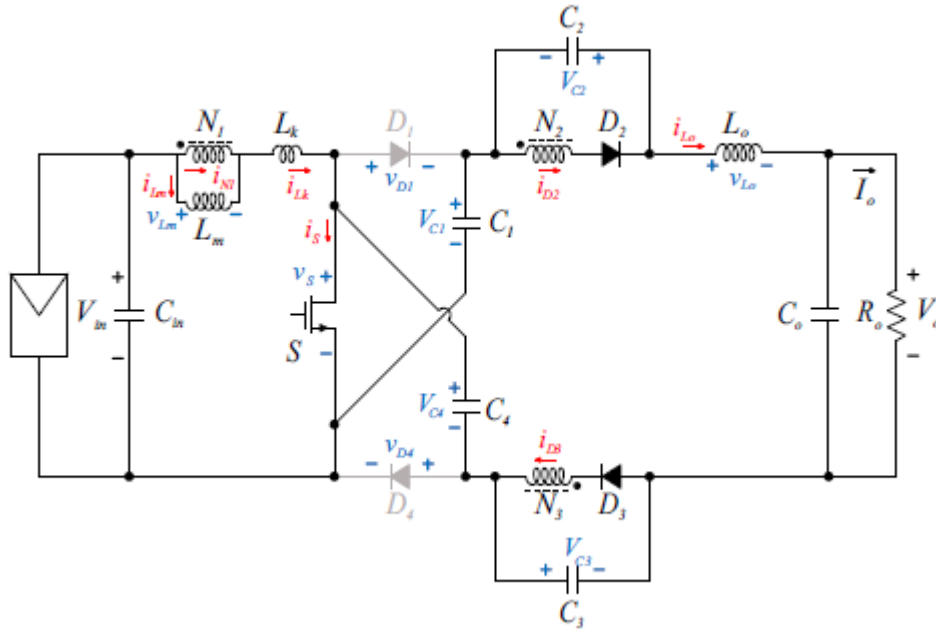
$$\begin{aligned} i_{C_2}(t) &= i_{D_2}(t) + i_{C_1}(t), \\ i_{C_3}(t) &= i_{D_3}(t) + i_{C_4}(t), \end{aligned} \quad (3.3)$$

analisando os nós dos diodos D_2 e D_3 , suas correntes são definidas como:

$$i_{D_2}(t) = i_{L_0}(t) + i_{C_2}(t),$$

$$i_{D_3}(t) = i_{L_o}(t) + i_{C_3}(t). \quad (3.4)$$

Figura 16 - Etapa 1 do conversor I



Fonte: Adaptada de (PEREIRA, 2021)

Substituindo a Equação (3.4) na Equação (3.3) e, em seguida, na Equação (3.1), tem-se a corrente na chave, em função das correntes dos indutores de dispersão e de saída:

$$i_s(t) = i_{L_k}(t) + i_{L_o}(t). \quad (3.5)$$

Como o diodo D_2 está conduzindo, a tensão a que enrolamento secundário, N_2 está submetida é $-V_{C_2}$. Esta tensão é refletida no enrolamento primário, resultando numa tensão de $\frac{-V_{C_2}}{n} = \frac{-V_{C_3}}{n}$ sobre a indutância de magnetização. Integrando essa tensão ao longo do intervalo d_1 , tem-se:

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_0) - \frac{V_{C_2}}{nL_m}(t - t_0). \quad (3.6)$$

Aplicando a LKT (Lei de Kirchhoff das tensões), tem-se que:

$$v_{L_k}(t) = V_{in} - v_{L_m}(t), \quad (3.7)$$

substituindo o valor da tensão no indutor de magnetização:

$$V_{L_k} = V_{in} + \frac{V_{C_2}}{n}. \quad (3.8)$$

Sua corrente é definida a partir da integral de v_{L_k} ao longo do intervalo:

$$i_{L_k}(t) = i_{L_k}(t_0) + \frac{nV_{in} + V_{C_2}}{nL_k} (t - t_0). \quad (3.9)$$

Os diodos pertencentes ao circuito de grampeamento encontram-se polarizados reversamente, apresentando tensões de bloqueio $v_{D_1} = -V_{C_1}$ e $v_{D_4} = -V_{C_4}$. E em razão da simetria dos capacitores, essas tensões são iguais.

Utilizando a LKC, a corrente no enrolamento primário pode ser obtida através de:

$$i_{N_1}(t) = i_{L_k}(t) - i_{L_m}(t). \quad (3.10)$$

Ao aplicar uma corrente no enrolamento primário, essa corrente será refletida nos enrolamentos N_2 e N_3 , visto que os diodos D_2 e D_3 encontram-se polarizados diretamente. Devido à simetria dos diodos associados à CMT, a corrente i_{N_1} é dividida igualmente entre os enrolamentos secundários. Adicionalmente, em virtude dessa simetria, as correntes que circulam pelos diodos D_2 e D_3 são iguais e podem ser calculada por:

$$i_{D_2}(t) = i_{D_3}(t) = \frac{-i_{N_1}(t)}{2n} = \frac{i_{L_m}(t) - i_{L_k}(t)}{2n}. \quad (3.11)$$

Conforme apresentado na Equação (3.11), durante a primeira etapa de operação, os diodos D_2 e D_3 permanecerão conduzindo enquanto a corrente i_{L_m} for maior que a corrente i_{L_k} . Quando essas correntes se igualarem, a etapa 1 é finalizada.

Dessa forma conclui-se que a duração de d_1 é proporcional ao valor do acoplamento magnético, k .

Para finalizar a análise do circuito na etapa 1, aplicando a LKT na malha do indutor de saída, tem-se:

$$V_{L_o} = 2V_{C_1} + 2V_{C_2} - V_o, \quad (3.12)$$

e integrando v_{L_o} durante o intervalo d_1 , obtém-se:

$$i_{L_o}(t) = i_{L_o}(t_0) + \frac{2V_{C_1} + 2V_{C_2} - V_o}{L_o}(t - t_0). \quad (3.13)$$

3.1.2 Etapa 2

Na etapa 2, a chave S permanece ligada e a Equação (3.5) continua a ser válida. Além disso, os diodos D_1 e D_4 permanecem polarizados reversamente e suas tensões são iguais devido à simetria do circuito de grampeamento. Essas tensões são expressas por:

$$v_{D_1} = v_{D_4} = -V_{C_1}. \quad (3.14)$$

Observando a Figura 17, tem-se que o indutor L_m é carregado com uma tensão $v_{L_m} = kV_{in}$, e integrando no intervalo de $t - t_1$ temos a corrente que passa pelo indutor de magnetização:

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_1) + \frac{V_{in}}{L_m + L_k}(t - t_1). \quad (3.15)$$

Para obter a corrente que flui por L_k , primeiro através da LKT acha-se a tensão sobre o indutor:

$$\begin{aligned} v_{L_k}(t) &= V_{in} - v_{L_m}(t) \\ v_{L_k} &= (1 - k)V_{in}, \end{aligned} \quad (3.16)$$

em seguida, integrando essa tensão ao longo do intervalo $t - t_1$:

$$i_{L_k}(t) = i_{L_k}(t_1) + \frac{V_{in}}{L_m + L_k}(t - t_1). \quad (3.17)$$

A etapa 2 tem início quando a corrente i_{L_k} atinge o valor de i_{L_m} , momento no qual a condução nos diodos D_2 e D_3 é interrompida, já que suas correntes se anulam. Essa interrupção resulta em uma comutação suave sob corrente nula nos diodos D_2 e D_3 .

Uma vez que a tensão sobre o indutor de magnetização é refletida de maneira igual nos enrolamentos N_2 e N_3 , temos que $V_{N_2} = V_{N_3} = nV_{L_m}$. Além disso, observando a Figura 17 e levando em conta a simetria dos capacitores, podemos chegar à seguinte expressão para as tensões V_{D_2} e V_{D_3} :

$$\begin{aligned} v_{D_2} &= -V_{C_2} - v_{N_2}, \\ v_{D_2} &= -V_{C_2} - nv_{L_m}, \\ v_{D_2} &= -V_{C_2} - nkV_{in}, \end{aligned} \quad (3.18)$$

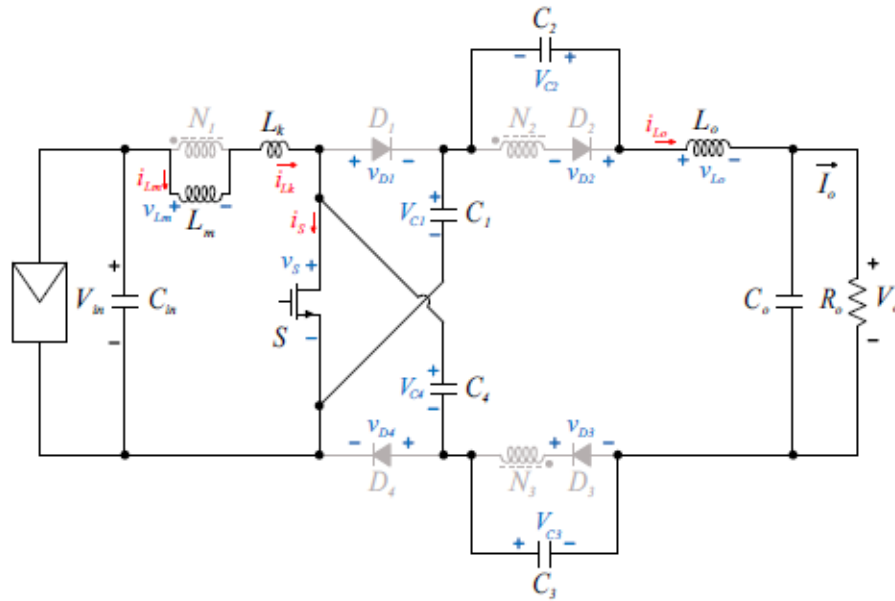
$$v_{D_3} = -V_{C_3} - nkV_{in} = v_{D_2}. \quad (3.19)$$

Esta etapa é caracterizada pelo alto ganho de tensão dessa topologia proposta, uma vez que nesse intervalo todos os capacitores são descarregados através de L_o , fazendo com que a energia desses componentes seja transmitida à carga.

Em última análise da etapa 2, a corrente de L_o é definida integrando v_{L_o} ao longo do intervalo de $t - t_1$.

$$i_{L_o}(t) = i_{L_o}(t_1) + \frac{2V_{C_1} + 2V_{C_2} - V_o}{L_o}(t - t_1). \quad (3.20)$$

Figura 17 - Etapa 2 do conversor I



Fonte: Adaptado de (PEREIRA, 2021)

3.1.3 Etapa 3

No instante t_2 , ocorre o desligamento da chave S , causando um rápido aumento na tensão nesse componente. Como mostrado na Figura 18, os capacitores do circuito de grampeamento definem a tensão de bloqueio na chave. Sendo assim, tem-se:

$$v_s = V_{C_1} = V_{C_4}. \quad (3.21)$$

Assim como na etapa 1, a tensão sobre a indutância de magnetização é dada por $v_{L_m} = \frac{-V_{C_2}}{n} = \frac{-V_{C_3}}{n}$. Analogamente ao intervalo d_1 , durante o intervalo de $t - t_2$, a expressão para corrente é:

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_2) - \frac{V_{C_2}}{nL_m}(t - t_2). \quad (3.22)$$

Ao aplicar a LKT à malha da indutância de dispersão, tem-se:

$$\begin{aligned} v_{L_k}(t) &= V_{in} - v_{L_m}(t) - v_s, \\ v_{L_k}(t) &= V_{in} + \frac{V_{C_2}}{n} - V_{C_4}. \end{aligned} \quad (3.23)$$

Durante esta etapa, a energia armazenada em L_k é reaproveitada através dos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 , resultando em uma queda linear da corrente i_{L_k} . Essa corrente pode ser calculada integrando v_{L_k} ao longo do intervalo $t - t_2$:

$$i_{L_k}(t) = i_{L_k}(t_2) + \frac{V_{in} + \frac{V_{C_2}}{n} - V_{C_4}}{L_k}(t - t_2). \quad (3.24)$$

No intervalo d_3 , a corrente na indutância de dispersão é menor do que na indutância de magnetização, resultando em uma queda linear da corrente no enrolamento N_1 . Após o pico de tensão na chave, L_k atua forçando a polarização dos diodos D_1 e D_4 . Para determinar suas correntes, aplica-se LKC, obtendo-se:

$$\begin{aligned} i_{L_k}(t) &= i_{D_1}(t) + i_{C_4}(t), \\ i_{D_1}(t) &= i_{C_1}(t) + i_{L_o}(t), \\ i_{D_4}(t) &= i_{C_4}(t) + i_{L_o}(t), \end{aligned} \quad (3.25)$$

organizando as equações acima, e considerando que devido à simetria dos capacitores, as correntes i_{C_1} e i_{C_4} são iguais:

$$i_{C_1}(t) = i_{C_4}(t) = \frac{i_{L_k}(t) - i_{L_o}(t)}{2}, \quad (3.26)$$

substituindo este valor na Equação (3.25), obtêm-se as expressões para as correntes i_{D_1} e i_{D_4} , que são:

$$i_{D_1}(t) = i_{D_4}(t) = \frac{i_{L_k}(t) + i_{L_o}(t)}{2}. \quad (3.27)$$

Os diodos D_2 e D_3 são polarizados nessa etapa pela energia proveniente de L_m , que é transferida para os enrolamentos secundários. A corrente do enrolamento primário reflete nos enrolamentos secundários, dividindo-se igualmente devido à simetria do circuito. Dessa forma, temos que:

$$i_{N_2}(t) = i_{N_3}(t) = \frac{i_{L_k}(t) - i_{L_m}(t)}{2n}, \quad (3.28)$$

E, como a corrente que flui por N_2 e N_3 é equivalente ao negativo da corrente nos diodos D_2 e D_3 , respectivamente, pode-se afirmar que:

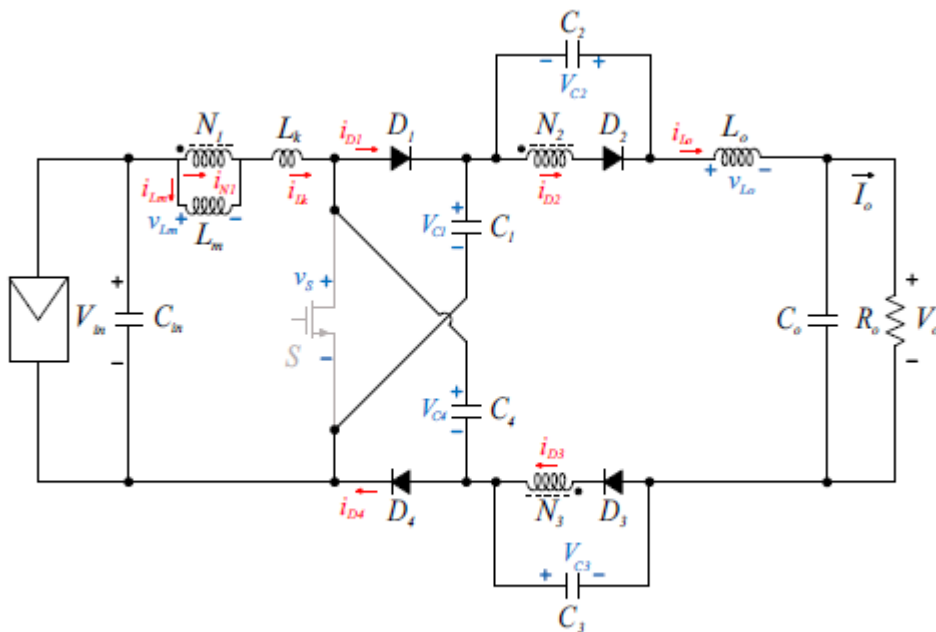
$$i_{D_2}(t) = i_{D_3}(t) = \frac{i_{L_m}(t) - i_{L_k}(t)}{2n}. \quad (3.29)$$

Por fim, o indutor de saída L_o é descarregado, e sua corrente é dada integrando v_{L_o} ao longo do intervalo $t - t_2$:

$$V_{L_o} = V_{C_1} + 2V_{C_2} - V_o, \quad (3.30)$$

$$i_{L_o}(t) = i_{L_o}(t_2) + \frac{V_{C_1} + 2V_{C_2} - V_o}{L_o}(t - t_2). \quad (3.31)$$

Figura 18 - Etapa 3 do conversor I



Fonte: Adaptado de (PEREIRA, 2021)

3.1.4 Etapa 4

A quarta etapa de operação inicia com a chave S desligada e a indutância de magnetização descarregando com uma tensão v_{L_m} igual à das etapas anteriores 1 e 3. Integrando essa tensão no intervalo de $t - t_3$, tem-se:

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_3) - \frac{V_{C_2}}{nL_m}(t - t_3). \quad (3.32)$$

Ao analisar o circuito apresentado na Figura 19, é possível estabelecer a relação entre a tensão do indutor de dispersão e a tensão do indutor L_o , obtida através da LKT:

$$v_{L_k} - v_{L_o} = V_{in} + V_o + \frac{V_{C_2}}{n} - 2V_{C_1} - 2V_{C_2}. \quad (3.33)$$

O objetivo agora é encontrar a equação de v_{L_k} . Observando a Figura 19, nota-se que a corrente de i_{L_o} equivale ao negativo de i_{L_k} , logo:

$$\begin{aligned} v_{L_k} &= L_k \frac{\partial i_{L_k}}{\partial t}, \\ v_{L_o} &= L_o \frac{\partial i_{L_o}}{\partial t} = L_o \frac{-\partial i_{L_k}}{\partial t}, \\ v_{L_k} - v_{L_o} &= (L_k + L_o) \frac{\partial i_{L_k}}{\partial t}, \\ \frac{\partial i_{L_k}}{\partial t} &= \frac{v_{L_k} - v_{L_o}}{(L_k + L_o)}. \end{aligned} \quad (3.34)$$

Integrando a Equação (3.34) durante o intervalo de d_4 , tem-se:

$$i_{L_k}(t) = i_{L_k}(t_3) + \frac{v_{L_k} - v_{L_o}}{(L_k + L_o)}(t - t_3), \quad (3.35)$$

substituindo a Equação (3.33) na Equação (3.35), determina-se i_{L_k} :

$$i_{L_k}(t) = i_{L_k}(t_3) + \frac{V_{in} + V_o + \frac{V_{C_2}}{n} - 2V_{C_1} - 2V_{C_2}}{(L_k + L_o)}(t - t_3), \quad (3.36)$$

como a corrente do indutor de dispersão corresponde ao inverso da corrente no indutor de saída:

$$i_{L_o}(t) = i_{L_o}(t_3) - \frac{V_{in} + V_o + \frac{V_{C_2}}{n} - 2V_{C_1} - 2V_{C_2}}{(L_k + L_o)}(t - t_3). \quad (3.37)$$

Portanto, as tensões sob os indutores L_k e L_o são definidas como:

$$V_{L_k} = \frac{L_k}{L_k + L_o} \left(V_{in} + V_o + \frac{V_{C_2}}{n} - 2V_{C_1} - 2V_{C_2} \right), \quad (3.38)$$

$$V_{L_o} = \frac{-L_o}{L_k + L_o} \left(V_{in} + V_o + \frac{V_{C_2}}{n} - 2V_{C_1} - 2V_{C_2} \right). \quad (3.39)$$

Pela LKT, obtém-se a tensão de bloqueio da chave S :

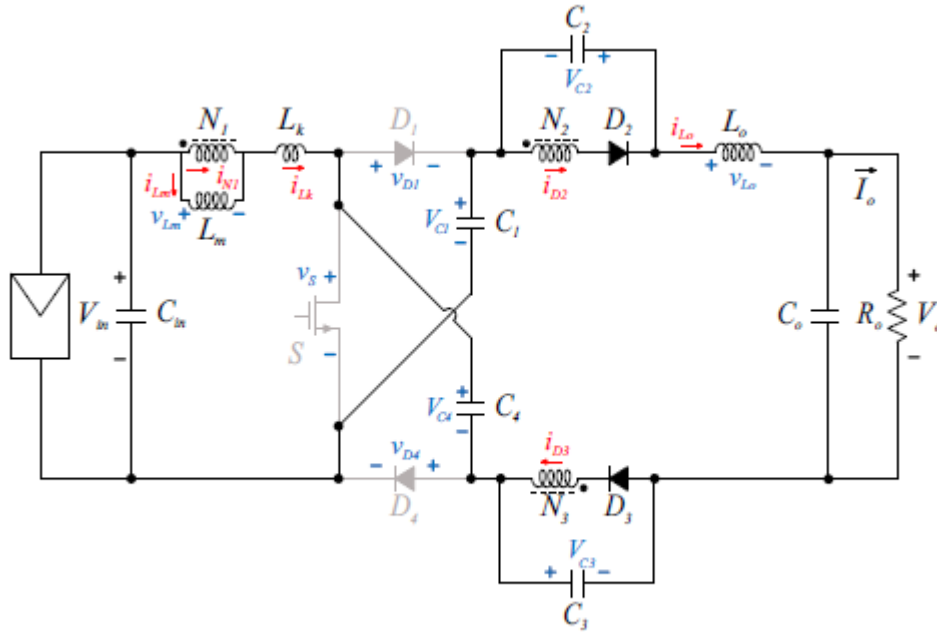
$$\begin{aligned} v_S(t) &= V_{in} - v_{L_m}(t) - v_{L_k}(t), \\ V_S &= V_{in} + \frac{V_{C_2}}{n} - \frac{L_k}{L_k + L_o} \left(V_{in} + \frac{V_{C_2}}{n} + V_o - 2V_{C_1} - 2V_{C_2} \right), \\ V_S &= \left(V_{in} + \frac{V_{C_2}}{n} \right) \frac{L_o}{L_k + L_o} + (2V_{C_1} + 2V_{C_2} - V_o) \frac{L_k}{L_k + L_o}, \end{aligned} \quad (3.40)$$

estabelecendo $k_o = \frac{L_k}{L_k + L_o}$, tem-se:

$$V_S = (1 - k_o) \left(V_{in} + \frac{V_{C_2}}{n} \right) + k_o (2V_{C_1} + 2V_{C_2} - V_o). \quad (3.41)$$

Considerando a Equação (3.98) e o fato de que a corrente no indutor de saída é o inverso da corrente que flui pelo indutor de magnetização, tem-se que i_{D_1} e i_{D_4} são nulas, o que resulta no bloqueio dos diodos no início da etapa. Portanto, as perdas nesses diodos são eliminadas pela comutação em ZCS.

Figura 19 - Etapa 4 do conversor I



Fonte: Adaptado de (PEREIRA, 2021)

Como há simetria nos circuitos de grameamento, as tensões nos diodos D_1 e D_4 são iguais e definidas por:

$$v_{D_1} = v_{D_4} = V_{in} - v_{L_m} - v_{L_k} - V_{C_1},$$

$$v_{D_1} = v_{D_4} = (k_o - 1) \left(V_{in} + \frac{V_{C_2}}{n} \right) - k_o (2V_{C_1} + 2V_{C_2} - 2V_o). \quad (3.42)$$

A transferência de energia do indutor L_m para os enrolamentos secundários faz com que os diodos das CMTs fiquem diretamente polarizados. As correntes que circulam nesses elementos são estabelecidas pelo inverso das correntes em N_2 e N_3 . Tem-se então que:

$$i_{D_2}(t) = i_{D_3}(t) = \frac{i_{L_m}(t) - i_{L_k}(t)}{2n}. \quad (3.43)$$

Assim que a chave S volta a conduzir o ciclo se reinicia. Observe na Equação (3.5) que, como i_{L_k} corresponde ao inverso de i_{L_o} , a chave é ligada com comutação sob ZCS.

3.1.5 Ganho de tensão

Antes de iniciar a análise para determinar o ganho de tensão, é essencial estabelecer os intervalos de tempo de cada etapa. Os intervalos d_1 e d_2 são obtidos com base na corrente média da chave S , enquanto os intervalos d_3 e d_4 são definidos pela corrente média no diodo D_1 . Com esses intervalos definidos, é possível obter as expressões para os valores das tensões nos capacitores. São elas:

$$V_{C_1} = V_{C_4} = \frac{V_{in} + nD}{1 - D}, \quad (3.44)$$

$$V_{C_2} = V_{C_3} = \frac{nkDV_{in} - nD}{1 - D}. \quad (3.45)$$

O ganho de tensão define-se como a relação entre as tensões de entrada e saída do conversor. Utilizando o princípio de balanço volt-segundo aplicado ao indutor L_o , temos a seguinte expressão:

$$\frac{1}{T_S} \left[\int_0^{t_1} V_{L_o, Etapa1} + \int_{t_1}^{t_2} V_{L_o, Etapa2} + \int_{t_2}^{t_3} V_{L_o, Etapa3} + \int_{t_3}^{t_4} V_{L_o, Etapa4} \right] = 0, \quad (3.46)$$

$$\frac{1}{T_S} \left[\int_0^{DT_S} V_{L_o, S_{1-on}} + \int_{t_2}^{t_3} V_{L_o, Etapa3} + \int_{t_3}^{t_4} V_{L_o, Etapa4} \right] = 0. \quad (3.47)$$

Resolvendo a integral acima, tem-se:

$$\begin{aligned} (2V_{C_1} + 2V_{C_2} - V_o)D + (V_{C_1} + 2V_{C_2} - V_o)d_3 \\ + (1 - K_o) \left(V_{in} + \frac{V_{C_2}}{n} - 2V_{C_1} - 2V_{C_2} + V_o \right) d_4 = 0 \end{aligned} \quad (3.48)$$

Dessa forma, a expressão para o calculo do ganho de tensão do conversor I, levando em consideração o acoplamento magnético ideal, é a seguinte:

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 + 2nD + D}{1 - D}. \quad (3.49)$$

3.1.6 Condições para comutação suave

A comutação suave sob corrente nula na chave ocorre quando a corrente i_{L_k} se iguala à corrente $-i_{L_o}$ antes do desligamento da chave S . Para garantir isso, os capacitores associados ao circuito de grampeamento devem descarregar com corrente equivalente a $-i_{L_o}$ durante toda etapa 4.

$$d_4 \leq \frac{2C_{1,4}V_{C_{1,4}}}{T_S (i_{L_o}(t_3))}. \quad (3.50)$$

Para alcançar a comutação suave sob corrente nula no bloqueio dos diodos D_1 e D_4 , é necessário que a corrente i_{L_k} seja igual a $-i_{L_o}$ antes da reversão da polarização de D_1 e D_4 . Além disso, é importante garantir que a carga dos capacitores associados ao circuito de grampeamento seja concluída até o final do intervalo d_3 .

$$d_3 \leq \frac{4C_{1,4}V_{C_{1,4}}}{T_S (\hat{i}_{L_k} - \hat{i}_{L_o} + 2i_{L_o}(t_3))}. \quad (3.51)$$

Para garantir a comutação suave sob corrente nula no bloqueio dos diodos D_2 e D_3 , é necessário que a corrente i_{L_m} seja igual a i_{L_k} antes da chave entrar em condução. Dessa forma, o descarregamento dos capacitores associados às CMTs é limitado ao intervalo d_2 .

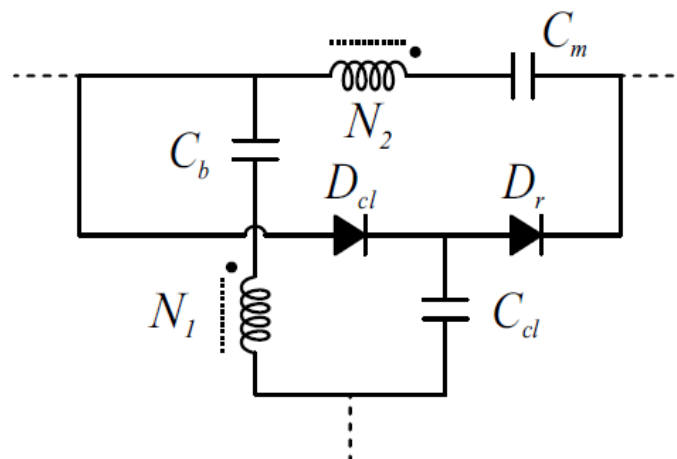
$$d_1 \leq \frac{4nC_{2,3}V_{C_{2,3}}}{T_S (\hat{i}_{L_m}(t_o) + (2n - 1)i_{L_k}(t_o))}. \quad (3.52)$$

3.2 CONVERSOR PROPOSTO EM (CARVALHO, 2022)

O conversor proposto por (CARVALHO, 2022), citado neste trabalho com Conversor II, é baseado em CMT integrada com técnicas de acoplamento magnético e capacitor chaveado.

A CMT aqui é derivada da célula de (DENG, RONG, *et al.*, 2012), Figura 20, tendo sido modificada a disposição do enrolamento primário, obtendo assim configuração de autotransformador; adicionado o terceiro enrolamento em série com o diodo regenerativo, e substituição do diodo de grampeamento por mais uma chave, afim de que o conversor opere com chaveamento suave.

Figura 20 – CMT proposta por (DENG, RONG, *et al.*, 2012)



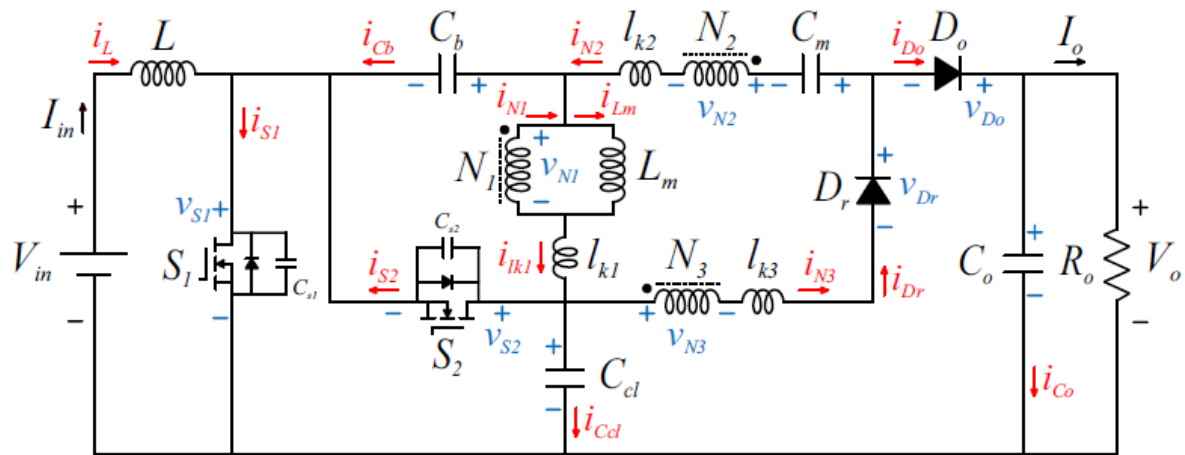
Fonte: (CARVALHO, 2022)

Na Figura 21 é apresentado o conversor proposto pelo autor, onde:

- S_1 e S_2 são os interruptores principal e auxiliar, respectivamente;
- N_1 , N_2 e N_3 são os enrolamentos primário, secundário e terciário, respectivamente, do indutor acoplado;
- L_m é a indutância de magnetização;
- L é a indutância de entrada;
- D_r e D_o são os diodos regenerativo e de saída, respectivamente;

- C_b , C_{cl} , C_m e C_o são os capacitores de bloqueio, de grampeamento, chaveado e de saída, respectivamente;
- l_{k1} , l_{k2} e l_{k3} são indutâncias de dispersão dos enrolamentos primário, secundário e terciário, respectivamente, do indutor acoplado.

Figura 21 – Conversor II – Proposto por (CARVALHO, 2022)



Fonte: (CARVALHO, 2022)

As relações de transformação do indutor acoplado geram duas variáveis distintas. A primeira delas é a variável de controle de tensão, designada por $n = \frac{N_2}{N_1}$, que tem por objetivo proporcionar um ganho elevado de tensão, sem operar com razões de trabalho extremas. Já a segunda variável, denominada $m = \frac{N_3}{N_1}$, é utilizada para garantir um valor médio positivo na corrente de magnetização, o que permite projetar uma indutância de magnetização capaz de reduzir a amplitude da ondulação da corrente de magnetização. Dessa forma, é possível satisfazer a condição para o ZVS durante o acionamento da chave S_1 . Portanto, é possível reduzir tanto as perdas magnéticas e ôhmicas totais do indutor acoplado, quanto as perdas por condução e chaveamento durante a transição de desligamento das chaves.

Ao longo de um período de chaveamento, é possível distinguir o processo de operação em quatro etapas, as quais são detalhadas na Tabela 2. Cada uma dessas etapas é caracterizada pelos diferentes estados de condução dos diodos e das chaves semicondutoras.

Tabela 2 - Etapas de operação conversor II

Etapas	Intervalo de Duração	Caracterização
Etapa 1	$[t_0, t_1]$	$S_1 = \text{on}, S_2 = \text{off}$ $D_r = \text{on}, D_o = \text{off}$
Etapa 2	$[t_1, t_2]$	$S_1 = \text{on}, S_2 = \text{off}$ $D_r = \text{off}, D_o = \text{off}$
Etapa 3	$[t_2, t_3]$	$S_1 = \text{off}, S_2 = \text{on}$ $D_r = \text{off}, D_o = \text{on}$
Etapa 4	$[t_3, t_4]$	$S_1 = \text{off}, S_2 = \text{on}$ $D_r = \text{off}, D_o = \text{off}$

Fonte: A autora (2023).

3.2.1 Etapa 1

A etapa 1 se inicia no instante t_0 , quando a chave S_2 é bloqueada, logo sua capacitância parasita, C_{S_2} , é carregada até que sua tensão seja igual a tensão sobre o capacitor de grampeamento. Assim, tem-se que $v_{S_2} = V_{C_{cl}} = \frac{V_{in}}{1-D}$. Em paralelo, a capacitância parasita de S_1 , denominada C_{S_1} , é descarregada, fazendo com que seu diodo anti-paralelo fique diretamente polarizado, e comece a conduzir.

Na Figura 22 é mostrado o circuito equivalente a etapa 1. O indutor de entrada é carregado por V_{in} , e a indutância de magnetização é descarregada com tensão, aproximadamente igual a $V_{C_b} - V_{C_{cl}} = -V_{in}$.

A tensão presente no enrolamento primário é transmitida aos enrolamentos secundário e terciário, resultando na polarização direta do diodo regenerativo e na polarização reversa do diodo de saída. Em consequência, o diodo D_r passa a conduzir. A energia do capacitor C_{cl} é transmitida de forma ressonante para os capacitores C_m e C_b , por meio do tanque formado pelos enrolamentos do indutor acoplado.

As correntes que fluem pelo indutor de entrada e pelo indutor de magnetização, são expressas nas seguintes equações:

$$i_L(t) = i_L(t_o) + \frac{V_{in}(t)}{L}, \quad (3.53)$$

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_o) - \frac{V_{in}(t)}{L_m}. \quad (3.54)$$

A relação entre as correntes que fluem pelos enrolamentos é expressa pela equação abaixo:

$$i_{N_2}(t) = i_{N_3}(t) = \frac{i_{N_1}(t)}{n+m}. \quad (3.55)$$

A equação da corrente $i_{N_1}(t)$ é obtida através do circuito RLC de segunda ordem desta etapa, que possui solução dada por

$$i_{N_1}(t) = A_I e^{-\alpha_I t} \sin(\omega_I t), \quad (3.56)$$

onde, a frequência de ressonância, ω_I é dada por

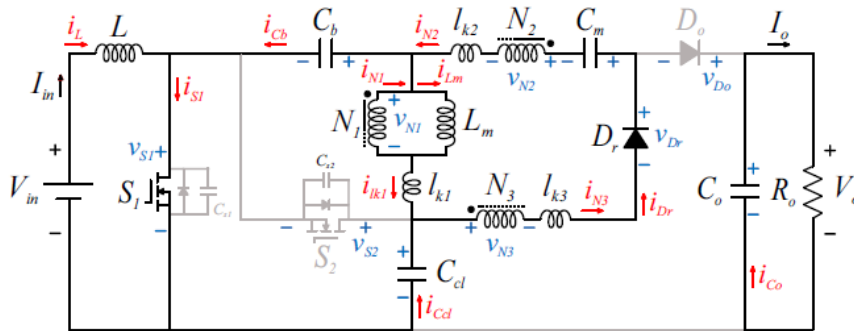
$$\omega_I = \frac{1}{\sqrt{L_{eq\ I} C_{eq\ I}}}, \quad (3.57)$$

e o coeficiente de amortecimento, α_I é dado por

$$\alpha_I = \frac{R_{eq\ I}}{2L_{eq\ I}}. \quad (3.58)$$

Um circuito ressonante pode ser obtido a partir do circuito mostrado na Figura 22, onde são desconsiderados os componentes pelos quais não flui corrente ressonante. Os valores equivalentes de indutância, capacitância e resistência desse circuito simplificado são representados por $L_{eq\ I}$, $C_{eq\ I}$ e $R_{eq\ I}$, respectivamente. O circuito ressonante pode ser observado na Figura 23, onde as resistências r_{w1} , r_{w2} e r_{w3} correspondem aos enrolamentos do indutor acoplado.

Figura 22 - Etapa 1 do conversor II



Fonte: (CARVALHO, 2022)

Analisando inicialmente a malha I, aplica-se LKT, e tem-se então no domínio da frequência:

$$V(s) = \frac{(n+m+1)I(s)}{sC_b} + \frac{(n+m+1)I(s)}{sC_d} + (r_{w1} + sl_{k1})(n+m)I(s). \quad (3.59)$$

Seguindo com a análise, aplica-se LKT na malha II, e tem-se:

$$\begin{aligned} (r_{w1} + sl_{k1})(n+m)I(s) - (n+m+1)V(s) - (r_{w2} + sl_{k2})I(s) \\ - (r_{w3} + sl_{w3})I(s) - \frac{I(s)}{sC_m} = 0. \end{aligned} \quad (3.60)$$

Substituindo a Equação (3.59), tem-se:

$$\begin{aligned} s[(n+m)^2l_{k1} + l_{k2} + l_{k3}] + \frac{1}{s} \left(\frac{(n+m+1)^2}{C_b} + \frac{(n+m+1)^2}{C_{cl}} + \frac{1}{C_m} \right) \\ + [(n+m)^2r_{w1} + r_{w2} + r_{w3}] = 0 \end{aligned} \quad (3.61)$$

$$sL_{eqI} + \frac{1}{s} \left(\frac{1}{C_{eqI}} \right) + R_{eqI} = 0$$

Para se obter o valor exato de A_I , é necessário identificar os valores iniciais das tensões presentes nos capacitores do circuito de ressonância na Figura 23, porém esses valores são desconhecidos. No entanto, é possível determinar o valor de A_I se

for desconsiderado o valor do coeficiente de amortecimento, α_I . Logo, a Equação (3.56) pode ser resumida para:

$$i_{N_1}(t) = A_I \sin(\omega_I t) \quad (3.62)$$

Portanto, a fim de obter as equações que descrevem as correntes que passam pelos enrolamentos secundário e terciário, bem como pelo diodo regenerativo, substitui-se a Equação (3.62) na Equação (3.55):

$$i_{N_2}(t) = i_{N_3}(t) = i_{D_r}(t) = \frac{A_I}{n+m} \sin(\omega_I t). \quad (3.63)$$

Ao observar o circuito presente na Figura 22, em estado estacionário, tem-se que os valores das correntes médias que percorrem o diodo regenerativo e a saída do circuito são equivalentes, sob a suposição de que a corrente média no capacitor seja nula, quando o sistema estiver em regime permanente. Dessa forma:

$$I_{D_r} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1=\frac{\pi}{\omega_I}} \frac{A_I}{n+m} \sin(\omega_I t) dt = I_o. \quad (3.64)$$

Ao realizar a solução da integral acima, obtém-se que:

$$A_I = \frac{\omega_I}{2f_s} (n+m) I_o. \quad (3.65)$$

Aplicando a equação acima nas Equação (3.62) e (3.63), chega-se a:

$$i_{N_1}(t) = \frac{\omega_I}{2f_s} (n+m) I_o \sin(\omega_I t), \quad (3.66)$$

$$i_{N_2}(t) = i_{N_3}(t) = i_{D_r}(t) = \frac{\omega_I}{2f_s} I_o \sin(\omega_I t). \quad (3.67)$$

Observando a Figura 21, é possível deduzir a equação que descreve a corrente que flui pelo capacitor de grampeamento. Além disso, considerando que $i_{C_b}(t) =$

$-i_{C_{cl}}(t)$, tem-se também a equação que descreve a corrente que circula pelo capacitor de bloqueio. Ambas são dadas por:

$$i_{C_{cl}}(t) = i_{L_m}(t) - i_{N_1}(t) - i_{N_3}(t), \quad (3.68)$$

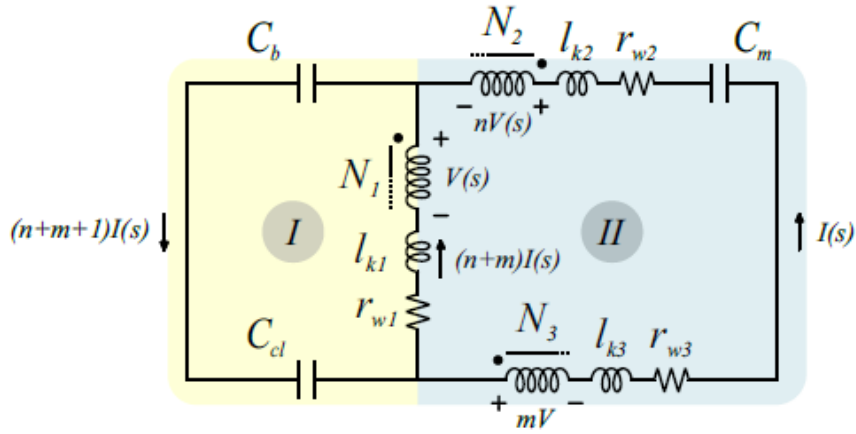
$$i_{C_{cl}}(t) = mI_o + \frac{DV_{in}}{2f_s L_m} - \frac{V_{in}}{L_m} t - \frac{\omega_I}{2f_s} (n + m + 1) I_o \sin(\omega_I t), \quad (3.69)$$

$$i_{C_b}(t) = -mI_o - \frac{DV_{in}}{2f_s L_m} + \frac{V_{in}}{L_m} t + \frac{\omega_I}{2f_s} (n + m + 1) I_o \sin(\omega_I t). \quad (3.70)$$

A equação que descreve a corrente que flui através do capacitor chaveado é:

$$i_{C_m}(t) = i_{N_2}(t) = \frac{\omega_I}{2f_s} I_o \sin(\omega_I t). \quad (3.71)$$

Figura 23 - Circuito ressonante da etapa 1



Fonte: (CARVALHO, 2022)

Considerando que a corrente que flui na chave S_1 é composta pelas correntes do indutor de entrada e do indutor de bloqueio, temos que:

$$i_{S_1}(t) = (G - m)I_o - \frac{DV_{in}}{2f_s} \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L_m} \right) + V_{in} \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L_m} \right) t + \frac{\omega_I}{2f_s} (n + m + 1) I_o \sin(\omega_I t). \quad (3.72)$$

A corrente que flui pela indutância de dispersão do enrolamento primário é expressa por:

$$i_{l_{k1}}(t) = i_{L_m}(t) - i_{N_1}(t), \quad (3.73)$$

$$i_{l_{k1}}(t) = mI_o + \frac{DV_{in}}{2f_s L_m} - \frac{V_{in}}{L_m} t - \frac{\omega_I}{2f_s} (n + m) I_o \sin(\omega_I t). \quad (3.74)$$

Essa etapa é concluída quando as correntes de dispersão e magnetização se igualam. No decorrer da etapa 1, não ocorre transferência de energia para a saída, sendo o capacitor de saída, C_o , o único responsável por fornecer energia à carga, logo:

$$i_{C_o} = -I_o \quad (3.75)$$

3.2.2 Etapa 2

Durante a segunda etapa de operação, que se inicia quando $i_{l_{k1}} = i_{L_m}$, não há circulação de corrente nos enrolamentos do indutor acoplado e do diodo regenerativo. O indutor de entrada continua sendo carregado pela tensão proveniente da fonte de entrada, enquanto o indutor de magnetização é carregado com uma tensão aproximada de $-V_{in}$. Como na etapa anterior, a tensão no enrolamento N_1 é refletida nos enrolamentos N_2 e N_3 , polarizando reversamente o diodo de saída e diretamente o diodo regenerativo, porém o D_r ainda não conduz. Nesse período, não ocorre transferência de energia na saída.

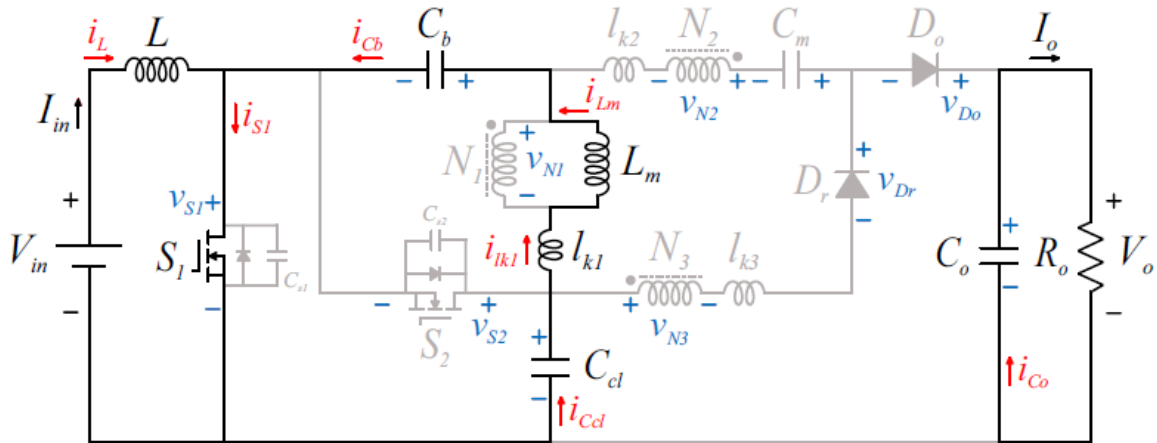
A etapa 2 é finalizada quando a chave S_1 é comandada a bloquear, e em seguida, o diodo D_r é polarizado reversamente com ZCS. As equações para as correntes que fluem através do indutor de entrada e de magnetização são as mesmas apresentadas na etapa anterior, respectivamente, Equação (3.53) e (3.54).

Conforme observado no circuito equivalente da etapa 2, ilustrado na Figura 24, a corrente que flui pela chave S_1 pode ser determinada por:

$$i_{S_1}(t) = i_L(t) - i_{L_m}(t), \quad (3.76)$$

$$i_{S_1}(t) = (G - m)I_o - \frac{DV_{in}}{2f_s} \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L_m} \right) + V_{in} \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L_m} \right) t. \quad (3.77)$$

Figura 24 - Etapa 2 do Conversor II



Fonte: (CARVALHO, 2022)

Ademais, durante esta fase de operação, a corrente de magnetização percorre os capacitores C_b e C_{cl} , resultando em:

$$i_{C_b}(t) = -i_{L_m}(t) = -mI_o - \frac{DV_{in}}{2f_s L_m} + \frac{V_{in}}{L_m} t \quad (3.78)$$

$$i_{C_b}(t) = i_{L_m}(t) = mI_o + \frac{DV_{in}}{2f_s L_m} - \frac{V_{in}}{L_m} t \quad (3.79)$$

A corrente que percorre a indutância de dispersão do enrolamento primário é determinada por:

$$i_{l_{k1}}(t) = i_{L_m}(t) = mI_o + \frac{DV_{in}}{2f_s L_m} - \frac{V_{in}}{L_m} t. \quad (3.80)$$

Também nesta etapa, somente o capacitor de saída é responsável por fornecer energia para a carga, assim:

$$i_{C_o} = -I_o \quad (3.81)$$

3.2.3 Etapa 3

O circuito equivalente à etapa 3 é apresentado na Figura 25. O início dessa etapa ocorre no instante t_2 , quando a chave S_1 é comandada a bloquear. Consequentemente, a capacitância parasita C_{S_1} começa a carregar até que sua tensão atinja o valor da tensão sobre o capacitor de grampeamento, ou seja, $v_{S_1} = V_{C_{cl}} = \frac{V_{in}}{1-D}$. Ao mesmo tempo, a capacitância parasita C_{S_2} é descarregada, polarizando diretamente o diodo anti-paralelo da chave S_2 , que começa a conduzir. Após o período de tempo morto, S_2 é comandada a conduzir com ZVS.

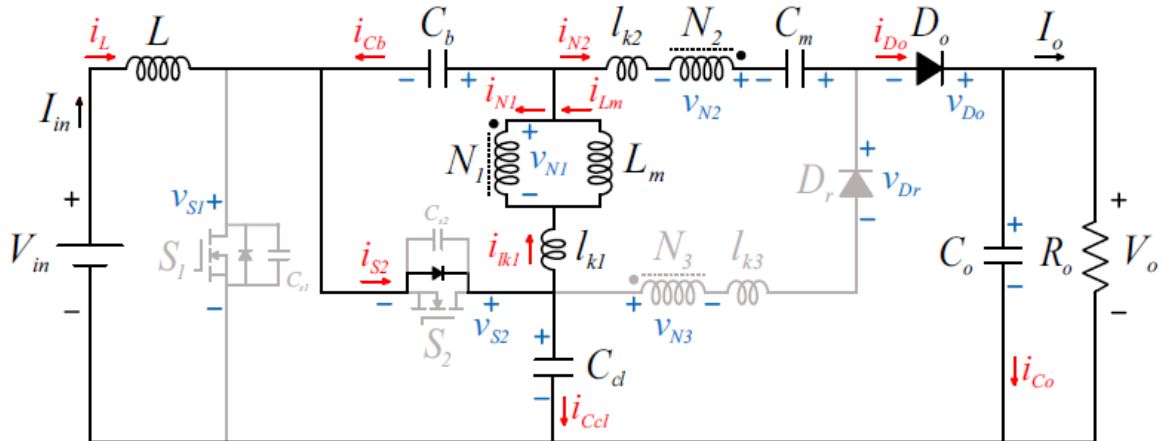
A tensão sobre o indutor de entrada é equivalente a $V_{C_{cl}} - V_{in}$, durante sua descarga, enquanto que a indutância de magnetização descarrega a uma tensão próxima de V_{C_b} . Desta forma, os valores instantâneos das correntes i_L e i_{L_m} durante esta etapa de operação são dadas por:

$$i_L(t) = GI_o + \frac{DV_{in}}{2f_s L} - \frac{DV_{in}}{(1-D)L}t \quad (3.82)$$

$$i_{L_m}(t) = mI_o - \frac{DV_{in}}{2f_s L_m} + \frac{DV_{in}}{(1-D)L_m}t \quad (3.83)$$

A tensão presente no enrolamento primário é refletida nos enrolamentos secundário e terciário, ocasionando a polarização reversa do diodo D_r e a polarização direta do diodo D_o , iniciando sua condução. Como resultado, a malha de ganho é formada por uma associação em série da fonte de entrada V_{in} , da indutância L que está descarregando, das capacitâncias C_b e C_m e do enrolamento N_2 . A energia é transferida de forma ressonante para a saída por meio da malha formada pelos enrolamentos N_1 e N_2 , pelos capacitores C_b , C_m , C_{cl} e C_o , diodo D_o , chave S_2 e pelas indutâncias de dispersão l_{lk1} e l_{lk2} . Esta etapa de operação é finalizada quando as correntes de dispersão e magnetização se igualam, ou seja, $i_{L_{k1}} = i_{L_m}$.

Figura 25 - Etapa 3 do Conversor II



Fonte: (CARVALHO, 2022)

A equação que descreve a relação entre a corrente do enrolamento primário e secundário do indutor acoplada é expressa da seguinte maneira:

$$i_{N_2}(t) = \frac{i_{N_1}(t)}{n}. \quad (3.84)$$

Considerando que a equação que descreve a corrente $i_{N_1}(t)$ é obtida por meio da solução do circuito RLC de segunda ordem da etapa 3, temos:

$$i_{N_1}(t) = -A_{III} e^{-\alpha_{III} t} \sin(\omega_{III} t), \quad (3.85)$$

onde, a frequência de ressonância, ω_{III} é dada por:

$$\omega_{III} = \frac{1}{\sqrt{L_{eq\ III} C_{eq\ III}}}, \quad (3.86)$$

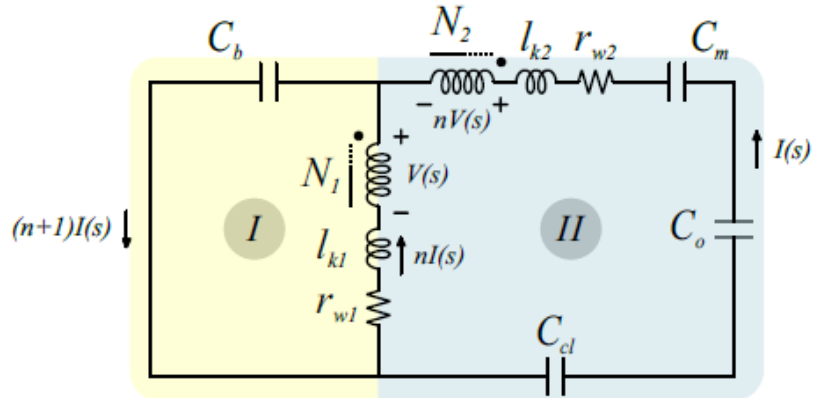
e o coeficiente de amortecimento, α_{III} é dado por:

$$\alpha_{III} = \frac{R_{eq\ III}}{2L_{eq\ III}}. \quad (3.87)$$

O circuito ressonante resultante a partir da Figura 25, que inclui somente os componentes pelos quais flui corrente ressonante, é visualizado na Figura 26. Os

valores de indutância, capacitância e resistência equivalentes desse circuito simplificado são denotadas por L_{eqIII} , C_{eqIII} e R_{eqIII} , respectivamente.

Figura 26 - Circuito ressonante da etapa 3



Fonte: (CARVALHO, 2022)

Analisando inicialmente a malha I, aplica-se LKT, e tem-se então no domínio da frequência:

$$V(s) = \frac{(n+1)I(s)}{sC_b} + (r_{w1} + sl_{k1})nI(s). \quad (3.88)$$

Seguindo com a análise, aplica-se LKT na malha II, e tem-se:

$$(r_{w1} + sl_{k1})nI(s) - (n+1)V(s) - (r_{w2} + sl_{k2})I(s) - \frac{I(s)}{sC_m} - \frac{I(s)}{sC_o} - \frac{I(s)}{sC_{cl}} = 0. \quad (3.89)$$

Substituindo a Equação (3.88) na Equação (3.89), tem-se:

$$s[n^2l_{k1} + l_{k2}] + \frac{1}{s} \left(\frac{(n+1)^2}{C_b} + \frac{1}{C_{cl}} + \frac{1}{C_m} + \frac{1}{C_o} \right) + [n^2r_{w1} + r_{w2}] = 0. \quad (3.90)$$

$$sL_{eqI} + \frac{1}{s} \left(\frac{1}{C_{eqI}} \right) + R_{eqI} = 0$$

Para se obter o valor exato de A_{III} , é necessário identificar os valores iniciais das tensões presentes nos capacitores do circuito de ressonância na Figura 26, porém esses valores são desconhecidos. No entanto, é possível determinar o valor de A_{III} se o valor de α_{III} for desconsiderado. Logo, a Equação (3.85) pode ser resumida para:

$$i_{N_1}(t) = -A_{III} \sin(\omega_{III}t). \quad (3.91)$$

Sendo assim, para obter a equação que descreve a corrente que percorre o enrolamento secundário e que está relacionada à corrente que flui pelo diodo de saída, substitui-se a Equação (3.91) na Equação (3.84):

$$-i_{N_2}(t) = i_{D_o}(t) = \frac{A_{III}}{n} \sin(\omega_{III}t). \quad (3.92)$$

Ao observar o circuito presente na Figura 25, tem-se que os valores das correntes médias que percorrem o diodo D_o e a saída do circuito são equivalentes, sob a suposição de que a corrente média no capacitor seja nula, quando o sistema estiver em regime permanente. Dessa forma:

$$I_{D_o} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_3=\frac{\pi}{\omega_{III}}} \frac{A_{III}}{n} \sin(\omega_{III}t) dt = I_o. \quad (3.93)$$

Ao realizar a solução da integral acima, obtém-se que:

$$A_{III} = \frac{\omega_{III}}{2f_s} n I_o. \quad (3.94)$$

Assim sendo, as equações para calcular o valor das correntes nos enrolamentos primário e secundário, bem como no diodo de saída, estão relacionadas da seguinte forma:

$$i_{N_1}(t) = -\frac{\omega_{III}}{2f_s} n I_o \sin(\omega_{III}t), \quad (3.95)$$

$$i_{N_2}(t) = -\frac{\omega_{III}}{2f_s} I_o \sin(\omega_{III}t), \quad (3.96)$$

$$i_{D_o}(t) = \frac{\omega_{III}}{2f_s} I_o \sin(\omega_{III}t). \quad (3.97)$$

Observando a Figura 21, é possível obter a equação que descreve a corrente que percorre o capacitor de bloqueio:

$$i_{C_b}(t) = -i_{L_m}(t) + i_{N_1}(t) + i_{N_2}(t) = -i_{L_m}(t) + \left(1 + \frac{1}{n}\right) i_{N_1}(t). \quad (3.98)$$

Ao substituir as equações das correntes $i_{N_1}(t)$ e $i_{L_m}(t)$, que foram obtidas anteriormente, temos que:

$$i_{C_b}(t) = -mI_o + \frac{DV_{in}}{2f_s L_m} - \frac{DV_{in}}{(1-D)L_m} t - \frac{\omega_{III}}{2f_s} (n+1)I_o \sin(\omega_{III}t). \quad (3.99)$$

Por estar em serie com o enrolamento secundário, o valor da corrente que percorre o capacitor chaveado é dado por:

$$i_{C_m}(t) = -\frac{\omega_{III}}{2f_s} I_o \sin(\omega_{III}t). \quad (3.100)$$

Durante a etapa 3 de operação, para fornecer uma corrente contínua para a carga, o capacitor C_o funciona como um filtro de corrente para o diodo D_o . Dessa forma, tem-se:

$$i_{C_o} = i_{D_o} - I_o = \frac{\omega_{III}}{2f_s} I_o \sin(\omega_{III}t) - I_o. \quad (3.101)$$

A expressão da corrente que flui pela chave S_2 pode ser descrita como:

$$-i_{S_2}(t) = i_L(t) + i_{C_b}(t). \quad (3.102)$$

Substituindo as Equações (3.82) e (3.99) , na equação acima, tem-se:

$$i_{s_2}(t) = -(G - m)I_o - \frac{DV_{in}}{2f_s} \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L_m} \right) + \frac{DV_{in}}{(1-D)} \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L_m} \right) t + \frac{\omega_{III}}{2f_s} (n+1)I_o \sin(\omega_{III}t). \quad (3.103)$$

A expressão da corrente na indutância de dispersão do enrolamento primário pode ser descrita como:

$$i_{L_{k1}}(t) = i_{L_m}(t) - i_{N_1}(t). \quad (3.104)$$

Substituindo na expressão acima as Equações (3.83) e (3.95), tem-se:

$$i_{L_{k1}}(t) = mI_o - \frac{DV_{in}}{2f_s L_m} + \frac{DV_{in}}{(1-D)L_m} t + \frac{\omega_{III}}{2f_s} nI_o \sin(\omega_{III}t). \quad (3.105)$$

3.2.4 Etapa 4

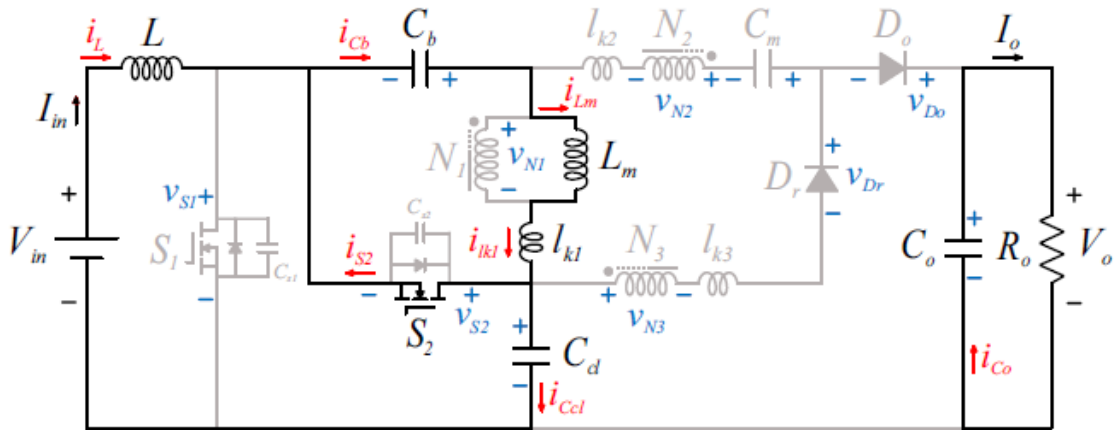
A quarta etapa de operação tem seu início quando as correntes $i_{L_{lk1}}$ e i_{L_m} se igualam, resultando na interrupção da circulação de corrente pelos enrolamentos do transformador e pelo diodo de saída. Essa condição é mantida inalterada ao longo de toda a etapa.

O indutor de entrada permanece descarregando, enquanto L_m carrega com uma tensão aproximada de $V_{C_b} = \frac{D}{1-D} V_{in}$. Da mesma forma que na etapa anterior, a tensão V_{N_1} presente no enrolamento primário é refletida para os enrolamentos secundário e terciário, resultando na polarização reversa do diodo D_r e na polarização direta do diodo de saída D_o . Entretanto, apesar de estar polarizado diretamente, o diodo de saída não conduz.

De maneira análoga às etapas 1 e 2, não há transferência de energia para a saída nessa etapa. A conclusão desse estágio ocorre quando a chave S_2 é acionada para bloquear, seguida imediatamente da reversa polarização do diodo D_o com ZCS.

O circuito equivalente a esta etapa é ilustrado na Figura 27.

Figura 27 - Etapa 4 do Conversor II



Fonte: (CARVALHO, 2022)

As equações utilizadas para determinar as correntes i_L e i_{L_m} nesta etapa são as mesmas encontrada na etapa anterior, descritas, respectivamente, pelas Equações (3.82) e (3.83). A corrente que flui através da chave S_2 é expressa por:

$$i_{S_2}(t) = i_{L_m}(t) - i_L(t)$$

$$i_{S_2}(t) = -(G - m)I_o - \frac{DV_{in}}{2f_s} \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L_m} \right) + \frac{DV_{in}}{(1-D)} \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L_m} \right) t \quad (3.106)$$

Ao observar o circuito representado na Figura 27, é possível notar que a corrente i_L flui através do capacitor de grampeamento, enquanto a corrente i_{L_m} passa pelo capacitor de bloqueio. Portanto, as expressões para essas correntes são:

$$i_{C_{cl}}(t) = i_L(t) = GI_o + \frac{DV_{in}}{2f_s L} - \frac{DV_{in}}{(1-D)L} t. \quad (3.107)$$

$$i_{C_b}(t) = -i_{L_m}(t) = -mI_o + \frac{DV_{in}}{2f_s L_m} - \frac{DV_{in}}{(1-D)L_m} t. \quad (3.108)$$

A corrente na indutância de dispersão do enrolamento primário é expressa por:

$$i_{l_{k1}}(t) = i_{L_m}(t) = mI_o - \frac{DV_{in}}{2f_s L_m} + \frac{DV_{in}}{(1-D)L_m} t. \quad (3.109)$$

Nesta etapa, a energia é fornecida à carga apenas pelo capacitor de saída, logo:

$$i_{C_o} = -I_o. \quad (3.110)$$

3.2.5 Ganho de tensão

Visando obter as equações necessárias para determinar as tensões nos principais componentes do circuito e os ganhos de tensão quando os conversores operam em regime permanente, foram adotadas algumas considerações, são elas:

- as tensões sobre os capacitores são constantes;
- os semicondutores são ideais;
- o acoplamento magnético do indutor acoplado é ideal, ou seja, sem dispersão;
- e o tempo morto é negligenciado.

Por meio da análise do circuito equivalente da etapa 3 de operação, ilustrado na Figura 25, é possível determinar a expressão para o cálculo do ganho de tensão do conversor. Aplicando a LKT, tem-se:

$$V_o = V_{C_{cl}} + V_{C_b} + V_{C_m} + nv_{L_m}. \quad (3.111)$$

Considerando as equações, antes detalhadas:

$$V_{C_{cl}} = \frac{V_{in}}{1-D}, \quad V_{C_b} = \frac{D}{1-D} V_{in}, \quad V_{C_m} = (n+m+1)V_{in}. \quad (3.112)$$

O ganho da tensão é definido como a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída. Portanto, reorganizando as equações anteriores, obtém-se:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2 + n}{1 - D} + m. \quad (3.113)$$

3.2.6 Condições para comutação suave

Para que as chaves S_1 e S_2 sejam acionadas para conduzir com tensão nula, é necessário que duas condições sejam atendidas. A primeira delas é que o tempo morto tenha duração adequada para permitir o carregamento e descarregamento simultâneo das capacitâncias parasitas, nos instantes t_o e t_2 .

Para uma compreensão mais clara, é utilizado o circuito equivalente à etapa 4 de operação na análise. Através desse circuito, é possível observar que imediatamente antes do início da etapa 1, a corrente i_{S_2} é a diferença entre i_L e i_{L_m} , e a tensão sobre S_2 é zero. Quando a chave 2 é bloqueada, a corrente que antes passava por ela é direcionada para fluir através de C_{S_2} , resultando no carregamento deste capacitor e limitando sua tensão pelo capacitor de grampeamento. Devido à configuração dos interruptores, o carregamento de C_{S_2} induz o descarregamento simultâneo do capacitor C_{S_1} . Essa análise pode ser expressa em forma da equação:

$$\Delta t_d \geq \frac{C_{S_2} V_{S_2}}{i_{L_m}(t_o) - i_L(t_o)}. \quad (3.114)$$

Ao analisar o instante t_2 , podemos observar que, de forma análoga, imediatamente antes do início da etapa 3, a corrente i_{S_1} é calculada como a soma de i_L e i_{L_m} , e a tensão na chave S_1 é nula. Após o bloqueio de S_1 , a corrente i_{S_1} começa a fluir através da capacitância C_{S_1} , que então é carregada com uma tensão limitada pelo capacitor de grampeamento. Esse carregamento da capacitância C_{S_1} resulta na descarga da capacitância C_{S_2} . Para uma melhor compreensão do estudo, o circuito equivalente da etapa 2 deve ser considerado neste momento de análise.

$$\Delta t_d \geq \frac{C_{S_1} V_{S_1}}{i_{L_m}(t_2) + i_L(t_2)}. \quad (3.115)$$

A relação entre a corrente de entrada e a corrente de magnetização tem valor menos significativo na Equação (3.114) em comparação com a Equação (3.115), e considerando que $C_{S_1} V_{S_1} \approx C_{S_2} V_{S_2}$, conclui-se que a Equação (3.114) é suficiente para garantir a carga e descarga simultâneas das capacitâncias parasitas C_{S_1} e C_{S_2} nos momentos t_o e t_2 .

A segunda condição a ser satisfeita é que as chaves S_1 e S_2 sejam acionadas para conduzir corrente quando seus diodos anti-paralelos estiverem conduzindo, garantindo o ZVS. Para a chave S_1 a condição é atendida quando a corrente i_{S_2} se torna positiva antes da chave S_2 ser comanda a bloquear, ou seja:

$$i_{S_2}(t_o) = i_{L_m}(t_o) - i_L(t_o) > 0. \quad (3.116)$$

Da mesma forma, para obter ZVS em S_2 , é necessário que a corrente i_{S_1} seja positiva antes da chave S_1 receber o comando de bloquear, isto é:

$$i_{S_1}(t_2) = i_{L_m}(t_2) - i_L(t_2) > 0. \quad (3.117)$$

4 SIMULAÇÃO E ANÁLISE COMPARATIVA

Neste capítulo, são apresentados os resultados obtidos da simulação dos conversores propostos I e II, com o objetivo de validar as descrições das etapas de operação. O desempenho desses conversores é avaliado por meio de simulações realizadas no *software* MATLAB/Simulink.

A Tabela 3 apresenta os valores dos componentes e das condições de operação utilizados para validar as análises dos dois conversores.

Tabela 3 - Valores dos parâmetros e componentes utilizados na simulação

Parâmetros	Conversor I	Conversor II
Razão cíclica (D)	0,7110	0,65
Tensão de entrada (V_{in})	14,8 V	32,5 V
Frequência de chaveamento (f_s)	100 kHz	100 kHz
Relação de transformação	$n = 2$	$N_1:N_2:N_3$ $= 1:1,6:2$
Indutância de magnetização (L_m)	15 μH	13,3 μH
Indutância de dispersão	$L_k = 1,5 \mu H$	$l_{k_1} \approx 0,51 \mu H$ $l_{k_2} \approx 0,42 \mu H$ $l_{k_3} \approx 0,10 \mu H$
Indutância de entrada (L)	-	100,1 μH
Indutância de saída (L_o)	100 μH	-
Capacitores	$C_1 = 10 \mu F$ $C_2 = 10 \mu F$ $C_3 = 10 \mu F$ $C_4 = 10 \mu F$	$C_b = 6,8 \mu F$ $C_{cl} = 20 \mu F$ $C_m = 30 \mu F$ $C_o = 30 \mu F$
Resistores ($R_{C_1}, R_{C_2}, R_{C_3}, R_{C_4}$)	9 $m\Omega$	-
Capacitor de saída (C_o)	5 μF	-
Resistência (R_{C_o})	12 $m\Omega$	-
Tensão de saída (V_o)	220 V	400 V
Potência nominal de saída (P_o)	140 W	315 W

Fonte: A autora (2023).

Na Tabela 4, estão apresentados os valores simulados dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores, bem como das ondulações de tensão sobre os

capacitores e de corrente sobre as indutâncias, obtidos a partir das equações desenvolvidas no capítulo anterior.

Tabela 4 - Valores dos parâmetros calculados

Parâmetros	Conversor I	Conversor II
Tensão máxima sobre chave	$V_{S_{max}} = 56,13 \text{ V}$	$V_{S_{1,max}} = 92,9 \text{ V}$ $V_{S_{2,max}} = 93,3 \text{ V}$
Tensão máxima sobre diodos	$V_{D_{1,max}} = 56,13 \text{ V}$ $V_{D_{2,max}} = 88,18 \text{ V}$ $V_{D_{3,max}} = 88,18 \text{ V}$ $V_{D_{4,max}} = 56,13 \text{ V}$	$V_{D_{r,max}} = 427,1 \text{ V}$ $V_{D_{o,max}} = 241,4 \text{ V}$
Corrente eficaz na chave	$I_{S_{ef}} = 10,18 \text{ A}$	$I_{S_{1,ef}} = 12,11 \text{ A}$ $I_{S_{2,ef}} = 4,26 \text{ A}$
Corrente eficaz nos diodos	$I_{D_{1,ef}} = 1,81 \text{ A}$ $I_{D_{2,ef}} = 1,29 \text{ A}$ $I_{D_{3,ef}} = 1,29 \text{ A}$ $I_{D_{4,ef}} = 1,81 \text{ A}$	$I_{D_{r,ef}} = 1,33 \text{ A}$ $I_{D_{o,ef}} = 1,47 \text{ A}$
Corrente máxima no indutor L_m	15,51 A	15,72 A
Corrente máxima no indutor L	-	2,11 A
Corrente máxima no indutor L_o	1,16 A	-
Corrente máxima no indutor L_k	15,51 A	-
Tensão média sobre os capacitores	$V_{C_1} = 56,13 \text{ V}$ $V_{C_2} = 61,27 \text{ V}$ $V_{C_3} = 61,27 \text{ V}$ $V_{C_4} = 56,13 \text{ V}$	$V_{C_{cl}} = 92,4 \text{ V}$ $V_{C_m} = 153,9 \text{ V}$ $V_{C_o} = 401,6 \text{ V}$

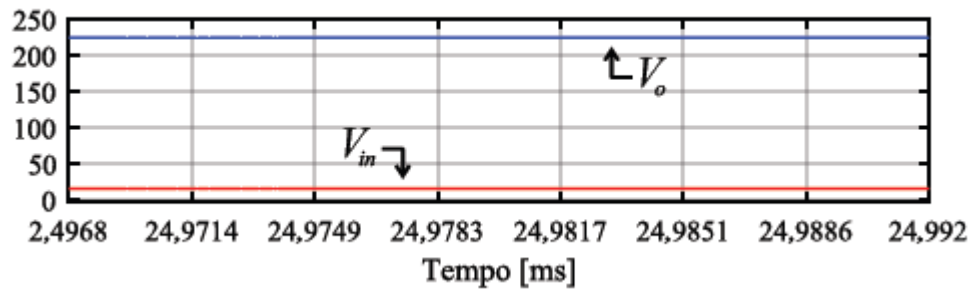
Fonte: A autora (2023).

4.1 Resultados simulação do Conversor I

Nas Figura 28, Figura 29 e Figura 30, são apresentadas as principais formas de onda do conversor I, operando com plena carga em malha aberta. Alguns aspectos importantes podem ser destacados, tais como: todos os diodos operam em ZCS ao bloquear, minimizando perdas; e a chave é acionada com corrente nula, reduzindo o estresse do componente.

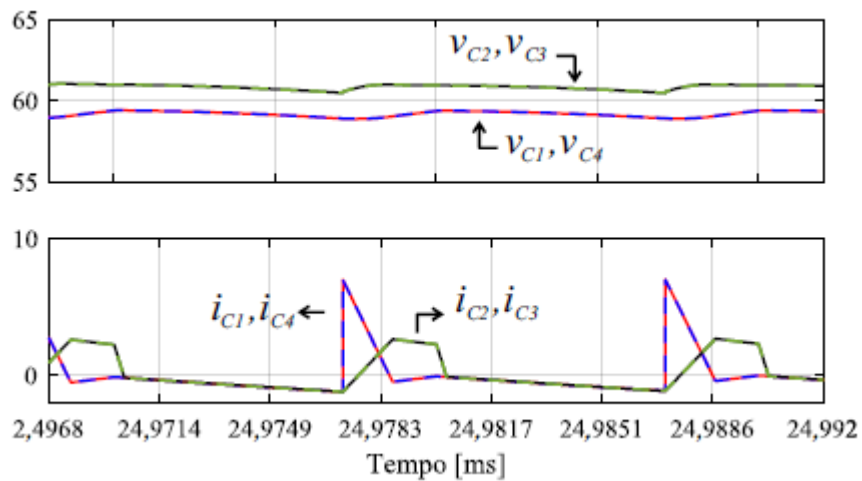
No caso do conversor I, é observado Figura 29 que o carregamento e descarregamento dos capacitores ocorrem em intervalos idênticos. A transferência de energia dos capacitores é realizada na saída do conversor, ou seja, durante a descarga desses componentes, sua corrente é igual à corrente de saída.

Figura 28 – Tensão de entrada e de saída do conversor I



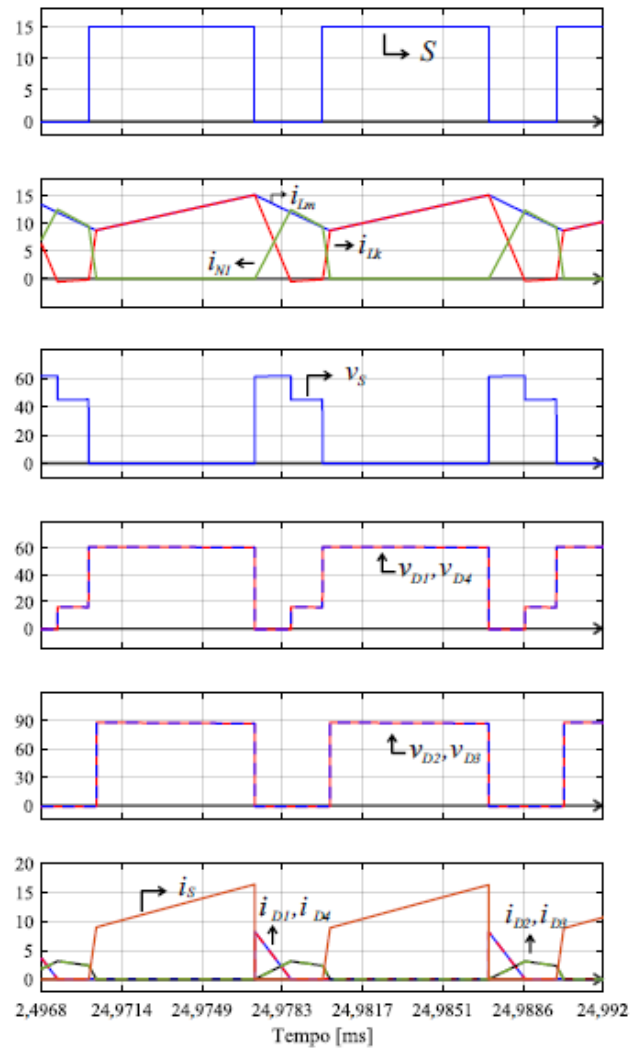
Fonte: Adaptada de (PEREIRA, 2021)

Figura 29 - Forma de onda dos capacitores do conversor I



Fonte: Adaptada de (PEREIRA, 2021)

Figura 30 - Principais formas de onda do conversor I



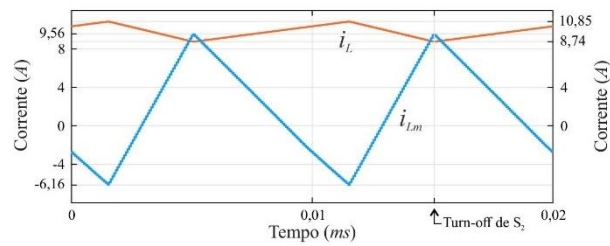
Fonte: Adaptado de (PEREIRA, 2021)

4.2 Resultados simulação do Conversor II

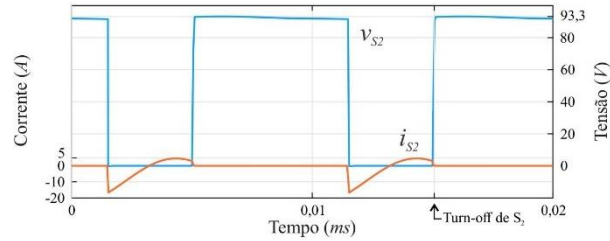
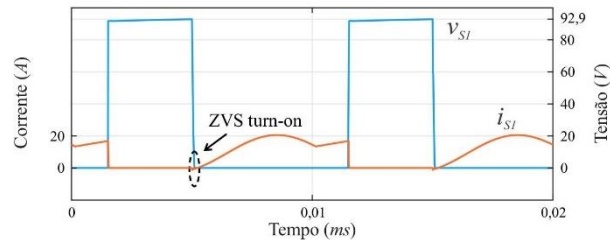
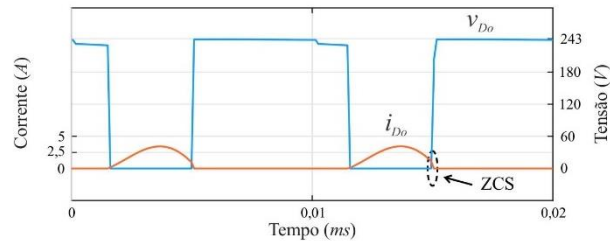
Na Figura 31, pode-se observar que quando S_2 recebe o comando de bloquear, a corrente de magnetização é maior do que a corrente no indutor de entrada. Nesse momento, a corrente i_{s_2} é positiva, assegurando a ativação com ZVS de S_1 .

Quando $D \geq 0,62$, a condição de ZCS do diodo de saída é comprometida. Isso implica que, quando D atinge o valor de 0,62, a corrente ressonante que flui pelo diodo de saída diminui, chegando próximo de zero no momento imediatamente anterior à polarização reversa do diodo de saída.

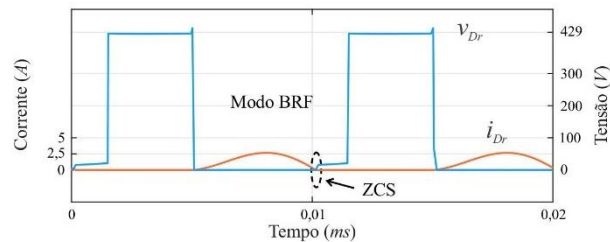
Figura 31 - Principais formas de onda do conversor II



(a) Correntes no indutor de entrada e na indutância de magnetização.

(b) Tensão e corrente no MOSFET S_2 .(c) Tensão e corrente no MOSFET S_1 .

(d) Tensão e corrente no diodo de saída.



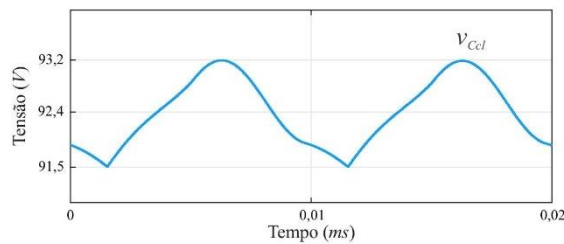
(e) Tensão e corrente no diodo regenerativo.

Fonte: Adaptado de (CARVALHO, 2022)

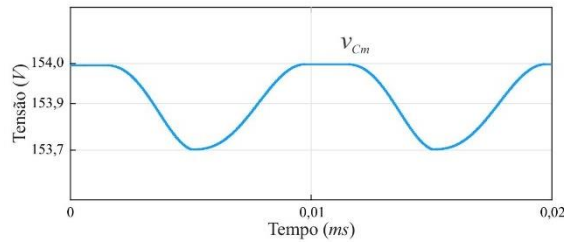
Dependendo da relação entre o intervalo de tempo em que os interruptores permanecem fechado, chamado de DT_s , e o período de ressonância, T_r , o conversor II pode operar em dois modos: acima da frequência de ressonância (ORF, do inglês *over resonance frequency*), quando $0,5T_r > DT_s$; ou abaixo da frequência de

ressonância (BRF, do inglês *below resonance frequency*), quando $0,5T_r < DT_s$. Para os valores apresentados na Tabela 3, o conversor II opera no limite entre esses modos durante a etapa 1, quando $D = 0,41$. Portanto, para $D = 0,65$, o conversor opera acima da frequência de ressonância, ou seja, no modo BRF.

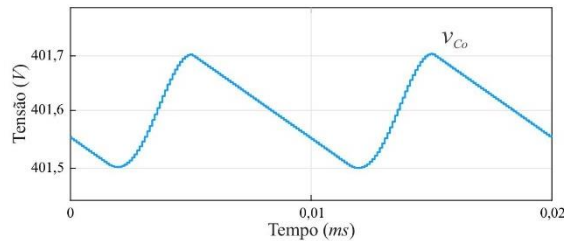
Figura 32 - Forma de onda dos capacitores do conversor II



(f) Ondulação da tensão sobre o capacitor de grameamento.



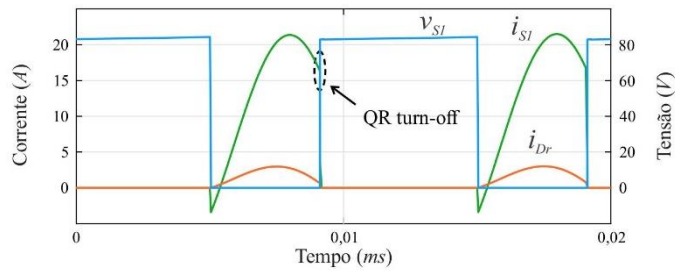
(g) Ondulação da tensão sobre o capacitor chaveado.



(h) Ondulação da tensão sobre o capacitor de saída.

Fonte: Adaptado de (CARVALHO, 2022)

Na Figura 32, é apresentado o resultado da simulação com $D = 0,41$, $V_{in} = 49,4 V$ e $P_o = 315 W$. Ao analisar a forma de onda da corrente que flui pelo diodo regenerativo, observa-se que metade do período de ressonância da etapa 1 coincide com o tempo em que S_1 está conduzindo, assegurando QR *turn-off* de S_1 .

Figura 33 - Quasi-resonant turn-off de S_1 .

Fonte: (CARVALHO, 2022)

4.3 Comparação

Nesta seção, é apresentado um estudo comparativo entre as duas topologias de conversores discutidas e analisadas no Capítulo 3. Vale ressaltar que a análise será focada no desempenho, sem considerar o estudo das perdas. Ambas topologias possuem acoplamento magnético e utilizam capacitores chaveados.

Tabela 5 – Resumo comparação entre Conversor I e II

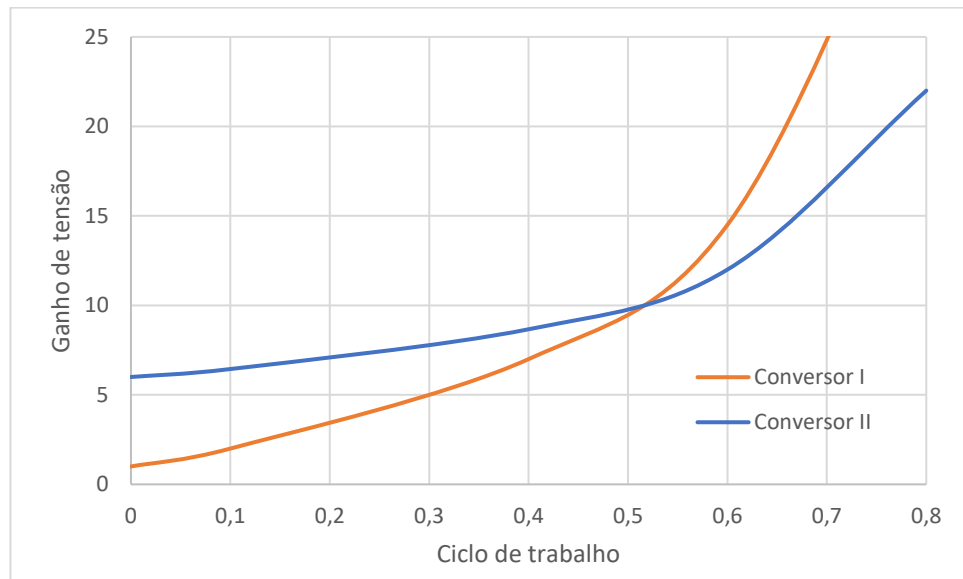
Conversor	Componentes					Ganho de tensão	Esforço máximo de tensão	
	I	CI	C	D/S	Total		V_s/V_o	V_D/V_o
Conversor I	1	1	5	4/1	12	$M = \frac{1+2nD+D}{1-D}$	$\frac{1}{1+2nD+D}$	$\frac{n}{1+2nD+D}$
Conversor II	1	1	4	2/2	10	$G = \frac{n+2}{1-D} + m$	$\frac{1}{2+n+m(1-D)}$	$\frac{1+n}{2+n+m(1-D)}$

Fonte: A autora (2023).

Para garantir uma comparação justa, as relações de transformação do indutor acoplado foram ajustadas de forma que o ganho estático fosse igual a 10 para uma razão cíclica de 0,5. Essa condição resultou em relações de transformação de $n = \frac{7}{2}$ para o conversor I e $n = m = 2$ para o conversor II.

As curvas de ganho estático estão ilustradas na Figura 34. Observa-se que o conversor I apresenta um ganho estático superior em comparação ao conversor II para valores onde $D \geq 0,5$. É importante notar que ambos os conversores alcançam altos ganhos de tensão para ciclos de trabalho intermediários.

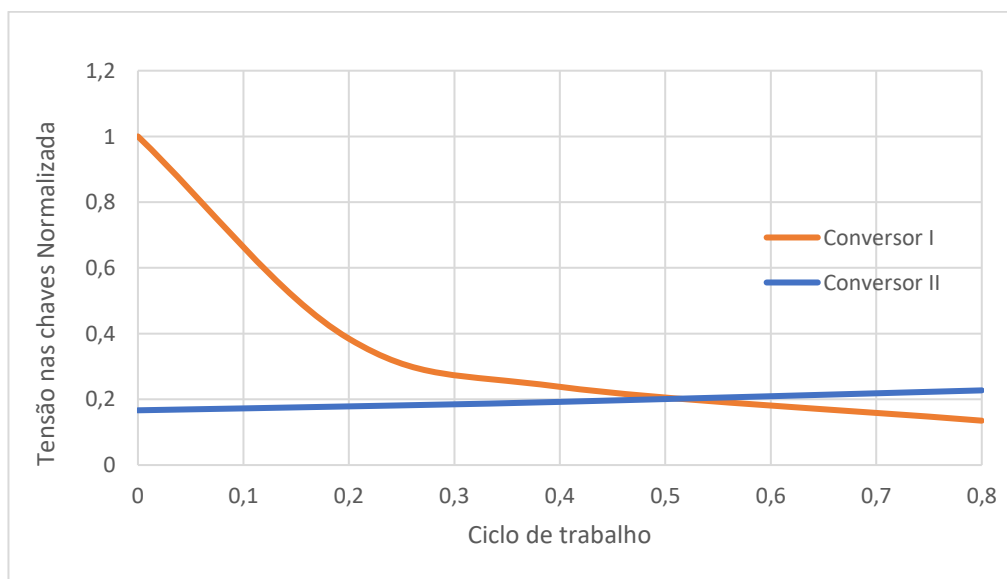
Figura 34 - Comparação do ganho de tensão



Fonte: A autora (2023).

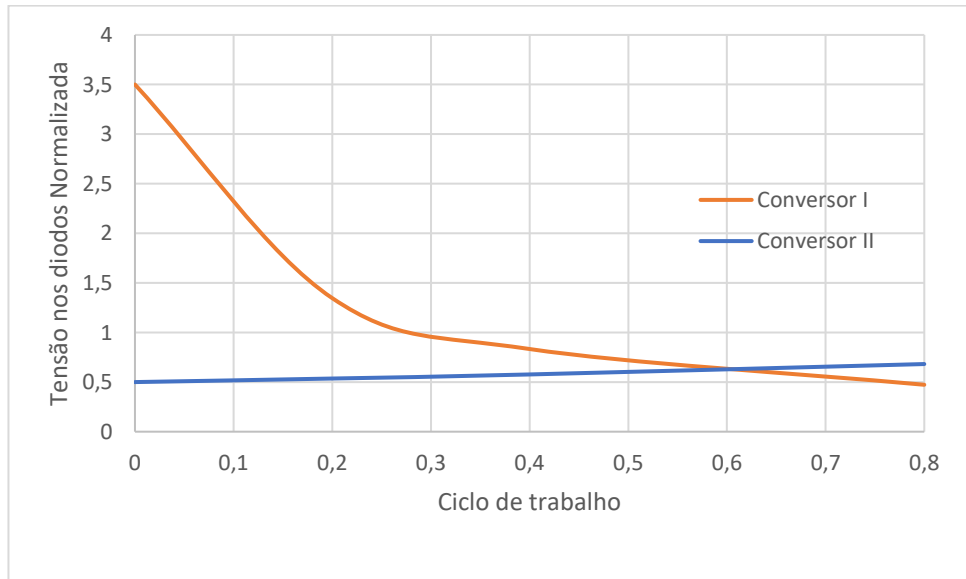
Na Figura 35 são apresentadas as curvas de tensão sobre as chaves normalizadas pela tensão de saída, e na Figura 36 tem-se as curvas de tensão sobre os diodos, também normalizados pela tensão de saída. Nota-se pelos gráficos que os esforços de tensão nos semicondutores são maiores para o Conversor I, porém para valores de ciclos de trabalho intermediários, esses esforços são bem próximos.

Figura 35 - Comparação dos esforços de tensão nas chaves



Fonte: A autora (2023).

Figura 36 - Comparação dos esforços de tensão nos diodos



Fonte: A autora (2023).

5 CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

Este trabalho apresentou duas topologias de conversores CC/CC de alto ganho, especialmente voltadas para aplicações em sistemas fotovoltaicos com microinversores e otimizadores de potência. O Conversor I possui alto ganho devido ao uso de um indutor acoplado de três enrolamentos e de CMTs. Têm seus esforços nos elementos semicondutores reduzidos permitindo assim o uso de MOSFET com pequena resistência interna. Além disso, apresenta diodos operando em ZCS no bloqueio, minimizando as perdas por recuperação reversa, e chave semicondutora opera com ZCS ao ligar, reduzindo as perdas por chaveamento.

O Conversor II é caracterizado por um alto ganho de tensão, baixa ondulação da corrente de entrada, comutação não dissipativa através dos mecanismos ZVS nas chaves interruptoras e ZCS nos diodos, o que possibilita aumentar a frequência de chaveamento e, conseqüentemente, reduzir o peso e volume dos elementos armazenadores de energia.

A análise foi consolidada considerando características como número de componentes, ganho de tensão e esforços de tensão nos semicondutores. Observou-se que ambas as topologias apresentam baixos esforços de tensão nos semicondutores e alto ganho para ciclo de trabalho intermediário e baixa relação de transformação, tornando-as soluções competitivas promissoras para aplicações em sistemas fotovoltaicos.

Além disso, foram discutidas as condições necessárias para obtenção de comutação suave nos dispositivos semicondutores, e os resultados das simulações foram apresentados, validando as equações dos circuitos dos Conversores I e II. Foi verificada também a operação *quasi-resonant turn-off* do MOSFET principal no conversor II.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Ao longo deste trabalho, foi realizada uma análise comparativa considerando características como ganho de tensão e esforços nos semicondutores. No entanto, não foi abordada uma análise detalhada das perdas. Como sugestão para trabalhos

futuros, recomenda-se realizar um estudo abrangente das perdas associadas aos conversores em questão e compará-las.

REFERÊNCIAS

- ABSOLAR. Energia Solar Fotovoltaica no Brasil, 2023. Disponível em: <<https://www.absolar.org.br/mercado/infografico/>>. Acesso em: 20 mar. 2023.
- BADDIPADIGA, Bhanu P.; FERDOWSI, Mehdi. A high-voltage-gain dc-dc converter based on modified dickson charge pump voltage multiplier. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 10, p. 7707 - 7715, Oct 2017.
- CARVALHO, Márcio R. S. D. **Conversor cc-cc de alto ganho baseado em célula multiplicadora de tensão com as técnicas capacitor chaveado e acoplamento magnético**. Universidade Federal de Pernambuco. Recife. 2022.
- DENG, Yan et al. Single-switch high step-up converters with built-in transformer voltage multiplier cell. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 8, p. 3557-3567, 2012.
- FREITAS, Luiz C. D. **Modelagem dos conversores CC-CC PWM e ressonantes para a análise dinâmica sob perturbações de pequenas e grandes amplitudes**. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 1992.
- HU, Xuefeng et al. A Three-Winding Coupled-Inductor DC–DC Converter Topology With High Voltage Gain and Reduced Switch Stress. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 2, p. 1453 - 1462, fev. 2018.
- PEREIRA, Aline V. C. **Conversores c.c./c.c. de alto ganho com chave única para sistemas fotovoltaicos**. Universidade Federal de Pernambuco. Recife. 2021.
- PEREIRA, Filipe; MARTINS, António; CARVALHO, Adriano. Design of a DC-DC converter with high voltage gain for photovoltaic-based microgeneration. **IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, p. 1404-1409, out. 2014.
- PINHO, João T.; GALDINO, Marco A. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos**.
- PONT, Neilor C. D.; VECCHIA, Mauricio D.; LAZZARIN, Telles B. Célula LADDER de capacitor chaveado em conexão cascata. **Eletrônica de Potência**, Fortaleza, 26, dez. 2021. 409-419.
- SCHMITZ, Lenon. **Conversores cc-cc não-isolados de alto ganho e de alto rendimento destinados a aplicação fotovoltaicas e baseados no conversor boost com células de ganho**. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, p. 43 - 47. 2015.
- SCHMITZ, Lenon. **Metodologia para concepção de conversores CC-CC de alto ganho baseados em topologias básicas com indutor acoplado e célula multiplicadora de tensão**. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2020.
- SILVA, João L. S. et al. Study of power optimizers for grid-connected photovoltaic systems, v. 17, n. 01, 2019. 127-134.
- WANG, Yijie et al. A Single Switch Quadratic Boost High Step up. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 6, p. 4387-4397, jun. 2019.
- WITULSKI , Arthur F. Introduction to modeling of transformers and coupled inductors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 10, n. 3, p. 349-357, maio 1995.
- ZEB, Kamran et al. A comprehensive review on inverter topologies and control strategies for grid connected photovoltaic system. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 94, p. 1120-1141, 2018.