



UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

THAÍS CARVALHO SALVADOR

**CONVERSOR CC-CC *BOOST* NÃO ISOLADO DE ALTO
GANHO BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE
TRÊS ESTADOS EMPREGANDO INDUTOR ACOPLADO
E CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO**

TESE DE DOUTORADO

ITAJUBÁ

2025

THAÍS CARVALHO SALVADOR

**CONVERTOR CC-CC *BOOST* NÃO ISOLADO DE ALTO GANHO BASEADO
NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS EMPREGANDO
INDUTOR ACOPLADO E CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Itajubá, como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, área de concentração Automação e Sistemas Elétricos Industriais.

Orientador: Prof. Enio Roberto Ribeiro, D. Sc.

Coorientador: Prof. Fernando Lessa Tofoli, D. Sc

ITAJUBÁ

2025

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por sempre me guiar, cuidar de cada detalhe dedicado a este trabalho e não me deixar desanimar, e a Nossa Senhora, por interceder e passar na frente de todos os desafios enfrentados.

Ao meu esposo, Hathos, por todo amor, compreensão, incentivo e suporte que me deu durante todo o tempo dedicado ao doutorado, e ao meu filho Gabriel, que, antes mesmo de nascer, se tornou um grande motivo para que eu me empenhasse na conclusão deste trabalho.

Aos meus pais, Leíde e Roberval, aos meus irmãos, Vitor, Roberval e Ana Luiza, por sempre acreditarem no meu potencial e me incentivarem a seguir dando o meu melhor.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Ênio Ribeiro, por toda a experiência e conhecimento repassados, pelo apoio incondicional em todas as etapas, pela cordialidade e sensatez de sempre, e pela compreensão que sempre teve em relação a todas as fases da minha vida pessoal que impactaram no desenvolvimento deste doutorado.

Ao meu coorientador, Prof. Dr. Fernando Lessa, pelo conhecimento técnico profundo compartilhado, pelas orientações e decisões assertivas, pela paciência e disponibilidade a qualquer tempo, e pela compreensão que sempre teve em relação a todas as fases da minha vida pessoal que impactaram no desenvolvimento deste doutorado

À colega do PPGEEL, Tatiane Martins, por sempre compartilhar experiências e conhecimentos, e pela contribuição intensa na fase experimental deste trabalho.

Aos técnicos de laboratório: Antônio Rubens, pela contribuição na confecção dos elementos magnéticos e na disponibilização dos componentes eletrônicos para os experimentos realizados; Nedson Joaquim, pela dedicação à elaboração do *layout* da placa do circuito de potência da topologia estudada; e Rafael Mário, pelo compartilhamento de conhecimentos e pelo suporte intensivo nas montagens realizadas em laboratório e coleta de resultados experimentais.

Aos professores da UNIFEI – *Campus* Itabira, Prof. Dr. Waner Wodson e Prof. Dr. Geovane Reis, pela disponibilização dos laboratórios onde os experimentos foram realizados e pelo suporte dado ao trabalho.

Ao PPGEEL e aos professores, por todo o conhecimento adquirido.

Enfim, a todos que contribuíram de forma direta e indireta, sem vocês nada seria possível.

A todos vocês, o meu mais sincero muito obrigada!

RESUMO

Diversas aplicações atuais demandam o uso de conversores CC-CC não isolados com ampla taxa de conversão, como sistemas de conversão de energias renováveis e sistemas de alimentação ininterrupta (*uninterruptible power supplies* - UPSs). Essa necessidade tem impulsionado o surgimento de diversas topologias discutidas na literatura técnica, tornando esse tema relevante no campo da eletrônica de potência. No entanto, muitos conversores CC-CC existentes são adequados somente para aplicações de baixa potência. Dessa forma, há uma busca por novas topologias que possam ser aplicadas em sistemas de potências mais altas, que possuam uma quantidade viável de componentes e que apresentem baixos esforços de tensão e de corrente nos semicondutores, além de possuir um bom rendimento. Este trabalho desenvolve uma célula que dá origem a uma família de conversores baseada em uma célula de comutação de três estados (3SSC), empregando indutores acoplados e células multiplicadoras de tensão (VMCs). Essa topologia é capaz de fornecer uma ampla taxa de conversão, mantendo reduzidos os esforços nos semicondutores. Uma topologia *boost* proposta é estudada detalhadamente, com apresentação de seu princípio de operação, análise qualitativa e análise quantitativa, considerando seu funcionamento em modo de condução contínua (MCC). São mostrados os resultados teóricos, os resultados provenientes de simulações computacionais, bem como os resultados experimentais, seguidos de discussões que estabelecem as vantagens e desvantagens dessa topologia.

PALAVRAS-CHAVE: célula de comutação de três estados, células multiplicadoras de tensão, conversor *boost*, conversores CC-CC não isolados de alto ganho, indutor acoplado.

ABSTRACT

Several modern applications require the use of non-isolated DC-DC converters with a wide conversion rate, such as renewable energy conversion systems and uninterruptible power supply systems (UPSs). This need has driven the impetus of several topologies discussed in the technical literature, making this topic relevant in the field of power electronics. However, many existing DC-DC converters are only suitable for low-power applications. Thus, there is a search for new topologies that can be applied in higher power systems, with a viable amount of components and low voltage and current stresses on the semiconductors, in addition to having a good efficiency. This work develops a cell that gives rise to a family of converters based on a three-state switching cell (3SSC), employing coupled inductors and voltage multiplier cells (VMCs). This topology is able to provide a wide conversion rate, keeping the stresses on the semiconductors low. A proposed boost topology is studied in detail, with the presentation of its operating principle, qualitative analysis and quantitative analysis, considering its operation in continuous conduction mode (CCM). Theoretical results, simulation results, as well as experimental results are shown, followed by discussions that establish the advantages and disadvantages of this topology.

KEYWORDS: three-state switching cell, voltage multiplier cells, boost converter, high gain non-isolated DC-DC converters, coupled inductor.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	VIII
LISTA DE TABELAS	X
Capítulo 1. INTRODUÇÃO GERAL	1
1.1 Justificativas do Trabalho.....	1
1.2 Objetivos do Trabalho.....	3
1.3 Estrutura do Trabalho.....	4
Capítulo 2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	5
2.1 Considerações Iniciais.....	5
2.2 Conversores CC-CC Não Isolados com Ampla Taxa de Conversão	5
2.2.1 Conversores Entrelaçados	6
2.2.2 Conversores com Indutores Acoplados.....	7
2.2.3 Conversores Baseados na 3SSC e na MSSC (<i>Multistate Switching Cell</i>).....	11
2.3 Considerações Finais.....	13
Capítulo 3. FAMÍLIA DE CONVERSORES BASEADA NA 3SSC EMPREGANDO INDUTORES ACOPLADOS E VMCs	15
3.1 Considerações Iniciais.....	15
3.2 3SSC.....	15
3.3 VMCs	17
3.4 Indutores Acoplados.....	18
3.5 Família de Conversores 3SSC com VMCs e Indutores Acoplados	19
3.6 Conversor CC-CC <i>Boost</i> Baseado na 3SSC com VMCs e Indutores Acoplados Operando em MCC	22
3.6.1 Análise das Etapas de Operação.....	22
3.7 Comparação do Conversor Proposto com Outras Estruturas Semelhantes	36
3.8 Roteiro de Projeto para o Conversor Proposto.....	40
3.8.1 Ponto de Operação	40
3.8.2 Cálculo dos Parâmetros do Estágio de Potência do Circuito	41
3.8.3 Cálculo dos Esforços nos Semicondutores.....	43

3.9	Considerações Finais.....	44
Capítulo 4.	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	46
4.1	Considerações Iniciais.....	46
4.2	Resultados de Simulação.....	46
4.3	Considerações Finais.....	50
Capítulo 5.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	52
5.1	Considerações Iniciais.....	52
5.2	Circuito de Potência.....	52
5.2.1	Componentes Semicondutores.....	53
5.2.2	Elementos Magnéticos.....	53
5.2.3	Protótipo Experimental do Conversor.....	53
5.3	Resultados Experimentais.....	55
Capítulo 6.	CONCLUSÕES GERAIS.....	62
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	64

LISTA DE FIGURAS

Fig. 2.1 – Fluxograma de técnicas para elevação de tensão de conversores. Fonte: elaborado pela autora.....	5
Fig. 2.2 – Conversor de alto ganho de tensão composto por três estruturas <i>boost</i> convencionais entrelaçadas. Fonte: adaptado de [31].	6
Fig. 2.3 – Conversor <i>boost</i> CC-CC de alto ganho entrelaçado com VMCs. Fonte: adaptado de [32].	7
Fig. 2.4 – Conversor entrelaçado de alto ganho CC-CC com indutores acoplados e células multiplicadoras. Fonte: adaptado de [33].	7
Fig. 2.5 – Conversor CC-CC de alto ganho entrelaçado com acoplamento magnético e multiplicadores de tensão. Fonte: adaptado de [34].	8
Fig. 2.6 – Conversor entrelaçado de alto ganho com indutores acoplados e capacitores chaveados. Fonte: adaptado de [35].	8
Fig. 2.7 – Conversor entrelaçado CC-CC de alto ganho com indutores acoplados com dois enrolamentos. Fonte: adaptado de [36].	9
Fig. 2.8 – Conversor entrelaçado CC-CC de alto ganho com indutores acoplados com três enrolamentos. Fonte: adaptado de [36].	9
Fig. 2.9 – Conversor CC-CC entrelaçado baseado em indutor acoplado de três enrolamentos com estrutura simétrica. Fonte: adaptado de [37].	10
Fig. 2.10 – Conversor CC-CC entrelaçado unidirecional com indutores acoplados, transformador embutido e células multiplicadoras de tensão. Fonte: adaptado de [38].	11
Fig. 2.11 – Conversor <i>boost</i> CC-CC baseado na 3SSC. Fonte: adaptado de [42].	12
Fig. 2.12 – Conversor <i>boost</i> CC-CC baseado na MSSC empregando VMCs. Fonte: adaptado de [43].	13
Fig. 3.1 – Estrutura 3SSC. Fonte: adaptado de [44].	16
Fig. 3.2 – Estados de operação da 3SSC. Fonte: adaptado de [45].	16
Fig. 3.3 – Exemplos de VMCs. Fonte: retirado de [51].	17
Fig. 3.4 – Estrutura genérica de indutor acoplado.	18
Fig. 3.5 – Família de conversores CC-CC baseada na 3SSC empregando VMCs e indutores acoplados. (a) <i>Buck</i> ; (b) <i>Boost</i> ; (c) <i>Buck-Boost</i> ; (d) <i>Ćuk</i> ; (e) <i>SEPIC</i> ; (f) <i>Zeta</i>	21
Fig. 3.6 – Principais formas de onda de tensão e corrente nos componentes do conversor proposto.	24
Fig. 3.7 – Primeira etapa de operação.	25
Fig. 3.8 – Segunda etapa de operação.	26
Fig. 3.9 – Terceira etapa de operação.	26

Fig. 3.10 – Quarta etapa de operação.	27
Fig. 3.11 – Quinta etapa de operação.	27
Fig. 3.12 – Sexta etapa de operação.	28
Fig. 3.13 – Sétima etapa de operação.	28
Fig. 3.14 – Oitava etapa de operação.	29
Fig. 3.15 – Formas de onda de corrente e de tensão no indutor L_1 do conversor.	30
Fig. 3.16 – Comportamento do ganho estático em função da razão cíclica do conversor proposto.	32
Fig. 3.17 – Comparação gráfica para verificar a influência do acoplamento magnético k do indutor acoplado no comportamento do ganho estático.	33
Fig. 3.18 – Comparação entre o conversor proposto e topologias semelhantes em relação a ganho de tensão em função da razão cíclica.	39
Fig. 3.19 – Comparação entre o conversor proposto e topologias semelhantes em relação a esforços de tensão nos interruptores normalizados (V_S/V_o) em função da razão cíclica.	39
Fig. 3.20 – Comparação entre o conversor proposto e topologias semelhantes em relação a esforços de tensão nos diodos de saída normalizados (V_D/V_o) em função da razão cíclica.	40
Fig. 4.1 – Formas de onda de tensão nos capacitores do conversor.	47
Fig. 4.2 – Formas de onda de corrente e de tensão no indutor L_1	47
Fig. 4.3 – Formas de onda de correntes nos semicondutores.	48
Fig. 4.4 – Formas de onda de tensão nos semicondutores.	49
Fig. 5.1 – Protótipo experimental do conversor proposto.	53
Fig. 5.2 – Formas de onda dos sinais de gatilho nos interruptores (V_{g1} e V_{g2}).	55
Fig. 5.3 – Formas de onda de tensão entre dreno e fonte dos interruptores (V_{S1} e V_{S2}).	56
Fig. 5.4 – Forma de onda de corrente no indutor de entrada L_1	56
Fig. 5.5 – Formas de onda de tensão nos diodos multiplicadores D_{m1} e D_{m2}	57
Fig. 5.6 – Formas de onda de tensão nos diodos D_1 e D_2	57
Fig. 5.7 – Formas de onda de tensão nos diodos D_{s1} e D_{s2}	58
Fig. 5.8 – Formas de onda de tensão nos enrolamentos do autotransformador: (a) N_{1p1} e (b) N_{1s1}	58
Fig. 5.9 – Formas de onda de tensão nos enrolamentos do indutor acoplado: (a) N_{2p1} e (b) N_{2s1}	59
Fig. 5.10 – Formas de onda de corrente de saída e de tensão de saída do conversor.	59
Fig. 5.11 – Curva de rendimento experimental do conversor proposto.	61
Fig. 5.12 – Gráfico de perdas dos componentes do circuito de potência do conversor.	61

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Comparação do conversor proposto com outras topologias similares.....	38
Tabela 3.2 – Parâmetros iniciais do conversor operando em MCC.	41
Tabela 3.3 – Esforços de corrente e tensão calculados nos componentes semicondutores.....	44
Tabela 4.1 – Comparação entre os valores calculados e os valores simulados para o conversor proposto.....	49
Tabela 5.1 – Especificações dos componentes do circuito de potência do conversor.....	54
Tabela 5.2 – Comparação entre os valores experimentais e simulados.	60

Capítulo 1. INTRODUÇÃO GERAL

1.1 Justificativas do Trabalho

A importância dos conversores CC-CC torna-se evidente quando se considera o progresso sustentável da sociedade atual. Isso se deve ao fato de que esses conversores têm a capacidade de serem empregados em diversas aplicações, como em sistemas de energia solar fotovoltaica [1], telecomunicações, fontes de alimentação chaveadas, sistemas de alimentação ininterrupta (UPS) [2], acionamento de máquinas elétricas [3], controle de fluxo em sistemas elétricos, entre outros [4].

Isso ocorre porque o conversor CC-CC pode ser considerado como um “transformador de corrente contínua” fictício, que pode permitir o ajuste da tensão na saída de um sistema para um valor maior, menor ou igual à tensão de entrada CC [2] [5].

Em diversas aplicações, incluindo sistemas fotovoltaicos conectados à rede e para aplicações isoladas, tais conversores desempenham um papel crucial no fornecimento de alta tensão de barramento CC a um inversor em cascata, eliminando assim a necessidade de conectar múltiplas fontes de tensão CC, como módulos fotovoltaicos ou baterias, em série [6]. De acordo com [7], para atingir tensões CA médias típicas de 127 V ou 220 V são necessárias tensões de barramento CC de aproximadamente 250 V ou 400 V, respectivamente, sendo essas classificações consideradas conservadoras. Quanto aos sistemas trifásicos, tensões de barramento CC de cerca de 400 V ou 800 V são normalmente necessárias para produzir tensões de fase de 127 V ou 220 V, respectivamente.

Os conversores CC-CC podem ser categorizados em isolados e não isolados. Os conversores isolados são capazes de aumentar a tensão de saída, sem necessariamente alterar a razão cíclica do conversor, por meio da utilização de transformadores de frequência elevada. Todavia, o custo, o volume e as perdas aumentam à medida que o número de espiras dos enrolamentos do conversor aumenta. Por outro lado, os conversores não isolados podem ser utilizados em aplicações em que não é necessário isolamento galvânico, e isso resulta em redução de tamanho, de peso e de volume, além de maior eficiência devido à ausência do transformador [8].

Contudo, os conversores CC-CC não isolados convencionais, como *buck*, *boost*, *buck-boost*, *Ćuk*, *SEPIC* (*single-ended primary inductance converter* – conversor com uma única

indutância primária) e Zeta, são adequados apenas para aplicações de baixa potência, com uma taxa de conversão limitada. O alcance de taxas de conversão mais amplas por um conversor convencional só seria possível com o uso razões cíclicas muito altas (valores próximos de 1) ou muito baixas (valores próximos de 0), a depender da aplicação, o que poderia resultar em perdas muito elevadas nos componentes do estágio de potência do conversor e comprometer a eficiência do sistema [9]. Além disso, os circuitos de comando capazes de atingir razões cíclicas extremas seriam muito mais complexos e teriam custo mais elevado [10] [11], uma vez que razões cíclicas muito altas ou muito baixas podem levar a altos níveis de tensão e de corrente, causando estresse nos interruptores do conversor.

Ademais, quando utilizados em potências elevadas, os conversores CC-CC clássicos requerem frequências de comutação muito altas para aumentar a densidade de potência. Porém, o aumento da frequência de comutação resulta em perdas significativas nos semicondutores do conversor, devido às comutações frequentes, o que reduz o rendimento e a vida útil desses componentes [12]. Além disso, o uso de frequências de comutação mais altas exige dissipadores de calor maiores, pois a dissipação térmica dos dispositivos semicondutores aumenta proporcionalmente à frequência [13].

Normalmente, os conversores não isolados de alto ganho são estruturas que combinam conversores CC-CC clássicos com técnicas de aumento de tensão, tais como: associação em série de conversores [14], uso de indutores acoplados e/ou capacitores chaveados [15] [16], utilização de células multiplicadoras de tensão (*voltage multiplier cells* – VMCs), entre outras [17].

Com base nas características de ganho de tensão e de potência processada em conversores de alto ganho existentes na literatura, uma pesquisa é apresentada em [18], na qual são identificados três grupos: Grupo I (elevado ganho e reduzida potência), Grupo II (reduzido ganho e potência acima de 3 kW), e Grupo III (elevado ganho e potência abaixo de 3 kW). Deve-se ressaltar ainda que os conversores com ganho inferior a 5 são considerados de baixo ganho, conversores com ganho variando entre 5 e 10 são considerados de ganho intermediário, e conversores com ganho superior a 10 são considerados de ganho elevado. Ainda, conversores com processamento de potência inferior a 500 W são considerados de baixa potência, com potência variando de 500 W a 3 kW são considerados de potência intermediária, e com potência superior a 3 kW são considerados de potência elevada.

O Grupo I, que representa a grande maioria dos trabalhos analisados, consiste em conversores com alto ganho de tensão e com aplicabilidade em sistemas de potências mais baixas. Esses conversores geralmente possuem apenas um interruptor, são menores, mais simples de operar, apresentam melhor rendimento, porém não possuem capacidade de processamento de potências mais altas.

O Grupo II, que caracteriza outra grande parcela dos trabalhos estudados, é composto por conversores com aplicabilidade em potências mais elevadas e com ganhos estáticos menores. Em geral, esses conversores são compostos por um número maior de interruptores e, conseqüentemente, apresentam rendimento inferior, maior peso e maior volume.

Enquanto isso, o Grupo III, que representa uma parte muito pequena dos trabalhos pesquisados, é referente a conversores que possuem alto ganho de tensão e aplicabilidade em potências intermediárias. Normalmente, esses conversores são constituídos por um grande número de componentes e possuem altos valores de corrente de entrada, devido à tensão de entrada ser muito inferior à tensão de saída, o que resulta em maiores perdas por condução e, conseqüentemente, representa um desafio para o rendimento do conversor e para sua densidade de potência. Por essas razões, verifica-se que a concepção dessas topologias é mais complexa e desafiadora.

Dessa forma, devido à lacuna identificada no desenvolvimento de conversores capazes de fornecer elevados ganhos de tensão e de processar potências maiores, bem como a crescente demanda por esse tipo de conversor em grande parte das aplicações atuais, torna-se necessário buscar novas topologias que atendam a essas necessidades [9]. Assim, é justificada a proposta e o estudo detalhado de novas topologias de conversores CC-CC não isolados com ampla taxa de conversão, uma vez que essas estruturas podem ser aplicadas em diversas situações práticas, como sistemas de energia solar fotovoltaica [19], sistemas de alimentação ininterrupta (UPS) [20] e equipamentos de telecomunicações [21].

1.2 Objetivos do Trabalho

O objetivo geral desta tese de doutorado é desenvolver uma célula de comutação que dá origem a uma família de conversores de alto ganho, que sejam adequados a aplicações de potências intermediárias (unidades de quilowatts), a partir da associação das topologias clássicas de conversores CC-CC às seguintes técnicas: célula de comutação de três estados (*three-state switching cell* – 3SSC), células multiplicadoras de tensão e indutores acoplados. Dentre os conversores da família proposta, é realizada uma análise aprofundada e detalhada de uma topologia *boost*.

Mais especificamente, este trabalho tem como objetivos:

- estudar diversas técnicas de aumento de tensão de conversores CC/CC presentes na literatura atual [22], de forma a verificar os principais pontos positivos e negativos de cada proposta;
- analisar detalhadamente as técnicas 3SSC, indutores acoplados e VMC, utilizadas na concepção da nova família de conversores;

- realizar uma análise qualitativa e uma análise quantitativa de um conversor elevador de tensão baseado na 3SSC empregando indutores acoplados e células multiplicadoras de tensão no modo de condução contínua (MCC), de modo a possibilitar uma comparação deste com as outras topologias semelhantes de conversores da literatura;
- dimensionar os elementos do estágio de potência do conversor *boost* da família proposta, no modo de condução supracitado;
- validar a análise teórica realizada, por meio de simulações do funcionamento do conversor no *software* PSIM®.
- implementar um protótipo experimental em laboratório de um conversor *boost* pertencente à família proposta, com o objetivo de validar a análise teórica e as simulações realizadas.

1.3 Estrutura do Trabalho

Este trabalho encontra-se organizado e dividido nos capítulos a seguir.

O Capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica sobre o tema em estudo, além de fornecer os fundamentos das técnicas consideradas na concepção do conversor proposto. Também são apresentadas outras topologias semelhantes baseadas no conversor *boost*.

O Capítulo 3 aborda o equacionamento completo do conversor proposto, considerando sua operação no MCC, e são realizadas análises qualitativa e quantitativa da estrutura. Além disso, é apresentada a descrição do roteiro de projeto utilizado na concepção do conversor proposto, incluindo a determinação do ponto de operação, o dimensionamento dos elementos passivos e a seleção dos semicondutores.

O Capítulo 4 mostra as formas de onda obtidas a partir de simulações computacionais que representam o funcionamento do conversor proposto. Com isso, são realizadas comparações entre os resultados teóricos e de simulação, seguidas de discussões relevantes.

O Capítulo 5 apresenta a implementação do protótipo do conversor, incluindo os critérios considerados para a seleção de seus componentes e para a sua construção. Além disso, são apresentados os resultados provenientes dos experimentos práticos, com as principais formas de onda que representam o funcionamento do conversor operando em condições reais. Então, uma comparação detalhada entre os resultados experimentais e de simulação é realizada.

Por fim, o Capítulo 6 traz a conclusão geral do trabalho, com base nos resultados obtidos ao longo de todo o seu desenvolvimento. Ainda, destacam-se as vantagens e as desvantagens do conversor estudado.

Capítulo 2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Considerações Iniciais

Este capítulo apresenta uma pesquisa realizada na literatura atual a respeito das principais topologias de conversores CC-CC que apresentam ampla taxa de conversão. Esses conversores são analisados qualitativamente, levando em conta suas configurações básicas, o número de componentes, as técnicas utilizadas para suas obtenções, a gama de aplicações, as vantagens e as limitações. De forma geral, os conversores estudados são construídos por meio de técnicas de aumento de ganho como: estruturas entrelaçadas (*interleaved*), indutores acoplados, célula de comutação de três estados (3SSC) e células multiplicadoras de tensão (VMCs).

2.2 Conversores CC-CC Não Isolados com Ampla Taxa de Conversão

Como os conversores não isolados clássicos não conseguem atingir altas taxas de conversão sem a utilização de razões cíclicas extremas, nem são adequados para aplicação de potências elevadas, diversas técnicas alternativas têm sido desenvolvidas e apresentadas na literatura para preencher essas lacunas, a exemplo de [23], [24], [25] e [26].

De forma geral, essas abordagens consistem em combinar uma estrutura convencional com alguma técnica que permita obter uma alta taxa de conversão como VMCs [27], a interligação de conversores em cascata [9], indutores acoplados [28] e capacitores chaveados [15]. O fluxograma da Fig. 2.1 mostra algumas técnicas de elevação de tensão, as quais podem ser combinadas para a concepção de uma topologia de conversor, de acordo com os objetivos almejados.

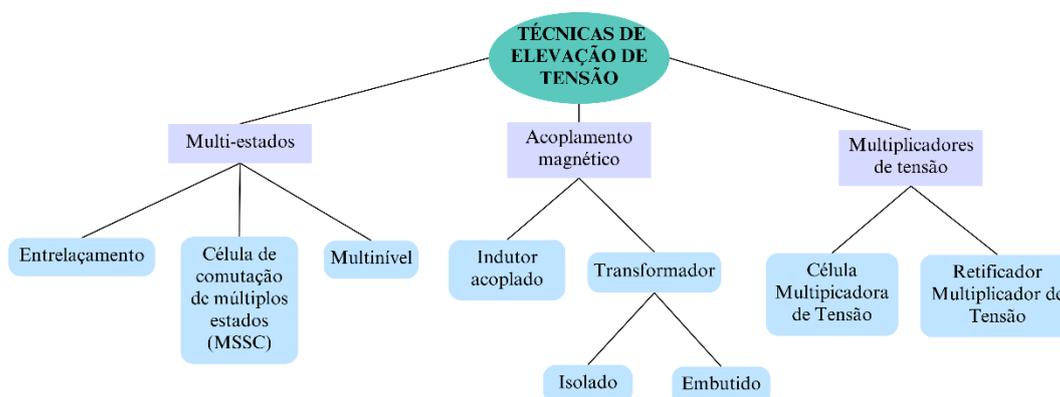


Fig. 2.1 – Fluxograma de técnicas para elevação de tensão de conversores.
Fonte: elaborado pela autora.

Nesta seção, algumas topologias de conversores CC-CC de alto ganho de tensão são apresentadas, levando em consideração conversores atuais apresentados na literatura.

2.2.1 Conversores Entrelaçados

Os conversores entrelaçados são constituídos por uma interconexão de vários ramos que operam na mesma frequência, mas com defasagem entre os mesmos, permitindo a distribuição da corrente entre os ramos do conversor [29] [30]. As estruturas de conversores com ampla taxa de conversão mais frequentemente propostas na literatura são compostas pelo entrelaçamento de conversores combinados a alguma outra técnica de aumento de ganho de tensão.

Em [31], é proposta uma estrutura que consiste em três conversores *boost* convencionais entrelaçados, combinados com células compostas por diodos e capacitores, como mostra a Fig. 2.2, com o propósito de obter alto ganho de tensão. Essa topologia apresenta as vantagens de que os esforços de tensão nos interruptores são baixos, chegando a apenas um quarto da tensão de saída, além de que a corrente de entrada é mantida sempre constante, com ondulação reduzida. No entanto, possui algumas limitações, como uma considerável redução do rendimento para aplicações em potências mais elevadas.

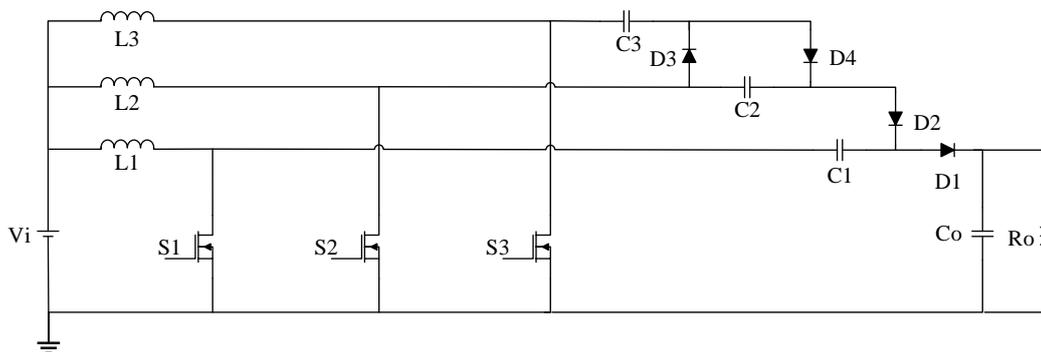


Fig. 2.2 – Conversor de alto ganho de tensão composto por três estruturas *boost* convencionais entrelaçadas. Fonte: adaptado de [31].

Em [32], é apresentada uma topologia composta por um conversor *boost* entrelaçado de duas fases associado a VMCs, conforme mostra a Fig. 2.3. Esse conversor opera em modo de condução descontínua (MCD) e é capaz de alcançar ganho de tensão muito elevado, com baixos esforços de tensão nos componentes. Trata-se de uma topologia aplicável a módulos fotovoltaicos de baixa potência.

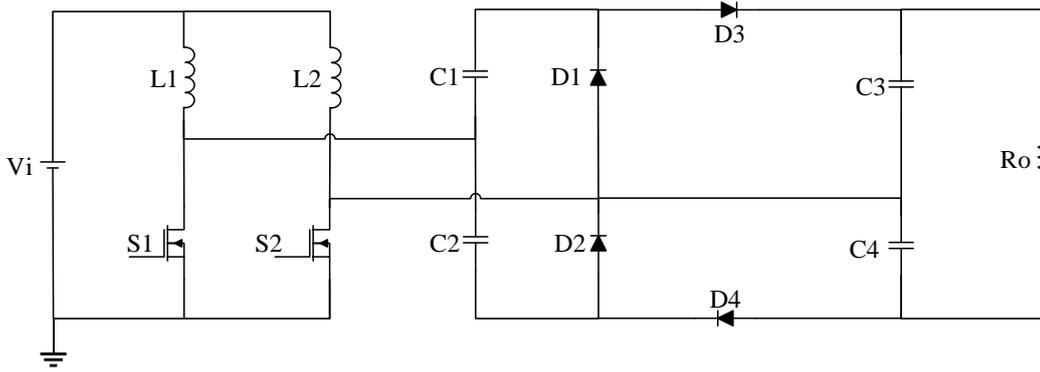


Fig. 2.3 – Conversor *boost* CC-CC de alto ganho entrelaçado com VMCs.
 Fonte: adaptado de [32].

2.2.2 Conversores com Indutores Acoplados

Com o emprego de indutores acoplados em conversores CC-CC é possível aumentar a amplificação de tensão, sem a necessidade de utilizar altos valores de razão cíclica, e ainda é possível reduzir a taxa de variação da corrente reversa nos diodos do conversor [8]. No entanto, não se pode ignorar que a indutância de dispersão dos indutores acoplados pode causar picos de tensão nos interruptores do conversor.

Em [33] é apresentado um conversor entrelaçado de alto ganho CC-CC com indutores acoplados de três enrolamentos e células multiplicadoras de tensão, como pode ser visto na Fig. 2.4. Nesse caso, o conversor atinge um elevado ganho de tensão sem a utilização de razões cíclicas extremas e os esforços de tensão nos semicondutores são muito menores do que a tensão de saída.

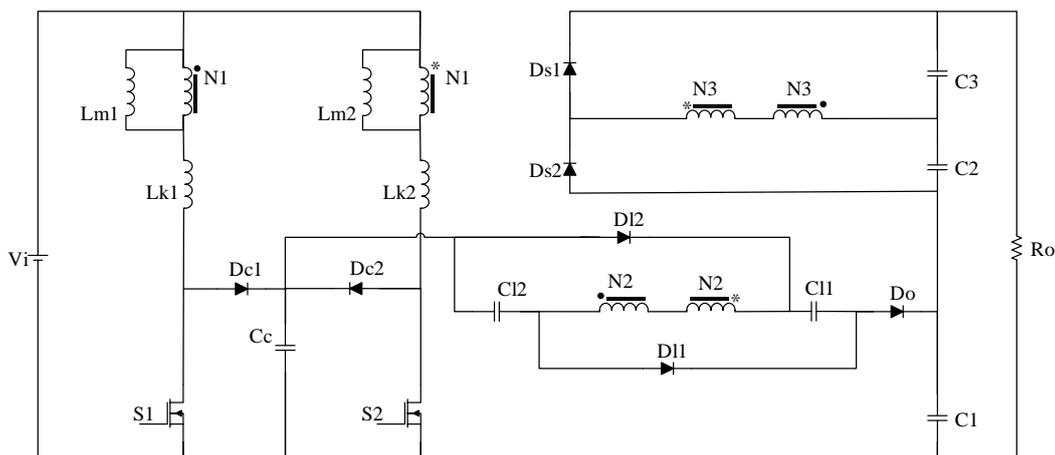


Fig. 2.4 – Conversor entrelaçado de alto ganho CC-CC com indutores acoplados e células multiplicadoras.
 Fonte: adaptado de [33].

Em [34], tem-se a utilização combinada das técnicas de entrelaçamento, acoplamento magnético e multiplicadores de tensão, conforme mostra a Fig. 2.5, com o objetivo de desenvolver uma topologia com alto ganho de tensão e adequada a aplicações de potências elevadas. Esse conversor também apresenta esforços de tensão reduzidos nos semicondutores.

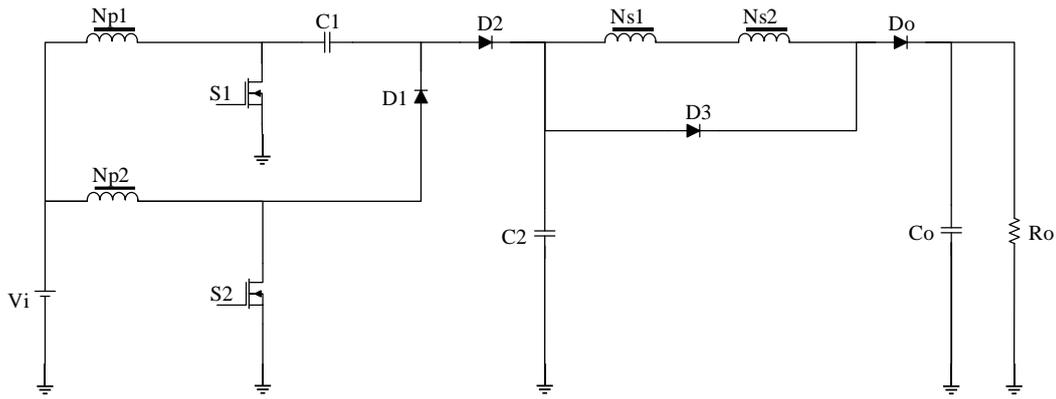


Fig. 2.5 – Conversor CC-CC de alto ganho entrelaçado com acoplamento magnético e multiplicadores de tensão.
Fonte: adaptado de [34].

Em [35], é apresentada uma topologia de conversor entrelaçado que utiliza a combinação de capacitores chaveados e indutores acoplados para aumentar o ganho de tensão, conforme mostra a Fig. 2.6, na qual N_{a0} está acoplado a N_{a1} e N_{b0} está acoplado a N_{b1} . Esse conversor possui um ganho de tensão elevado e, apesar de possuir indutores acoplados, possui apenas dois núcleos magnéticos, portanto não apresenta núcleos adicionais quando comparado a outros conversores entrelaçados. No entanto, faz uso de capacitores e indutores com valores elevados, o que impacta negativamente em sua densidade de potência e sua eficiência, uma vez que o rendimento máximo ocorre para uma potência de aproximadamente 250 W e é inferior a 95%. Desse modo, essa topologia é mais adequada para aplicações de baixas potências.

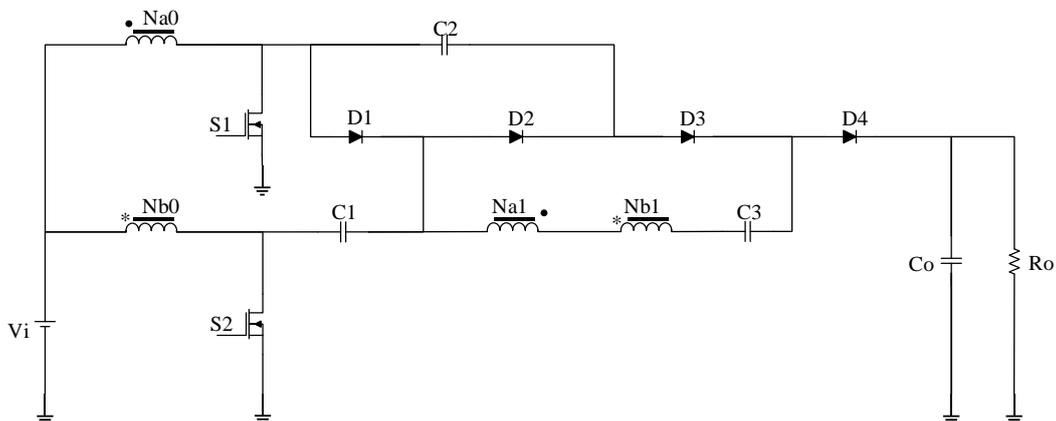


Fig. 2.6 – Conversor entrelaçado de alto ganho com indutores acoplados e capacitores chaveados.
Fonte: adaptado de [35].

Em [36], uma estrutura de conversor CC-CC entrelaçado de alto ganho usando indutor acoplado e circuito multiplicador de tensão é proposta para aplicações fotovoltaicas. Duas versões da topologia são apresentadas, uma com indutores acoplados com dois enrolamentos (Fig. 2.7), e outra com indutores acoplados com três enrolamentos (Fig. 2.8). O conversor proposto apresenta ganho de tensão bastante elevado, principalmente a versão que possui indutores acoplados com

três enrolamentos, e é apropriado para aplicações de altas potências. No entanto, apresenta limitações em relação ao número de componentes, uma vez que possui mais componentes que outras topologias semelhantes da literatura.

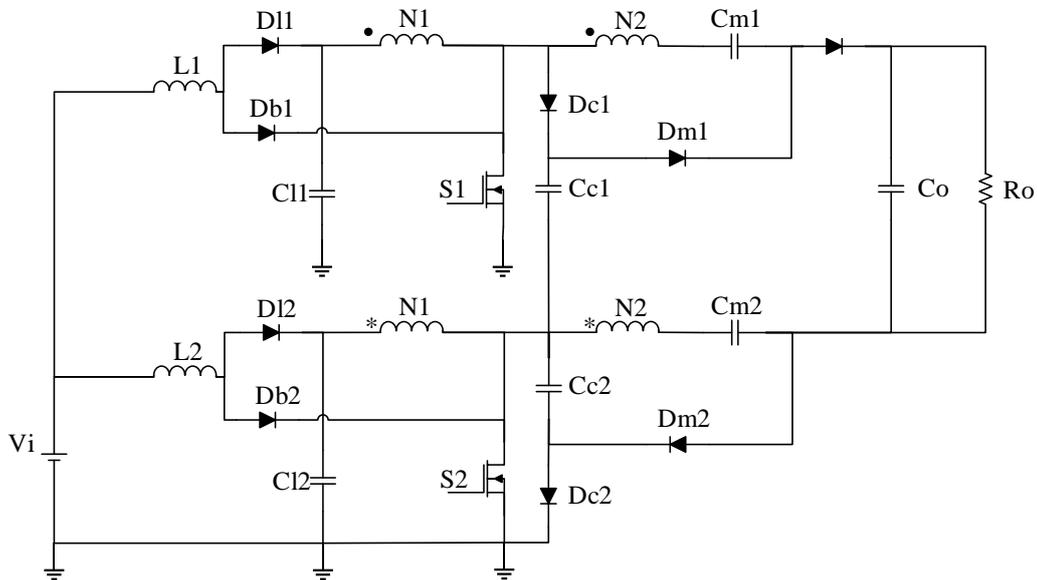


Fig. 2.7 – Conversor entrelaçado CC-CC de alto ganho com indutores acoplados com dois enrolamentos.
Fonte: adaptado de [36].

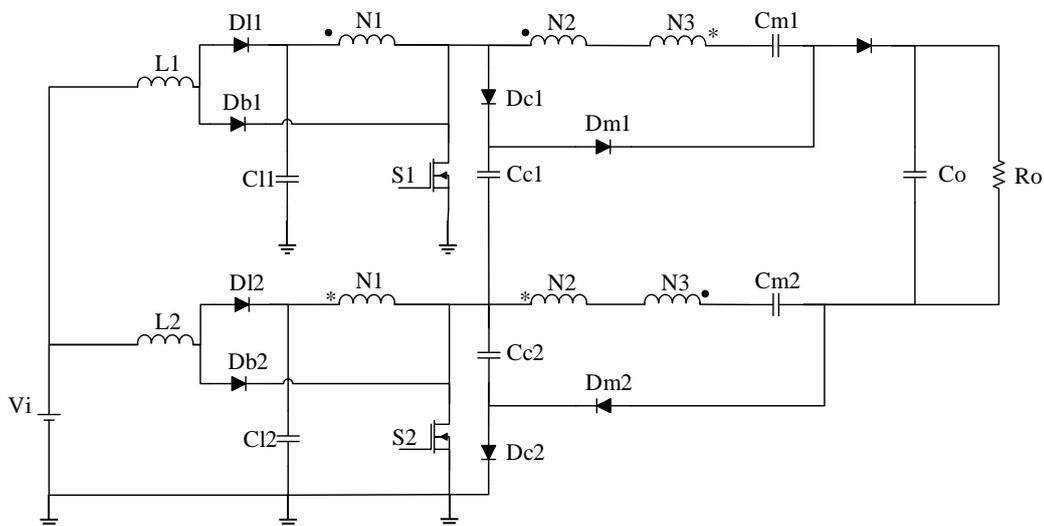


Fig. 2.8 – Conversor entrelaçado CC-CC de alto ganho com indutores acoplados com três enrolamentos.
Fonte: adaptado de [36].

Em [37], um conversor CC-CC entrelaçado de alto ganho baseado em indutor acoplado de três enrolamentos com estrutura simétrica, mostrado na Fig. 2.9, é estudado. A topologia apresenta ganho elevado e esforços de tensão reduzidos nos semicondutores. A energia armazenada na indutância de dispersão do indutor acoplado é reciclada para melhorar o ganho de tensão e a eficiência do conversor, ao mesmo tempo em que permite uma comutação mais gradual e controlada dos interruptores, de modo a evitar picos de corrente ou tensão durante as mudanças

de estado, o que evita também a perda de eficiência. Como os esforços de tensão nos interruptores são baixos, isso permite o uso de semicondutores de baixa tensão, com baixa resistência, o que resulta em menores perdas por condução e melhora o rendimento do sistema. No entanto, a estrutura apresentada possui um alto número de componentes, não é adequado para aplicações de potências da ordem de kW.

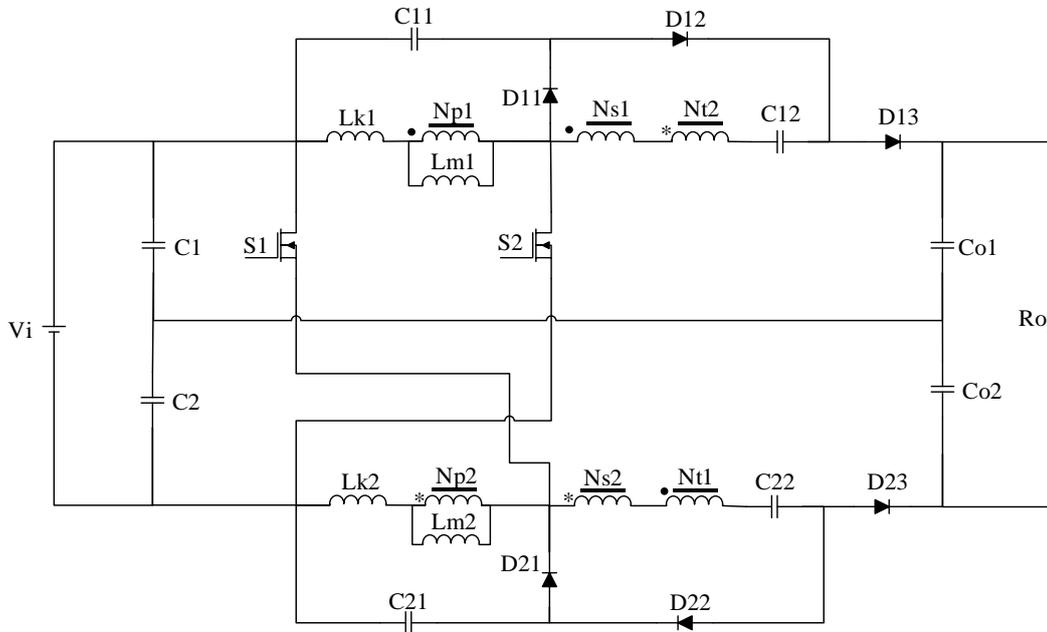


Fig. 2.9 – Conversor CC-CC entrelaçado baseado em indutor acoplado de três enrolamentos com estrutura simétrica.

Fonte: adaptado de [37].

O artigo [38] apresenta um conversor CC-CC unidirecional entrelaçado de alto ganho, baseado em indutores acoplados, transformador embutido e células multiplicadoras de tensão (Fig. 2.10). A associação dessas técnicas para aumento da tensão de saída do conversor permite que ele apresente um ganho bastante elevado (maior do que 10) e seja capaz de processar uma potência da ordem de unidade de kW, com baixos esforços de tensão nos semicondutores (menores do que a metade do valor da tensão de saída). No entanto, há um grande número de componentes na estrutura do conversor.

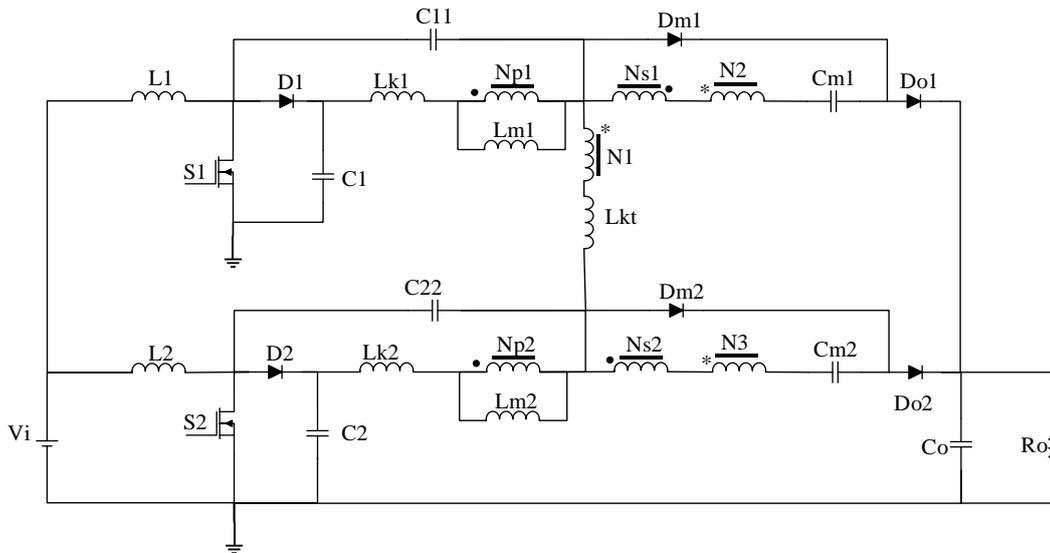


Fig. 2.10 – Conversor CC-CC entrelaçado unidirecional com indutores acoplados, transformador embutido e células multiplicadoras de tensão.
Fonte: adaptado de [38].

2.2.3 Conversores Baseados na 3SSC e na MSSC (*Multistate Switching Cell*)

As células de comutação de três e múltiplos estados, usualmente definidas na literatura por 3SSC e MSSC, respectivamente, representam interessantes alternativas para o desenvolvimento de conversores destinados a aplicações de potências mais elevadas (superiores a 1 kW) [17] [20] [39]. Em ambas as técnicas, uma das vantagens é que, com o uso de um autotransformador de alta frequência com relação de espiras unitária na entrada do conversor, é possível distribuir uniformemente a corrente entre os ramos do conversor. Além disso, com o uso da MSSC, a frequência de operação dos componentes magnéticos equivale à frequência de comutação do(s) interruptor(es) do conversor multiplicada por um fator $n-1$, em que n representa o número de estados da MSSC. Com o uso da 3SSC, de forma análoga, a frequência de operação dos componentes magnéticos equivale ao dobro da frequência de comutação, o que resulta em uma redução das dimensões desses componentes e, conseqüentemente, melhora a densidade de potência do conversor [40] [41]. Existem diversas pesquisas científicas a respeito de conversores baseados na 3SSC e na MSSC disponíveis na literatura atual, e algumas delas são apresentadas na seqüência.

Em [42], é proposto um conversor CC-CC de alto ganho baseado na 3SSC, conforme mostra a Fig. 2.11, em que N_{Is1} representa o número de espiras de um enrolamento acoplado ao transformador. Esse conversor, além de apresentar ganho de tensão elevado, mantém reduzidos os esforços de tensão nos interruptores (menores que a metade da tensão de saída), o que permite o uso de interruptores com baixa resistência de condução e, conseqüentemente, melhora o rendimento do sistema. Além disso, possui elementos magnéticos de volume reduzido, uma vez

que, devido ao uso da 3SSC, a frequência de ondulação deles é o dobro da frequência de comutação dos interruptores.

Em [43], é proposta uma família de conversores que combinam a MSSC com VMCs, com desenvolvimento detalhado da versão *boost* da topologia, mostrada na Fig. 2.12. A utilização da MSSC proporciona a diminuição dos esforços de corrente nos semicondutores e das dimensões dos elementos reativos do conversor, porém a tensão de bloqueio nos interruptores continua sendo elevada (equivalente à tensão de saída), o que traz a necessidade da utilização de uma técnica adicional que atue na redução dos esforços de tensão nos semicondutores. Portanto, para solucionar o problema dos esforços de tensão elevados nos semicondutores, o circuito é complementado com VMCs, que, além de solucionar essa questão, também permitem uma elevação ainda maior da tensão de saída, sem a necessidade de aumentar a razão cíclica do conversor. Quanto mais VMCs são adicionadas ao circuito, menores são os esforços de tensão nos semicondutores, e os seus capacitores multiplicadores limitam os picos de tensão no interruptor, o que elimina a necessidade de *snubbers* adicionais.

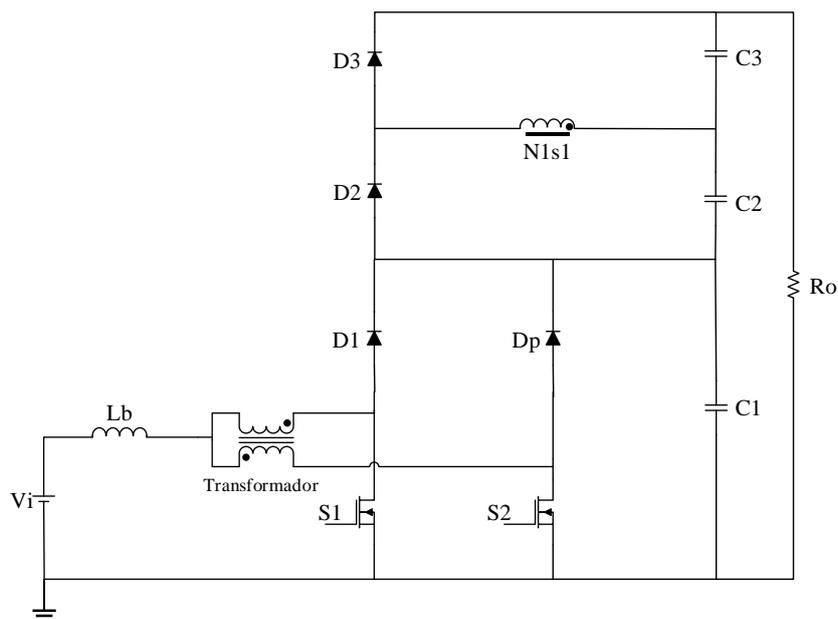


Fig. 2.11 – Conversor *boost* CC-CC baseado na 3SSC.
Fonte: adaptado de [42].

O conversor é aplicável para potências altas (de unidades de kW), e suas principais funções são: aumentar a densidade de potência, obter um alto ganho de tensão elevado, melhorar a capacidade de processamento de energia e reduzir os esforços de tensão e de corrente nos semicondutores.

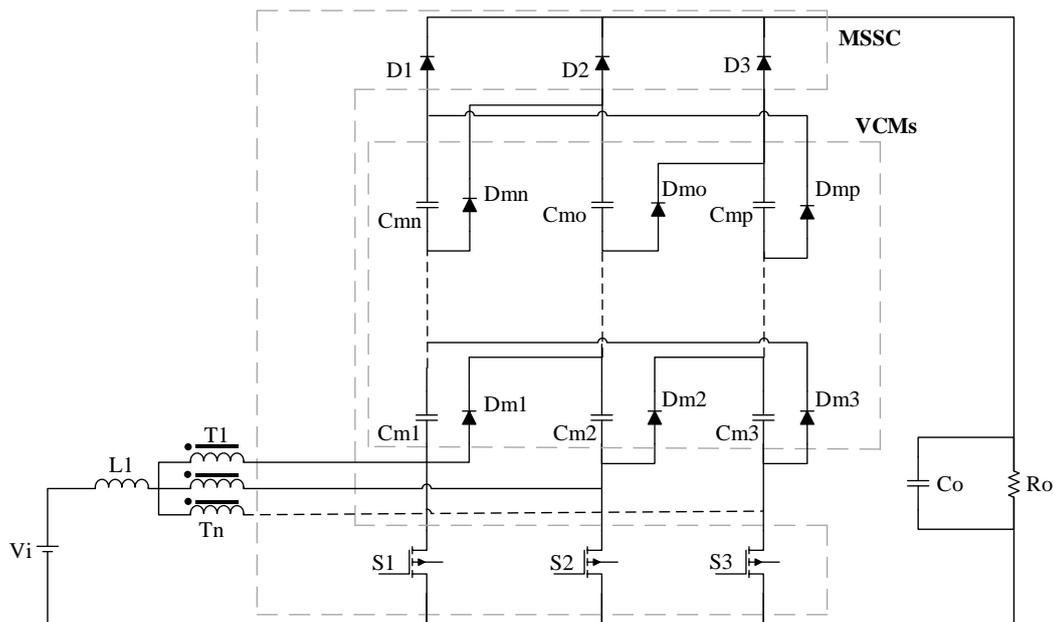


Fig. 2.12 – Conversor *boost* CC-CC baseado na MSSC empregando VMCs.
Fonte: adaptado de [43].

2.3 Considerações Finais

Nos conversores entrelaçados é perceptível a necessidade da utilização de técnicas de controle para garantir um compartilhamento equilibrado de corrente entre os braços de entrada. No entanto, esse problema pode ser resolvido de forma eficaz com o uso da 3SSC ou da MSSC, conforme demonstrado em [40]. A 3SSC e a MSSC possibilitam que a corrente de entrada seja compartilhada de forma equilibrada sem a necessidade de técnicas de controle, devido ao uso de um autotransformador com relação de transformação unitária. Dessa forma, fica evidente que essas técnicas são interessantes opções para a construção de conversores a serem utilizados em aplicações de maiores potências.

Além disso, verifica-se que com o uso de indutores acoplados é possível aumentar o ganho de tensão dos conversores, sem a necessidade de utilizar razões cíclicas extremas, e ainda reduzir a variação de corrente nos diodos.

Por fim, ao analisar as diferentes topologias apresentadas, constata-se que a incorporação das VMCs proporciona resultados favoráveis na elevação da tensão de saída dos conversores, sem requerer o aumento da razão cíclica, e auxilia na redução dos esforços de tensão nos componentes semicondutores. Isso demonstra que a utilização da VMC é uma alternativa atraente em relação ao uso de transformadores ou à associação em módulos para aumentar o ganho de tensão do conversor.

Desse modo, nota-se que a utilização combinada das técnicas 3SSC, indutores acoplados e VMCs aos conversores CC-CC é uma interessante alternativa para a concepção de topologias de ganho elevado, esforços reduzidos nos componentes, menor volume e menor custo associado.

Capítulo 3. FAMÍLIA DE CONVERSORES BASEADA NA 3SSC EMPREGANDO INDUTORES ACOPLADOS E VMCs

3.1 Considerações Iniciais

O presente trabalho concentra-se no desenvolvimento de uma célula que dá origem a uma família de conversores CC-CC baseada na 3SSC empregando VMCs e indutores acoplados, com ampla taxa de conversão, divisão equilibrada de corrente entre os ramos dos conversores e redução dos esforços de tensão nos interruptores. Dessa forma, para facilitar a compreensão completa sobre o funcionamento dessa topologia, são apresentados os conceitos detalhados a respeito de cada uma das técnicas utilizadas. Por fim, são apresentadas as estruturas básicas dos conversores da família proposta, dentre as quais uma é selecionada para uma análise detalhada (qualitativa e quantitativa) de sua operação em modo de condução contínua.

3.2 3SSC

A 3SSC é apresentada em [44], sendo proposta uma família de conversores CC-CC com base em cinco tipos de célula de comutação, desenvolvidas por meio de ajustes nas estruturas clássicas isoladas denominadas conversor *push-pull* alimentado em tensão, conversor *push-pull* alimentado em corrente (conversor de Clark), conversor de Weinberg, conversor de Weinberg modificado e conversor *flyback/push-pull* alimentado em corrente.

Em todas as cinco células de comutação obtidas foi observado um circuito tipológico comum, constituído por um transformador, dois interruptores S_1 e S_2 no lado primário e dois diodos retificadores no lado secundário D_1 e D_2 , ou seja, esse circuito realiza uma conversão CC-CA-CC [44].

A estrutura da 3SSC tipo B, apresentada na Fig. 3.1, é composta por dois interruptores, S_1 e S_2 , dois diodos retificadores, D_1 e D_2 , e um autotransformador que possui uma relação de transformação igual a um. Essa técnica oferece benefícios notáveis: a corrente no autotransformador é compartilhada igualmente entre os semicondutores devido à relação de espiras unitária; além disso, a frequência de operação dos componentes magnéticos equivale ao dobro da frequência de comutação do conversor, o que resulta na diminuição das dimensões desses elementos e no aumento da densidade de potência.

Na operação em MCC, há três modos distintos:

- Primeiro estado: os diodos encontram-se polarizados reversamente, enquanto os interruptores estão em condução.
- Segundo estado: um ramo composto por um interruptor e um diodo está em condução, enquanto o outro ramo está bloqueado.
- Terceiro estado: os diodos são polarizados diretamente, enquanto os interruptores permanecem bloqueados.

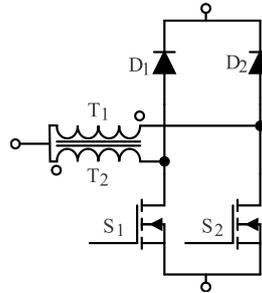


Fig. 3.1 – Estrutura 3SSC.
Fonte: adaptado de [44].

Por outro lado, no modo de condução descontínua (MCD), é possível alcançar o estado neutro, no qual os diodos estão polarizados reversamente e os interruptores não conduzem.

A Fig. 3.2 ilustra os diferentes estados de operação possíveis, além das condições dos interruptores e diodos em cada um deles. Neste contexto, "ON" denota que o interruptor está ligado e o diodo está conduzindo, enquanto "OFF" indica que o interruptor está desligado e o diodo está bloqueado [45].

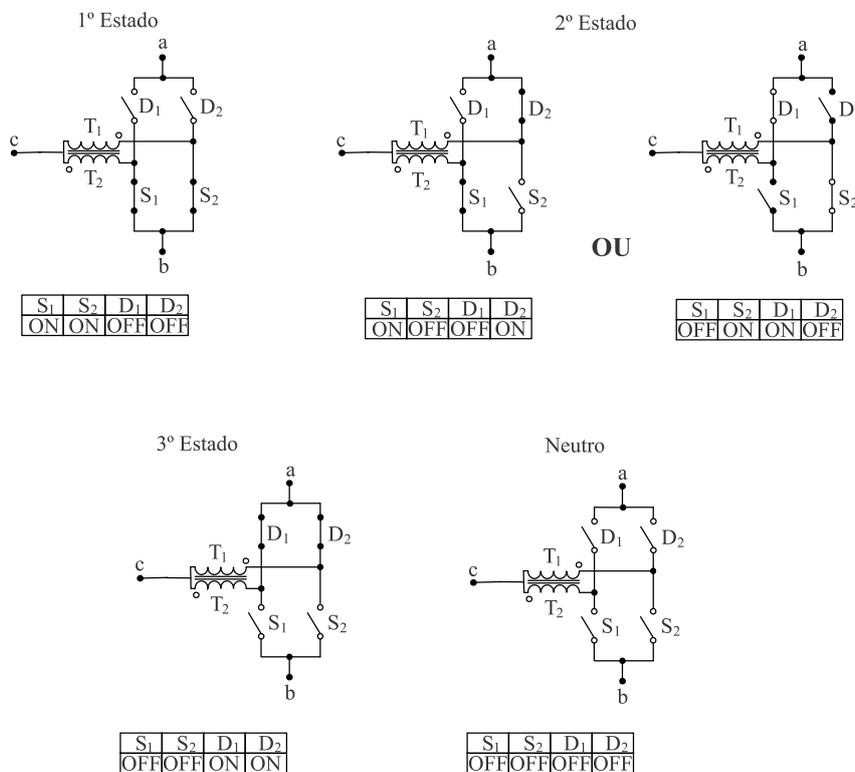


Fig. 3.2 – Estados de operação da 3SSC.
Fonte: adaptado de [45].

3.3 VMCs

Os circuitos multiplicadores de tensão permitem o aumento de tensão de um sistema sem a necessidade do uso de transformadores. Essas estruturas são constituídas sobretudo de capacitores e diodos, mas ocasionalmente podem incorporar também indutores, a fim de mitigar problemas ligados à recuperação reversa dos diodos e viabilizar uma comutação suave [46].

Em geral, essas estruturas são simples, eficientes e de baixo custo, e têm por objetivo obter uma elevada tensão contínua de saída. Como a multiplicação da tensão de entrada é desejada em muitas aplicações, essas células são populares devido à viabilidade de implementação em diversas estruturas.

Do ponto de vista estrutural, os multiplicadores de tensão podem ser categorizados em dois grupos:

1. Célula Multiplicadora de Tensão (VMC), que pode ser implementada no meio de um circuito, geralmente após o interruptor principal para reduzir os esforços de tensão;
2. Retificador Multiplicador de Tensão (VMR), inserido na etapa de saída do transformador e estruturas baseadas em indutores acoplados, para retificar a tensão de entrada CA ou pulsante CC e, ao mesmo tempo, atuar como um multiplicador de tensão [47] [48].

Portanto, as VMCs [49] são estruturas que geralmente ficam conectadas entre o interruptor de um conversor e o filtro de saída, com o propósito de aumentar o ganho do conversor e diminuir os esforços de tensão sobre os dispositivos semicondutores. Por sua vez, os VMRs [46] são arranjos que retificam a corrente de entrada, que pode ser alternada ou pulsante, e também agem como multiplicadores de tensão [22] [50]. Multiplicadores de tensão de meia-onda ou de onda completa consistem exclusivamente em diferentes configurações de diodos e capacitores [47].

Em [51], são mostrados alguns exemplos de configurações de VMCs, os quais podem ser vistos na Fig. 3.3: (a) usando indutor e capacitor chaveado; (b) e (c) empregando capacitores chaveados, de acordo com as referências [52], [53] e [54], respectivamente.

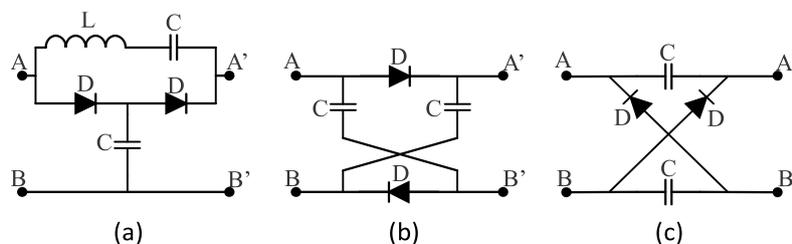


Fig. 3.3 – Exemplos de VMCs.
Fonte: retirado de [51].

3.4 Indutores Acoplados

O indutor acoplado é um componente amplamente empregado em conversores CC-CC, devido ao fato de oferecer diversas possibilidades de aplicação, como o armazenamento de energia durante o funcionamento do conversor e a utilização de sua bobina secundária para transferência de corrente da bobina primária para outras partes do circuito [55] [56].

Além disso, esses componentes podem ser empregados para elevar o ganho de um conversor por meio da relação de espiras de seus enrolamentos acoplados, a qual é determinada pela razão entre o número de espiras do enrolamento secundário e o número de espiras do enrolamento primário. Dessa forma, torna-se possível ajustar a tensão de saída de um conversor sem depender de razões cíclicas extremas.

No entanto, existe uma limitação significativa em relação ao uso dos indutores acoplados: se a energia armazenada na indutância de dispersão não for reciclada adequadamente, ela pode resultar em perdas excessivas ou ainda causar danos aos componentes semicondutores do circuito [56] [57].

Em topologias de conversores que visam uma taxa de conversão elevada, os indutores e transformadores são projetados para operar em alta frequência e processar potências consideráveis. Nessas situações, a indutância de dispersão tende a ser mantida em valores mais baixos. Uma abordagem adicional para minimizar a indutância de dispersão é usar uma relação de transformação aproximadamente igual a 1 [56] ou, ainda, otimizar a construção do indutor acoplado, com os enrolamentos primário e secundário projetados de modo a reduzir a necessidade de isolamento [56].

A Fig. 3.4 mostra a estrutura genérica de um indutor acoplado, em que os enrolamentos L_1 e L_2 estão magneticamente acoplados e M representa a indutância mútua.

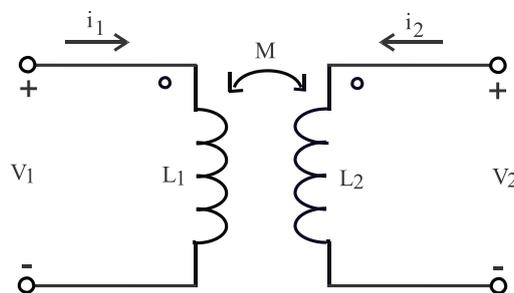


Fig. 3.4 – Estrutura genérica de indutor acoplado.

3.5 Família de Conversores 3SSC com VMCs e Indutores Acoplados

A análise dos itens anteriores revela que o emprego da 3SSC tem o efeito de reduzir os esforços de corrente nos elementos semicondutores do conversor, permitindo também a utilização de componentes reativos de dimensões menores. Enquanto isso, em relação às VMCs, tem-se que elas permitem não somente um aumento no ganho de tensão sem alterar a razão cíclica do conversor, mas também reduzem os esforços de tensão nos semicondutores. Por fim, em relação aos indutores acoplados, tem-se que eles permitem aumentar ainda mais o ganho do conversor, permitindo o ajuste da tensão de saída de acordo com a relação de espiras dos seus enrolamentos acoplados.

A partir daí, surge a criação de uma nova família de conversores baseada na 3SSC empregando VMCs e indutores acoplados. Essa proposta tem como base a topologia apresentada em [42], mostrada na Fig. 2.11, à qual são adicionadas VMCs e um indutor acoplado com três enrolamentos.

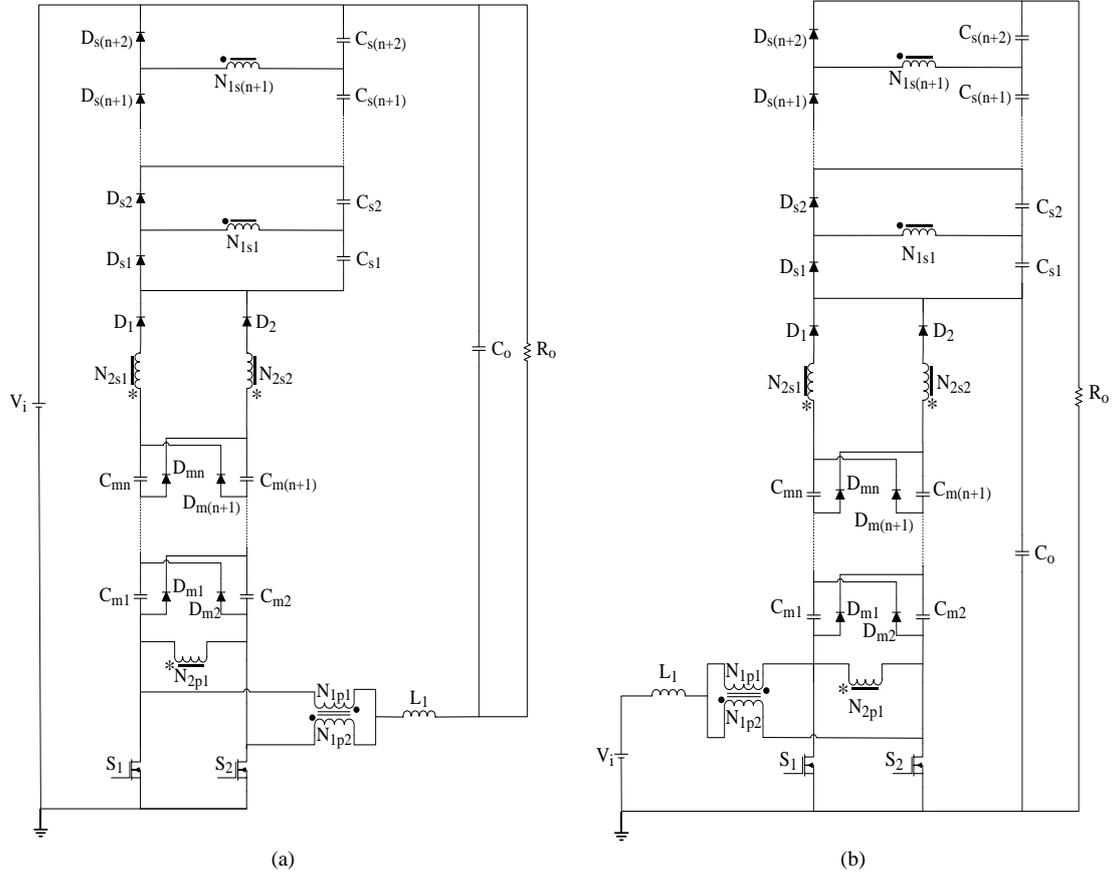
É importante ressaltar que a família proposta neste trabalho apresenta a possibilidade de ajustar o ganho dos conversores a partir de diversas estratégias, como: adição de mais VMCs à estrutura (que possibilitam não só aumentar ainda mais o ganho de tensão, mas também reduzir ainda mais os esforços de tensão nos semicondutores), alterações na relação de espiras dos indutores acoplados dos dois ramos, adição de mais enrolamentos secundários acoplados ao autotransformador da 3SSC, bem como alterações no valor da razão cíclica do conversor.

Desse modo, a Fig. 3.5 apresenta a família proposta neste trabalho, desenvolvida a partir dos seis conversores CC-CC clássicos, a qual apresenta contribuições significativas, tais como:

- Ganho de tensão elevado;
- Modularidade, com flexibilidade para aumentar o ganho de tensão por meio de abordagens distintas;
- Alto rendimento;
- Baixos esforços de corrente e de tensão nos semicondutores;
- Quantidade moderada de componentes;
- Capacidade de processamento de potências elevadas.

Em meio às opções de topologias da família proposta, foi selecionado o conversor *boost* para uma análise aprofundada sobre seu funcionamento, por causa de sua extensa aplicabilidade na literatura atual e, também, devido ao fato de que a configuração do conversor *boost* apresenta menos componentes e menores esforços de tensão sobre os dispositivos semicondutores, quando comparada a outras topologias abaixadoras/elevadoras, tal como os conversores *buck-boost*, *Ćuk*, *SEPIC* e *Zeta*.

Dessa forma, neste capítulo o funcionamento do conversor *boost* proposto é detalhado, por meio de análise de suas etapas de operação e da realização do seu equacionamento, e também é apresentada uma comparação com outros conversores semelhantes. O capítulo subsequente expõe os resultados provenientes de simulações computacionais



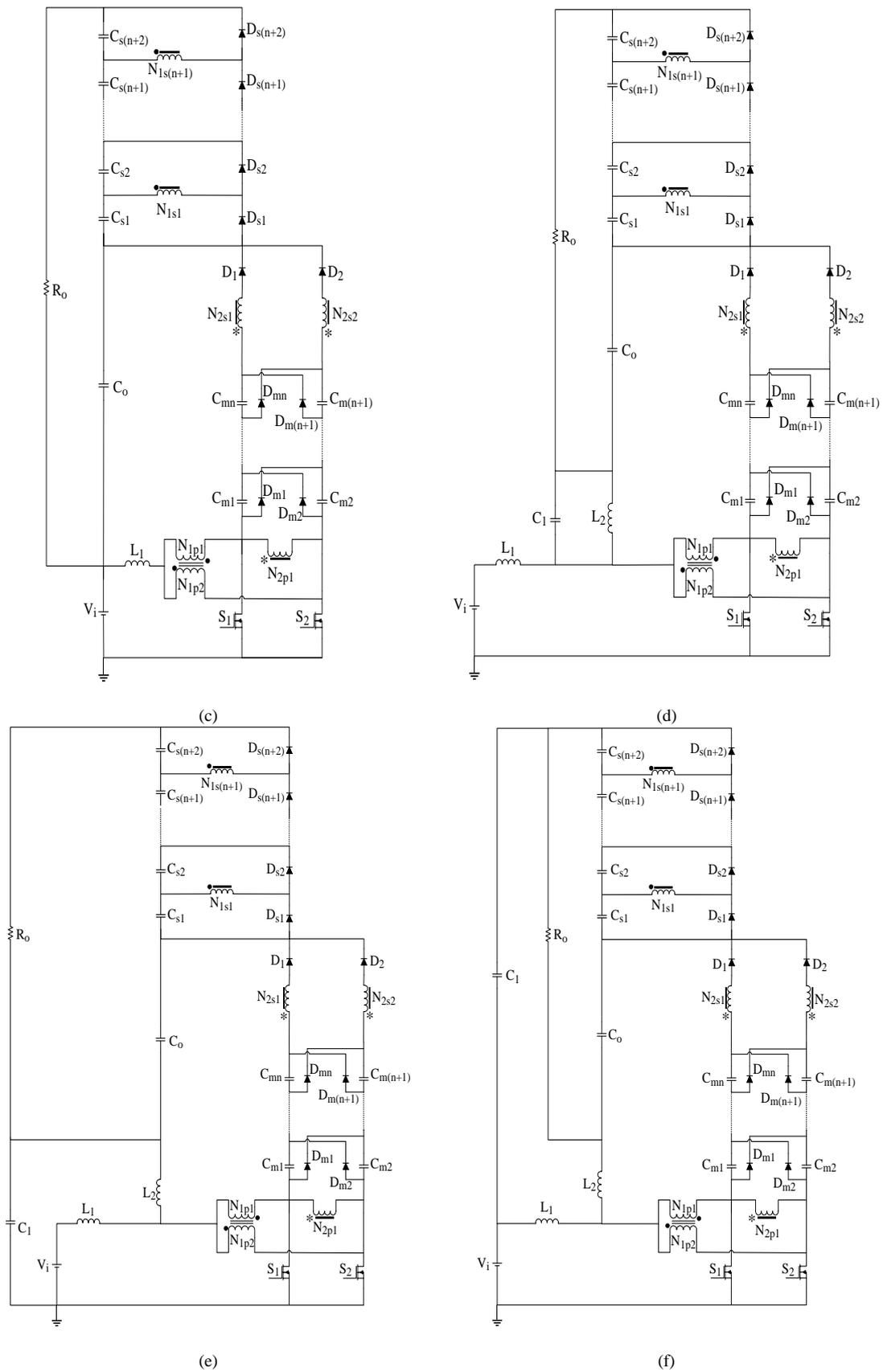


Fig. 3.5 – Família de conversores CC-CC baseada na 3SSC empregando VMCs e indutores acoplados. (a) Buck; (b) Boost; (c) Buck-Boost; (d) Ćuk; (e) SEPIC; (f) Zeta.

3.6 Conversor CC-CC *Boost* Baseado na 3SSC com VMCs e Indutores Acoplados Operando em MCC

A seguir, tem-se a análise das etapas de operação do conversor *boost* da família de conversores proposta, utilizando uma VMC, com as seguintes ponderações:

- O conversor opera em regime permanente;
- A frequência de comutação é constante;
- A tensão de entrada é mantida constante e não possui ondulação;
- Todos os componentes do estágio de potência são ideais;
- Os dois enrolamentos primários do autotransformador, por sua vez interconectados entre si, têm o mesmo número de espiras, de modo que a corrente de entrada é dividida igualmente entre os ramos da 3SSC;
- O conversor opera em modo de sobreposição dos interruptores, no qual a razão cíclica é maior que 0,5;
- Os sinais de comando dos interruptores são defasados de 180° entre si.

3.6.1 Análise das Etapas de Operação

3.6.1.1 Análise Qualitativa

Nesta seção são analisadas as etapas de operação do conversor com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$), assim como as principais formas de onda de corrente e de tensão dos componentes de potência, mostradas na Fig. 3.6.

A topologia possui oito etapas de operação, como pode ser observado na Fig. 3.6, por meio das alterações nas formas de onda das correntes nos interruptores S_1 e S_2 . As etapas de operação são descritas detalhadamente na sequência:

Primeira etapa $[t_0, t_1]$ (Fig. 3.7): Ambos os interruptores S_1 e S_2 conduzem. A corrente no indutor L_l aumenta linearmente enquanto ele armazena energia. Uma parte dessa corrente flui através de um dos enrolamentos do autotransformador (N_{lp1}), e depois se divide entre o interruptor S_1 e o enrolamento N_{2p1} , e a outra parte, de mesmo valor, flui através do enrolamento N_{lp2} e o interruptor S_2 , já que N_{lp1} e N_{lp2} têm o mesmo número de espiras. Enquanto isso, os diodos $D_1, D_2, D_{m1}, D_{m2}, D_{s1}$ e D_{s2} estão reversamente polarizados e, portanto, não conduzem. A carga é alimentada por meio de descarga dos capacitores C_o, C_{s1} , e C_{s2} , e esta etapa termina quando S_2 para de conduzir. O intervalo de tempo que define essa etapa pode ser calculado pela equação (3.1):

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \left(D - \frac{1}{2} \right) T_s \quad (3.1)$$

Segunda etapa $[t_1, t_2]$ (Fig. 3.8): O interruptor S_1 continua conduzindo e o interruptor S_2 é bloqueado. A tensão sobre o indutor L_I é invertida, e a corrente nele começa a decrescer linearmente. O diodo D_{s2} torna-se diretamente polarizado e inicia a condução, enquanto D_{s1} , D_{m1} , D_{m2} , D_1 , e D_2 continuam bloqueados. O capacitor C_{s2} e começa a carregar enquanto C_o e C_{s1} continuam descarregando. Esta etapa termina quando D_I inicia a condução. O intervalo de tempo que define essa etapa pode ser calculado pela equação (3.2):

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{C_o C_{s1} \Delta V_{C_o}}{I_o (C_o + C_{s1})} \quad (3.2)$$

Terceira etapa $[t_2, t_3]$ (Fig. 3.9): O interruptor S_1 continua conduzindo e o interruptor S_2 continua bloqueado. O diodo D_I está diretamente polarizado, logo, em condução. O diodo D_{s2} continua conduzindo, enquanto os diodos D_{s1} , D_2 , D_{m1} e D_{m2} permanecem bloqueados. A tensão sobre o indutor L_I continua invertida, portanto a corrente nele continua decrescendo linearmente. O capacitor C_o começa a carregar, C_{s2} continua carregando e C_{s1} continua descarregando. Esta etapa termina quando D_{m2} torna-se diretamente polarizado. O intervalo de tempo que define essa etapa pode ser calculado pela equação (3.3):

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{C_{s1} \Delta V_{C_{s1}}}{I_o} \quad (3.3)$$

Quarta etapa $[t_3, t_4]$ (Fig. 3.10): O interruptor S_1 continua conduzindo e o interruptor S_2 continua bloqueado. O diodo D_{m2} entra em condução, D_I e D_{s2} continuam conduzindo, enquanto os diodos D_{s1} , D_2 , e D_{m1} permanecem bloqueados. Os capacitores C_o e C_{s2} carregam, enquanto o capacitor C_{s1} descarrega sobre a carga. Esta etapa termina quando S_2 volta a conduzir. O intervalo de tempo que define essa etapa pode ser calculado pela equação (3.4):

$$\Delta t_4 = t_4 - t_3 = T_s - DT_s - \frac{C_{s1} \Delta V_{C_{s1}}}{I_o} - \frac{C_o C_{s1} \Delta V_{C_o}}{I_o (C_o + C_{s1})} \quad (3.4)$$

Quinta etapa $[t_4, t_5]$ (Fig. 3.11): Devido à característica simétrica da topologia, esta etapa é complementar à primeira etapa de operação. Ambos os interruptores S_1 e S_2 conduzem. A corrente no indutor L_I aumenta linearmente enquanto este elemento armazena energia. Uma parte dessa corrente flui através de N_{Ip2} , e depois se divide entre o interruptor S_2 e o enrolamento N_{2p1} , e a outra parte, de mesmo valor, flui através do enrolamento N_{Ip1} e o interruptor S_1 , já que a relação de espiras do autotransformador é unitária. Enquanto isso, os diodos D_1 , D_2 , D_{m1} , D_{m2} , D_{s1} e D_{s2} estão reversamente polarizados, portanto, não conduzem. A carga é alimentada por meio de descarga dos três capacitores C_o , C_{s1} , e C_{s2} , e esta etapa termina quando S_1 é bloqueado. O intervalo de tempo que define essa etapa pode ser calculado pela equação (3.1).

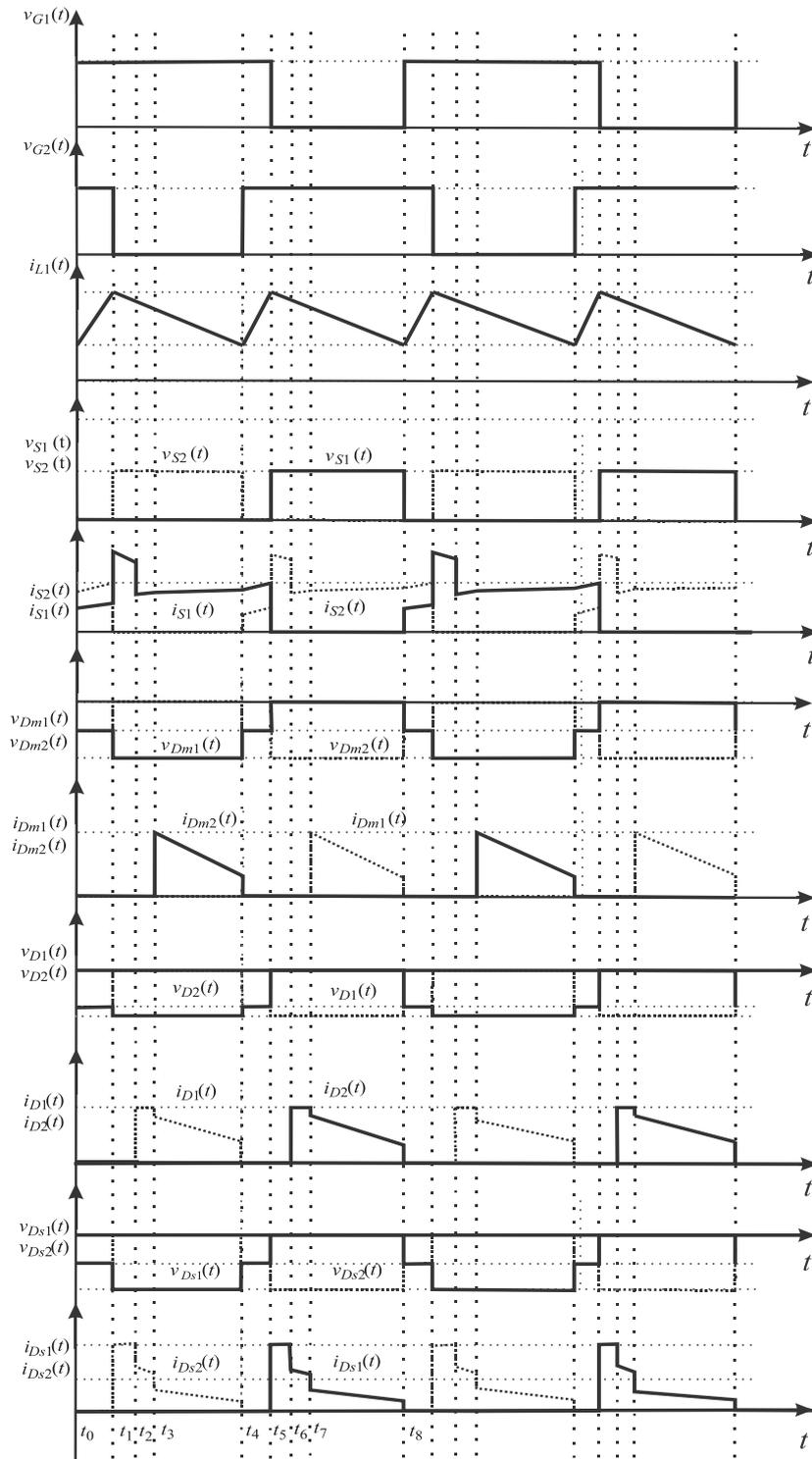


Fig. 3.6 – Principais formas de onda de tensão e corrente nos componentes do conversor proposto.

Sexta etapa $[t_5, t_6]$ (Fig. 3.12): Complementar à segunda etapa. O interruptor S_2 continua conduzindo e S_1 é bloqueado. A tensão sobre o indutor L_I novamente é invertida, portanto a corrente nele começa a decrescer linearmente. Nessa etapa, o diodo D_{s1} torna-se diretamente polarizado e inicia a condução, enquanto D_{s2} , D_{m1} , D_{m2} , D_1 , e D_2 continuam bloqueados. De forma análoga, o capacitor C_{s1} começa a carregar enquanto C_0 e C_{s2} continuam descarregando sobre a

carga, e esta etapa termina quando D_2 torna-se diretamente polarizado. O intervalo de tempo que define essa etapa pode ser calculado pela equação (3.2).

Sétima etapa $[t_6, t_7]$ (Fig. 3.13): Análoga à terceira etapa. O interruptor S_2 continua conduzindo e o interruptor S_1 continua bloqueado. O diodo D_{s1} continua conduzindo, enquanto os diodos D_{s2} , D_1 , D_{m1} e D_{m2} permanecem bloqueados. A tensão sobre o indutor L_1 continua invertida, portanto a corrente nele continua decrescendo linearmente. O capacitor C_o começa a carregar, C_{s1} continua carregando e C_{s2} continua descarregando. Esta etapa termina quando D_{m1} torna-se diretamente polarizado. O intervalo de tempo que define essa etapa pode ser calculado pela equação (3.3).

Oitava etapa $[t_7, t_8]$ (Fig. 3.14): Complementar à quarta etapa. O interruptor S_2 continua conduzindo e o interruptor S_1 continua bloqueado. O diodo D_{m1} entra em condução, D_2 e D_{s1} continuam conduzindo, enquanto os diodos D_{s2} , D_1 e D_{m2} permanecem bloqueados. Os capacitores C_o e C_{s1} carregam, enquanto o capacitor C_{s2} descarrega sobre a carga. Esta etapa termina quando S_1 volta a conduzir. O intervalo de tempo que define essa etapa pode ser calculado pela equação (3.4).

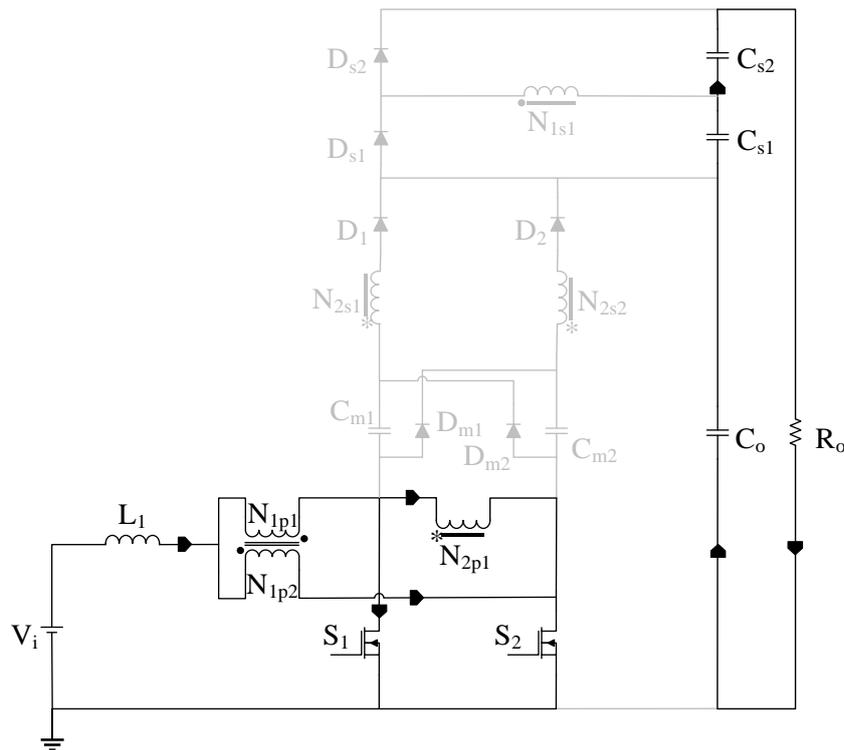


Fig. 3.7 – Primeira etapa de operação.

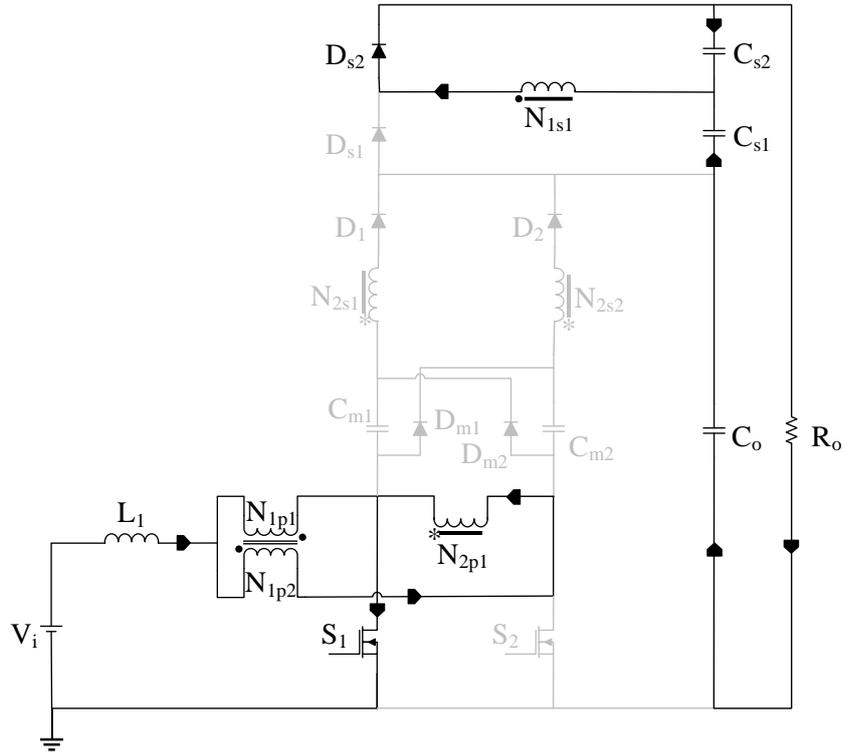


Fig. 3.8 – Segunda etapa de operação.

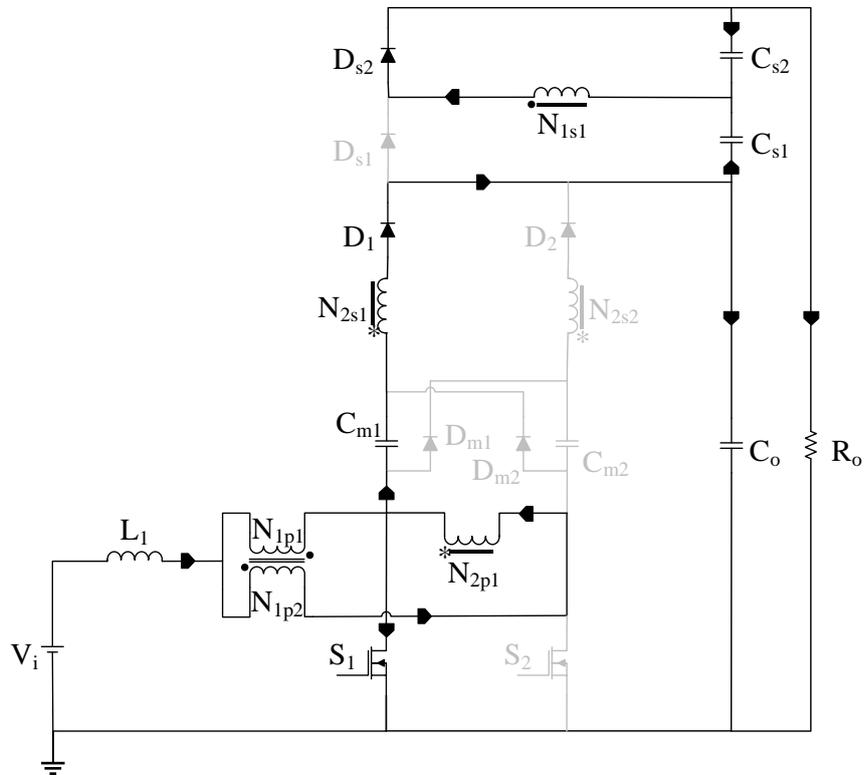


Fig. 3.9 – Terceira etapa de operação.

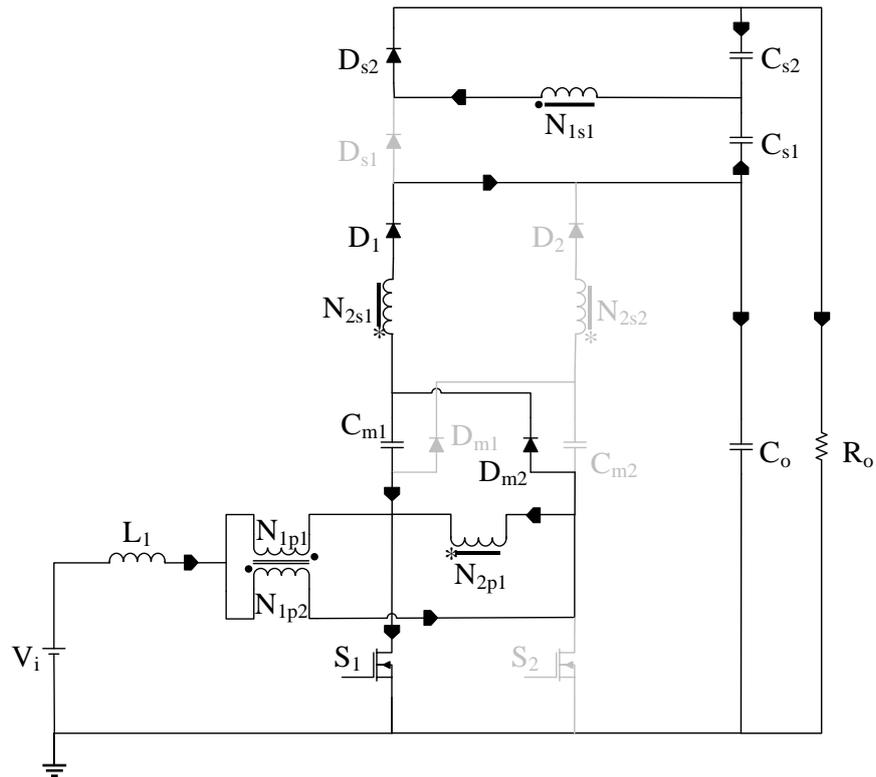


Fig. 3.10 – Quarta etapa de operação.

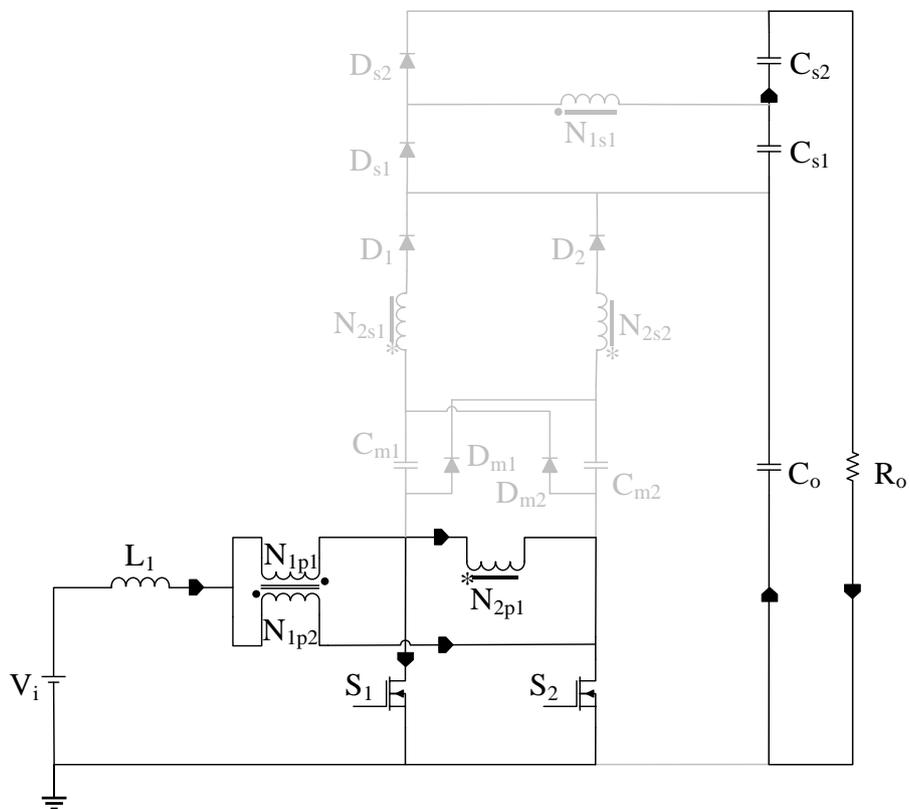


Fig. 3.11 – Quinta etapa de operação.

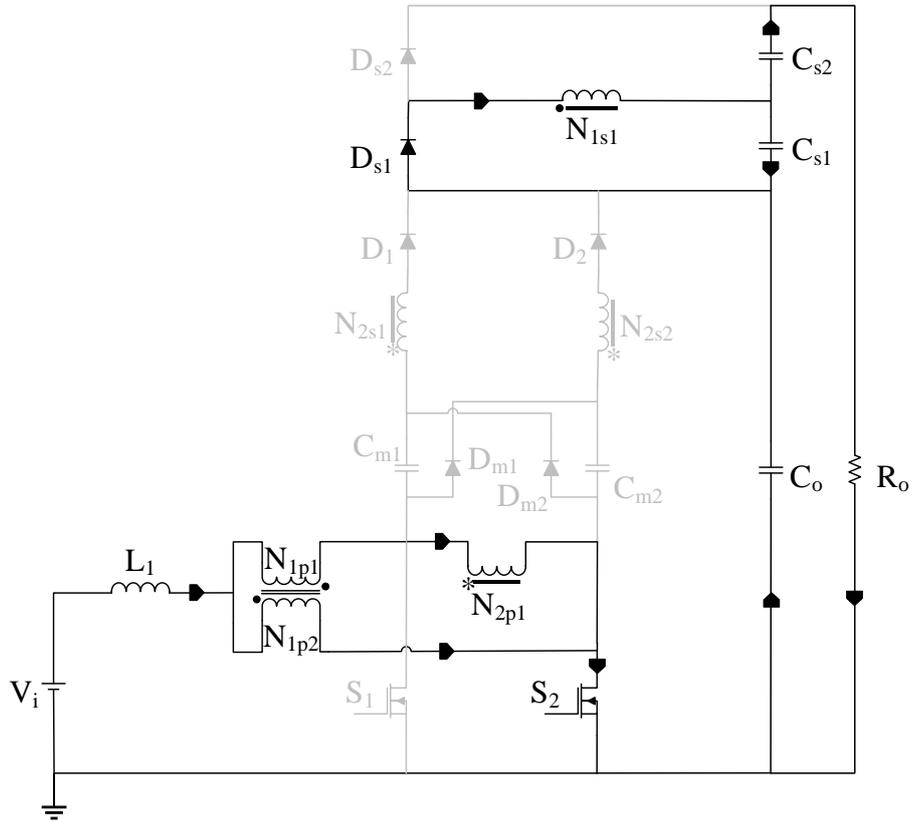


Fig. 3.12 – Sexta etapa de operação.

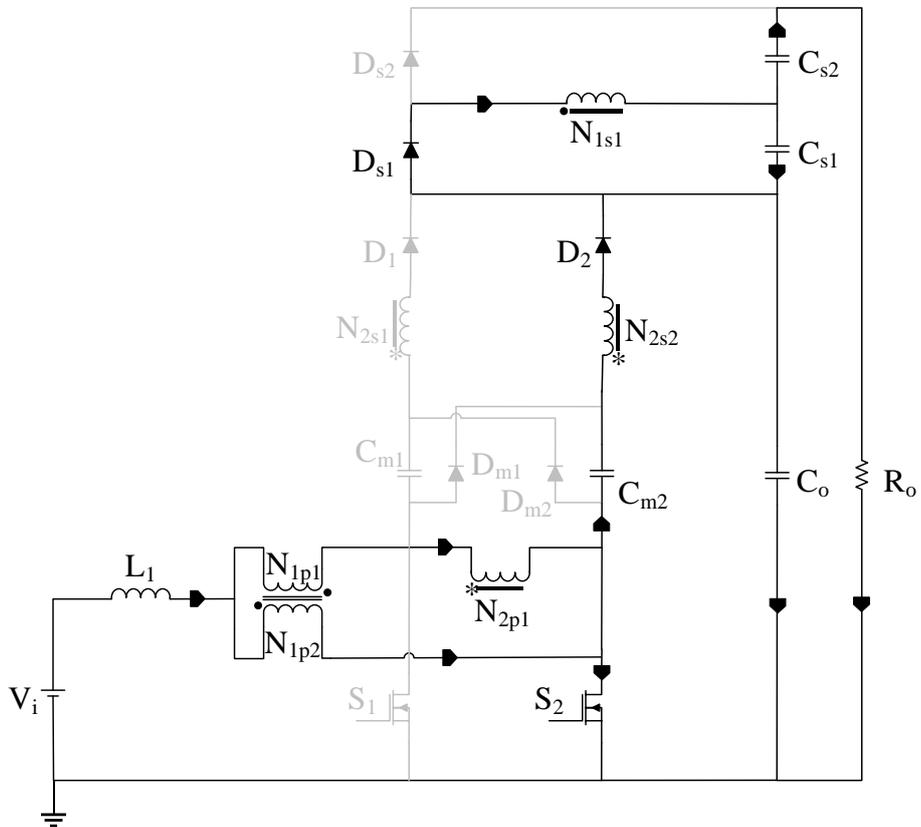


Fig. 3.13 – Sétima etapa de operação.

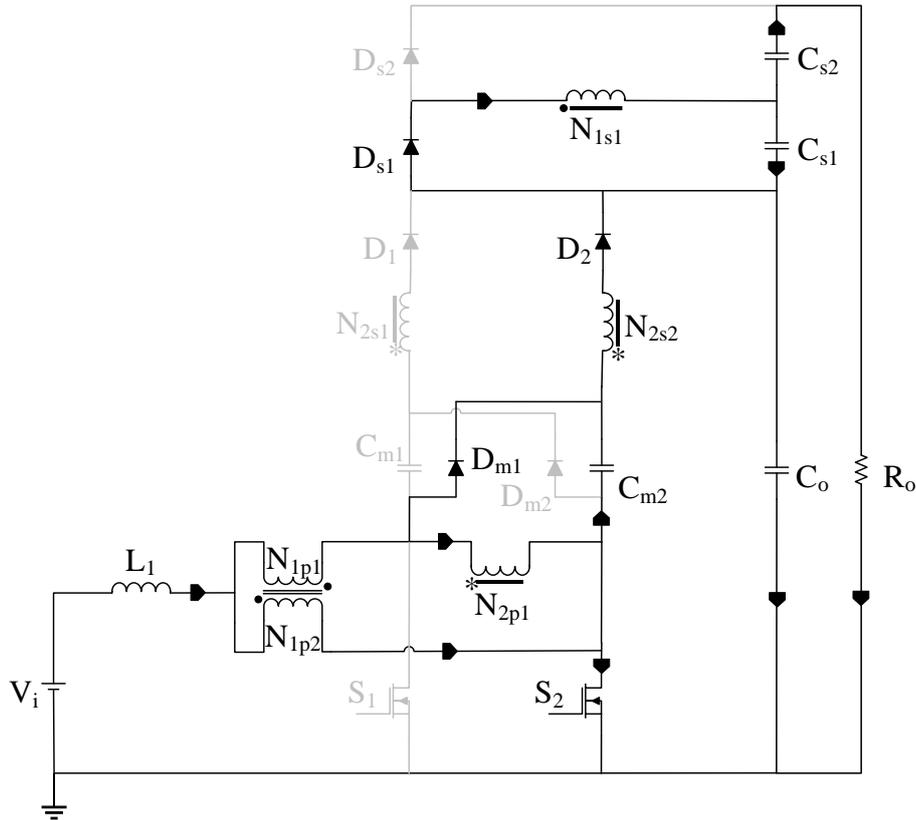


Fig. 3.14 – Oitava etapa de operação.

3.6.1.2 Análise Quantitativa

Para cálculo do ganho estático do conversor, utiliza-se inicialmente o balanço volt-segundo, o qual estabelece que, durante um período de comutação, a tensão média aplicada ao indutor de entrada L_I deve ser nula.

Considerando as formas de onda da Fig. 3.15, pode-se obter o balanço volt-segundo no indutor L_I : a área representada pela tensão multiplicada pelo tempo na etapa 1, de armazenamento de energia no indutor L_I , deve ser igual à área representada pela tensão multiplicada pelo tempo na etapa 2, de descarga de energia de L_I .

Desse modo, o balanço volt-segundo no indutor L_I pode ser representado pelas equações (3.5) e (3.6):

$$V_{L_I(méd.)} = \frac{2}{T_s} \left[\int_0^{DT_s - \frac{T_s}{2}} V_i dt + \int_0^{(1-D)T_s} (V_i - V_{N_1}) dt \right] = 0 \quad (3.5)$$

$$V_i \left(DT_s - \frac{T_s}{2} \right) = [V_{N_1} - V_i] [(1-D)T_s] \quad (3.6)$$

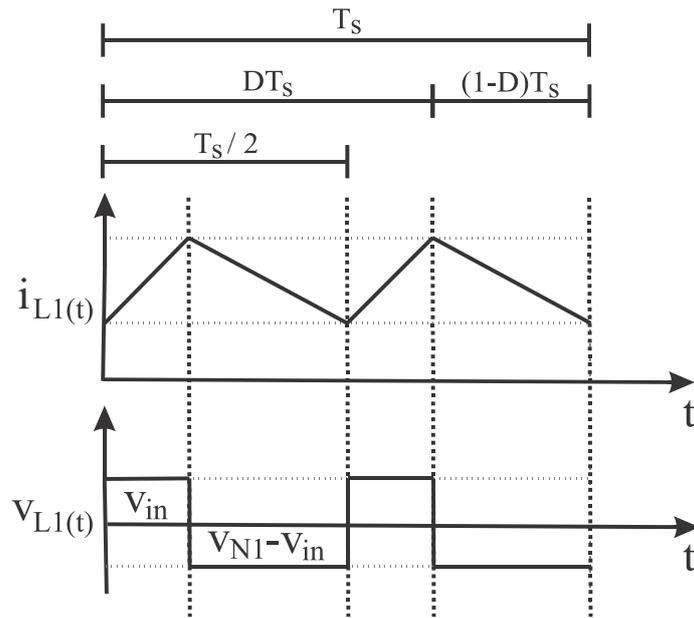


Fig. 3.15 – Formas de onda de corrente e de tensão no indutor L_1 do conversor.

Em que V_{N1} representa a tensão máxima sobre cada um dos enrolamentos primários do autotransformador (N_{1p1} e N_{1p2}), as quais apresentam valores iguais.

Portanto, a tensão máxima nos enrolamentos primários do autotransformador é determinada por (3.7):

$$V_{N_{1(máx.)}} = V_{N_{1p1(máx.)}} = V_{N_{1p2(máx.)}} = \frac{V_i}{2(1-D)} \quad (3.7)$$

Além disso, tem-se que a tensão de saída do conversor (V_o) equivale à soma das tensões nos capacitores C_o , C_{s1} e C_{s2} , conforme a equação (3.8):

$$V_o = V_{C_o} + V_{C_{s1}} + V_{C_{s2}} \quad (3.8)$$

A tensão no capacitor C_o pode ser determinada por (3.9), e as tensões nos capacitores C_{s1} e C_{s2} podem ser determinadas por (3.10):

$$V_{C_o} = \frac{V_i(n_2 + mc)}{(1-D)} \quad (3.9)$$

$$V_{C_{s1}} = V_{C_{s2}} = \frac{V_i n_1}{2(1-D)} \quad (3.10)$$

sendo que n_1 é a relação de transformação definida em termos do número de espiras do enrolamento secundário acoplado ao autotransformador (N_{1s1}) e o número de espiras de um dos enrolamentos primários (N_{1p1}), que pode ser representada pela equação (3.11).

$$n_1 = \frac{N_{1s1}}{N_{1p1}} = \sqrt{\frac{L_{1s1}}{L_{1p1}}} \quad (3.11)$$

De maneira análoga, n_2 é a relação de transformação definida em termos do número de espiras do enrolamento secundário do indutor acoplado (N_{2s1}), e o número de espiras de um dos enrolamentos primários (N_{2p1}), que pode ser representada pela equação (3.12):

$$n_2 = \frac{N_{2s1}}{N_{2p1}} = \sqrt{\frac{L_{2s1}}{L_{2p1}}} \quad (3.12)$$

Assim, é possível obter o ganho estático G_V do conversor, representado pela equação (3.13):

$$G_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(n_1 + n_2 + mc)}{1 - D} \quad (3.13)$$

em que V_o é a tensão média de saída, V_i é a tensão média de entrada e D é a razão cíclica do conversor.

Para verificar o cálculo do ganho estático, pode-se observar a Fig. 3.16, que representa o comportamento do ganho de tensão G_V em função da razão cíclica D , considerando alternados valores de n_1 , n_2 e mc . Observa-se que, para um mesmo valor de razão cíclica, o ganho estático do conversor aumenta para maiores valores de n_1 , n_2 e mc , isto é, quanto maiores forem as relações representadas por n_1 e n_2 e quanto mais VMCs forem adicionadas ao conversor, mantendo-se o mesmo valor de razão cíclica, maior será o ganho estático.

Considerando uma indutância de dispersão L_{disp} associada ao acoplamento magnético k do enrolamento primário do indutor acoplado, tem-se o valor de a_2 passa a ser representado pela equação (3.14) e, conseqüentemente, o ganho estático do conversor passa a ser representado pela equação (3.15).

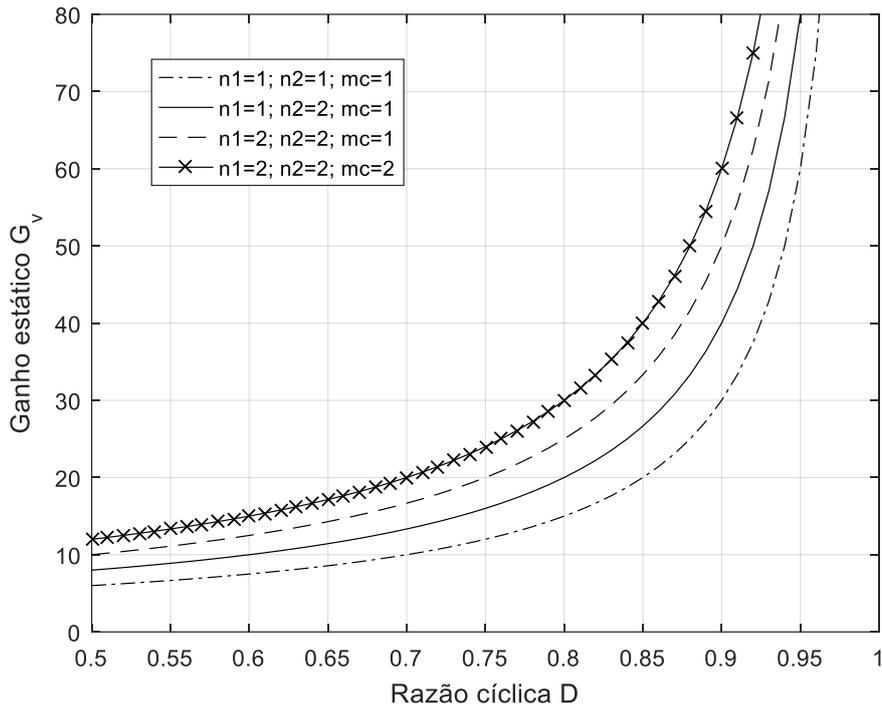


Fig. 3.16 – Comportamento do ganho estático em função da razão cíclica do conversor proposto.

$$n_2 = \sqrt{\frac{L_{2s1}}{L_{2p1} + L_{disp}}} \quad (3.14)$$

$$G_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\left(n_1 + \sqrt{\frac{L_{2s1}}{L_{2p1} + L_{disp}}} + mc \right)}{1 - D} \quad (3.15)$$

Para verificar a influência do acoplamento magnético k sobre o ganho estático, considerou-se a existência de três valores distintos de indutância de dispersão no enrolamento primário do indutor acoplado ($L_{disp}=1 \mu\text{H}$, $L_{disp}=10 \mu\text{H}$ e $L_{disp}=100 \mu\text{H}$), e foi feita uma simulação gráfica comparativa, a qual pode ser vista na Fig. 3.17. Pode-se ver que quanto maior é o valor da indutância de dispersão, menor é o ganho estático do conversor. Porém, em todos os casos, para os mesmos valores de razão cíclica, há uma variação muito pequena no comportamento do ganho estático do conversor quando se considera alguma influência da indutância de dispersão.

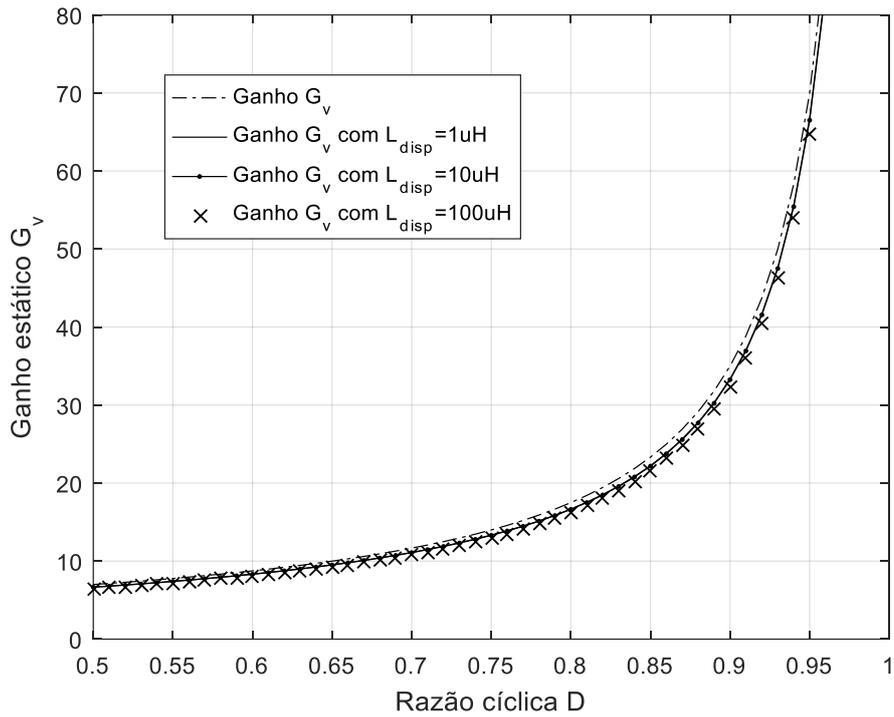


Fig. 3.17 – Comparação gráfica para verificar a influência do acoplamento magnético k do indutor acoplado no comportamento do ganho estático.

Após realizado o cálculo do ganho estático, pode-se determinar os valores médios da tensão de saída e da corrente de saída do conversor, em função da razão cíclica D , da tensão de entrada V_i , da corrente de entrada I_i , das relações de espiras dos indutores acoplados n_1 e n_2 e das células multiplicadoras de tensão mc :

$$V_o = \frac{V_i (n_1 + n_2 + mc)}{1 - D} \quad (3.16)$$

$$I_o = \frac{I_i (1 - D)}{(n_1 + n_2 + mc)} \quad (3.17)$$

Logo, a partir daí é possível calcular os esforços de tensão e de corrente nos componentes de potência do conversor.

A tensão máxima nos interruptores S_1 e S_2 é dada pela expressão (3.18):

$$V_{S1,S2(máx.)} = \frac{V_i}{1 - D} \quad (3.18)$$

A tensão máxima nos enrolamentos do autotransformador (N_{1p1} e N_{1p2}) equivale à metade da tensão máxima nos interruptores:

$$V_{N_{1p1}} = V_{N_{1p2}} = -\frac{V_i}{2(1-D)} \quad (3.19)$$

Enquanto isso, a tensão máxima no enrolamento secundário acoplado ao autotransformador (N_{1s1}) equivale à tensão máxima nos primeiros enrolamentos, multiplicada pela relação n_1 :

$$V_{N_{1s1}} = -\frac{V_i n_1}{2(1-D)} \quad (3.20)$$

A tensão nos capacitores multiplicadores C_{m1} e C_{m2} é igual à tensão nos interruptores S_1 e S_2 :

$$V_{C_{m1}, C_{m2}} = V_{S1, S2(máx.)} = \frac{V_i}{1-D} \quad (3.21)$$

A tensão máxima reversa nos diodos multiplicadores D_{m1} e D_{m2} equivale ao dobro da tensão nos capacitores multiplicadores C_{m1} e C_{m2} :

$$V_{D_{m1}, D_{m2}(máx.)} = \frac{-2V_i}{1-D} \quad (3.22)$$

A tensão máxima reversa nos diodos D_{s1} e D_{s2} equivale à tensão nos interruptores, multiplicada pela relação n_1 :

$$V_{D_{s1}, D_{s2}(máx.)} = \frac{-V_i n_1}{1-D} \quad (3.23)$$

Além disso, a tensão máxima reversa nos diodos D_1 e D_2 é dada pela equação (3.24), oriunda da Lei de Kirchhoff de tensão:

$$V_{D1, D2(máx.)} = \frac{-V_i(2n_2 + mc - 2)}{1-D} \quad (3.24)$$

A tensão máxima no enrolamento secundário do indutor acoplado (N_{2s1}) equivale à tensão nos interruptores:

$$V_{N_{2s1}} = \frac{V_i}{(1-D)} \quad (3.25)$$

Por outro lado, a tensão máxima nos enrolamentos primários do indutor acoplado (N_{2p1} e N_{2p2}) equivale à tensão nos interruptores multiplicada pela relação n_2 :

$$V_{N_2 p_1, N_2 p_2} = \frac{V_i n_2}{(1-D)} \quad (3.26)$$

Para os cálculos dos esforços de correntes nos semicondutores, é necessário determinar a corrente média indutor L_1 , que é igual à corrente média de entrada do conversor, a qual pode ser determinada por (3.27):

$$I_{L1} = I_i = \frac{I_o (n_1 + n_2 + mc)}{(1-D)\eta} \quad (3.27)$$

em que η representa o rendimento do conversor.

Para calcular a corrente média e a corrente eficaz que circula nos interruptores S_1 e S_2 , têm-se:

$$I_{S1, S2(méd.)} = \frac{I_{L1} (D + n_1 + n_2)}{2(n_1 + n_2 + mc)} \quad (3.28)$$

$$I_{S1, S2(ef.)} = \frac{I_{L1} \sqrt{(5-D)}}{(n_1 + n_2 + mc)} \quad (3.29)$$

As correntes médias e eficazes nos diodos D_1 e D_2 e nos diodos multiplicadores D_{m1} e D_{m2} são iguais, e podem ser determinadas por:

$$I_{D1, D2(méd.)} = \frac{I_{L1} (1-D)}{2(n_1 + n_2 + mc)} \quad (3.30)$$

$$I_{D1, D2(ef.)} = \frac{3I_{L1} \sqrt{2(3-4D)}}{10(n_1 + n_2 + mc)} \quad (3.31)$$

$$I_{Dm1, Dm2(méd.)} = \frac{I_{L1} (1-D)}{2(n_1 + n_2 + mc)} \quad (3.32)$$

$$I_{Dm1, Dm2(ef.)} = \frac{I_{L1} \sqrt{2(3-4D)}}{3(n_1 + n_2 + mc)} \quad (3.33)$$

As correntes médias e eficazes nos diodos D_2 e D_3 são dadas por:

$$I_{Ds1, Ds2(méd.)} = \frac{I_{L1} (1-D)}{(n_1 + n_2 + mc)} \quad (3.34)$$

$$I_{Ds1, Ds2(ef)} = \frac{5I_{L1} \sqrt{2(3-4D)}}{6(n_1 + n_2 + mc)} \quad (3.35)$$

A partir da análise realizada em relação às etapas de operação do conversor e suas respectivas formas de onda, pode-se determinar as equações que permitem dimensionar os componentes reativos do estágio de potência do conversor em função de um número genérico mc de células multiplicadoras de tensão e de relações genéricas de transformação dos indutores acoplados n_1 e n_2 :

$$L_1 = \frac{V_o(1-D)(2D-1)}{2f_s \Delta I_{L1}(n_1 + n_2 + mc)} \quad (3.36)$$

$$C_o = \frac{D \cdot P_o(1-D)}{2V_i f_s \Delta V_o(n_1 + n_2 + mc)} \quad (3.37)$$

$$C_{s1} = C_{s2} = \frac{D \cdot P_o(1-D)}{V_i f_s \Delta V_o(n_1 + n_2 + mc)} \quad (3.38)$$

$$C_{m1} = C_{m2} = \frac{(I_{L1})(1-D)}{4f_s \Delta V_{Cm}} \quad (3.39)$$

3.7 Comparação do Conversor Proposto com Outras Estruturas Semelhantes

Neste tópico, é feita uma comparação entre o conversor proposto e algumas outras topologias semelhantes da literatura científica, as quais também são estruturas entrelaçadas baseadas em indutores acoplados e células multiplicadoras. A comparação abrange aspectos como ganho de tensão, quantidade de componentes, esforços de tensão nos dispositivos semicondutores em função da tensão de saída e outras características relevantes.

A Tabela 3.1 mostra as principais propriedades de conversores CC-CC entrelaçados de alto ganho comparados ao conversor proposto. A comparação dessas topologias é baseada em relação ao número de componentes semicondutores, quantidade de capacitores (eletrolíticos ou não), número de núcleos magnéticos e enrolamentos, equações de ganho de tensão e de esforços de tensão nos semicondutores normalizados em relação à tensão de saída, especificações técnicas para os quais foram projetados, bem como suas respectivas características construtivas, como a existência de terra comum, modularidade, isolamento do circuito de comando e compartilhamento melhorado de corrente, o que permite verificar quais deles possui mais características vantajosas

e funcionais quando comparados às outras estruturas similares. Nesta tabela, n é referente à relação de espiras dos indutores acoplados, N_s representa o número de enrolamentos secundários acoplados ao autotransformador da topologia proposta e mc representa o número de estágios das VMCs. Para garantir uma avaliação precisa, n , N_s e mc são considerados iguais a 1, exceto para o conversor [58], em que $n \geq 2$.

Em complemento à Tabela 3.1, uma comparação em relação ao ganho de tensão entre as topologias é apresentada na Fig. 3.18, a qual mostra o ganho de tensão em função da razão cíclica dos conversores. Verifica-se que com a razão cíclica variando de 0,5 a 1,0, o conversor proposto está entre os que apresentam maior ganho de tensão dentre as topologias avaliadas. Os conversores [58], [59] e [60], apesar de apresentarem bom rendimento, são os que apresentam os menores ganhos de tensão, por isso demandariam razões cíclicas bem mais elevadas para atingir ganhos de tensão semelhantes aos do conversor proposto. O maior ganho é obtido pelo conversor apresentado em [61], porém a necessidade de um circuito de grampeamento para mitigar picos de tensão causados pela indutância de fuga do indutor acoplado resulta em uma elevada contagem de componentes. O conversor proposto em [62] requer poucos componentes, mas a ausência de um aterramento comum, a necessidade de um circuito de acionamento isolado e seu ganho intermediário o tornam menos atraente para aplicações práticas. O conversor [63] também apresenta um dos maiores ganhos, mas trata-se de uma estrutura que pode sofrer com desequilíbrio significativo de tensão e corrente causado pela conexão diferencial de dois conversores *boost*.

É importante reforçar que a configuração do conversor proposto permite ajustes não só no valor da razão cíclica, mas também nas relações de espiras dos indutores acoplados, na quantidade de células multiplicadoras de tensão e na quantidade de secundários acoplados ao autotransformador, para que o ganho de tensão e a potência nominal sejam ainda maiores. Enquanto isso, todos os outros conversores comparados só permitem o ajuste do ganho por meio da variação da razão cíclica e/ou por meio do ajuste da relação de espiras dos indutores acoplados.

A Fig. 3.19 mostra uma comparação entre os esforços de tensão nos interruptores normalizados em relação à tensão de saída dos conversores. Verifica-se que o conversor proposto está entre os que apresentam os menores esforços de tensão nos interruptores dentre os avaliados, ficando acima apenas dos conversores apresentados em [61] e [63]. Ademais, é possível reduzir os esforços de tensão nos interruptores do conversor proposto por meio da inclusão de mais células multiplicadoras em sua estrutura, o que também levaria a aumento do ganho de tensão.

A Fig. 3.20 apresenta uma comparação em relação a esforços de tensão nos diodos de saída normalizados em relação à tensão de saída dos conversores. Nota-se que o conversor proposto

apresenta os esforços de tensão mais baixos nos diodos de saída em relação aos conversores avaliados.

Tabela 3.1 – Comparação do conversor proposto com outras topologias similares

Parâmetro	Conversor Proposto	[58]	[59]	[60]	[61]	[62]	[63]
Interruptores	2	3	2	2	2	2	2
Diodos	$2 + 2mc + 2N_s$	7	4	5	5	4	4
Capacitores	$1 + 2mc + 2N_s$	7	3	4	4	4	6
Núcleos Magnéticos	3	3	2	1	2	1	4
Enrolamentos	$6 + N_s$	5	4	3	4	3	6
Ganho (V_o/V_i)	$\frac{n_1 + n_2 + mc}{1 - D}$	$\frac{n(1 + D)}{1 - D}$	$\frac{1}{1 - D} + 2n$	$\frac{n(2 - D)}{1 - D}$	$\frac{3n + 1}{1 - D}$	$\frac{1 + n + D}{1 - D}$	$\frac{2n + D + 1}{1 - D}$
$V_{S(max.)}/V_o$	$\frac{1}{n_1 + n_2 + mc}$	$\frac{1}{2(n - 1)}$	$\frac{1}{1 + 2n - 2nD}$	$\frac{1}{2n(2 - D)}$	$\frac{1}{3n + 1}$	$\frac{1}{1 + n + D}$	$\frac{1}{2n + D + 1}$
$V_{D(max.)}/V_o$	$\frac{n_1}{n_1 + n_2 + mc}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{n}{1 + 2n - 2nD}$	$\frac{1}{(2 - D)}$	$\frac{2n}{3n + 1}$	$\frac{1}{1 + n + D}$	$\frac{n + 1}{2n + D + 1}$
Especificações	48 V/400 V 25 kHz 1 kW 95,12%	40 V/420 V 100 kHz 210 W 96,5%	24 V/100 V 50 kHz 200 W 95,8%	24 V/200 V 50 kHz 200 W 96,2%	40 V/400 V 50 kHz 400 W 97%	40 V/400 V 50 kHz 500 W 94,5%	48 V/800 V 50 kHz 1 kW 93%
Terra comum	Sim	Sim	Sim	Não	Sim	Não	Sim
Modularidade	Sim	Não	Não	Não	Não	Não	Não
Circuito de comando isolado	Não	Não	Não	Sim	Não	Sim	Não
Compartilhamento automático de corrente	Sim	Não	Não	Não	Não	Não	Não
Capacitores eletrolíticos	Não	Sim	Sim	Sim	Sim	Sim	Não

De maneira geral, observa-se que o conversor proposto oferece vantagens significativas em relação aos outros: ganho moderado de tensão combinado com uma quantidade razoável de componentes; baixos esforços de tensão nos interruptores e nos diodos de saída; conexão de aterramento comum; compartilhamento de corrente aprimorado devido ao acoplamento magnético; e modularidade associada à possibilidade de adicionar tanto mais enrolamentos secundários ao autotransformador da 3SSC quanto mais VMCs. Essas vantagens demonstram equilíbrio da topologia proposta em relação ao objetivo de obter alto ganho de tensão e ter capacidade de processamento de potências da ordem de unidade de kW, mantendo baixos os esforços de tensão nos dispositivos semicondutores, com uma quantidade de componentes apropriada às suas especificações, e oferecendo mais possibilidades de ajustes no valor do ganho e da potência.

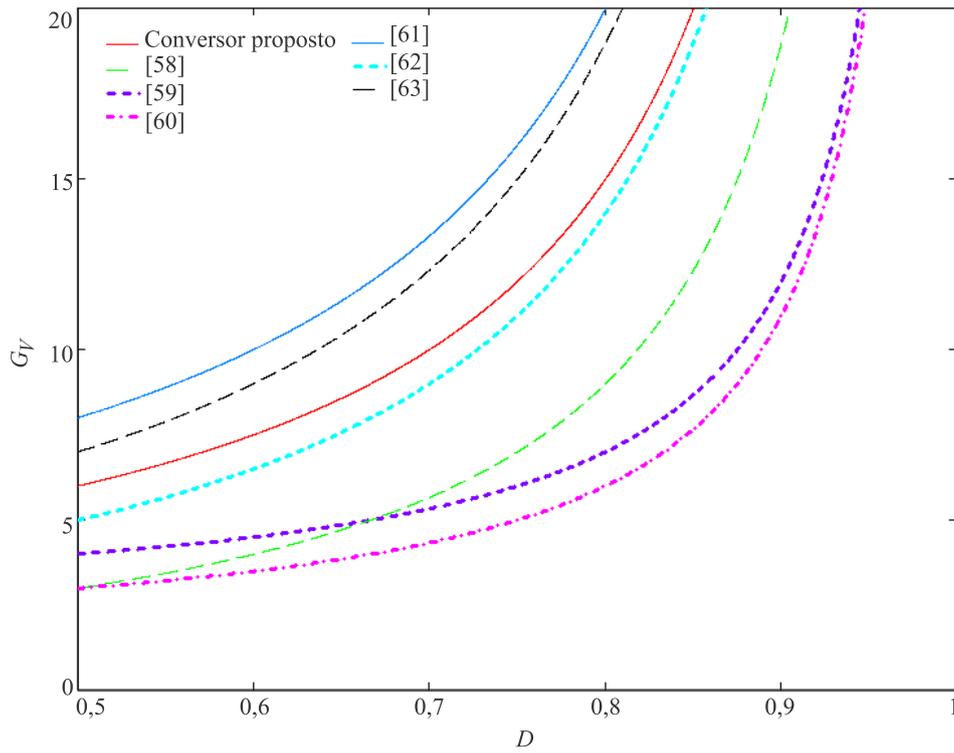


Fig. 3.18 – Comparação entre o conversor proposto e topologias semelhantes em relação a ganho de tensão em função da razão cíclica.

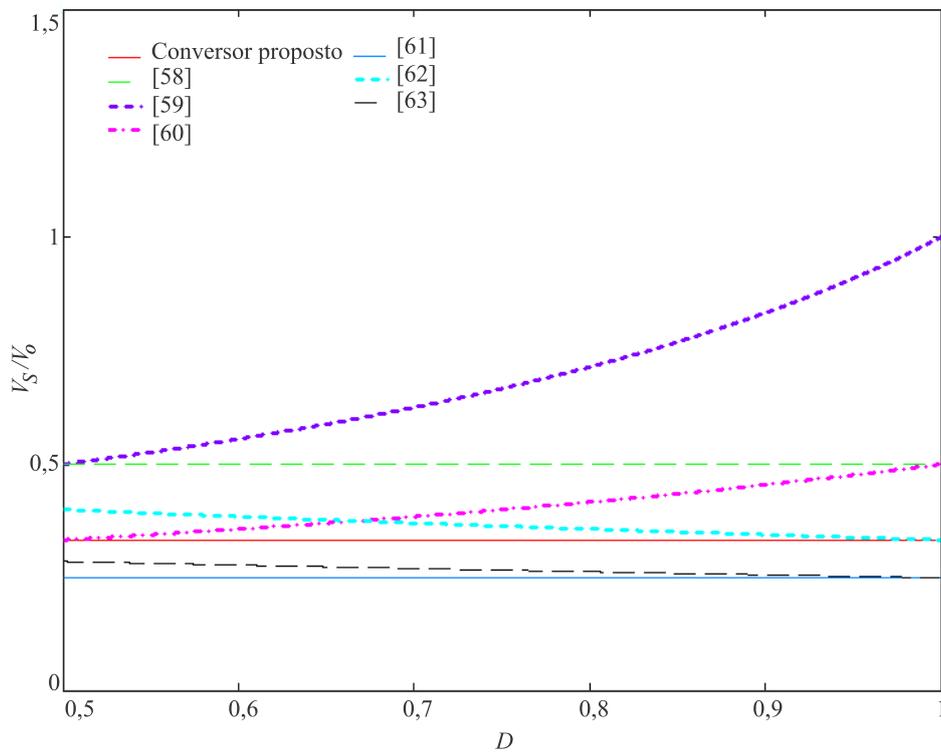


Fig. 3.19 – Comparação entre o conversor proposto e topologias semelhantes em relação a esforços de tensão nos interruptores normalizados (V_S/V_o) em função da razão cíclica.

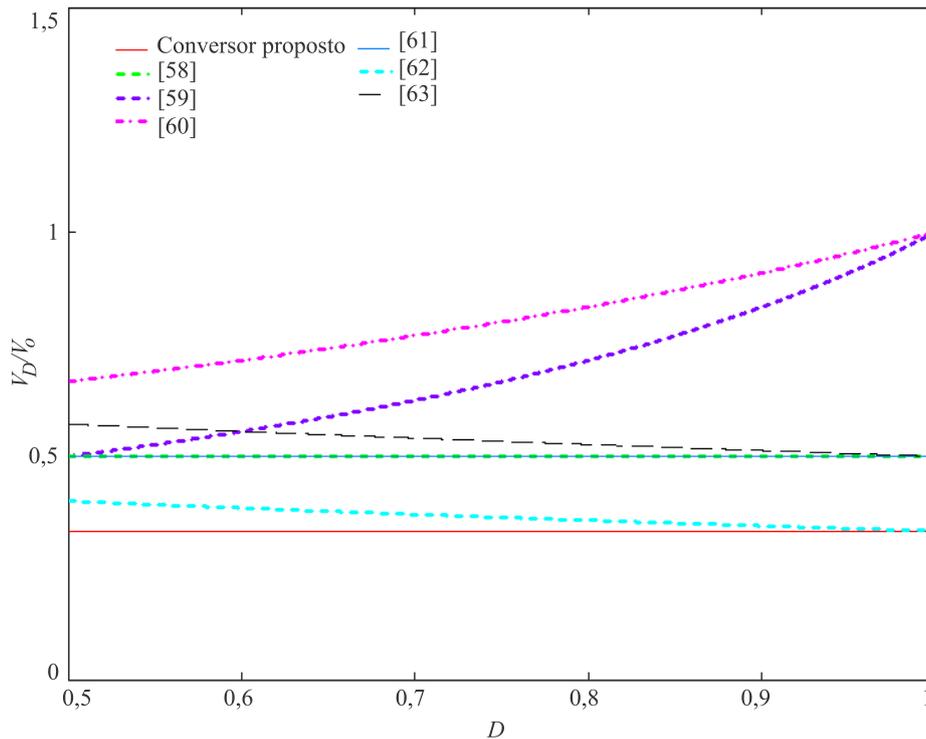


Fig. 3.20 – Comparação entre o conversor proposto e topologias semelhantes em relação a esforços de tensão nos diodos de saída normalizados (V_D/V_o) em função da razão cíclica.

3.8 Roteiro de Projeto para o Conversor Proposto

Neste tópico é apresentado um roteiro de projeto para o conversor *boost* CC-CC baseado na 3SSC com indutores acoplados, com uma VMC ($mc=1$) e com um enrolamento secundário acoplado ao autotransformador, operando em MCC. Os cálculos são desenvolvidos detalhadamente, com o objetivo de dimensionar de forma adequada todos os componentes do estágio de potência do conversor, a partir de um ponto de operação predefinido.

3.8.1 Ponto de Operação

O conversor *boost* CC-CC baseado na 3SSC com indutores acoplados e VMCs foi selecionado com o intuito de obter uma ampla taxa de conversão e uma alta eficiência. Desse modo, a especificação do ponto de operação foi realizada com o objetivo manter o ganho do conversor elevado, considerando a sua aplicabilidade e as suas possíveis limitações práticas. A Tabela 3.2 mostra os parâmetros iniciais especificados para o desenvolvimento da simulação do conversor operando em MCC.

Tabela 3.2 – Parâmetros iniciais do conversor operando em MCC.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada	$V_i=48$ V
Tensão de saída	$V_o=400$ V
Potência de saída	$P_o=1000$ W
Número de VMCs	$mc=1$
Frequência de comutação	$f_s=25$ kHz
Razão cíclica nominal	$D=0,58$
Ondulação da tensão de saída	$\Delta V_o=0,25\% \cdot V_o$
Ondulação de tensão nos capacitores das VMCs	$\Delta V_{Cm}=0,5\% \cdot V_o$
Ondulação de tensão nos capacitores C_o , C_{s1} e C_{s2}	$\Delta V_C=0,25\% \cdot V_o$
Ondulação de corrente no indutor L_l	$\Delta I_{Ll}=15\% \cdot I_{Ll}$
Indutância nos enrolamentos primários do autotransformador	$L_{lp1}=L_{lp2}=100$ μ H
Indutância no enrolamento secundário acoplado ao autotransformador	$L_{ls1}=200$ μ H
Indutância nos enrolamentos primários do indutor acoplado 2	$L_{2p1}=L_{2p2}=400$ μ H
Indutância no enrolamento secundário do indutor acoplado 2	$L_{2s1}=340$ μ H
Resistor de carga	$R_o=160$ Ω

3.8.2 Cálculo dos Parâmetros do Estágio de Potência do Circuito

Os valores dos componentes do conversor são dimensionados a partir das equações obtidas no Capítulo 3.

Para determinar os valores dos componentes do conversor, primeiramente é preciso calcular os valores das relações de espiras n_1 e n_2 , determinadas por meio das equações (3.11) e (3.12), respectivamente:

$$n_1 = \frac{N_{1s1}}{N_{1p1}} = \sqrt{\frac{L_{1s1}}{L_{1p1}}} = \sqrt{\frac{200 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-6}}} = 1,414 \quad (3.40)$$

$$n_2 = \frac{N_{2p1}}{N_{2s1}} = \sqrt{\frac{L_{2p1}}{L_{2s1}}} = \sqrt{\frac{400 \cdot 10^{-6}}{340 \cdot 10^{-6}}} = 1,085 \quad (3.41)$$

Posteriormente, é necessário calcular as correntes médias de saída e de entrada do conversor, por meio das equações (3.17) e (3.27), respectivamente.

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{1000}{400} = 2,5 \text{ A} \quad (3.42)$$

$$I_i = I_{L1} = \frac{(n_1 + n_2 + mc)I_o}{(1-D)\eta} = \frac{(1,414 + 1,085 + 1)2,5}{(1-0,58)1} = 20,833 \text{ A} \quad (3.43)$$

Em seguida, a indutância do circuito de potência pode ser calculada, a partir da equação (3.36).

$$L_1 = \frac{V_o(1-D)(2D-1)}{2f_s \Delta I_{L1}(n_1 + n_2 + mc)} = \frac{400(1-0,58)(2 \cdot 0,58 - 1)}{2 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 3,125(1,414 + 1,085 + 1)} = 49,24 \mu\text{H} \quad (3.44)$$

A seguir, pode-se calcular a capacitância do capacitor C_o , por meio da equação (3.37):

$$C_o = \frac{DP_o(1-D)}{2V_{in}f_s \Delta V_o(n_1 + n_2 + mc)} = \frac{0,58 \cdot 1000(1-0,58)}{2 \cdot 48 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 1(1,414 + 1,085 + 1)} = 29,01 \mu\text{F} \quad (3.45)$$

Posteriormente, pode-se calcular as capacitâncias dos capacitores C_{s1} e C_{s2} , a partir da equação (3.38):

$$C_{s1,s2} = \frac{DP_o(1-D)}{V_{in}f_s \Delta V_o(n_1 + n_2 + mc)} = \frac{0,58 \cdot 1000(1-0,58)}{48 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 1(1,414 + 1,085 + 1)} = 58,01 \mu\text{F} \quad (3.46)$$

Por fim, calcula-se as capacitâncias dos capacitores multiplicadores da VMC, de acordo com a equação (3.39):

$$C_{m1,m2} = \frac{(I_{L1})(1-D)}{4f_s \Delta V_{Cm}} = \frac{(20,833)(1-0,58)}{4 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 2} = 43,74 \mu\text{F} \quad (3.47)$$

3.8.3 Cálculo dos Esforços nos Semicondutores

Os esforços de corrente e de tensão nos interruptores S_1 e S_2 podem ser calculados pelas equações (3.28), (3.29) e (3.18):

$$I_{S1,S2(méd.)} = \frac{20,833(0,58 + 1,414 + 1,085)}{2(1,414 + 1,085 + 1)} = 9,167 \text{ A} \quad (3.48)$$

$$I_{S1,S2(ef.)} = \frac{20,833\sqrt{(5 - 0,58)}}{(1,414 + 1,085 + 1)} = 12,518 \text{ A} \quad (3.49)$$

$$V_{S1,S2(máx.)} = \frac{48}{1 - 0,58} = 114,323 \text{ V} \quad (3.50)$$

Já os esforços de corrente nos diodos podem ser determinados pelas equações (3.30), (3.31), (3.32), (3.33), (3.34) e (3.35):

$$I_{D1,D2(méd.)} = \frac{20,833(1 - 0,58)}{2(1,414 + 1,085 + 1)} = 1,25 \text{ A} \quad (3.51)$$

$$I_{D1,D2(ef.)} = \frac{3 \cdot 20,833\sqrt{2(3 - 4 \cdot 0,58)}}{10(1,414 + 1,085 + 1)} = 2,082 \text{ A} \quad (3.52)$$

$$I_{Dm1,Dm2(méd.)} = \frac{20,833(1 - 0,58)}{2(1,414 + 1,085 + 1)} = 1,25 \text{ A} \quad (3.53)$$

$$I_{Dm1,Dm2(ef.)} = \frac{20,833\sqrt{2(3 - 4 \cdot 0,58)}}{3(1,414 + 1,085 + 1)} = 2,314 \text{ A} \quad (3.54)$$

$$I_{Ds1,Ds2(méd.)} = \frac{20,833(1 - 0,58)}{(1,414 + 1,085 + 1)} = 2,5 \text{ A} \quad (3.55)$$

$$I_{Ds1,Ds2(ef.)} = \frac{20,833\sqrt{10(1 - 0,58)}}{2(1,414 + 1,085 + 1)} = 5,78 \text{ A} \quad (3.56)$$

Os esforços de tensão nos diodos podem ser definidos pelas equações (3.24), (3.23) e (3.22):

$$V_{D1,D2(máx.)} = \frac{48[(2 \cdot 1,085) + 1 - 2]}{0,58 - 1} = -133,678 \text{ V} \quad (3.57)$$

$$V_{D_{s1}, D_{s2}(m\acute{a}x.)} = \frac{48 \cdot 1,414}{0,58 - 1} = -161,677 \text{ V} \quad (3.58)$$

$$V_{D_{m1}, D_{m2}(m\acute{a}x.)} = \frac{2 \cdot 48}{0,58 - 1} = -228,646 \text{ V} \quad (3.59)$$

A tens\~ao m\~axima nos capacitores das VMCs pode ser calculada pela equa\~cao (3.21):

$$V_{C_{m1}, C_{m2}(m\acute{a}x.)} = V_{S1, S2(m\acute{a}x.)} = 114,323 \text{ V} \quad (3.60)$$

A Tabela 3.3 mostra os esfor\~cos de tens\~ao e os esfor\~cos de corrente nos semicondutores.

Tabela 3.3 – Esfor\~cos de corrente e tens\~ao calculados nos componentes semicondutores.

Semicondutor	Par\~metro
Interruptores S_1 e S_2	$I_{S(m\acute{e}d.)} = 9,17 \text{ A}$ $I_{S(ef.)} = 12,52 \text{ A}$ $V_{S(m\acute{a}x.)} = 114,32 \text{ V}$
Diodos D_1 e D_2	$I_{D1, D2(m\acute{e}d.)} = 1,25 \text{ A}$ $I_{D1, D2(ef.)} = 2,08 \text{ A}$ $V_{D1, D2(m\acute{a}x.)} = -133,67 \text{ V}$
Diodos D_{s1} e D_{s2}	$I_{D_{s1}, D_{s2}(m\acute{e}d.)} = 2,5 \text{ A}$ $I_{D_{s1}, D_{s2}(ef.)} = 5,78 \text{ A}$ $V_{D_{s1}, D_{s2}(m\acute{a}x.)} = -161,67 \text{ V}$
Diodos D_{m1} e D_{m2}	$I_{D_{m1}, D_{m2}(m\acute{e}d.)} = 1,25 \text{ A}$ $I_{D_{m1}, D_{m2}(ef.)} = 2,31 \text{ A}$ $V_{D_{m1}, D_{m2}(m\acute{a}x.)} = -228,64 \text{ V}$

3.9 Considera\~oes Finais

Neste cap\~itulo foram apresentadas a an\~alise qualitativa e a an\~alise quantitativa do conversor CC-CC *boost* 3SSC com c\~elula multiplicadora de tens\~ao e indutores acoplados, bem como o dimensionamento dos componentes de pot\~encia do conversor operando em MCC. Verifica-se que, ap\~os a apresenta\~ao e an\~alise completa das etapas de opera\~ao do conversor, das formas de onda de corrente e de tens\~ao dos elementos do conversor, da aplica\~ao das leis b\~asicas

de circuitos elétricos e das manipulações matemáticas necessárias, as expressões obtidas descrevem perfeitamente o comportamento do conversor proposto.

Em comparação com outras topologias semelhantes da literatura, foi possível observar que o conversor proposto possui boa capacidade de processamento de potência, não demanda técnicas de controle para equilibrar a corrente entre os ramos do conversor e oferece alto ganho de tensão, sem a necessidade do uso de razões cíclicas extremas e sem submeter os interruptores a elevados esforços de tensão.

A família proposta possui ampla taxa de conversão e a potência é transferida da entrada para a saída sem processamento pelos interruptores, ou seja, os interruptores controlam o fluxo de energia, mas a transferência real de energia ocorre através de componentes específicos do circuito, como indutores, capacitores e diodos, o que melhora a eficiência do conversor. Além disso, o fato de os interruptores estarem conectados à mesma referência elimina a necessidade de isolamento no sistema de acionamento, permitindo que o projeto do circuito de controle seja menos complexo.

A divisão equilibrada da corrente de entrada entre os braços do conversor, conforme comprovado em [64], associada à quantidade adequada de componentes, resulta em uma distribuição mais eficiente das perdas, e conseqüentemente melhora a dissipação de calor do circuito. Isso prolonga a vida útil dos componentes e aprimora a eficiência do conversor. Ademais, pode-se dizer que a configuração proposta apresenta alta densidade de potência, considerando o volume compacto de seus componentes magnéticos.

Capítulo 4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

4.1 Considerações Iniciais

No capítulo anterior, os componentes dimensionados formam a estrutura fundamental para a realização de testes de simulação utilizando o *software* PSIM®, com o objetivo de validar as abordagens teóricas descritas nos capítulos anteriores. Dessa forma, este capítulo apresenta os resultados obtidos por meio de simulação do funcionamento do conversor proposto, considerando uma operação em MCC. Por fim, faz-se uma comparação entre os valores calculados e os valores simulados.

4.2 Resultados de Simulação

Para validar as análises teóricas realizadas no capítulo anterior, foram realizadas simulações do funcionamento do conversor proposto, operando em MCC, utilizando os parâmetros indicados na Tabela 3.2. Os resultados da simulação, considerando que todos os componentes são ideais, foram obtidos por meio do *software* PSIM® e são apresentados e discutidos a seguir.

A Fig. 4.1 apresenta as formas de onda de tensão nos capacitores C_o , C_{s1} e C_{s2} , e nos capacitores C_{m1} e C_{m2} das VMCs. É perceptível que as ondulações nas tensões de todos os capacitores estão de acordo com os valores limite especificados na Tabela 3.2. Ainda, é possível observar que a frequência da ondulação no capacitor C_o é o dobro da frequência de comutação dos interruptores do conversor. Essa característica possibilita o uso de elementos de filtro com dimensões menores. Para o ponto de operação utilizado, recomenda-se o uso de capacitores de filme (polipropileno ou poliéster), visto que estes possuem uma vida útil mais longa do que os capacitores eletrolíticos e, conseqüentemente, têm um impacto menor na eficiência do conversor.

A Fig. 4.2 exibe as formas de onda que representam a corrente e a tensão no indutor L_l . Percebe-se que a ondulação de corrente no indutor também está de acordo com os valores pré-estabelecidos na Tabela 3.2. É importante ressaltar que, nesse caso, a frequência da ondulação da corrente também é igual ao dobro da frequência de comutação, o que representa uma das vantagens da 3SSC.

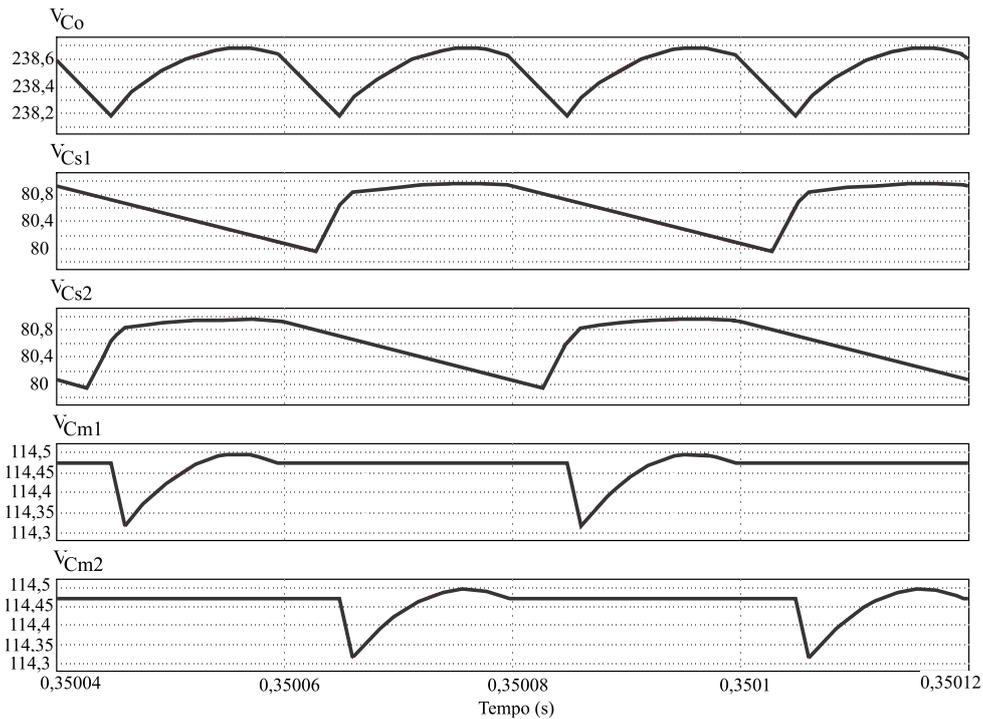


Fig. 4.1 – Formas de onda de tensão nos capacitores do conversor.

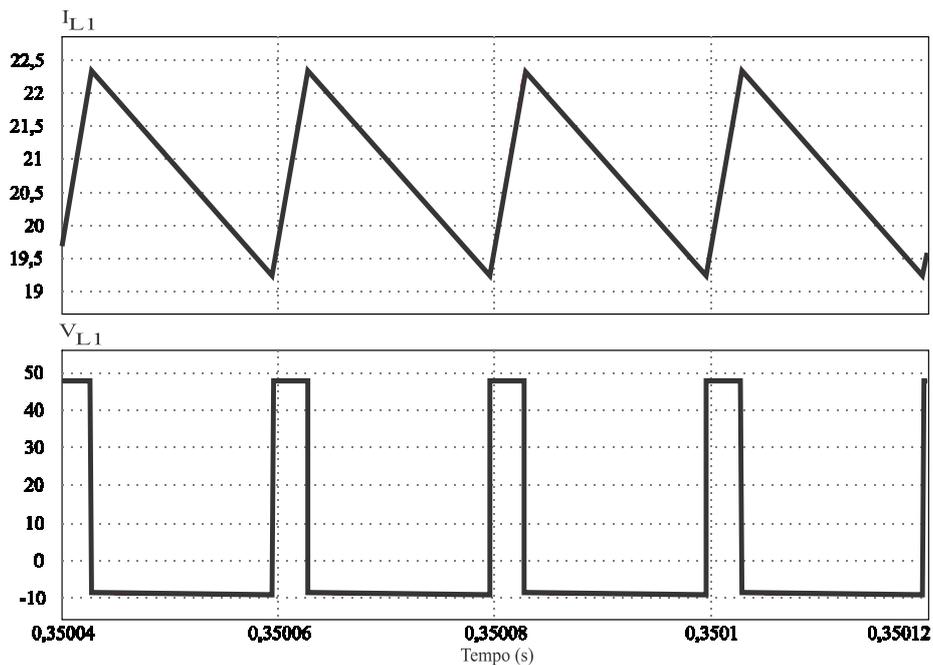


Fig. 4.2 – Formas de onda de corrente e de tensão no indutor L_1 .

Na Fig. 4.3, têm-se as formas de onda das correntes em todos os componentes semicondutores do conversor (S_1 , S_2 , D_1 , D_2 , D_{s1} , D_{s2} , D_{m1} e D_{m2}), sendo que a Fig. 4.4 mostra as formas de onda correspondentes às tensões em cada um desses elementos. Uma observação relevante feita a partir da análise das correntes apresentadas é que as correntes que percorrem os ramos que compõem a 3SSC permanecem equilibradas devido ao autotransformador, que tem

uma relação de espiras unitária envolvendo os primários. Ou seja, verifica-se que a distribuição de correntes é adequada e igual entre os componentes dos dois braços do conversor.

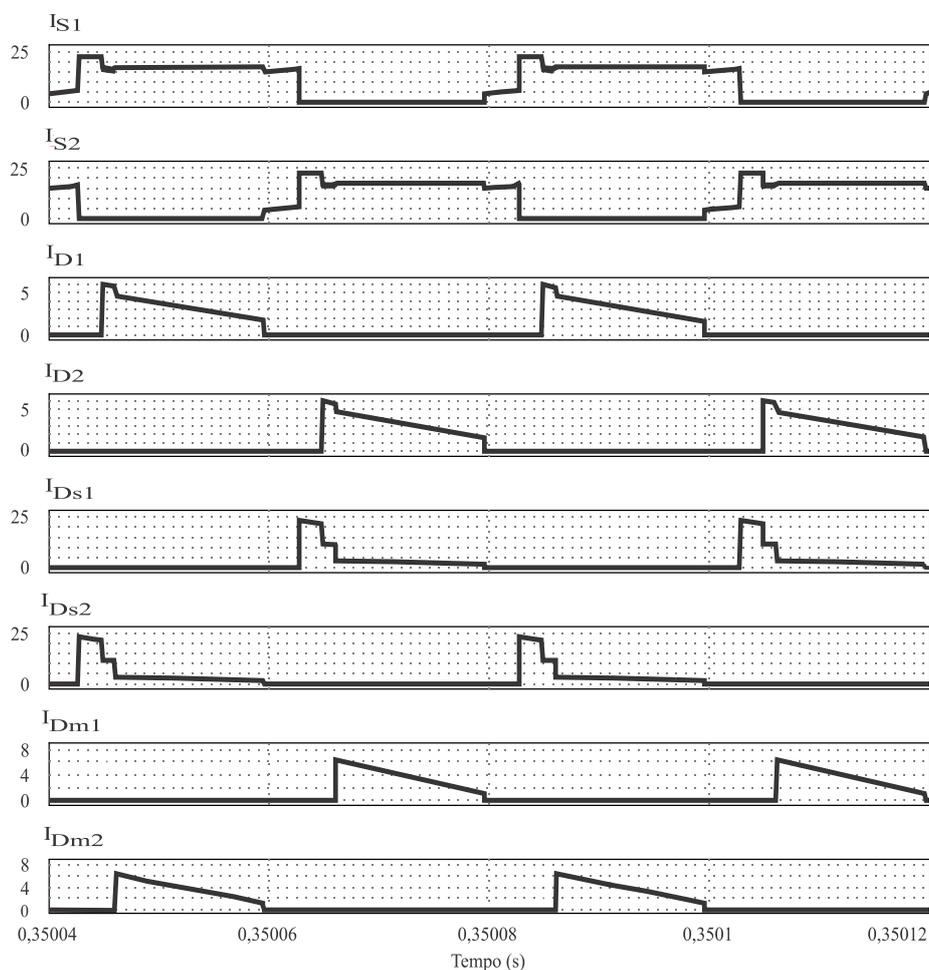


Fig. 4.3 – Formas de onda de correntes nos semicondutores.

Além disso, é perceptível que os esforços de tensão em todos os semicondutores são inferiores à tensão de saída. Essa característica é significativa, pois possibilita o uso de interruptores com baixas resistências de condução e diodos com quedas de tensão reduzidas, resultando em uma diminuição das perdas por condução.

As análises realizadas no Capítulo 3, tanto qualitativas quanto quantitativas, fornecem uma base sólida para estabelecer um roteiro de projeto para o dimensionamento adequado dos componentes do conversor. Portanto, com o objetivo de validar as considerações teóricas, a Tabela 4.1 apresenta uma comparação entre os valores calculados e os valores simulados de corrente e de tensão para o conversor proposto. Os resultados mostram uma excelente conformidade entre os valores calculados e os resultados obtidos nas simulações, o que valida as considerações teóricas realizadas no estudo.

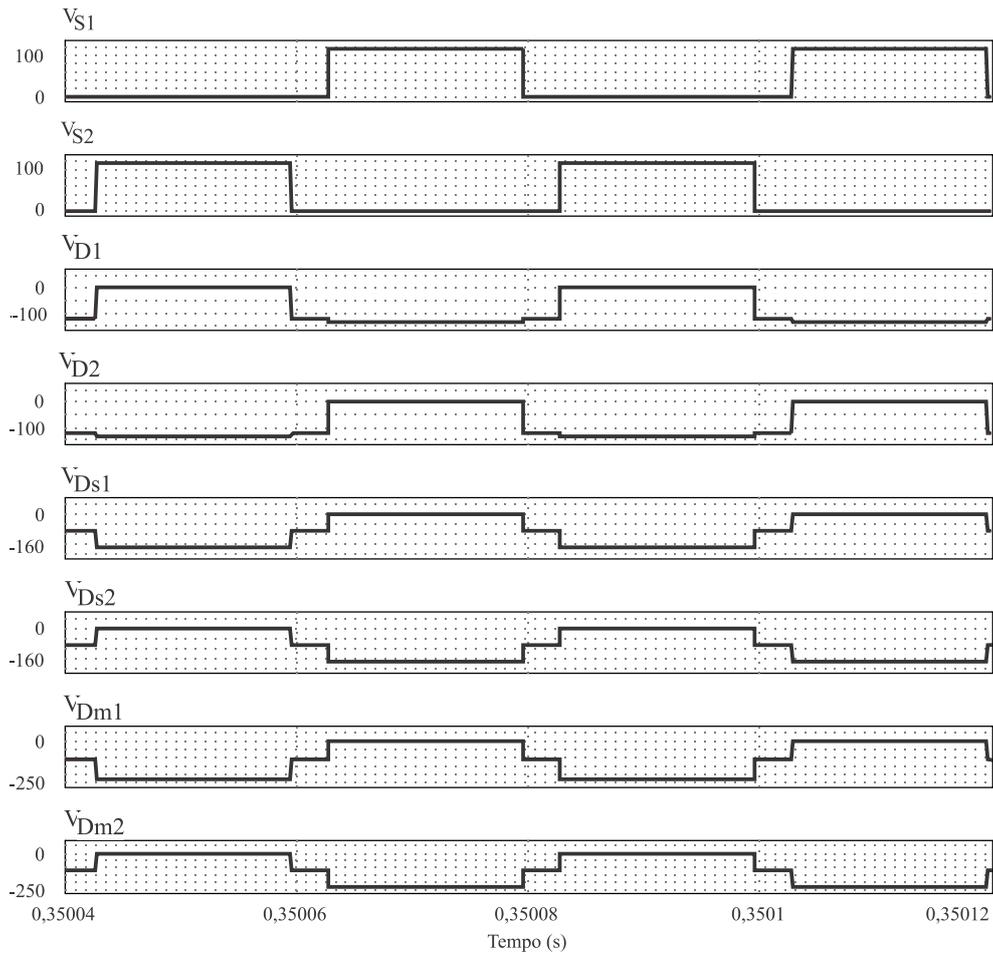


Fig. 4.4 – Formas de onda de tensão nos semicondutores.

Tabela 4.1 – Comparação entre os valores calculados e os valores simulados para o conversor proposto.

Parâmetro	Valor Calculado	Valor Simulado
Tensão média de saída	$V_o=400,00$ V	$V_o=399,74$ V
Ondulação da tensão de saída	$\Delta V_o=1,00$ V	$\Delta V_o=0,82$ V
Corrente média no indutor L_I	$I_{L_I}=20,83$ A	$I_{L_I}=20,81$ A
Ondulação da corrente no indutor L_I	$\Delta I_{L_I}=3,13$ A	$\Delta I_{L_I}=3,11$ A
Tensão máxima nos interruptores	$V_{S(máx.)}=114,32$ V	$V_{S(máx.)}=114,49$ V
Corrente média nos interruptores	$I_{S(méd.)}=9,17$ A	$I_{S(méd.)}=9,16$ A
Corrente eficaz nos interruptores	$I_{S(ef.)}=12,52$ A	$I_{S(ef.)}=12,51$ A
Máxima tensão reversa nos diodos multiplicadores D_{m1} e D_{m2}	$V_{Dm(máx.)}=-228,65$ V	$V_{Dm(máx.)}=-228,93$ V

Máxima tensão reversa nos diodos D_1 e D_2	$V_{D1,D2(\text{máx.})}=-133,68 \text{ V}$	$V_{D1,D2(\text{máx.})}=-133,84 \text{ V}$
Máxima tensão reversa nos diodos D_{s1} e D_{s2}	$V_{Ds1,Ds2(\text{máx.})}=-161,67 \text{ V}$	$V_{Ds1,Ds2(\text{máx.})}=-161,50 \text{ V}$
Corrente média nos diodos D_{m1} e D_{m2}	$I_{Dm1,Dm2(\text{méd.})}=1,25 \text{ A}$	$I_{Dm1,Dm2(\text{méd.})}=1,24 \text{ A}$
Corrente eficaz nos diodos D_{m1} e D_{m2}	$I_{Dm1,Dm2(\text{ef.})}=2,31 \text{ A}$	$I_{Dm1,Dm2(\text{ef.})}=2,30 \text{ A}$
Corrente média nos diodos D_1 e D_2	$I_{D1,D2(\text{méd.})}=1,25 \text{ A}$	$I_{D1,D2(\text{méd.})}=1,25 \text{ A}$
Corrente eficaz nos diodos D_1 e D_2	$I_{D1,D2(\text{ef.})}=2,08 \text{ A}$	$I_{D1,D2(\text{ef.})}=2,15 \text{ A}$
Corrente média nos diodos D_{s1} e D_{s2}	$I_{Ds1,Ds2(\text{méd.})}=2,50 \text{ A}$	$I_{Ds1,Ds2(\text{méd.})}=2,51 \text{ A}$
Corrente eficaz nos diodos D_{s1} e D_{s2}	$I_{Ds1,Ds2(\text{ef.})}=5,78 \text{ A}$	$I_{Ds1,Ds2(\text{ef.})}=5,74 \text{ A}$
Tensão máxima nos capacitores multiplicadores	$V_{Cm1,Cm2(\text{max.})}=114,32 \text{ V}$	$V_{Cm1,Cm2(\text{max.})}=114,49 \text{ V}$
Tensão máxima no capacitor C_o	$V_{Co(\text{max.})}=238,56 \text{ V}$	$V_{Co(\text{max.})}=238,68 \text{ V}$
Tensão máxima nos capacitores C_{s1} e C_{s2}	$V_{Cs1,Cs2(\text{max.})}=81,08 \text{ V}$	$V_{Cs1,Cs2(\text{max.})}=80,96 \text{ V}$
Tensão máxima nos enrolamentos primários do autotransformador	$V_{N1p1,N1p2(\text{max.})}=57,16 \text{ V}$	$V_{N1p1,N1p2(\text{max.})}=57,24 \text{ V}$
Tensão máxima no enrolamento secundário acoplado ao autotransformador	$V_{N1s1(\text{max.})}=80,84 \text{ V}$	$V_{N1s1(\text{max.})}=80,96 \text{ V}$
Tensão máxima no enrolamento primário do indutor acoplado	$V_{N2p1(\text{max.})}=114,32 \text{ V}$	$V_{N2p1(\text{max.})}=114,49 \text{ V}$
Tensão máxima nos enrolamentos secundários do indutor acoplado	$V_{N2s1,N2s2(\text{max.})}=124,00 \text{ V}$	$V_{N2s1,N2s2(\text{max.})}=124,18 \text{ V}$

4.3 Considerações Finais

A comparação entre os valores obtidos por meio dos cálculos realizados e os valores simulados confirmou a consistência das equações desenvolvidas e discutidas no Capítulo 3. Não foi o objetivo deste trabalho fazer simulações aplicando perturbações e desbalanços no sistema.

Além disso, em relação às formas de onda, é notável a semelhança entre as curvas teóricas apresentadas anteriormente no Capítulo 3 e as obtidas por meio das simulações computacionais,

o que reforça a validade do estudo teórico realizado. Os resultados mostram que o conversor proposto é capaz de atingir elevado ganho de tensão, apresentando baixos esforços de tensão nos interruptores, sem demandar o uso de técnicas adicionais de controle nem razões cíclicas muito elevadas, conforme o objetivo inicial.

Capítulo 5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 Considerações Iniciais

Com o objetivo de validar tanto os resultados obtidos pela análise teórica quanto os resultados provenientes de simulações, foi projetado e implementado um protótipo experimental do conversor CC-CC *boost* 3SSC com célula multiplicadora de tensão e indutores acoplados. O conversor foi projetado a partir das especificações mostradas na Tabela 3.2, levando em consideração sua operação em MCC. Além de permitir a validação dos estudos realizados, essa implementação permite verificar o comportamento do conversor em condições reais de operação.

O protótipo é formado pelos circuitos de potência e de comando. O circuito de potência é onde ocorre efetivamente a transferência de energia da entrada para a saída, e deve ser projetado para suportar as correntes e tensões do sistema, enquanto o circuito de comando é responsável pela geração de sinal para funcionamento dos interruptores, direcionando o circuito de potência em relação aos tempos de comutação dos interruptores para regular a tensão de saída, conforme for necessário.

5.2 Circuito de Potência

O circuito de potência do conversor tem a função de controlar a transferência e energia entre a entrada e a saída, de acordo com o sinal de comando dos seus interruptores. Esse controle ocorre por meio da técnica de modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*), sendo que os limites técnicos do conversor são definidos pelas especificações de seus componentes. Este circuito é constituído por:

- Um indutor de entrada de alta frequência;
- Uma 3SSC, que inclui um autotransformador de alta frequência, dois interruptores MOSFET e dois diodos de potência;
- Um enrolamento secundário acoplado ao autotransformador da 3SSC, com dois diodos e dois capacitores;
- Um indutor acoplado com três enrolamentos;
- Uma VMC, que inclui dois diodos multiplicadores e dois capacitores multiplicadores.

O ponto de operação para o protótipo experimental é o mesmo atribuído no projeto do Capítulo 3, utilizado tanto na análise teórica quanto na simulação, cujos resultados foram apresentados no Capítulo 4, conforme mostrado na Tabela 3.2.

5.2.1 Componentes Semicondutores

Os dispositivos semicondutores foram selecionados de acordo com suas respectivas capacidades para suportar as tensões e correntes calculadas. Para a seleção dos diodos de potência, verificou-se aqueles que apresentavam menor tempo de recuperação reversa (t_{rr}), com o intuito de reduzir as perdas por comutação nestes componentes. Enquanto isso, para a seleção dos MOSFETs, o valor da resistência de condução (R_{DSon} , resistência entre o dreno e a fonte) foi um fator crucial, uma vez que influencia diretamente as perdas por condução do interruptor e, conseqüentemente, o rendimento do conversor [65].

5.2.2 Elementos Magnéticos

O projeto dos componentes magnéticos é muito importante na implementação do protótipo do conversor, especialmente para operação em alta frequência, pois a presença de quaisquer não idealidades, como indutância de magnetização, indutância de dispersão e capacitância entre os enrolamentos, pode gerar interferência eletromagnética, picos de tensão nos semicondutores, bem como acrescentar perdas indesejadas. Esses fenômenos podem impactar diretamente no rendimento do conversor e até mesmo inviabilizar sua aplicação prática [66].

Os cálculos para dimensionar os componentes magnéticos levaram em conta suas propriedades de construção física. O procedimento seguiu expressões comumente encontradas em livros didáticos de eletrônica de potência, seguindo as diretrizes descritas em [44].

5.2.3 Protótipo Experimental do Conversor

O protótipo experimental do conversor é exibido na Fig. 5.1.

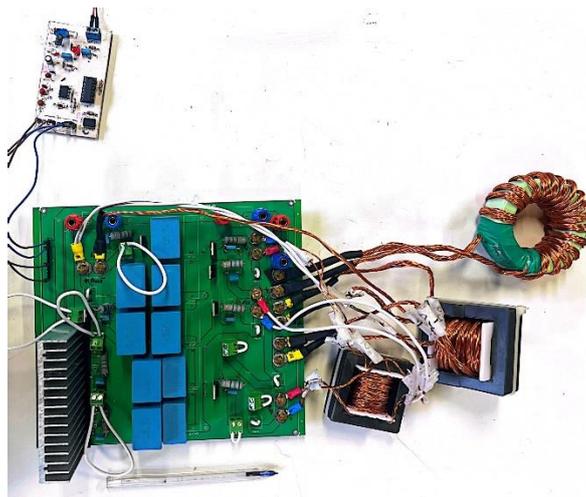


Fig. 5.1 – Protótipo experimental do conversor proposto.

As especificações, valores calculados e valores adotados dos principais componentes do circuito de potência do conversor são apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Especificações dos componentes do circuito de potência do conversor.

Componente	Valor Calculado	Valor Adotado	Especificações
Indutor de entrada (L_I)	49,24 μ H	50 μ H	Núcleo: Toroidal de Pó de ferro MAGMATTEC MMT052T7725 Fio: AWG 22 Número de espiras: 18 Fios em paralelo: 21
Indutor acoplado com três enrolamentos (L_{2p1} ; L_{2s1} ; L_{2s2})	$L_{2p1} = 340 \mu\text{H}$ $L_{2s1} = 400 \mu\text{H}$ $L_{2s2} = 400 \mu\text{H}$	$L_{2p1} = 334 \mu\text{H}$ $L_{2s1} = 462 \mu\text{H}$ $L_{2s2} = 462 \mu\text{H}$	Núcleo: NEE-55/28/21 Thornton Fio: AWG 22 Número de espiras: L_{2p1} : 17 L_{2s1} e L_{2s2} : 21 Fios em paralelo: L_{2p1} : 4 L_{2s1} e L_{2s2} : 2
Autotransformador com enrolamento acoplado (L_{1p1} ; L_{1p2} ; L_{1s1})	$L_{1p1} = 100 \mu\text{H}$ $L_{1p2} = 100 \mu\text{H}$ $L_{1s1} = 200 \mu\text{H}$	$L_{1p1} = 778 \mu\text{H}$ $L_{1p2} = 778 \mu\text{H}$ $L_{1s1} = 1651 \mu\text{H}$	Núcleo: NEE-65/33/26 Thornton Fio: AWG 22 Número de espiras: L_{1p1} e L_{1p2} : 10 L_{1s1} : 15 Fios em paralelo: L_{1p1} e L_{1p2} : 12 L_{1s1} : 8
Interruptores (S_1 e S_2)	—	—	MOSFET IRFP90N20 Marca: Infineon Corrente máxima: 94 A Tensão máxima: 200 V
Diodos (D_1 , D_2 , D_{s1} , D_{s2} , D_{m1} e D_{m2})	—	—	Diodo rápido U860
Capacitor (C_o)	29 μ F	33 μ F	Capacitor de filme 250 V Fabricante: TDK
Capacitores (C_{s1} e C_{s2})	58 μ F	33 μ F + 33 μ F = 66 μ F (associados em paralelo)	Capacitores de filme 250 V Fabricante: TDK

Capacitores (C_{m1} e C_{m2})	43,47 μF	33 μF + 10 μF = 43 μF (associados em paralelo)	Capacitores de filme 250 V Fabricante: TDK
-------------------------------------	---------------------	---	--

5.3 Resultados Experimentais

Foram realizados a montagem e os testes do protótipo do conversor proposto em bancada de laboratório, nas seguintes condições: a tensão de entrada foi fornecida por um varivolt conectado a um retificador trifásico e as formas de onda de tensão e corrente nos principais componentes do circuito de potência foram registradas utilizando o osciloscópio *Tektronix TPS 2024B*, juntamente com ponteiros de tensão e corrente.

As formas de onda de tensão e corrente nos principais componentes do circuito de potência são apresentadas a seguir.

Na Fig. 5.2, é possível visualizar as formas de onda dos sinais de gatilho dos interruptores S_1 e S_2 , os quais encontram-se defasados de 180° entre si, com frequência de comutação de 25 kHz.

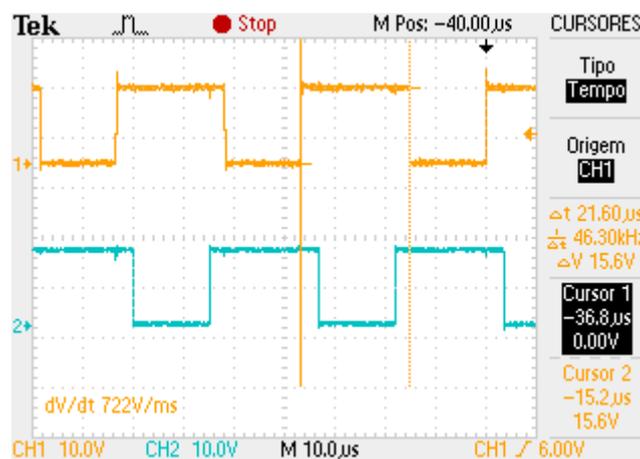


Fig. 5.2 – Formas de onda dos sinais de gatilho nos interruptores (V_{g1} e V_{g2}).

A Fig. 5.3 apresenta as tensões entre dreno e fonte dos interruptores S_1 e S_2 , as quais são semelhantes e também defasadas de 180° , conforme o esperado. A tensão máxima em ambos, desconsiderando os ruídos durante as comutações, equivale a 112 V, valor muito próximo ao valor obtido por meio de simulação, mostrado na Tabela 4.1.

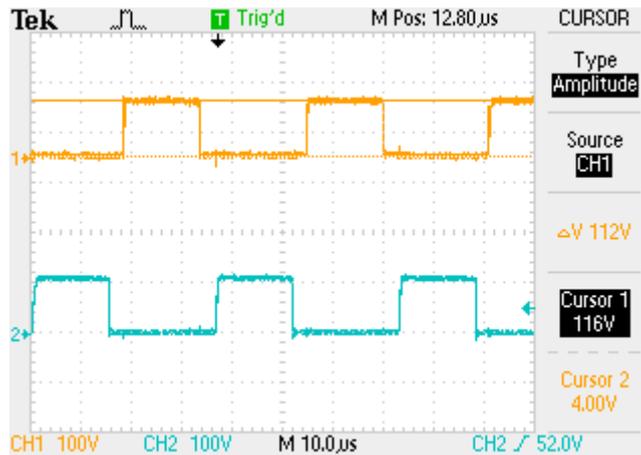


Fig. 5.3 – Formas de onda de tensão entre dreno e fonte dos interruptores (V_{S1} e V_{S2}).

A Fig. 5.4 mostra a corrente no indutor de entrada L_I , na qual é possível notar a operação do conversor em MCC, uma vez que a corrente não se torna constante em nenhum momento durante o período de operação. Ainda, pode-se notar que a frequência da ondulação da corrente é equivalente ao dobro da frequência de comutação dos interruptores, também conforme o esperado. Além disso, nota-se que a ondulação da corrente respeita o percentual especificado como parâmetro inicial no projeto, apresentado na Tabela 3.2.

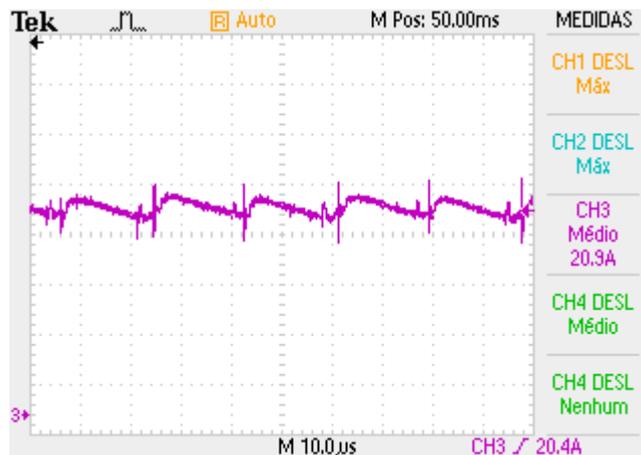


Fig. 5.4 – Forma de onda de corrente no indutor de entrada L_I .

A Fig. 5.5 exibe as formas de onda de tensão nos diodos multiplicadores D_{m1} e D_{m2} , as quais estão defasadas de 180° , conforme esperado e apresentado nos resultados simulados, por causa da simetria da topologia do conversor. Ainda, pode-se verificar que a tensão máxima reversa sobre D_{m1} e D_{m2} equivale a aproximadamente -224 V, valor muito próximo ao obtido por meio de cálculos e simulação, mostrado na Tabela 4.1.

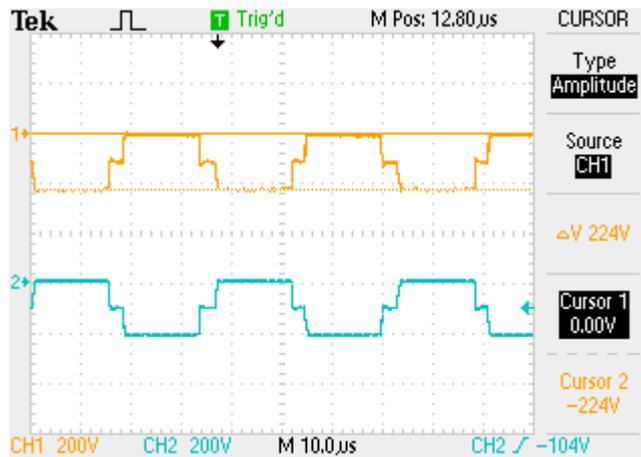


Fig. 5.5 – Formas de onda de tensão nos diodos multiplicadores D_{m1} e D_{m2} .

A Fig. 5.6 apresenta as formas de onda de tensão sobre os diodos retificadores D_1 e D_2 , as quais também estão defasadas de 180° entre si, devido à simetria do conversor. A máxima tensão reversa nesses diodos é de aproximadamente -148 V , valor muito semelhante aos apresentados na Tabela 4.1.

A Fig. 5.7 exhibe as formas de onda de tensão sobre os diodos de saída D_{s1} e D_{s2} , as quais também estão defasadas de 180° entre si, conforme o esperado. A máxima tensão reversa nesses diodos equivale a aproximadamente -164 V , valor muito próximo aos apresentados na Tabela 4.1.

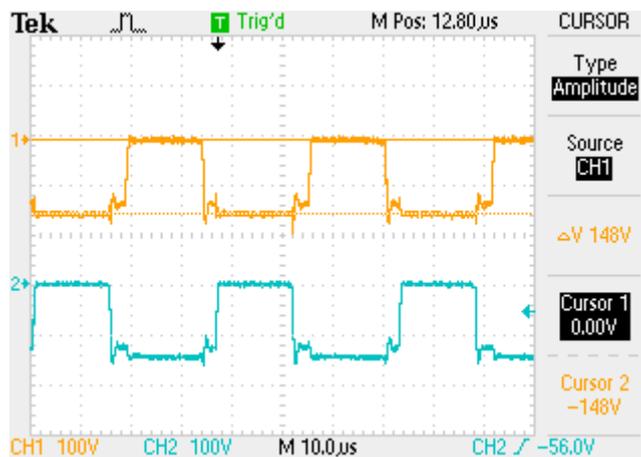


Fig. 5.6 – Formas de onda de tensão nos diodos D_1 e D_2 .

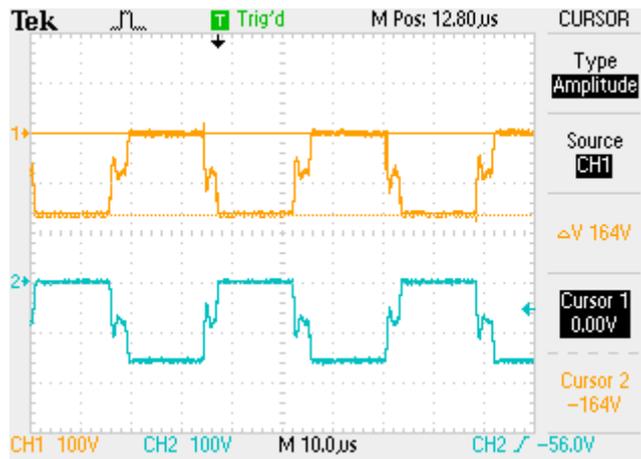


Fig. 5.7 – Formas de onda de tensão nos diodos D_{s1} e D_{s2} .

Nota-se que os diodos multiplicadores D_{m1} e D_{m2} estão submetidos a tensões reversas mais elevadas, o que ocorre devido à presença dos capacitores adjacentes da célula multiplicadora. Enquanto isso, os diodos D_1 , D_2 , D_{s1} e D_{s2} apresentam tensões reversas menores, porque não há esses capacitores adjacentes a eles.

A Fig. 5.8 exibe as formas de onda de tensão em um dos enrolamentos primários e no enrolamento secundário acoplado do autotransformador N_{1p1} e N_{1s1} , e pode-se notar que os valores de tensão máxima sobre eles estão de acordo tanto com os valores apresentados na Tabela 4.1 quanto com a relação de espiras utilizada.

A Fig. 5.9 mostra as formas de onda de tensão no primário do indutor acoplado e em um dos enrolamentos secundários N_{2p1} e N_{2s1} , em que pode-se verificar que os valores de tensão máxima sobre eles estão aderentes aos valores apresentados na Tabela 4.1 e à relação de espiras especificada.

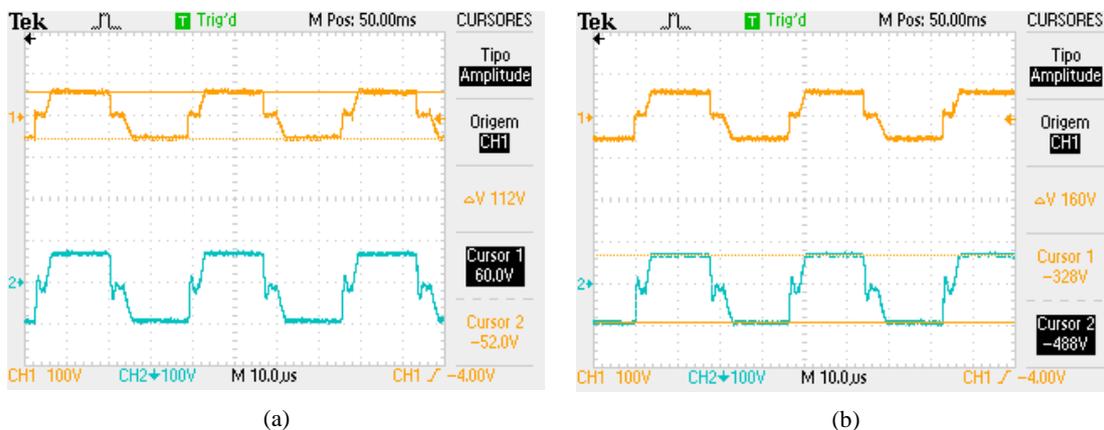


Fig. 5.8 – Formas de onda de tensão nos enrolamentos do autotransformador: (a) N_{1p1} e (b) N_{1s1} .

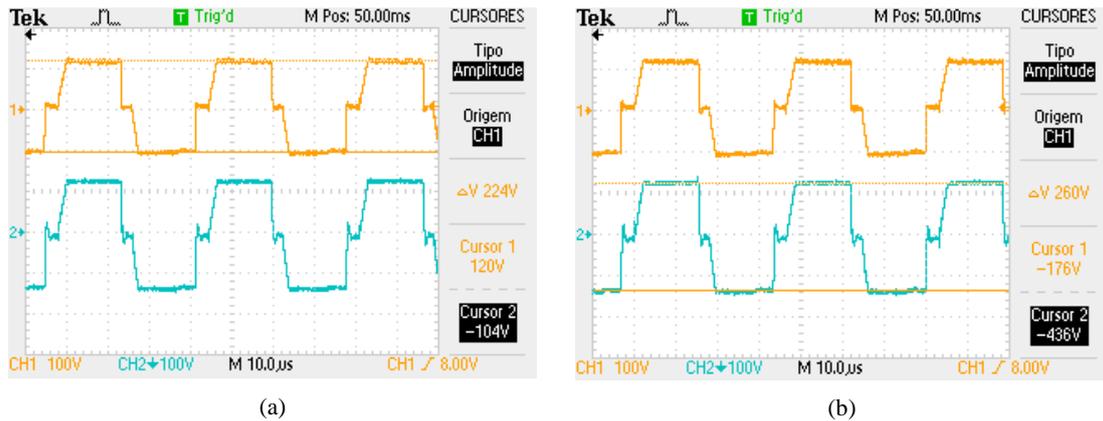


Fig. 5.9 – Formas de onda de tensão nos enrolamentos do indutor acoplado: (a) N_{2p1} e (b) N_{2s1} .

A Fig. 5.10 mostra a tensão e a corrente de saída do conversor. Verifica-se que ambas apresentam baixa ondulação e que a tensão oscila em torno de 400 V, enquanto a corrente oscila em torno de 2,71 A, bem próxima ao valor esperado.

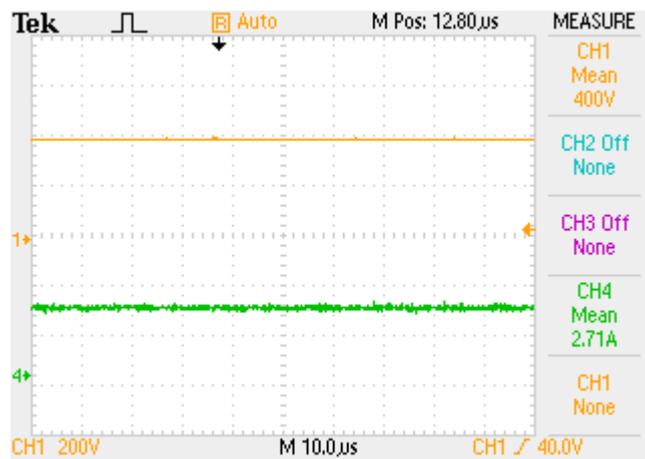


Fig. 5.10 – Formas de onda de corrente de saída e de tensão de saída do conversor.

A Tabela 5.2 apresenta a comparação entre os valores experimentais e os simulados. Nota-se que as leves divergências observadas têm relação com a presença de indutâncias e capacitâncias parasitas nos componentes do circuito de potência, as quais desprezadas nas simulações e nos cálculos, uma vez que foram realizados considerando uma operação em condições ideais. Esses elementos parasitas geram picos de ruído nas medições de corrente e tensão, como demonstrado nas formas de onda coletadas. Ainda assim, a proximidade entre os resultados indica que os dados experimentais corroboram o modelo teórico previamente desenvolvido.

A Fig. 5.11 apresenta a curva de rendimento do conversor proposto, obtida por meio de medições utilizando um wattímetro digital de 6 entradas Yokogawa – modelo WT1800, considerando o funcionamento em diferentes níveis de potência. O rendimento máximo alcançado foi de 96,31% com uma potência de saída de aproximadamente 800 W, enquanto na potência nominal o rendimento foi de 95,12%.

Tabela 5.2 – Comparação entre os valores experimentais e simulados.

Parâmetro	Valor Simulado	Valor Experimental
Tensão média de saída	$V_o=399,74$ V	$V_o=400$ V
Corrente média no indutor L_I	$I_{L_I}=20,81$ A	$I_{L_I}=20,90$ A
Ondulação da corrente no indutor L_I	$\Delta I_{L_I}=3,11$ A	$\Delta I_{L_I}=3,10$ A
Tensão máxima nos interruptores	$V_{S(\max)}=114,49$ V	$V_{S(\max)}=112$ V
Máxima tensão reversa nos diodos multiplicadores D_{m1} e D_{m2}	$V_{D_{m1},D_{m2}(\max)}=-228,93$ V	$V_{D_{m}(\max)}=-224$ V
Máxima tensão reversa nos diodos D_1 e D_2	$V_{D_1,D_2(\max)}=-133,84$ V	$V_{D_1,D_2(\max)}=-148$ V
Máxima tensão reversa nos diodos D_{s1} e D_{s2}	$V_{D_{s1},D_{s2}(\max)}=-161,50$ V	$V_{D_{s1},D_{s2}(\max)}=-164$ V
Tensão máxima nos capacitores multiplicadores	$V_{C_{m1},C_{m2}(\max)}=114,49$ V	$V_{C_{m1},C_{m2}(\max)}=112$ V
Tensão máxima no capacitor C_o	$V_{C_o(\max)}=238,68$ V	$V_{C_o(\max)}=246$ V
Tensão máxima nos capacitores C_{s1} e C_{s2}	$V_{C_{s1},C_{s2}(\max)}=80,96$ V	$V_{C_{s1},C_{s2}(\max)}=84$ V
Tensão máxima nos enrolamentos primários do autotransformador	$V_{N_{1p1},N_{1p2}(\max)}=57,24$ V	$V_{N_{1p1},N_{1p2}(\max)}=56$ V
Tensão máxima no enrolamento secundário acoplado ao autotransformador	$V_{N_{1s1}(\max)}=80,96$ V	$V_{N_{1s1}(\max)}=80$ V
Tensão máxima no enrolamento primário do indutor acoplado	$V_{N_{2p1}(\max)}=114,49$ V	$V_{N_{2p1}(\max)}=112$ V
Tensão máxima nos enrolamentos secundários do indutor acoplado	$V_{N_{2s1},N_{2s2}(\max)}=124,18$ V	$V_{N_{2s1},N_{2s2}(\max)}=130$ V

Para detalhar a curva de rendimento do conversor, a Fig. 5.12 apresenta a distribuição das perdas calculadas para o conversor operando em condições nominais. As perdas nos componentes magnéticos (indutor de entrada, indutor acoplado e autotransformador) foram calculadas com base na referência [67], os cálculos das perdas nos semicondutores foram realizados com base nas equações apresentadas em [68] (para o caso dos interruptores) e [69] (para o caso dos diodos), enquanto as perdas nos capacitores foram realizadas com base nas equações apresentadas em [70].

O total de perdas calculadas foi de 47,89 W, para uma potência nominal de 1 kW, o que representa um rendimento de 95,21%, resultado convergente aos obtidos experimentalmente.

Nota-se na Fig. 5.12 que as perdas mais baixas ocorrem nos capacitores, em função da baixa resistência série que eles apresentam. Enquanto isso, nos componentes semicondutores (interruptores e diodos) estão concentradas mais da metade das perdas do sistema (58,09%) e os componentes magnéticos (indutor de entrada, indutor acoplado e autotransformador) também são responsáveis por boa parte das perdas (41,55%), conforme esperado.

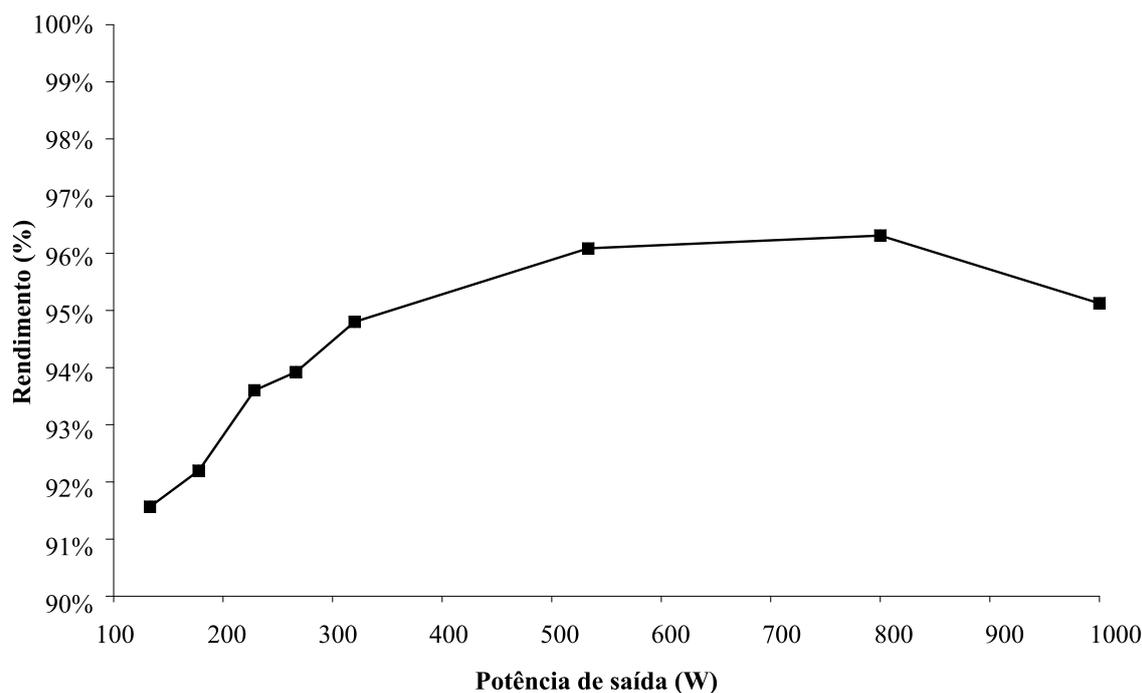


Fig. 5.11 – Curva de rendimento experimental do conversor proposto.

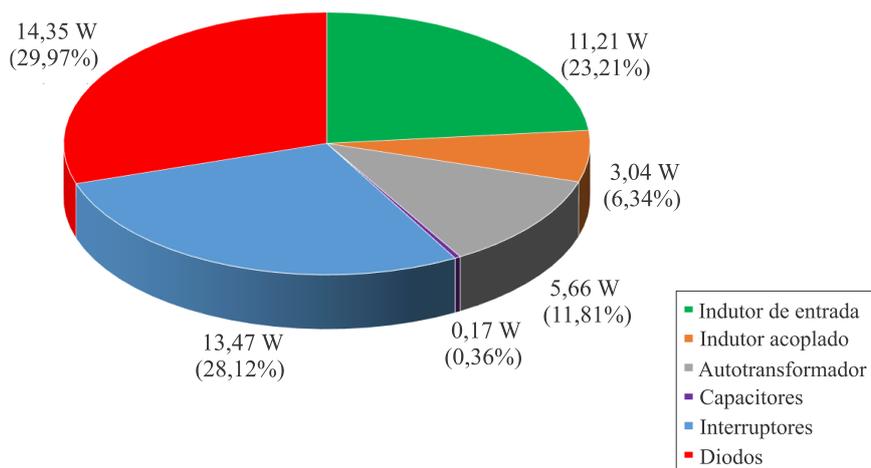


Fig. 5.12 – Gráfico de perdas dos componentes do circuito de potência do conversor.

Capítulo 6. CONCLUSÕES GERAIS

Os conversores que têm a capacidade de elevar significativamente a tensão de saída possuem uma vasta gama de aplicações, como sistemas de energias renováveis e sistemas de alimentação ininterrupta. Atualmente, diversas pesquisas disponíveis na literatura abordam o desenvolvimento de diferentes estruturas de conversores de alto ganho, visando solucionar distintos desafios de forma isolada. Algumas abordagens apresentam alto ganho de tensão, mas resultam em elevados esforços nos semicondutores; outras apresentam baixos esforços nos semicondutores, mas exigem técnicas de controle avançadas para equilibrar as correntes entre as fases do conversor; outras propostas são teoricamente promissoras, mas carecem de viabilidade prática, especialmente em aplicações de potências mais altas, devido ao grande número de componentes ou a especificações técnicas que não condizem com os parâmetros comercialmente disponíveis.

Desse modo, este estudo procurou resolver esses problemas simultaneamente, apresentando uma nova família de conversores baseada na combinação das técnicas 3SSC, VMC e indutores acoplados. As principais características dessa nova topologia incluem a distribuição equilibrada das correntes entre os ramos do conversor, a redução dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores e alto ganho de tensão, o qual pode ser ajustado por meio da relação de espiras dos enrolamentos dos indutores acoplados, além da modularidade, que permite a inclusão de mais secundários ao autotransformador e mais VMCs, para que o ganho se torne ainda mais elevado.

A topologia proposta apresenta muitas vantagens quando comparada a outros conversores semelhantes. Durante todo o ciclo de funcionamento, a energia é transmitida diretamente da fonte para a carga, sem processamento pelos interruptores. Além disso, os interruptores estão eletricamente conectados à mesma referência, o que elimina a necessidade de isolamento no sistema de comando.

Resumidamente, o conversor proposto apresenta as seguintes vantagens:

- Processamento de valores elevados de potência, da ordem de quilowatts;
- Equilíbrio de corrente entre os ramos de entrada, sem necessidade de um sistema de controle extra;
- Baixos esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor;
- Interruptores fisicamente conectados à mesma referência, eliminando a necessidade de isolamento no sistema de comando;
- Alto ganho de tensão sem uso de transformadores ou razões cíclicas extremas;
- Possibilidade de elevar ainda mais o ganho de tensão e/ou a potência nominal.

Tanto os resultados de simulação quanto os testes do protótipo experimental validaram o estudo teórico realizado. Observou-se que elementos parasitas presentes nos componentes do conversor realmente têm um impacto no seu funcionamento, desse modo, ficou evidente o quanto é essencial fazer uma seleção criteriosa de todos os componentes e de construir os elementos magnéticos do conversor cuidadosamente, para não só minimizar as perdas, mas também garantir o compartilhamento equilibrado da corrente de entrada pela 3SSC.

Por fim, conclui-se que a família de conversores proposta demonstrou ter capacidade para prover elevado ganho de tensão e ser adequada para aplicações de alta potência, na faixa de quilowatts, conforme o objetivo. Para novos trabalhos, sugere-se: estudar o comportamento do conversor em modo de condução descontínua (MCD); fazer simulações e implementação experimental de outras topologias de conversores da mesma família; explorar diferentes configurações de VMCs; desenvolver sistema de controle em malha fechada para o conversor.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] W. Li and X. He, "Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1239-1250, 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2049715.
- [2] M. A. Abusara, J. M. Guerrero, and S. M. Sharkh, "Line-Interactive UPS for Microgrids," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp. 1292-1300, 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2262763.
- [3] J. Kim, K. Ha, and R. Krishnan, "Single-Controllable-Switch-Based Switched Reluctance Motor Drive for Low Cost, Variable-Speed Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 379-387, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2158239.
- [4] M. Zhengyou, "Study on the Application of Advanced Power Electronics in Smart Grid," in *2017 Sixth International Conference on Future Generation Communication Technologies (FGCT)*, 21-23 Aug. 2017 2017, pp. 1-4, doi: 10.1109/FGCT.2017.8103739.
- [5] I. Barbi, "Eletrônica de potência," Edição do Autor, 6ª edição, 2006.
- [6] S. Karthikkumar, A. Sheela, M. T. Talluri, and B. Krishna, "Single Switch Hybrid Network-Based Large Step-Up DC-DC Converter for Solar PV Applications," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 71, no. 7, pp. 3573-3577, 2024, doi: 10.1109/TCSII.2024.3364379.
- [7] M. F. Guepfrih, G. Waltrich, and T. B. Lazzarin, "Quadratic-Boost-Double-Flyback Converter," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 12, pp. 3166-3177, 2019.
- [8] F. L. Tofoli, D. d. C. Pereira, W. Josias de Paula, and D. d. S. Oliveira Junior, "Survey on Non-Isolated High-Voltage Step-Up DC-DC Topologies based on the Boost Converter," *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 10, pp. 2044-2057, 2015.
- [9] I. Rodrigues de Oliveira, A. Silva de Moraes, and F. L. Tofoli, "Single-Switch, Integrated DC-DC Converter for High-Voltage Step-Down Applications," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 8, pp. 1880-1890, 2019.
- [10] T. C. Salvador, "Conversor CC-CC SEPIC Não Isolado de Alto Ganho Baseado na Célula de Comutação de Três Estados Empregando Células Multiplicadoras de Tensão," Universidade Federal de São João del-Rei, 2021.

- [11] D. d. A. Tavares, "Concepção de Conversores CC-CC Não Isolados Integrados com Ampla Taxa de Conversão," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de São João del-Rei, 2019.
- [12] I. R. d. Oliveira, "Conversor CC-CC Integrado Sepic-Buck com Único Interruptor para Aplicações com Ampla Taxa de Conversão," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de São João del-Rei, 2018.
- [13] B. K. Bose, "The Past, Present, and Future of Power Electronics [Guest Introduction]," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 3, no. 2, pp. 7-11, 14, 2009.
- [14] T. M. Oliveira, L. A. R. Rios, F. L. Tofoli, and A. S. de Moraes, "Non Isolated DC-DC Quadratic Cuk Converter for Wide Conversion Range Applications," in *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 2019: IEEE, pp. 1-6.
- [15] A. F. de Souza, F. L. Tofoli, and E. R. Ribeiro, "Switched Capacitor DC-DC Converters: A Survey on the Main Topologies, Design Characteristics, and Applications," *Energies*, vol. 14, no. 8, p. 2231, 2021.
- [16] A. F. d. SOUZA, "Proposta de Nova Topologia de Conversor CA-CA a Capacitor Chaveado," Tese de doutorado, Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI), 2022.
- [17] Y. J. A. Alcazar, D. d. S. Oliveira, F. L. Tofoli, and R. P. Torrico-Bascopé, "DC–DC Nonisolated Boost Converter Based on the Three-State Switching Cell and Voltage Multiplier Cells," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4438-4449, 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2213555.
- [18] M. F. Guepfrih, "Conversores CC-CC Não Isolados de Elevado Ganho Estático Concebidos com Acoplamento Magnético," Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2021.
- [19] R. Kadri, J. P. Gaubert, and G. Champenois, "An Improved Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Grid-Connected Inverter Based on Voltage-Oriented Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 66-75, 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2044733.
- [20] P. H. Feretti, E. R. Ribeiro, and F. L. Tofoli, "High-Voltage Step-Up DC-DC Converter Employing The Four State Switching Cell and Voltage Multiplier Cells," in *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE*

- Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 1-4 Dec. 2019 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065760.
- [21] P. Saravana Prakash and R. Kalpana, "Configurations of Modular Push-Pull Buck DC-DC Converters for 12KW Telecom SMPS and its Design," in *2016 Biennial International Conference on Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy (PESTSE)*, 21-23 Jan. 2016 2016, pp. 1-7, doi: 10.1109/PESTSE.2016.7516446.
- [22] M. Forouzes, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, "Step-Up DC-DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9143-9178, 2017, doi: 10.1109/TPEL.2017.2652318.
- [23] S. Gao, X. Sang, Y. Wang, Y. Liu, Y. Guan, and D. Xu, "A DCM High-Frequency High-Step-Up SEPIC-Based Converter With Extended ZVS Range," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 7915-7924, 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3051168.
- [24] M. Shahabi, S. H. Fathi, and S. S. Dobakhshari, "A Novel SEPIC-Based Quasi-Resonant High Step-up DC/DC Converter with Soft-Switching," in *2021 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2-4 Feb. 2021 2021, pp. 1-7, doi: 10.1109/PEDSTC52094.2021.9405865.
- [25] D. Shyam, D. Sivamani, R. Jaiganesh, and S. Narendiran, "Solar PV Fed Parallel SEPIC Converter for Highly Efficient Multilevel Inverter Integration," *International Transaction on Power and Energy Systems*, vol. 1, no. 1, pp. 1-17, 2021.
- [26] D. R. Corrêa, A. S. de Moraes, and F. L. Tofoli, "Non-Isolated High Step-Up/Step-Down AC-DC Quadratic Converter for LED Driving," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 49, no. 9, pp. 2699-2718, 2021.
- [27] B. P. Baddipadiga and M. Ferdowsi, "A High-Voltage-Gain DC-DC Converter Based on Modified Dickson Charge Pump Voltage Multiplier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 10, pp. 7707-7715, 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2594016.
- [28] H. Liu, H. Hu, H. Wu, Y. Xing, and I. Batarseh, "Overview of High-Step-Up Coupled-Inductor Boost Converters," *IEEE Journal of Emerging and Selected*

- Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 2, pp. 689-704, 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2532930.
- [29] L. K. M. Pereira, "Estudo da Topologia, Técnicas de Modulação em Largura de Pulsos e Controle do Conversor Boost Entrelaçado," 2019.
- [30] A. Thiagarajan, S. G. P. Kumar, and A. Nandini, "Analysis and Comparison of Conventional and Interleaved DC/DC Boost Converter," in *Second International Conference on Current Trends In Engineering and Technology - ICCTET 2014*, 8-8 July 2014 2014, pp. 198-205, doi: 10.1109/ICCTET.2014.6966287.
- [31] P. Alavi, V. Marzang, E. Nazari, M. Dezhbord, and E. Babaei, "New Interleaved Structure with High Voltage-Gain and Low Voltage-Stress on Semiconductors," in *2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, 12-14 Feb. 2019 2019, pp. 498-503, doi: 10.1109/PEDSTC.2019.8697271.
- [32] M. Altimania, A. Alzahrani, M. Ferdowsi, and P. Shamsi, "Operation and Analysis of Non-Isolated High-Voltage-Gain DC-DC Boost Converter with Voltage Multiplier in the DCM," in *2019 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, 28 Feb.-1 March 2019 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/PECI.2019.8698919.
- [33] S. J. Chen, S. P. Yang, C. M. Huang, and Y. H. Chen, "High Step-Up Interleaved Converter With Three-Winding Coupled Inductors and Voltage Multiplier Cells," in *2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 13-15 Feb. 2019 2019, pp. 458-463, doi: 10.1109/ICIT.2019.8755219.
- [34] S. W. Seo, D. K. Lim, and H. H. Choi, "High Step-Up Interleaved Converter Mixed With Magnetic Coupling and Voltage Lift," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 72768-72780, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2983757.
- [35] Y. Zheng and K. M. Smedley, "Interleaved High Step-Up Converter Integrating Coupled Inductor and Switched Capacitor for Distributed Generation Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 8, pp. 7617-7628, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2878409.
- [36] B. T. Rao and D. De, "A Quadratic High Step-Up Interleaved Converter with Coupled Inductor for Renewable Energy Applications," in *2023 5th International Conference on Energy, Power and Environment: Towards Flexible Green Energy Technologies (ICEPE)*, 15-17 June 2023 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICEPE57949.2023.10201644.

- [37] H. Li, C. Li, X. Sun, L. Cheng, and W. Li, "An Interleaved High Step-Up DC/DC Converter-Based Three-Winding Coupled Inductors With Symmetrical Structure," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 5, pp. 6642-6652, 2023, doi: 10.1109/TPEL.2023.3244809.
- [38] M. F. Guepfrih, G. Waltrich, and T. B. Lazzarin, "Unidirectional Step-Up DC–DC Converter Based on Interleaved Phases, Coupled Inductors, Built-In Transformer, and Voltage Multiplier Cells," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 3, pp. 2385-2395, 2023, doi: 10.1109/TIE.2022.3170639.
- [39] G. C. Silveira, F. L. Tofoli, L. D. S. Bezerra, and R. P. Torrico-Bascopé, "A Nonisolated DC–DC Boost Converter With High Voltage Gain and Balanced Output Voltage," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 12, pp. 6739-6746, 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2317136.
- [40] F. L. Tofoli, D. d. A. Tavares, and J. I. d. A. Saldanha, "Survey on Topologies Based on the Three-State and Multi-State Switching Cells," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 5, pp. 967-982, 2019.
- [41] T. C. Salvador, F. L. Tofoli, D. de Souza Oliveira Junior, and E. R. Ribeiro, "Non Isolated High Step-Up DC-DC Interleaved SEPIC Converter Based on Voltage Multiplier Cells," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 50, no. 8, pp. 2735-2758, 2022.
- [42] G. V. Torrico-bascope, S. A. Vasconcelos, R. P. Torrico-bascope, F. L. M. Antunes, D. S. D. Oliveira, and C. G. C. Branco, "A High Step-Up DC-DC Converter Based on Three-State Switching Cell," in *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 9-13 July 2006 2006, vol. 2, pp. 998-1003, doi: 10.1109/ISIE.2006.295772.
- [43] P. H. Feretti, F. L. Tofoli, and E. R. Ribeiro, "Family of Non-Isolated High Step-Up DC–DC Converters Based on the Multi-State Switching Cell," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 5, pp. 5882-5893, 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2022.3160280.
- [44] G. V. T. Bascopé, "Nova Família de Conversores CC-CC PWM Não Isolados Utilizando Células de Comutação de Três Estados," Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2001.
- [45] J. P. R. Balestero, "Conversor Buck Utilizando Célula de Comutação de Três Estados," Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual Paulista, 2006.

- [46] L. Schmitz, D. C. Martins, and R. F. Coelho, "Conception of High Step-Up DC-DC Boost-Based Converters," in *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2017: IEEE, pp. 1-6.
- [47] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, "A Survey on Voltage Boosting Techniques for Step-Up DC-DC Converters," in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 18-22 Sept. 2016 2016, pp. 1-8, doi: 10.1109/ECCE.2016.7854792.
- [48] R. K. Kadalgi and R. Dhanalakshmi, "Interleaved Boost Converter with Voltage Multiplier Module for High Voltage Gain," in *2018 2nd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI)*, 11-12 May 2018 2018, pp. 101-106, doi: 10.1109/ICOEI.2018.8553864.
- [49] Y. J. A. Alcazar, "Estudo do Conversor Boost CC-CC de Alto Ganho de Tensão Baseado na Célula de Comutação de Três Estados e nas Células Multiplicadoras de Tensão (MC)," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Ceará, 2010.
- [50] P. Lin and L. Chua, "Topological Generation and Analysis of Voltage Multiplier Circuits," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 24, no. 10, pp. 517-530, 1977, doi: 10.1109/TCS.1977.1084273.
- [51] P. H. Feretti, "Conversores CC-CC Não Isolados com Ampla Taxa de Conversão Baseados na célula de Comutação de Múltiplos Estados e Células Multiplicadoras de Tensão," Tese de Doutorado, Universidade Federal de Itajubá, 2022.
- [52] M. Prudente, L. Pfitscher, and R. Gules, "A Boost Converter with Voltage Multiplier Cells," in *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, 2005: IEEE, pp. 2716-2721.
- [53] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC-DC PWM Converters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 55, no. 2, pp. 687-696, 2008, doi: 10.1109/TCSI.2008.916403.
- [54] E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar, A. J. Sabzali, and A. A. Fardoun, "A Family of Single-Switch PWM Converters With High Step-Up Conversion Ratio," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 55, no. 4, pp. 1159-1171, 2008, doi: 10.1109/TCSI.2008.916427.
- [55] W. Li, J. Xiao, J. Wu, J. Liu, and X. He, "Application Summarization of Coupled Inductors in DC/DC Converters," in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied*

- Power Electronics Conference and Exposition*, 15-19 Feb. 2009 2009, pp. 1487-1491, doi: 10.1109/APEC.2009.4802863.
- [56] T. A. Gonçalves, "Conversor Boost com Indutor Acoplado de Arranjo Diferencial com Grampeador Ativo com Comutação em Zero de Tensão," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, 2022.
- [57] A. Hren, J. Korelic, and M. Milanovic, "RC-RCD Clamp Circuit for Ringing Losses Reduction in a Flyback Converter," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 53, no. 5, pp. 369-373, 2006, doi: 10.1109/TCSII.2006.870547.
- [58] A. Mirzaei, M. Rezvanyvardom, and S. Mekhilef, "High Step-Up Interleaved Zero-Voltage Transition DC–DC Converter With Coupled Inductors," *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 19, pp. 4518-4531, 2020.
- [59] M. A. Vaghela and M. A. Mulla, "High Step-Up Gain Converter Based on Two-Phase Interleaved Coupled Inductor Without Right-Hand Plane Zero," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 5, pp. 5911-5927, 2023, doi: 10.1109/TPEL.2023.3239553.
- [60] T. J. Liang, J. H. Lee, S. M. Chen, J. F. Chen, and L. S. Yang, "Novel Isolated High-Step-Up DC–DC Converter With Voltage Lift," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1483-1491, 2013, doi: 10.1109/TIE.2011.2177789.
- [61] T. Liu, M. Lin, and J. Ai, "High Step-Up Interleaved dc–dc Converter With Asymmetric Voltage Multiplier Cell and Coupled Inductor," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 4209-4222, 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2931634.
- [62] Y. Tang, D. Fu, J. Kan, and T. Wang, "Dual Switches DC/DC Converter With Three-Winding-Coupled Inductor and Charge Pump," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 461-469, 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2410803.
- [63] M. F. Guepfrih, G. Waltrich, and T. B. Lazzarin, "High Step-Up DC-DC Converter Using Built-In Transformer Voltage Multiplier Cell and Dual Boost Concepts," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 6, pp. 6700-6712, 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3063060.
- [64] P. Henrique Feretti, A. Franco de Souza, A. Custódio Gomes, A. Silva de Moraes, and F. L. Tofoli, "A Step-Up/Step-Down Direct Current to Direct Current

- Converter for High-Power, High-Current Applications," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 445-463, 2019.
- [65] S. Matsumura, T. Hatanaka, H. Akiyama, and T. Sakugawa, "Study of Short-Pulse Compression Circuit Using a Fast Recovery Diode," in *2014 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC)*, 1-5 June 2014 2014, pp. 174-177, doi: 10.1109/IPMHVC.2014.7287237.
- [66] C. W. T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*. CRC press, 2017.
- [67] I. Barbi, C. I. Font, and R. L. Alves, "Projeto Físico de Indutores e Transformadores," *Documento Interno (INEP-2002)*, 2002.
- [68] A. Ahmed, *Eletrônica de Potência*. Pearson Education do Brasil, 2008.
- [69] M. H. Bierhoff and F. W. Fuchs, "Semiconductor Losses in Voltage Source and Current Source IGBT Converters Based on Analytical Derivation," in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, 20-25 June 2004 2004, vol. 4, pp. 2836-2842 Vol.4, doi: 10.1109/PESC.2004.1355283.
- [70] T. M. Oliveira, "Conversor CC-CC \acute{C} uk Quadrático para Aplicações com Amplas Taxas de Conversão," *Dissertação de Mestrado*, Universidade Federal de São João del-Rei, 2021.