



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

TATIANE MARTINS OLIVEIRA

**FAMÍLIA DE CONVERSORES CC-CC NÃO
ISOLADOS BASEADOS NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO
DE TRÊS ESTADOS COM INDUTOR ACOPLADO**

ITAJUBÁ
2025

TATIANE MARTINS OLIVEIRA

**FAMÍLIA DE CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS BASEADOS
NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS COM INDUTOR
ACOPLADO**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Itajubá, como requisito parcial para obtenção do título de Doutora 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

A Deus por todas as bênçãos, saúde e por ter me auxiliado em tudo em minha vida.

Ao orientador Prof. Dr. Enio Roberto Ribeiro e ao coorientador Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli pelo conhecimento e dedicação.

A UFSJ e a UNIFEI pela oportunidade de ser aluna das instituições.

A meu marido Alencar por todo auxílio na pesquisa, pelo companheirismo e por todo amor.

A meus pais José Iraci e Rosângela e meus irmãos Éder, Érick e Walisson, por todo amor, paciência nas ausências e por acreditarem que eu conseguiria desde o início.

Aos meus avós e tios por todas as orações e carinho.

Ao IFSP Campinas por permitir a redução de carga horária para os estudos. Em especial aos amigos Edson, Eduardo, Crigionaldo, Guilherme Fuzato, Vítor, Sérgio, Ana Laura e Maria, por toda amizade e compartilhamento de vivências.

A amiga Thaís por toda troca de experiências, dificuldades e avanços na pesquisa, desde o mestrado.

Ao CEFET-MG campus Nepomuceno por permitir a utilização dos seus laboratórios para os testes práticos.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES) – Código de Financiamento 001.

“Por vezes sentimos que aquilo que fazemos não é senão uma gota de água
no mar. Mas o mar seria menor se lhe faltasse uma gota.”

Madre Teresa de Calcutá

RESUMO

Este trabalho apresenta uma família de conversores CC-CC não isolados de alto ganho baseados na célula de comutação de três estados (3SSC) com indutores acoplados. Diferentemente das topologias intercaladas tradicionais, as configurações derivadas possuem capacidade inerente de compartilhamento de corrente devido ao autotransformador da 3SSC. O indutor acoplado amplia o ganho de tensão sem exigir razões cíclicas elevadas, enquanto um circuito de grampeamento recicla parte da energia armazenada na indutância de dispersão sem aumentar significativamente o esforço de tensão sobre os interruptores ou a contagem de componentes. Um conversor *boost* CC-CC é analisado em detalhes, com análises qualitativa e quantitativa. Um protótipo experimental com especificação de 48 V/400 V, 50 kHz e 1 kW é testado para validar as proposições teóricas, alcançando uma eficiência de 97,18% na potência nominal.

PALAVRAS-CHAVE: conversor *boost*, indutores acoplados, conversores CC-CC, alto ganho, célula de comutação de três estados.

ABSTRACT

This work presents a family of non-isolated high-gain DC-DC converters based on the three-state switching cell (3SSC) and coupled inductors. Unlike traditional interleaved topologies, the derived configurations feature inherent current-sharing capability due to the 3SSC autotransformer. The coupled inductor extends the voltage gain without requiring high duty cycles, while a clamping circuit recycles part of the energy stored in the leakage inductance without significantly increasing the voltage stress on the switches or the component count. A DC-DC boost converter is analyzed in detail through both qualitative and quantitative approaches. An experimental prototype with specifications of 48 V/400 V, 50 kHz, and 1 kW is tested to validate the theoretical propositions, achieving an efficiency of 97.18% at rated power.

KEYWORDS: boost converter, coupled inductors, dc-dc converters, high step-up, three-state switching cell.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL.....	13
1.1	Justificativas do trabalho	13
1.2	Publicação sobre a tese	16
1.3	Objetivos do trabalho.....	16
1.4	Estrutura do trabalho	16
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	18
2.1	Considerações iniciais.....	18
2.2	Conversores CC-CC com elevado ganho estático	18
2.2.1	Conversores CC-CC que utilizam estruturas intercaladas (<i>interleaved</i>)..	20
2.2.2	Topologias de conversores CC-CC que utilizam estruturas com célula de comutação de três estados ou múltiplos estados.....	34
2.3	Considerações finais	37
3	FAMÍLIA DE CONVERSORES 3SSC-VMC e INDUTORES ACOPLADOS.....	38
3.1	Considerações iniciais.....	38
3.2	Célula de comutação.....	38
3.3	Indutores acoplados	44
3.4	Grampeador de tensão.....	46
3.5	Família de conversores proposta	46
3.6	Conversor <i>boost</i> com célula de comutação de três estados e indutores acoplados.....	49
3.6.1	Topologia Proposta.....	49
3.6.2	Análise Qualitativa	50
3.6.3	Análise Quantitativa.....	57
3.7	Comparação do conversor proposto com topologias similares	60
3.8	Considerações finais	63
4	PROJETO DO CONVERSOR <i>BOOST</i> COM 3SSC, INDUTOR ACOPLADO E GRAMPEADOR DE TENSÃO.....	64
4.1	Considerações Iniciais.....	64

4.2	Ponto de operação	64
4.3	Componentes do estágio de potência	65
4.4	Considerações finais	69
5	AVALIAÇÃO COMPUTACIONAL DO CONVERSOR <i>BOOST</i> PROJETADO.	70
5.1	Considerações iniciais.....	70
5.2	Resultados de simulação	70
5.3	Considerações finais	74
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	75
6.1	Considerações Iniciais.....	75
6.2	Resultados experimentais do conversor proposto.....	75
7	CONCLUSÃO GERAL.....	82
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	84

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Estrutura geral de um conversor CC-CC básico não isolado [9].	14
Figura 2: Categorização de técnicas de elevação de tensão usadas em conversores CC-CC.	18
Figura 3: Conversor Intercalado com indutores acoplados [35].	21
Figura 4: Topologia baseada em conexão diferencial com VMC e indutor acoplado [36].	21
Figura 5: Topologia apresentada em [37], com VMC.	22
Figura 6: Conversor com indutor acoplado e transformador embutido [38].	23
Figura 7: Topologia descrita em [39], utiliza transformador embutido para elevar tensão.	23
Figura 8: Conversor de alto ganho com indutores e transformador embutido [40].	24
Figura 9: Topologia com indutores acoplados e células multiplicadoras de tensão [41].	25
Figura 10: Topologia aplicada a energia renovável [42].	25
Figura 11: Conversor Ressonante [43].	26
Figura 12: Conversores com multiplicadores de tensão e BIT [14].	27
Figura 13: Estrutura <i>interleaved</i> , indutores acoplados, transformadores embutidos e células multiplicadoras de tensão [13].	28
Figura 14: Conversor com multiplicadores de tensão e células a capacitor chaveado[44].	29
Figura 15: Conversor com capacitores ressonantes [46].	29
Figura 16: Família de conversor CC-CC de alta tensão combinando o uso de multiplicadores de tensão e um circuito de grampeamento ativo [11].	30
Figura 17: Conversor <i>boost</i> intercalado de alta elevação utilizando multiplicadores de tensão e balanceamento extensível [47].	31
Figura 18: Conversor elevador de tensão com alto ganho baseado em indutor acoplado.	31
Figura 19: Conversor entrelaçado de alto ganho baseados em indutores acoplados.	32
Figura 20: Conversor entrelaçado de alto ganho com baixo esforço de tensão.	32
Figura 21: Conversor CC–CC intercalado com transição de comutação em tensão zero e alto ganho, utilizando indutores acoplados.	33

Figura 22: Conversor CC/CC de dois interruptores com indutor acoplado de três enrolamentos.....	33
Figura 23: Conversor CC-CC elevador híbrido intercalado com base em indutor acoplado.....	34
Figura 24: Família de conversores que associam a célula de comutação de múltiplos estados MSSC e células multiplicadoras de tensão VMC [54].	35
Figura 25: Conversor <i>SEPIC</i> CC-CC não isolado de alto ganho [17].....	36
Figura 26: Conversor com enrolamentos secundários isolados acoplados ao autotransformador MSSC[56].....	36
Figura 27: Topologias básicas de conversores: (a) buck, (b) boost, (c) buck-boost, (d) Ćuk, (e) <i>SEPIC</i> , (f) Zeta.	39
Figura 28: Célula de Comutação de dois estados e seus estados de funcionamento.	40
Figura 29: Topologias básicas de conversores com célula de comutação de três estados: (a) <i>buck</i> , (b) <i>boost</i> , (c) <i>buck-boost</i>	41
Figura 30: Obtenção da célula B: a) <i>Push-Pull</i> clássico alimentado em corrente, b) secundário do transformador referido, c) célula de comutação formada por duas células de comutação simples, d) célula de comutação do tipo B e e) célula de comutação do tipo B modificada.	42
Figura 31: Estados de condução - célula de comutação de três estados.	43
Figura 32: indutor acoplado genérico.	45
Figura 33: Célula de origem da família de conversores proposta.	46
Figura 34: Família de conversores: a) <i>buck</i> , b) <i>boost</i> , c) <i>buck-boost</i> , d) Ćuk, e) Zeta, f) <i>SEPIC</i>	49
Figura 35: Conversor <i>boost</i> não isolado com célula de comutação de três estados e indutor acoplado.....	50
Figura 36: Primeira etapa de operação do conversor.....	51
Figura 37: Segunda etapa de operação do conversor.....	52
Figura 38: Terceira etapa de operação do conversor.	53
Figura 39: Quarta etapa de operação do conversor.	53
Figura 40: Quinta etapa de operação do conversor.	54
Figura 41: Sexta etapa de operação do conversor.....	54
Figura 42: Sétima etapa de operação do conversor.....	55
Figura 43: Oitava etapa de operação do conversor.....	55

Figura 44: Curvas teóricas do conversor proposto.....	56
Figura 45: Ganho estático em função da razão cíclica.....	61
Figura 46: Tensão normalizada sobre o interruptor em função do ciclo de trabalho.	61
Figura 47: Tensão normalizada sobre o diodo de saída em função do ciclo de trabalho.	62
Figura 48: Formas de onda da tensão entre porta e fonte dos interruptores.	71
Figura 49: Tensão nos capacitores.....	71
Figura 50: Corrente no indutor de entrada e indutor acoplado.....	71
Figura 51: Esforços de tensão e corrente nos diodos.	72
Figura 52: Esforços de tensão e corrente nos interruptores.....	73
Figura 53: Protótipo do conversor.	76
Figura 54: Corrente de entrada em (verde) e tensão entre porta e fonte em (azul).	77
Figura 55: a) Corrente através do enrolamento primário e (b) corrente através do enrolamento secundário do indutor acoplado.....	77
Figura 56: Formas de onda da tensão nos interruptores S1 (azul) e S2 (vermelho).	78
Figura 57: Tensão nos enrolamentos do autotransformador T1 (azul) e T2 (vermelho).	78
Figura 58: Tensão de saída (azul) e corrente de saída (verde).	78
Figura 59: Tensão nos diodos D1 (azul) e D2 (vermelho).	79
Figura 60: Tensão nos diodos de saída D3 (azul) e D4 (vermelho).....	80
Figura 61: Eficiência em função da potência de saída.	80
Figura 62: Proporção das perdas na condição de potência nominal.	80

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Célula de Comutação de dois estados.	40
Tabela 2: Célula de comutação de três estados.....	43
Tabela 3: Comparativo com alguns conversores descritos anteriormente.	62
Tabela 4: Parâmetros iniciais do conversor.	64
Tabela 5: Esforços nos semicondutores.	68
Tabela 6: Lista das especificações dos componentes experimenta utilizados no protótipo.	69
Tabela 7: Comparação entre os esforços de corrente e tensão calculados e simulados.	73
Tabela 8: Equipamentos utilizados em laboratório.	75
Tabela 9: Comparação entre os esforços tensão calculados, simulados e experimentais nos semicondutores.	81

1 INTRODUÇÃO GERAL

1.1 Justificativas do trabalho

A crescente demanda por sistemas de conversão de energia que ofereçam elevadas razões de conversão e elevada eficiência tem impulsionado a pesquisa no desenvolvimento de novas topologias de conversores. Nesse contexto, diversas configurações vêm sendo propostas, empregando diferentes técnicas com o objetivo de otimizar o desempenho, elevar potência, reduzir perdas e atender aos requisitos de aplicações modernas.

Dentre as aplicações que requerem ampla faixa de conversão, destacam-se: equipamentos de refrigeração [1], energia fotovoltaica distribuída [2], aplicações aeroespaciais [3], células a combustível [4], veículos elétricos [5], aviação [6] e outras aplicações cotidianas. Em sistemas de refrigeração, por exemplo, é possível desenvolver um estágio do conversor CC-CC para interligar a bateria ao conversor CC-CA já existente. Na energia fotovoltaica, o rastreamento da máxima potência (MPPT) pode ser realizado por conversores CC-CC dedicados a cada módulo fotovoltaico. Em aplicações aeroespaciais, esses conversores são adequados para implementar o estágio final de amplificação de micro-ondas, utilizado em satélites de comunicação. Em células a combustível, o objetivo pode ser elevar a tensão da célula até um nível adequado para carregar uma bateria com tensão nominal. Em veículos elétricos os conversores podem gerar um barramento de tensão para acionar o motor de tração do veículo. Na aviação, esses conversores são aplicados na interface entre o barramento em corrente contínua e múltiplas cargas eletrônicas de baixa tensão, sendo a alta eficiência um requisito crítico para a redução do peso total da aeronave.

Segundo [7, 8] e [9], define-se como um conversor CC-CC o processamento de energia constituído em três partes fundamentais: fonte de entrada, célula de comutação e uma fonte de saída que é constituída de um capacitor em paralelo com uma carga, como mostra a Figura 1.

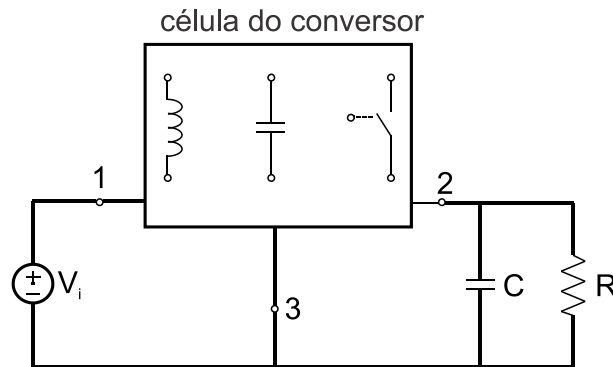


Figura 1: Estrutura geral de um conversor CC-CC básico não isolado [9].

Esses conversores podem trabalhar em modo abaixador e/ou elevador de tensão. Sua demanda como elevador tem se intensificado, especialmente em aplicações como sistemas fotovoltaicos e veículos elétricos movidos a baterias ou células de hidrogênio. No caso de veículos ou dispositivos que acionam motores de indução trifásicos, a tensão alternada (CA) requerida é geralmente de 220 V ou 380 V [10]. Dessa forma, o conversor CC-CC pode atuar como um estágio intermediário entre a fonte de energia (baixa tensão CC) e o inversor de frequência utilizado para acionar o motor.

Nesse contexto, o desenvolvimento de topologias *boost* que proporcionem elevado ganho aliado à alta eficiência torna-se importante. Para elevar o ganho de um conversor, são empregadas técnicas como células a capacitor chaveado [11, 12], células multiplicadoras de tensão [13, 14], e o uso de transformadores [1]. Para reduzir os esforços de corrente nos semicondutores, aumentar a densidade de potência dos conversores e a eficiência, podem ser aplicadas técnicas como intercalação e células de comutação de três estados (3SSC). As técnicas de elevação de ganho e de redução dos esforços de corrente podem ser combinadas em uma única topologia de conversor, potencializando suas vantagens [15].

Outras soluções para a melhoria dos conversores são o uso de topologias associadas em série ou em paralelo, sendo que as estruturas em série, também conhecidas como em cascata, apresentam alto ganho de tensão. Mas, em contrapartida, têm eficiência reduzida devido ao processamento redundante de energia no circuito. As conexões em paralelo conseguem reduzir os esforços nos semicondutores, mas apresentam redução no ganho de tensão [13]. Para melhorar problemas de eficiência e operação em altas frequências desses conversores é possível utilizar semicondutores de SiC (*Silicon Carbide*), que possuem baixa

resistência intrínseca, porém essa tecnologia não consegue eliminar problemas inerentes às próprias estruturas dos conversores [16].

Sendo assim, sem a utilização de técnicas adicionais, os conversores básicos, sejam eles elevadores ou abaixadores, necessitam operar com razões cíclicas muito baixas ou muito altas para alcançar elevadas taxas de conversão. Além disso, a implementação de circuitos de controle (*drivers*) rápidos, capazes de operar com essas razões cíclicas extremas, podem acarretar custos elevados e aumento da complexidade do sistema [17]. Esses fatores tornam tais estruturas inadequadas para diversas aplicações, limitando sua viabilidade prática.

Para isso, foram escolhidos para a concepção desta família de conversores uma célula de comutação de três estados, um indutor acoplado e um circuito grampeador. A célula de comutação de três estados é composta por dois interruptores ativos, dois diodos e um autotransformador. As principais vantagens em relação aos conversores clássicos são as baixas perdas por condução e comutação, além da baixa ondulação de corrente na entrada e na saída [18]. Tais benefícios decorrem do fato de que apenas cerca de 50% da energia fornecida à carga percorre os interruptores ativos controlados, diminuindo os esforços sobre os semicondutores e elevando o rendimento do sistema [19], [9].

Além disso, a frequência de ondulação associada a esse elemento tem o dobro da frequência de comutação, o que construtivamente permite uma redução nas dimensões físicas do autotransformador [20]. O indutor acoplado permite elevar o ganho da estrutura *boost* sem necessitar de um número elevado de componentes e o circuito grampeador consegue reciclar a energia armazenada em elementos indutivos.

Dessa forma, inicialmente considera-se a família de conversores CC-CC não isolados com elevada razão cíclica de conversão, uma vez que a célula que a origina pode ser aplicada em diferentes configurações como *buck*, *boost*, *buck-boost*, *Ćuk*, *SEPIC* e *Zeta*. Contudo, para fins de aprofundamento e validação prática, optou-se por direcionar a análise do conversor na configuração *boost*, visto que essa estrutura apresenta características promissoras para uma ampla gama de aplicações práticas. Entre as principais destacam-se sua utilização em sistemas de energia renovável, veículos elétricos, micro redes e sistemas de armazenamento de energia, além de outros contextos que demandam alto ganho de tensão, elevada eficiência e estabilidade.

1.2 Publicação sobre a tese

Oliveira, T. M., De Souza, A. F., Fuzato, G. H. F., Tofoli, F. L., & Ribeiro, E. R. (2025). Family of Non-Isolated High Step-Up DC-DC Converters Based on The Three-State Switching Cell and Coupled Inductors. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*.

1.3 Objetivos do trabalho

Considerando o exposto anteriormente, a tese de doutorado tem como objetivo geral apresentar uma família de conversores que utilizam células de comutação de três estados, indutor acoplado e um grampeador, com o objetivo de obter uma alta taxa de conversão e elevado rendimento. Os objetivos específicos do trabalho são:

- ✓ Analisar topologias com características próximas à do conversor proposto e que constam na literatura mais atual disponível, além de apresentar as vantagens e desvantagens de cada uma delas.
- ✓ Identificar na literatura disponível as técnicas para obtenção da família de conversores proposta.
- ✓ Realizar análises qualitativa e quantitativa do conversor *boost* da família de conversores propostos.
- ✓ Avaliar as análises descritas através de um *software* de simulação.
- ✓ Validar o conversor *boost* da família de conversores através da construção de um protótipo e seus resultados experimentais.

1.4 Estrutura do trabalho

Este trabalho está estruturado em sete capítulos, descritos a seguir:

- ✓ No primeiro capítulo é apresentada a introdução do estudo, juntamente com o resumo, com o propósito de fornecer uma visão geral da proposta.
- ✓ No segundo capítulo, conduz-se uma revisão bibliográfica de algumas topologias de conversores descritas na literatura atual que utilizam intercalação ou a célula de comutação de três estados.

- ✓ No terceiro capítulo, aborda-se a concepção da família de conversores proposta, que incorpora características dos conversores *buck*, *boost*, *buck-boost*, *Ćuk*, *SEPIC* e *Zeta*. Neste capítulo, são apresentados os equacionamentos relacionados à topologia *boost*, além de uma tabela comparativa das topologias citadas ao longo do texto com características similares.
- ✓ No quarto capítulo, são apresentados os parâmetros selecionados para o cálculo dos componentes do circuito do conversor operando como *boost*, bem como os valores esperados para os esforços e as formas de onda obtidas em simulação.
- ✓ No quinto capítulo, são expostos os dados relativos aos resultados computacionais, formas de onda e esforços de corrente e tensão.
- ✓ O sexto capítulo é dedicado à apresentação e análise dos resultados experimentais obtidos e se encerra com a apresentação da comparação de resultados matemáticos e simulados, validando, assim, o conversor.
- ✓ Por fim, no sétimo capítulo, é apresentada a conclusão do estudo, juntamente com as sugestões futuras para uma possível continuidade deste trabalho.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Considerações iniciais

Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica sobre conversores CC-CC que apresentam elevado ganho de tensão. São apresentadas algumas características básicas, como, o número de componentes, ganho, técnicas utilizadas para construção do mesmo, pontos positivos, pontos negativos e aplicações. Esta análise tem como objetivo comparar a topologia proposta com outras que utilizam técnicas de elevação de tensão.

No geral, esses conversores utilizam técnicas como estruturas intercaladas (*interleaved*), células de comutação de três estados (3SSC), dentre outras. Para ganho de tensão utilizam outras técnicas adicionais como o uso de transformadores isolados ou *built-in transformers* (transformadores embutidos), ou ainda indutores acoplados, que podem ser ou não associados a células multiplicadoras de tensão ou células a capacitor chaveado. A Figura 2, mostra uma categorização das possíveis técnicas de elevação de tensão existentes na literatura [21].



Figura 2: Categorização de técnicas de elevação de tensão usadas em conversores CC-CC.

2.2 Conversores CC-CC com elevado ganho estático

Os conversores CC-CC convertem tensão contínua em tensão contínua e podem ser considerados o equivalente CC de um transformador CA com uma relação de espiras continuamente variável. Assim como um transformador, eles podem elevar ou reduzir as tensões [22].

Os conversores convencionais frequentemente apresentam limitações em termos de taxa de conversão e rendimento, características essenciais em aplicações modernas de eletrônica de potência. Para superar essas restrições, pesquisadores têm investigado técnicas avançadas que combinam alto ganho de tensão com rendimento. A seguir, destacam-se algumas dessas abordagens:

- ✓ Indutores e capacitores chaveados: A utilização de indutores chaveados, geralmente posicionados na entrada do conversor, contribui para o aumento do ganho de tensão. Por outro lado, células multiplicadoras de tensão e capacitores chaveados permitem a divisão da tensão na saída entre os semicondutores, otimizando o desempenho do conversor.

- ✓ Estruturas multifásicas: Nos conversores CC-CC elevadores de tensão, o aumento da potência processada resulta em uma elevação de corrente na entrada, por consequência, nos conversores tradicionais pode ocorrer maior ondulação das correntes nos indutores, aquecimento excessivo dos semicondutores e a necessidade de componentes magnéticos de maior porte. Além disso, a elevada corrente conduzida por um único semicondutor pode levar a maiores perdas por condução, diminuindo o rendimento do conversor. Nesse sentido, conversores com múltiplos estágios, como os baseados em células de comutação de três estados, têm sido explorados para aplicações que demandam processamento de alta potência, pois essas configurações possibilitam o controle preciso de corrente e tensão, além da minimização de perdas, essenciais em sistemas que operam com elevados níveis de energia. Isso ocorre porque a potência é distribuída entre as fases do conversor, que operam de forma defasada, estratégia que permite o uso de componentes magnéticos menores, menor ondulação de corrente na entrada e saída e o aumento do rendimento do conversor.

Essas técnicas têm sido amplamente estudadas em diversas pesquisas, como as apresentadas em [23], [24], [25], [26], [27], [28], [20] [29] e [30] evidenciando seu potencial na melhoria do desempenho dos conversores.

Outra abordagem para alcançar alto ganho de tensão em conversores CC-CC envolve o uso de indutores acoplados, transformadores ou autotransformadores. A variação na relação de transformação desses componentes introduz uma nova variável que pode ser ajustada para regular a tensão de saída. Contudo, tais estruturas podem apresentar desafios relacionados ao fluxo disperso, o que pode afetar a eficiência e o desempenho do conversor.

Para mitigar esses efeitos, diversos estudos propõem a integração de indutores acoplados com células multiplicadoras de tensão e/ou células a capacitor chaveado. Essas combinações visam não apenas elevar o ganho de tensão, mas também melhorar a eficiência e reduzir perdas associadas ao fluxo disperso [31], [32], [33].

Neste trabalho, serão apresentadas algumas dessas topologias, com base em conversores recentes descritos na literatura, destacando suas características operacionais e benefícios em aplicações de alta potência.

2.2.1 Conversores CC-CC que utilizam estruturas intercaladas (*interleaved*)

A adoção de técnicas de intercalação multifásica tem se mostrado altamente eficiente na redução da ondulação de corrente e no aumento da densidade de potência em conversores do tipo elevador de tensão (*boost*). Em [34], apresenta-se um conversor *boost* com intercalação de duas fases. Essa topologia, além de mitigar os efeitos de recuperação reversa nos diodos de saída, proporciona uma operação mais eficiente quando são utilizados indutores de entrada acoplados, resultando em menores níveis de ondulação de corrente e em ciclos de trabalho reduzidos, em comparação ao conversor *boost* convencional.

As topologias com intercalação de fases aplicadas a conversores CC-CC podem ser configuradas em série com módulos multiplicadores de tensão e/ou capacitores chaveados, com ou sem o uso de indutores acoplados na entrada. Nessas configurações, o ganho de tensão aumenta proporcionalmente ao número de estágios multiplicadores, podendo superar significativamente o ganho obtido em conversores *boost* tradicionais.

Além disso, a adoção de circuitos de grampeamento ativos em cada fase possibilita a recuperação da energia proveniente da indutância de dispersão, contribuindo para o aumento da eficiência global do sistema [21].

A topologia apresentada em [35] e ilustrada na Figura 3 propõe um conversor que utiliza indutores acoplados para aumentar o ganho de tensão, e técnicas de intercalação de fases com o objetivo de reduzir os esforços de corrente nos interruptores. Para atenuar os picos de tensão sobre os dispositivos de comutação, foi incorporado à estrutura um circuito de grampeamento, que, embora permita a recuperação da energia associada à indutância de dispersão, também implica no

acréscimo de componentes, resultando no aumento do volume e da complexidade do conversor. Apesar de apresentar uma elevada razão de conversão, o protótipo da topologia descrita em [35] foi projetado para operar com potência de apenas 100 W, a uma frequência de comutação de 100 kHz, atingindo um rendimento máximo de 94,9%.

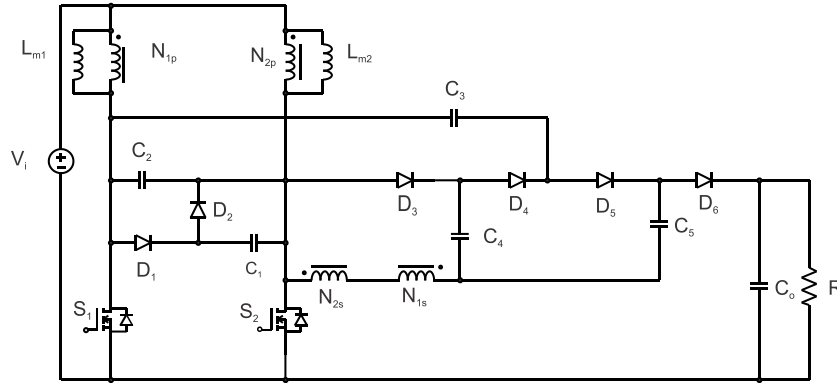


Figura 3: Conversor Intercalado com indutores acoplados [35].

O artigo [36], propõe um conversor CC–CC elevador de tensão, utilizando uma célula multiplicadora de tensão com indutor acoplado e um método de conexão diferencial, apresentado na Figura 4. O conversor proposto é obtido por meio da conexão diferencial entre um conversor *Ćuk* e um conversor *buck-boost*, integrando uma célula multiplicadora de tensão com indutor acoplado. O controle dos dois interruptores é realizado por meio de controle intercalado.

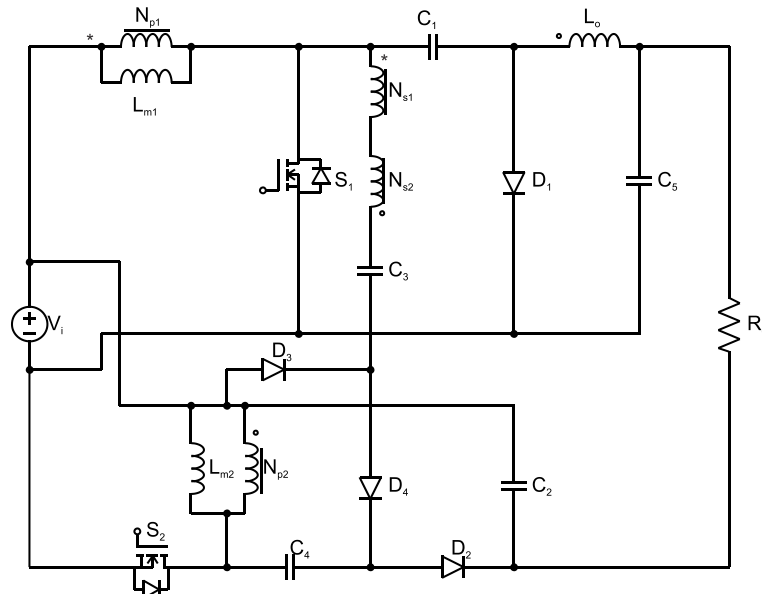


Figura 4: Topologia baseada em conexão diferencial com VMC e indutor acoplado [36].

O ramo formado por diodo e capacitor na topologia compartilhada é utilizado como um ramo de grampeamento passivo, com o objetivo de reduzir o esforço de

tensão máximo sobre os interruptores. Foi construído um protótipo de 300 W e a eficiência obtida foi de 94,5%.

O artigo apresentado em [37] propõe uma família de conversores CC–CC voltada para aplicações que exigem alta taxa de conversão de tensão, uma das topologias é mostrada na Figura 5. A topologia é composta por dois indutores acoplados e dois interruptores operando com sinais de comando defasados em 180° , característica típica de estruturas que utilizam chaveamento intercalado. Para aumentar o ganho de tensão na saída, um enrolamento terciário é adicionado em série com o enrolamento secundário de cada indutor acoplado. Além disso, o autor sugere a incorporação de uma célula multiplicadora de tensão na saída do conversor.

O conversor apresenta alto ganho, sendo capaz de fornecer uma tensão de saída até vinte vezes superior à tensão de entrada. No entanto, para alcançar esse desempenho, a relação de espiras dos indutores acoplados deve variar entre dois e três, o que pode resultar em aumento das perdas associadas à indutância de dispersão. Vale destacar que o artigo apresenta apenas resultado de simulação, considerando uma potência de 500 W.

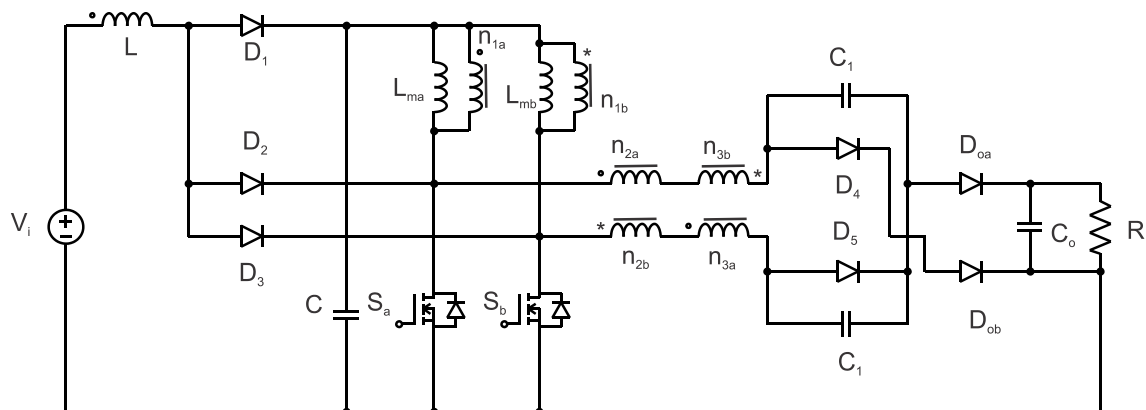


Figura 5: Topologia apresentada em [37], com VMC.

O artigo [38] mostra uma topologia elevadora com comutação suave, que utiliza indutores acoplados, transformadores embutidos e células multiplicadoras de tensão para aumentar o ganho, ilustrada na Figura 6. A estrutura intercalada foi adotada com o objetivo de reduzir a ondulação da corrente de entrada.

Essa topologia demonstra um alto ganho, de aproximadamente 17 vezes, porém requer quatro interruptores, sendo dois principais e dois auxiliares, o que pode tornar o acionamento mais complexo, tanto pela quantidade de interruptores a serem controlados quanto pelo fato de dois deles não compartilharem o terminal de

referência com a fonte de alimentação. O protótipo de 600 W, utilizado no processo de validação do conversor, apresentou uma eficiência de 96%.

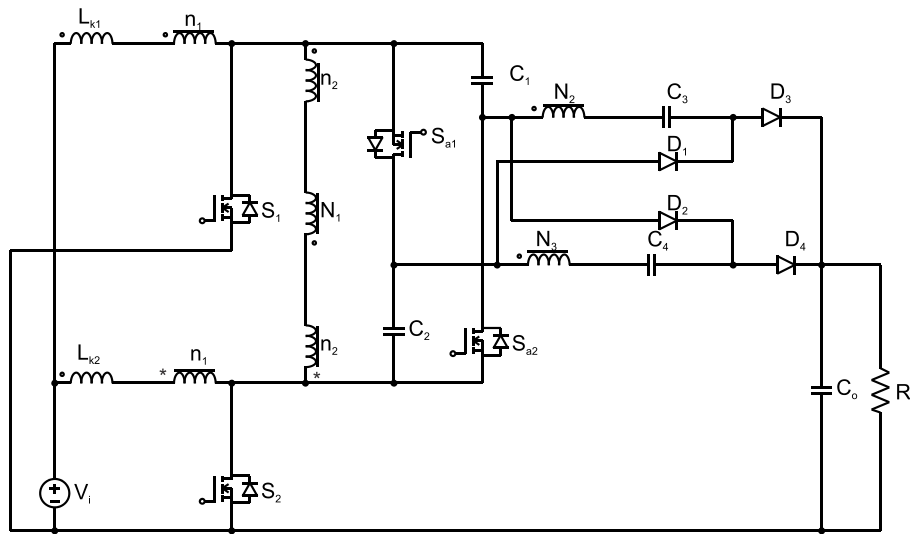


Figura 6: Conversor com indutor acoplado e transformador embutido [38].

De acordo com [39], a topologia proposta na Figura 7 é capaz de ser utilizada na geração distribuída, fazendo uso de fontes de energia renovável. Devido à sua configuração, é possível alcançar baixo esforço nos interruptores e baixa ondulação de corrente na entrada. A configuração inclui transformador embutido com um primário e dois secundários, além de uma célula multiplicadora de tensão para elevar ainda mais o ganho. Este conversor possui um ganho de aproximadamente oito e para um protótipo de 3,5 kW, foi obtida uma eficiência de 94,7%.

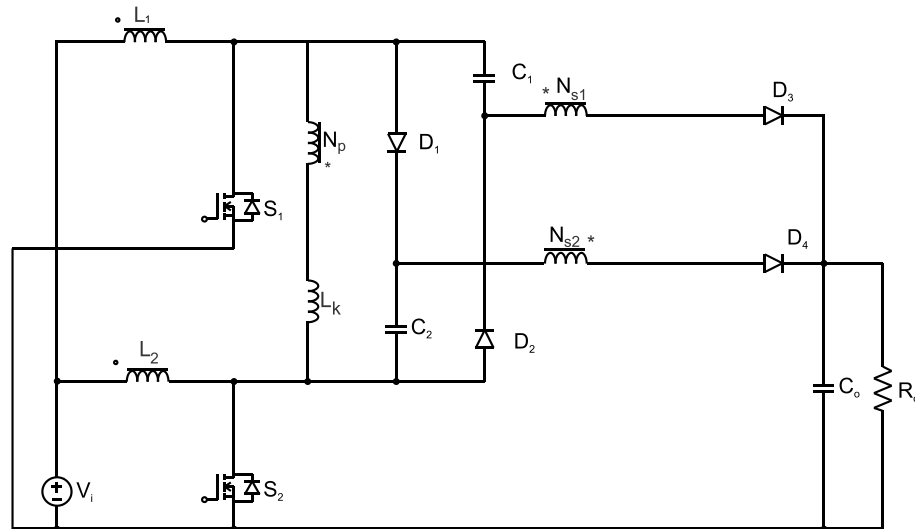


Figura 7: Topologia descrita em [39], utiliza transformador embutido para elevar tensão.

A topologia descrita em [40], apresentada na Figura 8, mostra um conversor com alto ganho, utilizando dois indutores acoplados (n) e um transformador

embutido (N). Apesar de proporcionar um alto ganho (aproximadamente 14,82), os diodos de saída estão sujeitos a uma tensão reversa superior à tensão de saída, o que pode afetar o rendimento do conversor. Além disso, a relação de espiras adotada é de $n=1$ e $N=2$. Um protótipo de 600 W foi construído e a eficiência alcançada foi de 94,6%.

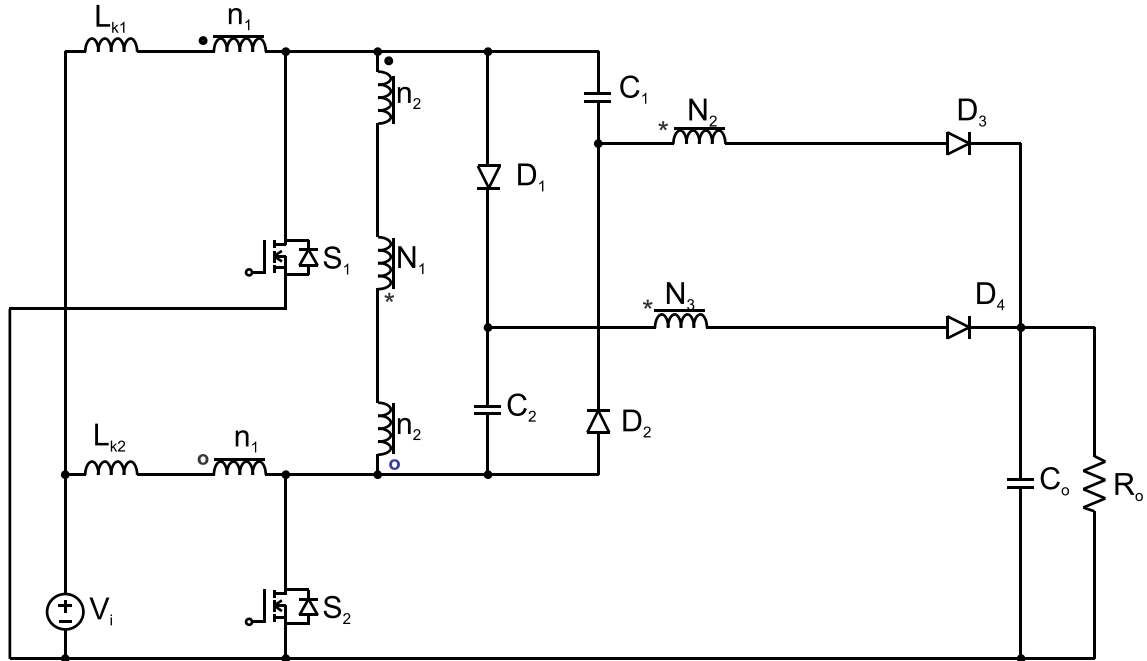


Figura 8: Conversor de alto ganho com indutores e transformador embutido [40].

O circuito da Figura 9 foi apresentado em [41], que propõe uma topologia baseada no uso de indutores acoplados e células multiplicadoras de tensão. Esta topologia possui dois capacitores em série, que são utilizados para elevar a tensão e reduzir o pico de tensão nos interruptores. Os dois indutores acoplados possuem três enrolamentos cada, sendo a relação de transformação do secundário para o primário de $n=1$ e no terciário de $n=2$. O circuito também inclui oito diodos, com os diodos D_{r11} atuando como regenerativos e os diodos D_{r12} e D_{r22} como diodos retificadores. A topologia apresenta um ganho elevado, de aproximadamente 13,33. No entanto, requer um número significativo de componentes, o que pode impactar a complexidade e o custo do sistema. O protótipo desenvolvido possui uma potência de saída de 220 W, opera com uma frequência de comutação de 50 kHz e alcança uma eficiência de 96,7%.

O artigo [42], que apresenta a topologia mostrada na Figura 10, utiliza como base indutor acoplado e células multiplicadoras de tensão. Segundo o autor, essa topologia pode ser aplicada em energia renovável, como fotovoltaica, células de

combustível e sistemas de geração de energia. Um protótipo com uma faixa de tensão de 25V a 400 V e potência nominal de 200 W com frequência de comutação de 50 kHz alcançou uma eficiência de 95,3%. Como vantagens, apresenta baixo esforço nos interruptores e baixa ondulação na corrente de entrada. No entanto, quando comparada a outras topologias, possui um maior número de componentes.

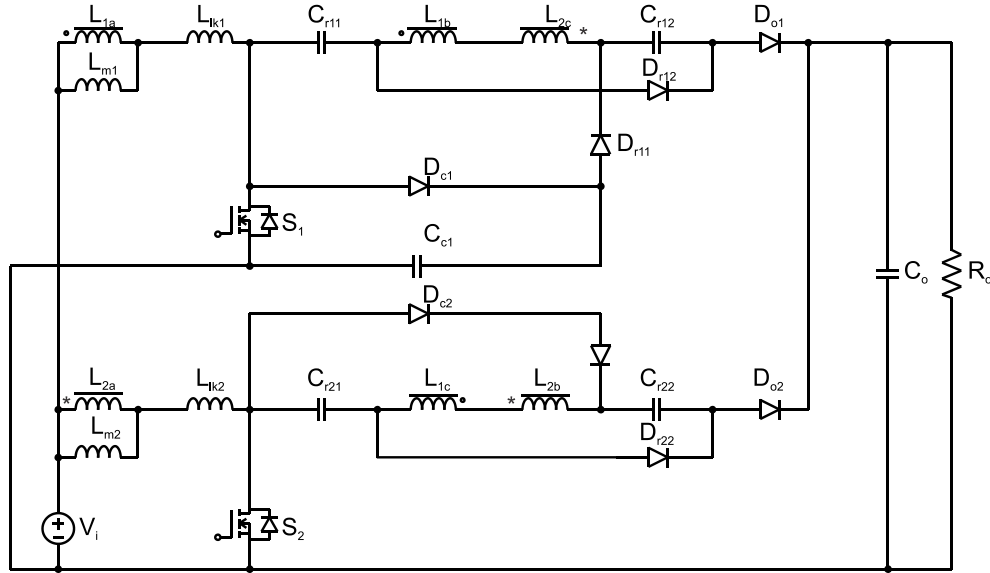


Figura 9: Topologia com indutores acoplados e células multiplicadoras de tensão [41].

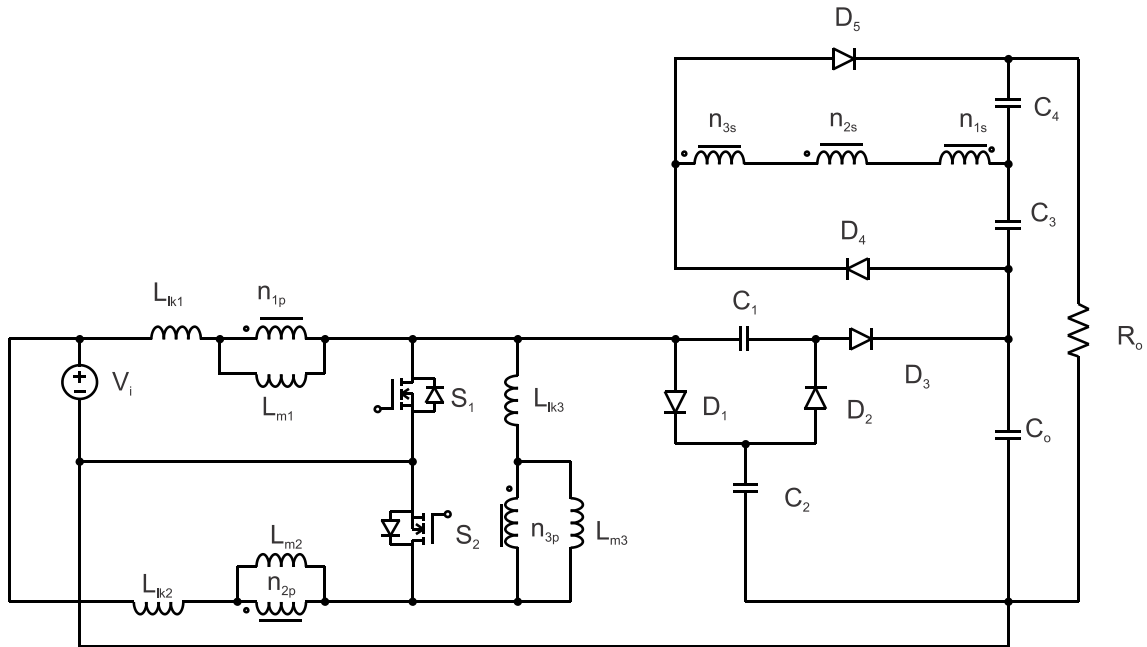


Figura 10: Topologia aplicada a energia renovável [42].

O conversor proposto em [43], ilustrado na Figura 11, é um conversor ressonante LLC alimentado por corrente, desenvolvido para aplicações que exigem alta tensão e alta potência. Para alcançar esse objetivo é adotada uma estrutura

intercalada em duas fases, com o propósito de reduzir a ondulação da corrente de entrada. Além disso, o conversor pode ser expandido com múltiplos estágios, permitindo um aumento adicional no ganho de tensão. Entretanto, essa expansão implica também em um acréscimo no número de componentes do circuito. Como principal desvantagem, destaca-se a complexidade no acionamento dos interruptores, uma vez que nem todos possuem o terminal fonte referenciado ao terra, dificultando o projeto do circuito de controle. O protótipo básico construído apresentou uma faixa de tensão de entrada de 100–200 V e uma tensão de saída de 1000 V. Para uma potência de 1000 W, foi obtida uma eficiência de 95,3%.

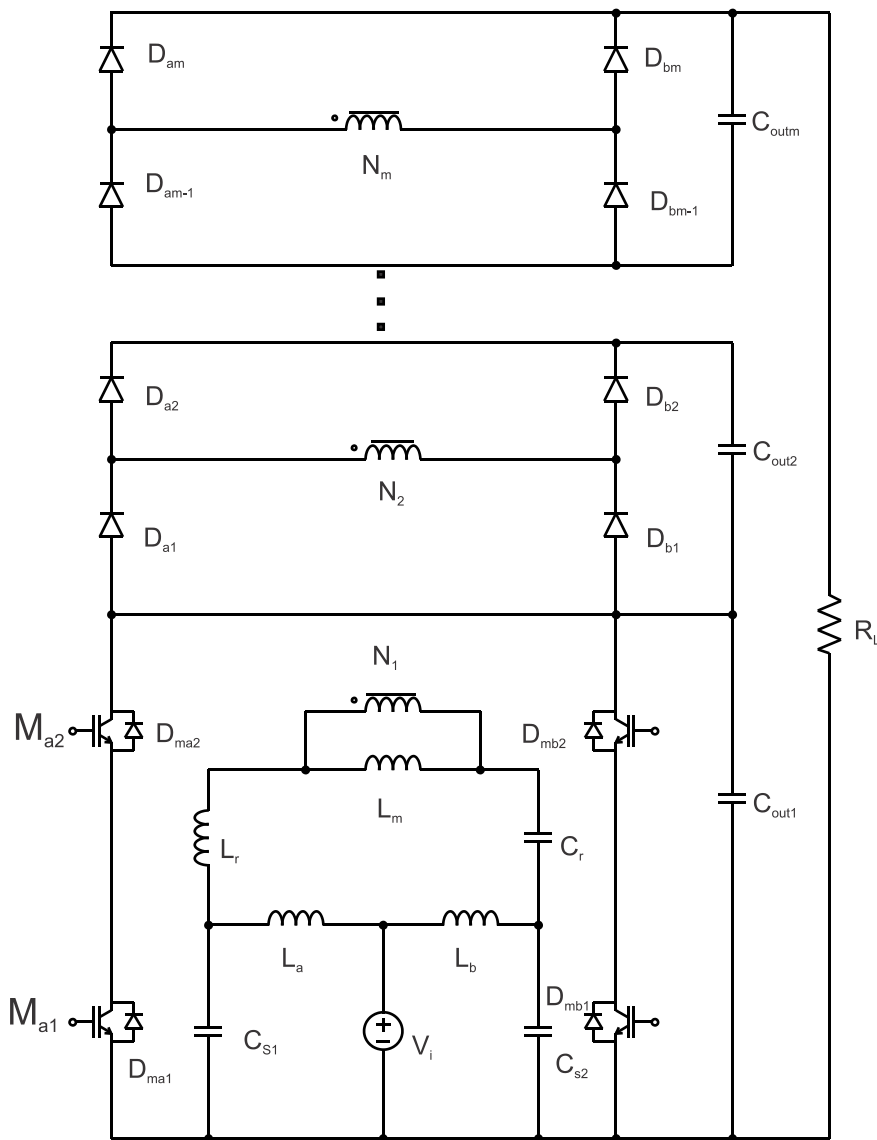


Figura 11: Conversor Ressonante [43].

A topologia reproduzida na Figura 12 e apresentada em [14], utiliza um transformador e células multiplicadoras de tensão, sendo adequada para aplicações em energia renovável e em micro-redes CC. Além dessas técnicas, o transformador

é combinado com células a capacitores chaveados, a fim de elevar ainda mais o ganho de tensão, mantendo baixo o esforço de tensão nos semicondutores. Segundo o autor, as taxas de queda de corrente nos diodos são controladas pelas indutâncias de dispersão do transformador embutido, o que contribui para minimizar o problema de recuperação reversa dos diodos. Como desvantagem, destaca-se o maior número de componentes quando comparado a outras topologias, como as apresentadas nas Figura 4, Figura 7 e Figura 8. Foi construído um protótipo de 400 W, com tensão de entrada de 20 V e tensão de saída de 400 V. No entanto, o rendimento não foi apresentado.

No artigo [13] é proposto um conversor baseado em uma estrutura intercalada, com indutores acoplados, transformadores embutidos e células multiplicadoras de tensão, ilustrado na Figura 13. O autor destaca que o uso do transformador embutido contribui para o equilíbrio entre as fases e proporciona aumento no ganho de tensão. Essa topologia apresenta um maior número de componentes em relação a outras soluções, o que pode resultar em um aumento no volume do conversor. Foi construído um protótipo de 1 kW, com frequência de comutação de 50 kHz, que apresentou uma eficiência nominal de 93,86%.

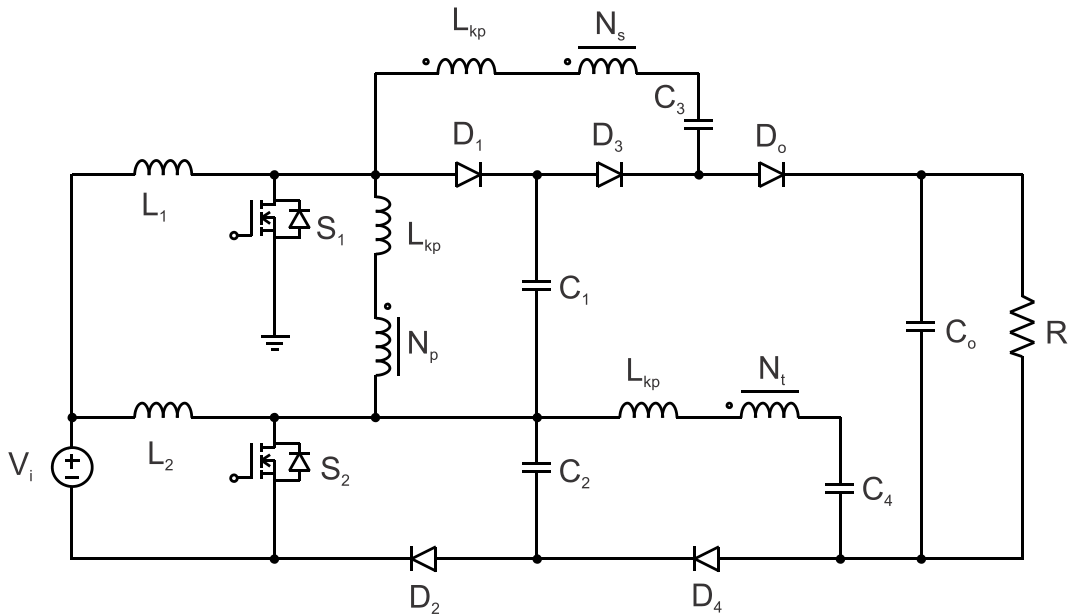


Figura 12: Conversores com multiplicadores de tensão e BIT [14].

A topologia vista na Figura 14, conforme [44], utiliza uma estrutura intercalada como objetivo de reduzir as perdas no sistema. Para elevar o ganho de tensão, topologias anteriormente mencionadas fazem uso de associações entre multiplicadores de tensão e indutores acoplados conforme sugerido pela maioria dos

trabalhos encontrados na literatura. A topologia proposta é inspirada em [45] e também emprega indutores acoplados, porém associados a células a capacitor chaveado. O conversor é composto por dois interruptores, dois indutores acoplados, e as células com capacitores chaveados, o que possibilita um aumento no ganho de tensão de 25 vezes. Como desvantagem, destaca-se o maior volume físico do conversor, devido a um número maior de capacitores e diodos, quando comparado às demais topologias mencionadas nesta revisão bibliográfica. O protótipo desenvolvido apresenta uma potência de 400 W, e a eficiência relatada é de 96,8%. Entretanto, esse valor foi obtido com base em métodos matemáticos, não sendo resultado de validação experimental.

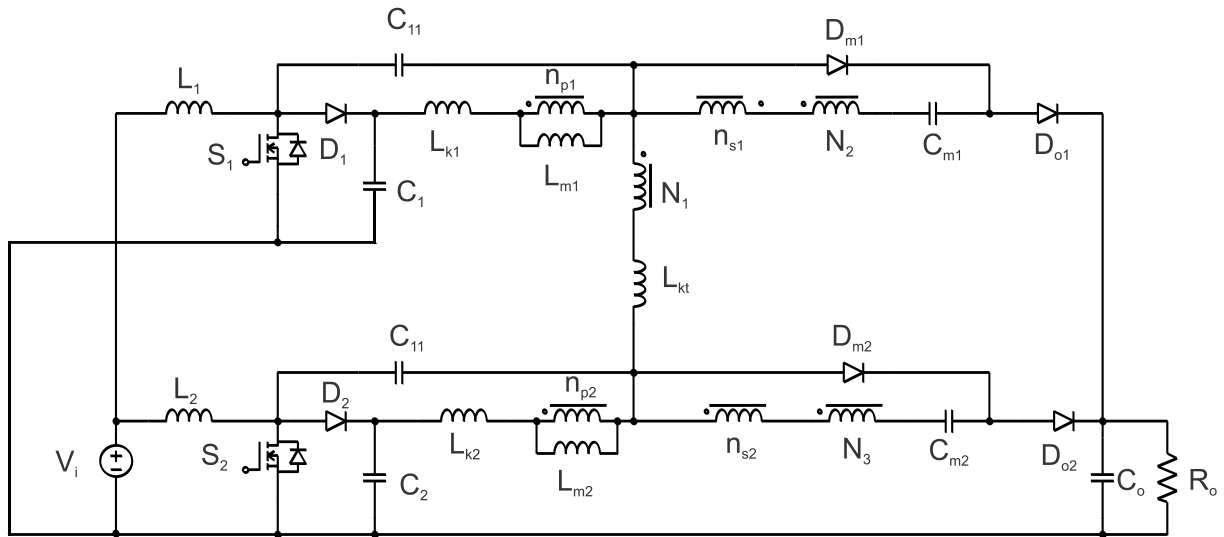


Figura 13: Estrutura *interleaved*, indutores acoplados, transformadores embutidos e células multiplicadoras de tensão [13].

O conversor apresentado na Figura 15, e mostrado em [46], atinge alto ganho de tensão com número reduzido de componentes. Diodos D_{o1} e D_{o2} são os diodos de saída, enquanto os capacitores C_{r1} e C_{r2} funcionam como capacitores ressonantes e os diodos D_{r1} e D_{r2} atuam como diodos auxiliares. O conversor também é composto por dois indutores acoplados, cada um com três enrolamentos. O ganho de tensão pode ser ajustado de acordo com a relação de espiras dos indutores acoplados e com a frequência de ressonância. Os esforços de tensão sobre os semicondutores são inferiores à tensão de saída, o que contribui para a obtenção de elevada eficiência estimada em aproximadamente 96,7% para um protótipo de 250 W.

A Figura 16, artigo apresentado em [11], mostra uma família de conversor CC-CC de alta tensão, que combina o uso de células multiplicadores de tensão com um circuito de grampeamento ativo. O dispositivo opera com comutação suave, mesmo sob largas variações de carga e tensão de entrada, o que permite a operação em altas frequências e, conseqüentemente, a redução dos componentes passivos. Como desvantagem, a topologia apresenta um grande número de componentes e um acionamento complexo dos interruptores. Para um protótipo de 1300 W, o rendimento máximo obtido, segundo o autor é de aproximadamente 96%.

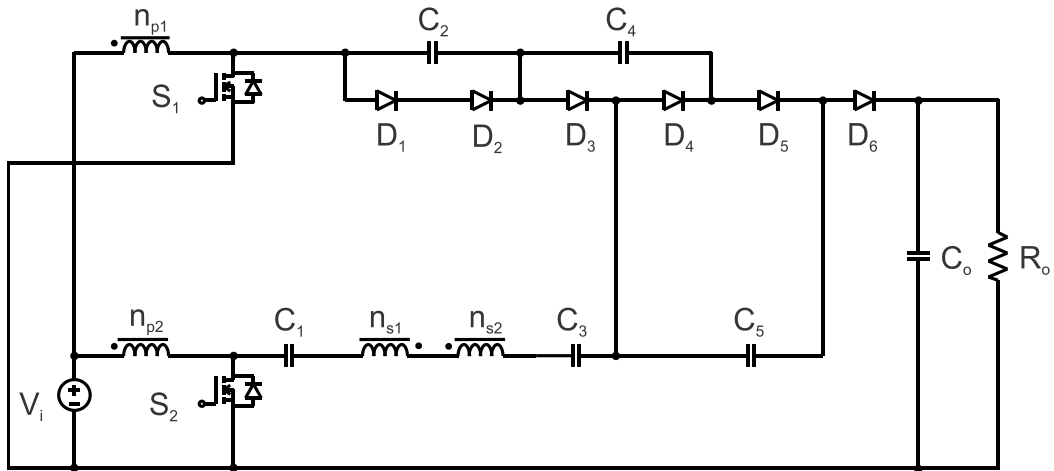


Figura 14: Conversor com multiplicadores de tensão e células a capacitor chaveado[44].

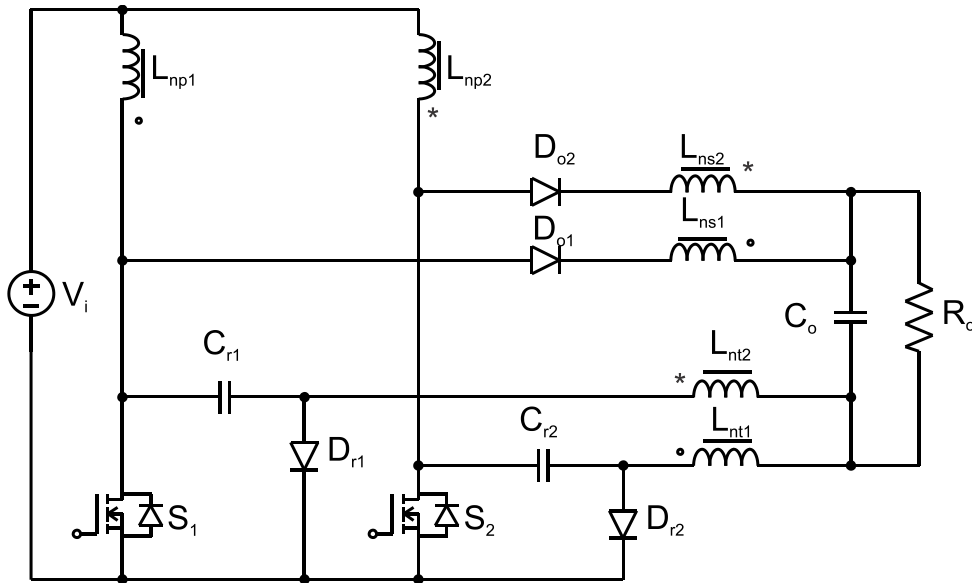


Figura 15: Conversor com capacitores ressonantes [46].

Conversores intercalados convencionais, como se sabe, enfrentam alguns desafios, tais como a necessidade de malhas de controle de corrente adicionais para o balanceamento ativo de corrente, o aumento dos esforços de tensão nos

semicondutores e baixa extensibilidade. O autor de [47] propõe um conversor *boost* de alto escalonamento, com balanceamento passivo de corrente e reduzido esforço de tensão nos semicondutores, conforme ilustrado na Figura 17. A topologia também permite uma expansão, por meio do aumento do número de fases e de células multiplicadoras de tensão. Nessa configuração, utilizam-se apenas indutores na entrada. O protótipo desenvolvido apresenta potência de 500 W e atingiu uma eficiência de aproximadamente 94%. Como desvantagem tem-se o número de componentes e o volume do protótipo.

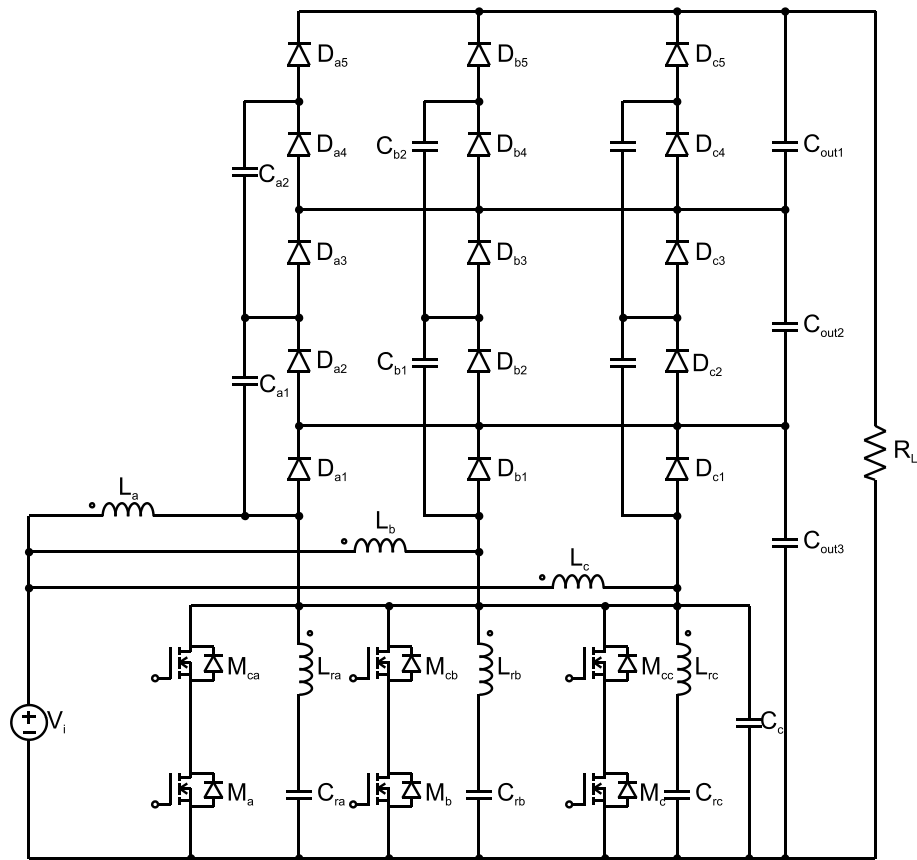


Figura 16: Família de conversor CC-CC de alta tensão combinando o uso de multiplicadores de tensão e um circuito de grameamento ativo [11].

O conversor da Figura 18 é do tipo elevador de tensão com alto ganho, baseado em uma estrutura intercalada de duas fases com indutor acoplado intercalado projetado para eliminar o zero no semiplano direito. Para isso, é utilizado um indutor acoplado entre a entrada e a saída, cuja energia é transferida para o capacitor de saída durante o período em que o interruptor permanece ligado. Os resultados experimentais apresentados no artigo [48] referem-se a um protótipo com tensão de entrada de 24 V, tensão de saída de 100 V, frequência de comutação 50 kHz e uma potência de 200 W. Embora o conversor utilize um maior número de

componentes em comparação com outras topologias, a configuração intercalada proporciona uma redução da ondulação na entrada diminuição das perdas no núcleo magnético e menores esforços de corrente nos interruptores. Nos testes realizados com o protótipo de 200 W, foi obtido rendimento de 94,50%.

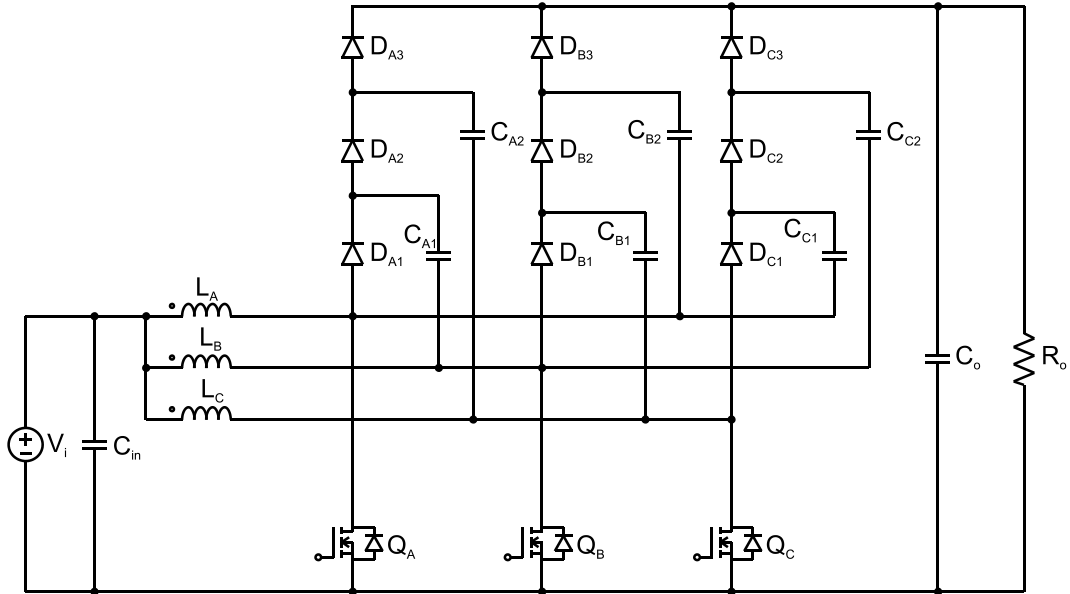


Figura 17: Conversor *boost* intercalado de alta elevação utilizando multiplicadores de tensão e balanceamento extensivo [47].

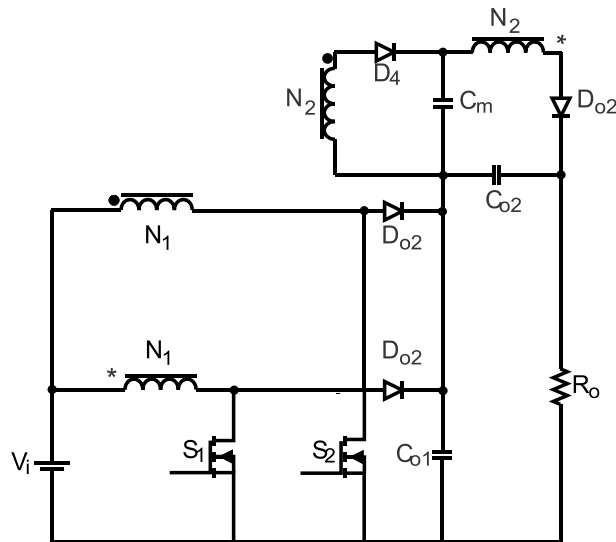


Figura 18: Conversor elevador de tensão com alto ganho baseado em indutor acoplado.

O artigo apresentado em [49] propõe um conversor CC-CC intercalado, utilizando indutores acoplados e ganho de tensão quadrático. A topologia corresponde a uma versão modificada do conversor *Dickson*, conforme mostrado na Figura 19, mantendo um ponto de terra comum, o que facilita a implementação do circuito de comando dos interruptores. Um protótipo de 500 W foi desenvolvido,

operando com tensão de entrada de 30 V, tensão de saída 562,5 V e frequência de comutação de 50 kHz. O rendimento obtido foi de 94,50%.

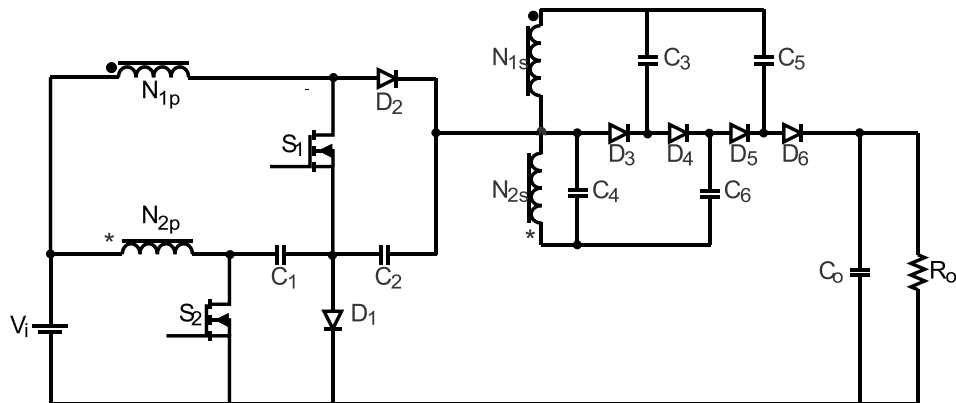


Figura 19: Conversor entrelaçado de alto ganho baseados em indutores acoplados.

A Figura 20, artigo [50], mostra um conversor elevador com alto ganho, que utiliza a técnica dos conversores entrelaçados combinada com indutores acoplados. Foi desenvolvido um protótipo com tensão de entrada de 24 V, tensão de saída 400 V, potência de saída 500 W e frequência de comutação de 80 kHz, alcançando um rendimento de 94,50%. No entanto observa-se que a topologia apresenta maior número de semicondutores em comparação com outras topologias analisadas anteriormente.

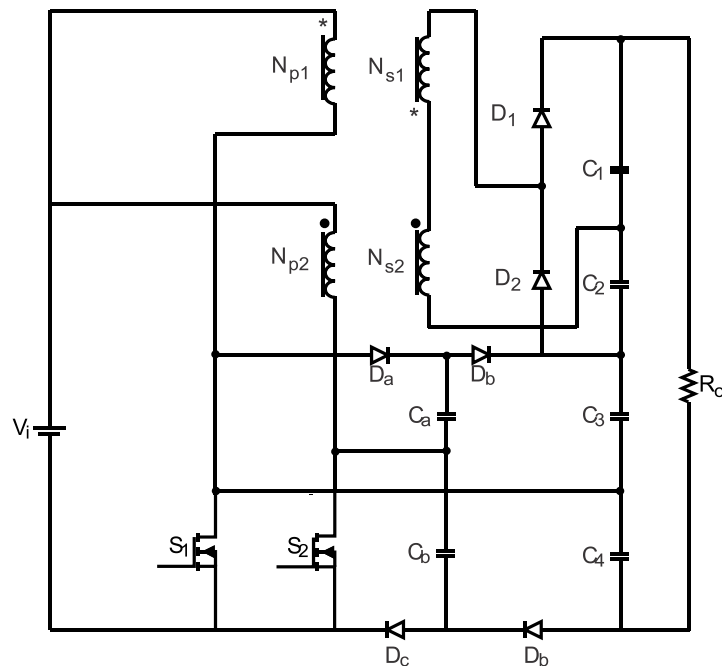


Figura 20: Conversor entrelaçado de alto ganho com baixo esforço de tensão.

O artigo [51], ilustrado na Figura 21, apresenta um conversor intercalado com indutor acoplado e capacitores para elevar tensão. Além dos interruptores principais

de cada fase, a topologia inclui um interruptor auxiliar, que atua como circuito de grampeamento, contribuindo para a redução do esforço de tensão nos semicondutores. Um protótipo foi construído, operando com tensão de entrada de 40 V, tensão de saída 420 V, frequência de comutação de 100 kHz e potência saída de 210 W. Para essas condições, foi obtida uma eficiência de 96,5%.

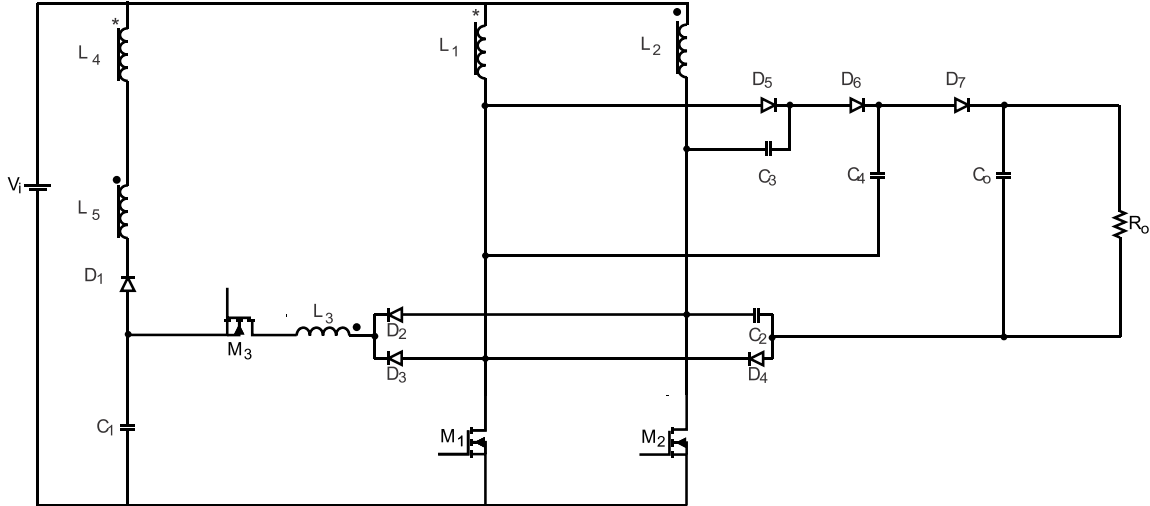


Figura 21: Conversor CC-CC intercalado com transição de comutação em tensão zero e alto ganho, utilizando indutores acoplados.

O artigo mostrado em [52], apresentado na Figura 22, descreve uma topologia de conversor CC-CC com indutor acoplado com três enrolamentos. Foi desenvolvido um protótipo com tensão de entrada 30 V, tensão de saída 400 V, frequência de comutação de 50 kHz e potência de saída de 500 W. Para essas condições, o rendimento foi de 94,5%.

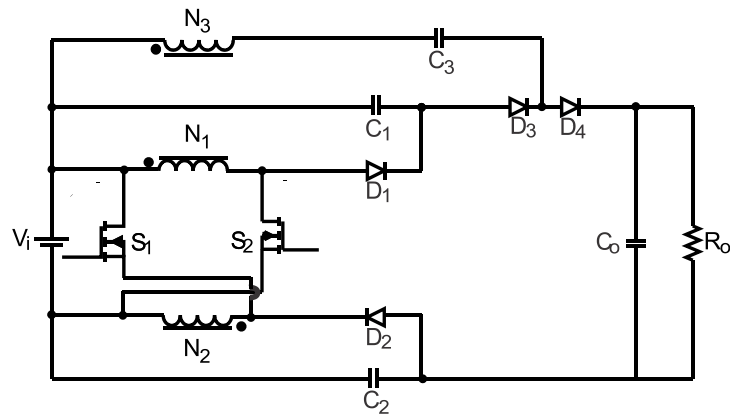


Figura 22: Conversor CC/CC de dois interruptores com indutor acoplado de três enrolamentos.

No artigo [53], ilustrado na Figura 23, é proposto um conversor CC-CC intercalado híbrido, com ganho de tensão quadrático. A topologia combina as técnicas de intercalação, o uso de indutores acoplados e células multiplicadoras de

tensão operando no modo de condução descontínuo. Um protótipo é apresentado com uma tensão de entrada de 48 V, tensão de saída 450 V e frequência de comutação de 50 kHz. Para uma potência de 400 W, foi obtido um rendimento de 95,30%.

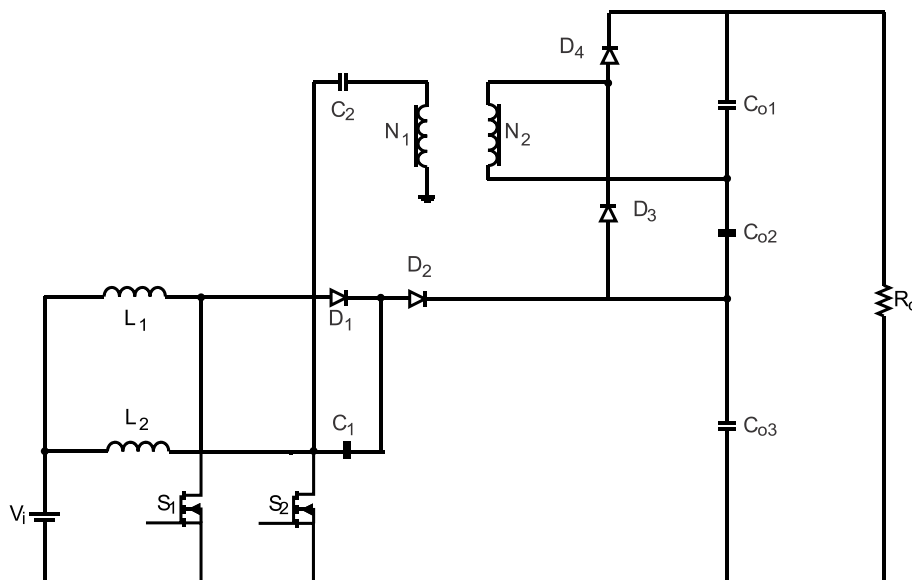


Figura 23: Conversor CC-CC elevador híbrido intercalado com base em indutor acoplado.

2.2.2 Topologias de conversores CC-CC que utilizam estruturas com célula de comutação de três estados ou múltiplos estados

A tese [54], artigo [55] propõe uma família de conversores que associam a célula de comutação de múltiplos estados MSSC e células multiplicadoras de tensão VMC, apresentado na Figura 24. O uso de MSSC propicia a redução dos esforços de corrente nos semicondutores e a redução das dimensões dos elementos reativos do conversor. Porém, o mesmo não consegue resolver o problema de elevado esforço de tensão nos semicondutores. Para minimizar este problema é anexado ao circuito células VMCs o que também auxilia na elevação da tensão de saída (considerando a topologia *boost*) sem ter que elevar a razão cíclica do conversor.

Segundo o autor, os principais atributos do conversor incluem aumento da densidade de potência, maior ganho de tensão, ampliação da capacidade de processamento de potência e a redução dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores. O rendimento é de aproximadamente 97% para uma potência de 1300 W, com frequência de comutação de 22 kHz.

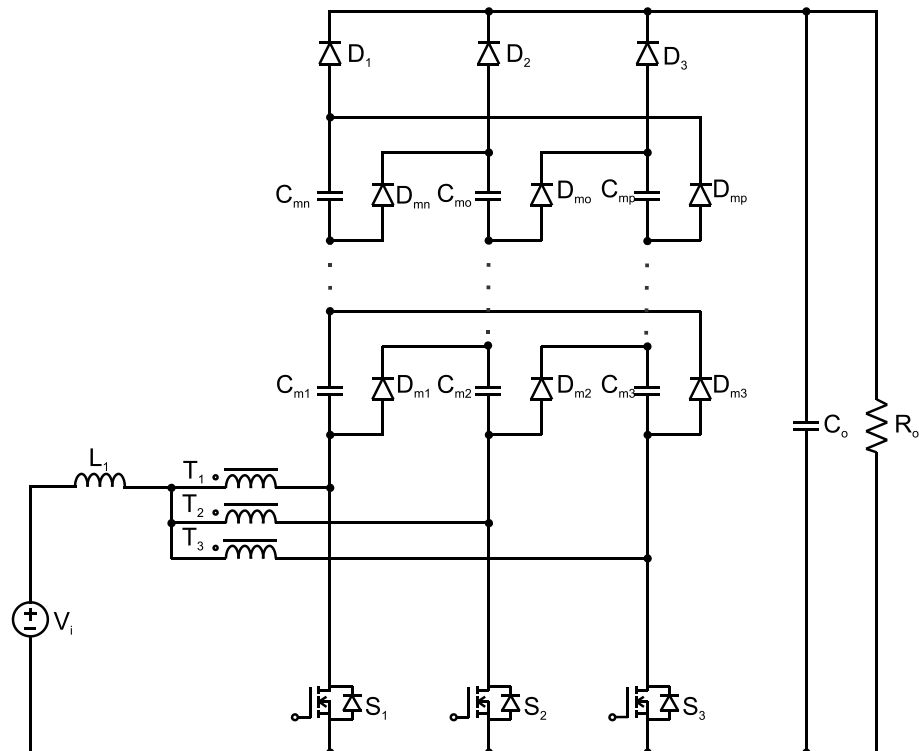


Figura 24: Família de conversores que associam a célula de comutação de múltiplos estados MSSC e células multiplicadoras de tensão VMC [54].

A Figura 25, apresenta um conversor *SEPIC* CC-CC [17] não isolado de alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados e células multiplicadoras de tensão. Segundo os autores, as vantagens da topologia incluem elementos de filtro com dimensões reduzidas, a soma das correntes nos indutores são igualmente divididas entre os semicondutores devido ao uso do transformador (características básicas dos SSC), além de esforços reduzidos nos semicondutores devido ao VMC. Para uma tensão de entrada de 48 V, tensão de saída de 400 V, frequência de comutação de 25 kHz e uma potência de 1000 W conseguiu-se uma eficiência de aproximadamente 96%.

O artigo [56] apresenta uma família de conversores CC-CC que faz uso de células de múltiplos estados, ilustrado Figura 26. O ganho do conversor pode ser aumentado ou reduzido por meio da utilização de enrolamentos secundários isolados, acoplados ao autotransformador do MSSC, com interruptores em série. Ajustando o número de espiras do transformador, é possível modificar o ganho do conversor. O rendimento é de 96% para uma tensão de entrada de 86 V, tensão de saída de 400 V, frequência de comutação de 35 kHz e potência de 3000 W. Embora o rendimento no conversor seja alto o ganho deste é inferior a cinco e a topologia utiliza vários interruptores em sua configuração.

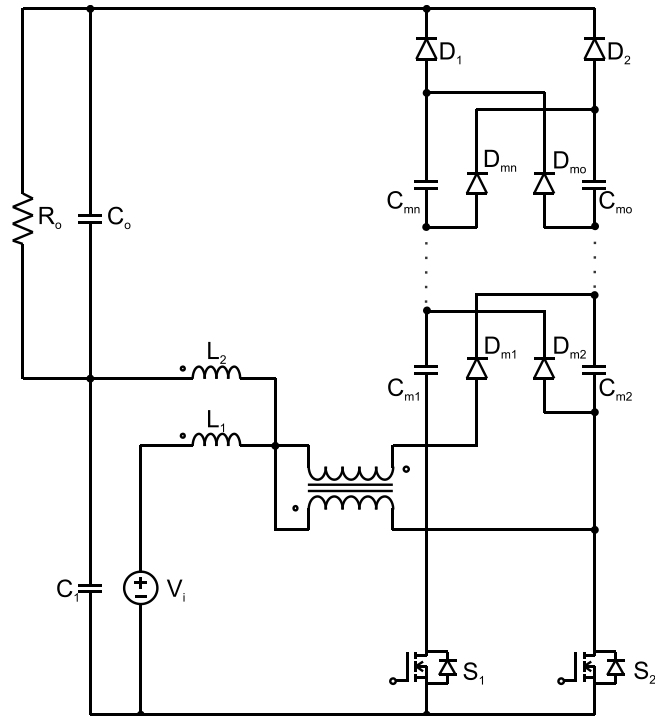


Figura 25: Conversor *SEPIC* CC-CC não isolado de alto ganho [17].

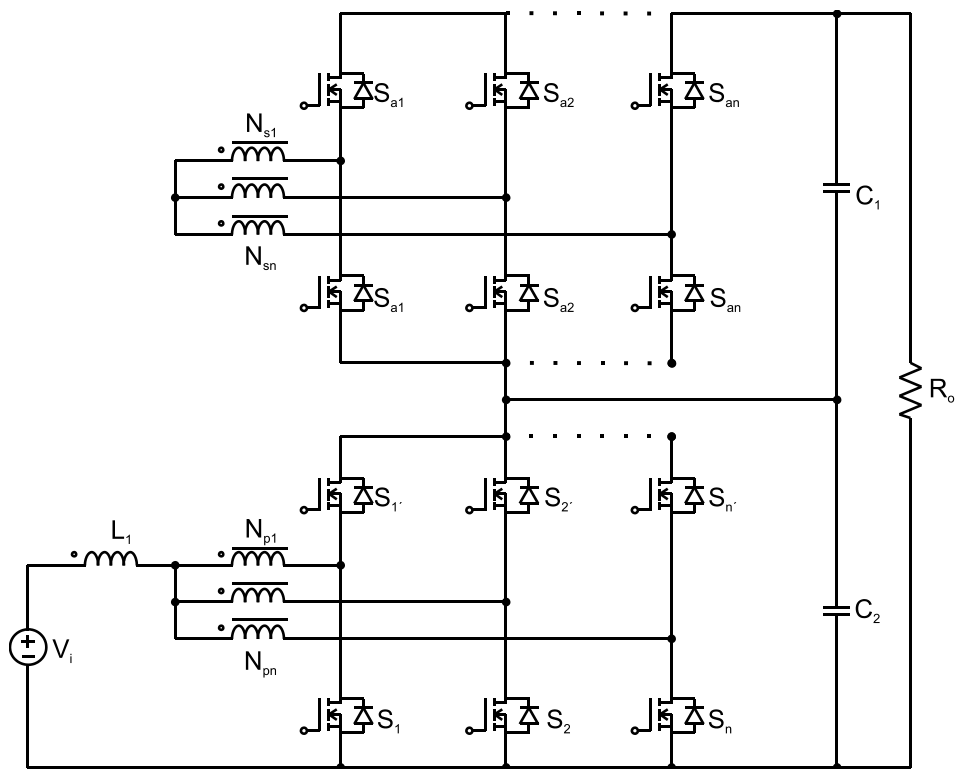


Figura 26: Conversor com enrolamentos secundários isolados acoplados ao autotransformador MSSC[56].

2.3 Considerações finais

Neste capítulo foram apresentadas algumas topologias de conversores que apresentaram rendimento superior a 90% com uma frequência de comutação variando entre 20 a 100 kHz. Além disso, as topologias fazem uso de células multiplicadores de tensão e/ou indutores acoplados que em alguns casos eram combinados com grampeadores de tensão e células a capacitor chaveado, com o objetivo de criar estruturas com características desejáveis, como: dimensões reduzidas, ganhos elevados e esforços reduzidos.

Embora alguns conversores possuam ganhos mais elevados, a estrutura proposta neste estudo combina de uma forma equilibrada algumas características interessantes em conversores CC-CC, são algumas delas: baixa ondulação de corrente na entrada, elevado ganho de tensão, esforços reduzidos de tensão e corrente nos semicondutores.

3 FAMÍLIA DE CONVERSORES 3SSC-VMC e INDUTORES ACOPLADOS

3.1 Considerações iniciais

Este trabalho propõe uma família de conversores que utiliza a célula de comutação de três estados, indutor acoplado e circuito grampeador. Para uma melhor compreensão do funcionamento desses conversores, na sequência são apresentados os conceitos da concepção das diferentes topologias. Neste capítulo, serão introduzidos os circuitos dos conversores convencionais – tais como *buck*, *boost*, *buck-boost*, *Ćuk* e *SEPIC* – com o objetivo de contextualizar o desenvolvimento das novas configurações. No entanto, a ênfase será dada à topologia *boost*, uma escolha feita em função de uma ampla aplicabilidade em fontes de alimentação, sistemas de energia solar, telecomunicações, entre outros.

3.2 Célula de comutação

A crescente demanda por uma maior geração de energia tem se intensificado ao longo dos anos. Como resultado, têm surgido tecnologias para abordar esses desafios, buscando reduzir custos, diminuir o volume e melhorar a eficiência. Os conversores, como *buck*, *boost* e *buck-boost*, são classificados como circuitos de segunda ordem, enquanto os conversores *Ćuk*, *SEPIC* e *Zeta* pertencem à categoria de conversores de quarta ordem [19], como mostrado na Figura 27. Essas seis topologias clássicas constituem a base para o desenvolvimento de outras variantes exploradas na literatura especializada.

É crucial ressaltar que as topologias mencionadas não são adequadas quando submetidas a altas potências na ordem de kW ou frequências de comutação elevadas na ordem de dezenas de kHz. Embora elas possam proporcionar razões de conversão mais amplas isso normalmente ocorre ao custo de relações de ciclo de trabalho extremamente baixas ou altas com as limitações correspondentes nos tempos finitos de comutação dos interruptores. Em teoria, razões de conversão mais amplas podem ser obtidas ajustando adequadamente o sinal de comando de modulação do conversor. Na prática as razões de conversão máxima e mínima que

podem ser alcançadas pelos conversores convencionais são limitadas pelas características dos dispositivos de comutação [57].

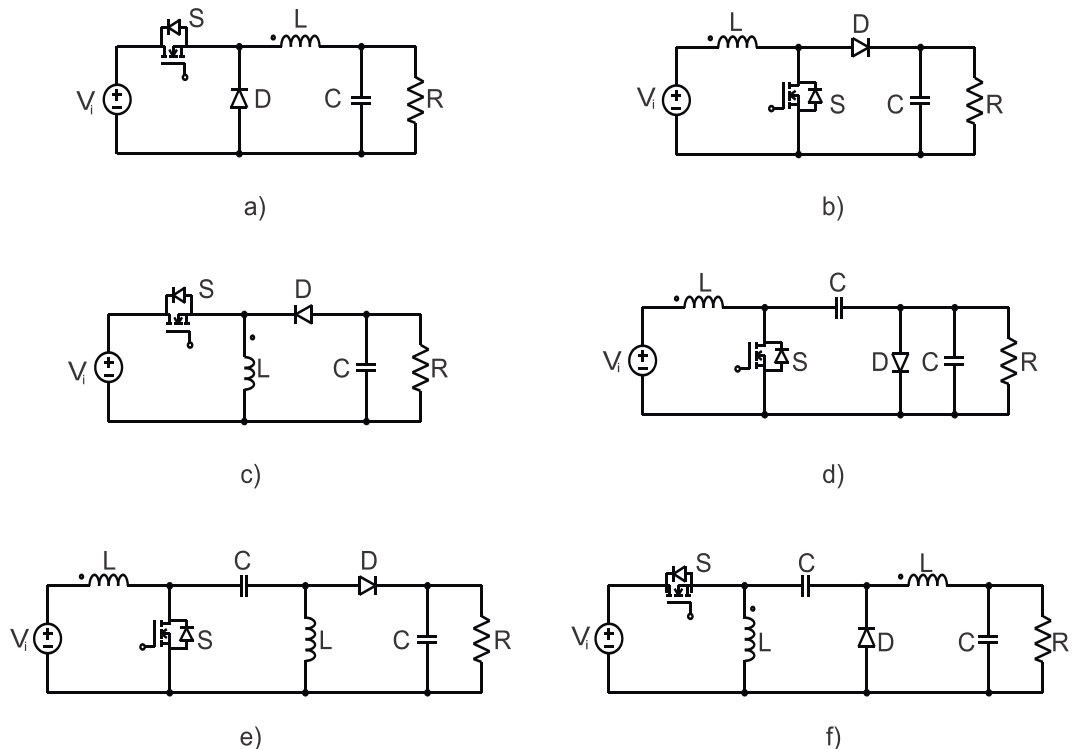


Figura 27: Topologias básicas de conversores: (a) buck, (b) boost, (c) buck-boost, (d) Ćuk, (e) SEPIC, (f) Zeta.

Com o uso de frequências elevadas é possível reduzir custos e otimizar o dimensionamento dos sistemas, pois os dispositivos armazenadores de energia como indutores e transformadores têm tamanho e peso reduzidos, como consequência apresentam uma economia em cobre. Além disso, com o aumento da frequência de comutação ocorre o aumento significativo das perdas durante as etapas de transição entre condução e bloqueio, e vice-versa, dos interruptores o que reduz o rendimento e aumenta o volume dos dissipadores [19]. Assim, fica evidente a necessidade premente de desenvolver topologias que empreguem semicondutores mais rápidos, caracterizados por baixa resistência intrínseca a fim de minimizar as perdas e conseguir suprir com eficiência algumas demandas atuais do mercado como veículos elétricos que trabalham na ordem de kW a centenas de kW, conversão de energia em painéis solares e turbinas eólicas que variam de kW a MW, além de aplicações industriais em geral.

Essas topologias clássicas são compostas por uma célula de comutação de dois estados, Figura 28, com um interruptor e um diodo. A célula de comutação de dois estados opera em um de dois estados possíveis “ligado” ou “desligado”, nos

conversores clássicos isso ocorre de forma complementar entre o interruptor e o diodo. Há uma alternância entre os estados de condução e bloqueio para cada um dos elementos estando hora em condução, hora em bloqueio. Essa célula é caracterizada por três terminais que podem ser denominados a, b e c, cada um com sua função específica. Os terminais a e b estão associados a uma fonte de tensão ou a um ramo capacitivo. O terminal c estará sempre conectado a uma fonte de corrente ou ramo indutivo [19], [58].

Do ponto de vista funcional os interruptores da célula de comutação do conversor apresentam três combinações, como mostrado na Figura 28 e na Tabela 1: 1º ESTADO (interruptor está ligado enquanto o diodo está bloqueado); 2º ESTADO (o interruptor está desligado e o diodo está em condução) e no 3º ESTADO (o interruptor está desligado e o diodo bloqueado). O terceiro estado é um estado neutro no qual não acontece nenhum processamento de potência, por este motivo a célula é conhecida na literatura como célula de dois estados [19], [7].

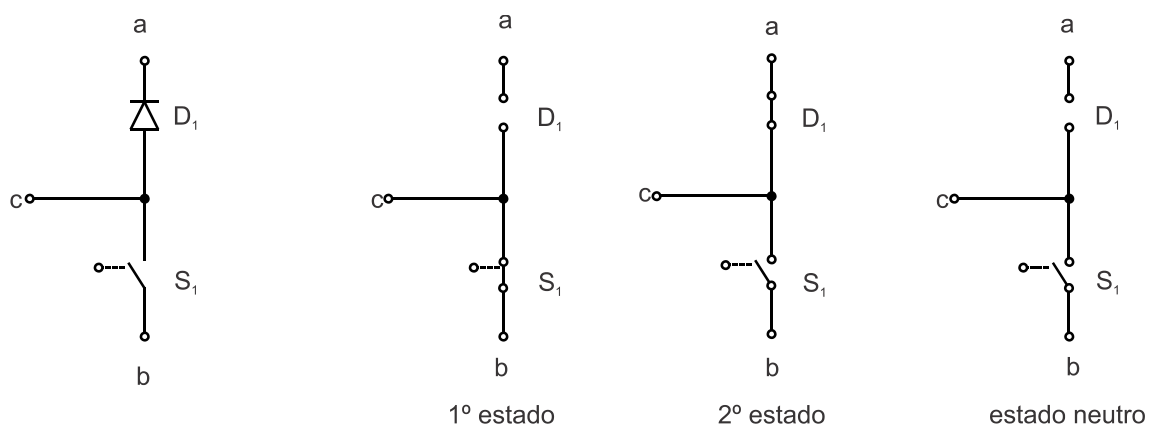


Figura 28: Célula de Comutação de dois estados e seus estados de funcionamento.

Quando um conversor funciona com a célula de comutação entre os estados 1 e 2 ocorre o modo de condução contínua. Quando um conversor funciona com a célula entre os estados 1, 2 e o neutro ocorre o modo de condução descontínua [19].

Tabela 1: Célula de Comutação de dois estados.

	S_1	D_1
1º Estado	ON	OFF
2º Estado	OFF	ON
Estado Neutro	OFF	OFF

Partindo do pressuposto apresentado sobre a célula de comutação de dois estados é possível analisar a célula de comutação de três estados, Figura 29, que

foi apresentada em [19] e [58]. Essa topologia é composta por dois interruptores, dois diodos e um autotransformador e apresenta um estágio CC-CA-CC, na qual a entrada e a saída são em tensão contínua e o estágio intermediário, composto pelo autotransformador, em tensão alternada.

Para a célula de comutação de três estados, existem cinco possibilidades de estruturas, geralmente denominadas como células A, B, C, D ou E. Neste trabalho, será utilizada a célula B, pois operam com maior eficiência e mantêm um ganho estático igual ou superior aos conversores clássicos, Figura 30, e seu procedimento de obtenção é detalhado a seguir, conforme [19]:

- ✓ Começa-se com um conversor *Push-Pull* clássico alimentado em corrente, como mostrado na Figura 30 a).
- ✓ Refere-se o secundário do transformador de *tap* central para o primário mostrada na Figura 30 b).
- ✓ O terminal negativo da fonte de saída é conectado ao terminal negativo da entrada para operar como *boost*, ou ao terminal positivo para operar como *buck-boost*, apresentada na Figura 30 c).
- ✓ Modificando o circuito, as estruturas correspondentes à célula B são obtidas, conforme mostrado na Figura 30 d),e).

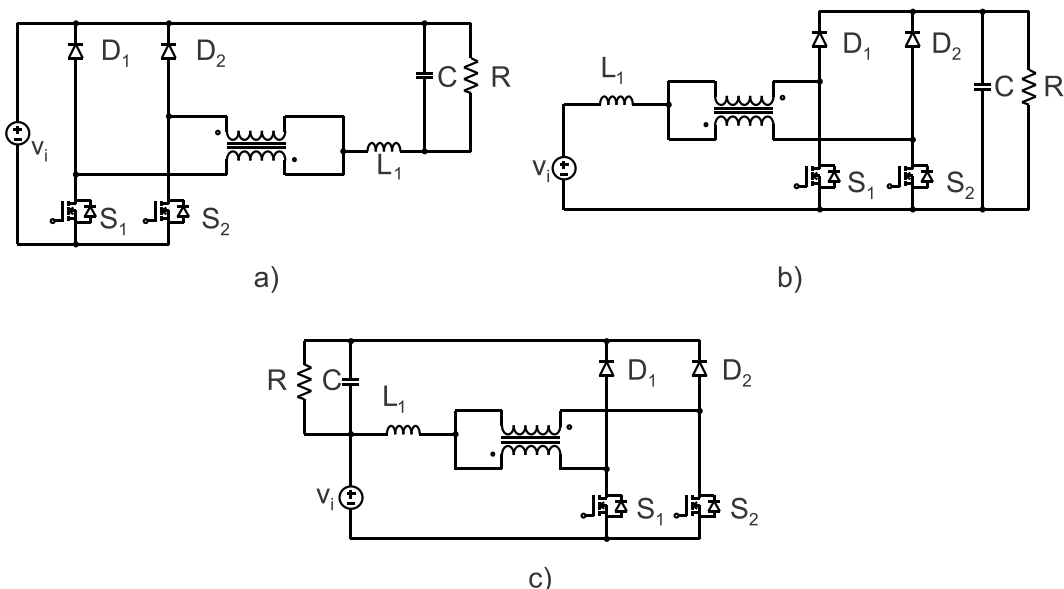


Figura 29: Topologias básicas de conversores com célula de comutação de três estados: (a) *buck*, (b) *boost*, (c) *buck-boost*.

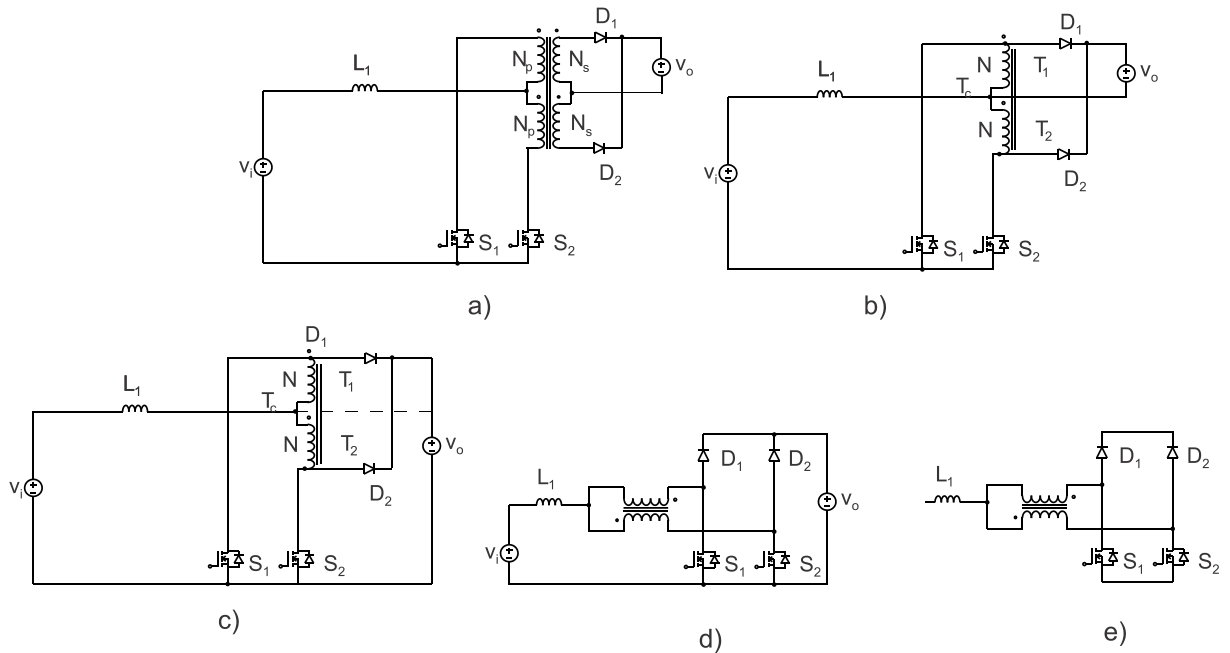


Figura 30: Obtenção da célula B: a) *Push-Pull* clássico alimentado em corrente, b) secundário do transformador referido, c) célula de comutação formada por duas células de comutação simples, d) célula de comutação do tipo B e e) célula de comutação do tipo B modificada.

A Figura 29 apresenta as configurações básicas de conversores que utilizam célula de comutação de três estados do tipo B, a qual possui três terminais chamados de a, b e c. Seu funcionamento se dá através de dois braços compostos por um diodo e um interruptor, sendo que esses interruptores possuem defasagem de 180° entre si. Entre os terminais a-b (ou ramo capacitivo) há um ramo com características de fonte de tensão, enquanto que o terminal c permanece sempre conectado a uma fonte de corrente (ou ramo indutivo), conforme foi visto na célula de comutação de dois estados [19], [58].

Com o objetivo de facilitar a compreensão da célula de comutação de três estados, a Figura 31 e a Tabela 2 apresentam o comportamento dos interruptores e diodos em cada um dos estados de operação, sendo representados por duas condições: ligado (ON) e desligado (OFF). São descritos os três estados de comutação da célula (primeiro, segundo e terceiro estados), bem como o estado neutro, no qual não ocorre transferência de potência.

Sob a perspectiva do funcionamento da célula entre esses estados, distinguem-se dois modos de operação: o primeiro, denominado modo de operação principal, caracteriza-se por transições diretas entre os estados. O segundo, conhecido como modo de operação secundário, envolve transições indiretas entre estados, com a presença de um estágio intermediário neutro.

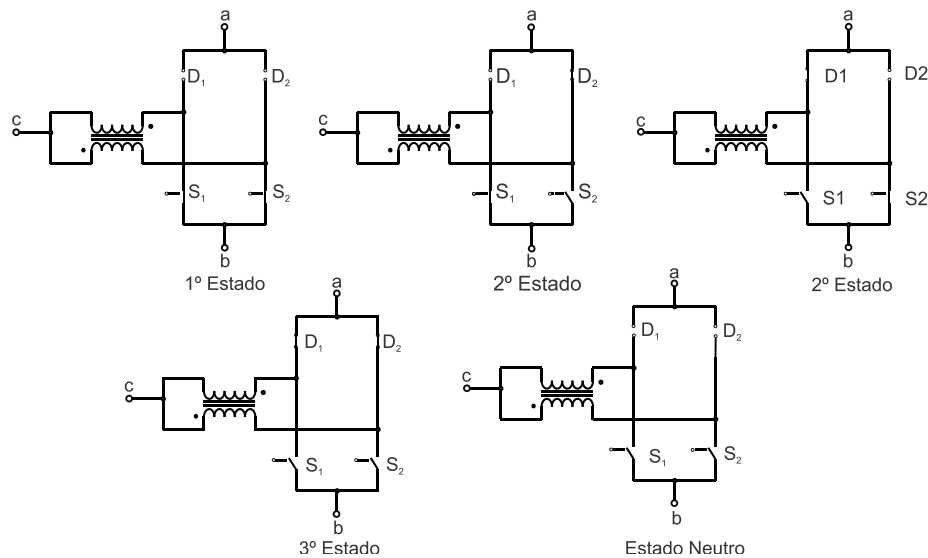


Figura 31: Estados de condução - célula de comutação de três estados.

Ao aplicar a célula de três estados a um conversor, o modo principal corresponde ao funcionamento em modo de condução contínua. O modo secundário opera em modo de condução descontínua, passando necessariamente pelo estado neutro.

Considera-se que os interruptores S_1 e S_2 são acionados (ativos), operando por meio de modulação por largura de pulso (PWM), enquanto D_1 e D_2 são interruptores não acionados (passivos). A célula pode operar com razão cíclica variando entre zero e um. Para valores inferiores a 0,5, os sinais de comando dos interruptores ativos não se sobrepõem. Quando a razão cíclica é superior a 0,5, ocorre sobreposição entre esses sinais [9].

Tabela 2: Célula de comutação de três estados.

1º Estado			
S_1	S_2	D_1	D_2
ON	ON	OFF	OFF
2º Estado			
S_1	S_2	D_1	D_2
ON	OFF	OFF	ON
OFF	ON	ON	OFF
3º Estado			
S_1	S_2	D_1	D_2
OFF	OFF	ON	ON
Estado Neutro			
S_1	S_2	D_1	D_2
OFF	OFF	OFF	OFF

Para as células de n estados é possível seguir o mesmo raciocínio para obtenção de aspectos construtivos da topologia. A quantidade de diodos, interruptores e braços do autotransformador corresponde ao número de fases, o qual é definido por $n-1$. O princípio de que os terminais a e b sempre serão conectados à fonte de tensão e o terminal c , sempre conectado às fontes de corrente, continuam válidos.

Os números de estados obtidos para cada célula é de $n+1$, sendo que os estágios intermediários podem ter estados simétricos, portanto não são considerados novas etapas. O estado neutro permanece existindo e é aquele em que diodos e interruptores não conduzem.

3.3 Indutores acoplados

O indutor acoplado é um elemento muito utilizado em conversores CC-CC, pois possui uma variabilidade de aplicações. Indutores acoplados podem ser utilizados para armazenar energia durante o processo de operação do conversor e também podem usar sua bobina secundária para transferir a corrente da bobina primária para outra parte do circuito [59, 60].

Além dessas aplicações, eles podem ser utilizados para elevar o ganho do conversor através da razão de transformação do indutor acoplado, definida como a relação de espiras do secundário pelo primário. Com isso, é possível elevar ou diminuir a tensão de saída de um conversor sem utilizar razões cíclicas extremas.

Uma restrição para o emprego do indutor acoplado reside no fato de que a energia armazenada em sua indutância de dispersão, se não reciclada, pode causar danos nos componentes semicondutores ou mesmo perdas excessivas [60, 61].

Os indutores utilizados em conversores são construídos para trabalharem em alta frequência e são utilizados em configurações com potências elevadas na ordem de kW. Para esses casos, a indutância de dispersão tende a possuir valores baixos. Outra possibilidade de minimizar a indutância de dispersão é através de aspectos construtivos do próprio indutor acoplado; os enrolamentos primários e secundários devem ser projetados a fim de possuir uma isolamento eficiente [60, 62]. Outra possibilidade é utilizar uma relação de transformação próxima de um, dessa forma, é possível obter uma indutância de dispersão baixa [60].

O objetivo do núcleo magnético é fornecer um caminho adequado para o fluxo magnético. Entre os tipos de material utilizados na construção de núcleos destacam-se o ferrite e as lâminas de ferro-silício. Em operações em baixas frequências as lâminas de ferro-silício são mais adequadas, porém, com o aumento da frequência de operação, as perdas por histerese e, conseqüentemente, as elevações de temperatura tornam impraticáveis o seu uso. Os núcleos de ferrite são indicados para operação em frequências mais elevadas, porém, apresentam algumas desvantagens em relação às lâminas de ferro silício, tais como baixa densidade de fluxo de saturação (0,3T) e baixa robustez a choques mecânicos [63].

Em termos de cálculos matemáticos e considerando a polaridade vista na Figura 32, as tensões nas bobinas podem ser definidas por (3.1) e (3.2).

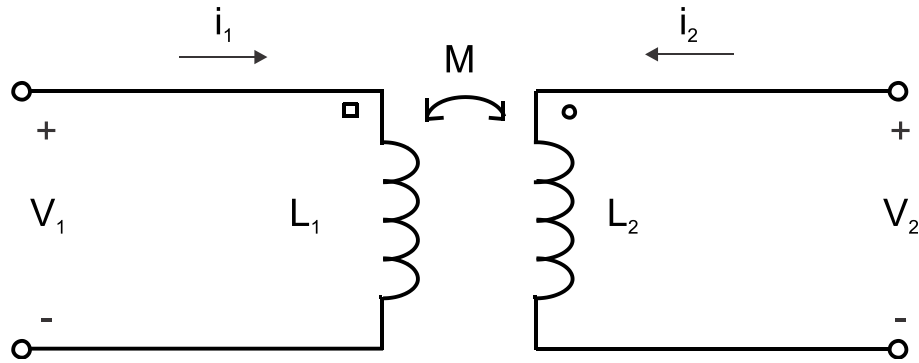


Figura 32: indutor acoplado genérico.

$$v_1(t) = -L_1 \cdot \frac{di_1(t)}{dt} - M \cdot \frac{di_2(t)}{dt} \quad (3.1)$$

$$v_2(t) = -L_2 \cdot \frac{di_2(t)}{dt} - M \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \quad (3.2)$$

Nas expressões (3.1) e (3.2), M é a indutância mútua, que pode ser escrita em função do coeficiente de acoplamento k , como dado pela equação (3.3).

$$M = k\sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (3.3)$$

A Lei de Faraday e a Lei de Lenz são importantes no entendimento do funcionamento de um indutor. Sendo a Lei de Faraday apresentada como a tensão induzida através de um indutor ideal $v = N \frac{d\Phi}{dt}$, para N voltas com variação no fluxo pelo tempo. Por sua vez, a Lei de Lenz afirma que a polaridade da tensão induzida será tal que a corrente que ela produz gera um campo magnético que se opõe à variação do fluxo magnético que a produziu [64].

3.4 Grampeador de tensão

Topologias com indutores acoplados permitem alcançar ganhos de tensão elevados, pois esse ganho depende da relação entre as espiras dos indutores acoplados no circuito. No entanto, a indutância de dispersão desses indutores pode induzir tensões elevadas nos semicondutores, causando desgaste e degradando a eficiência dos conversores.

Para proteger os semicondutores contra transientes de tensão, é recomendável utilizar um circuito grampeador, que pode ser do tipo passivo — como o RCD (Resistor-Capacitor-Diodo) ou o CD (Capacitor-Diodo) — ou ainda um circuito grampeador ativo, com uso de interruptores acionados. Dessa forma, a energia absorvida da indutância de dispersão pode ser devolvida ao sistema, contribuindo para o aumento da eficiência do conversor [65].

3.5 Família de conversores proposta

Como descrito anteriormente, o emprego das células de comutação de três estados pode reduzir os esforços de corrente nos semicondutores do circuito devido à divisão de corrente nos ramos do conversor. A utilização do indutor acoplado eleva o ganho do conversor, além de estabilizar a tensão de saída e reduzir ruídos e o circuito grampeador consegue reciclar energia proveniente da indutância de dispersão no circuito. Com base nessas premissas, utilizando a célula apresentada na Figura 33, criou-se a topologia proposta neste trabalho.

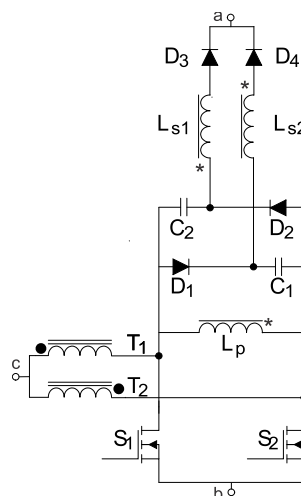
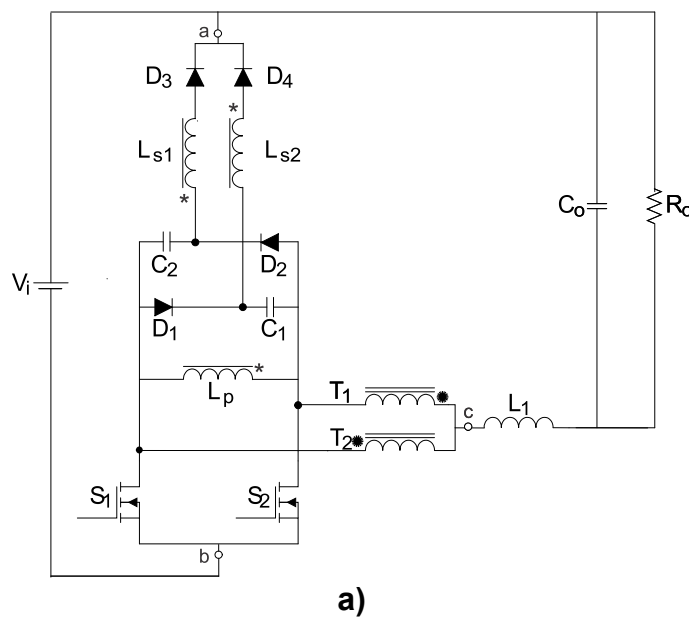


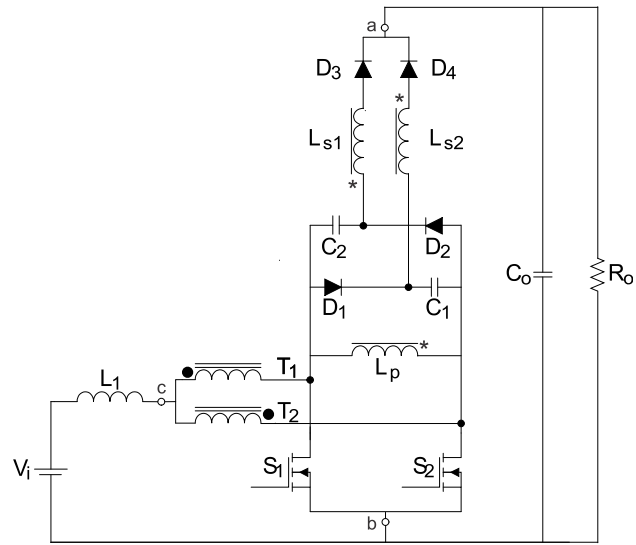
Figura 33: Célula de origem da família de conversores proposta.

Através dos estudos apresentados em [19], sobre família de conversores básicos com célula de comutação de três estados, houve a concepção da família de conversores apresentada a seguir, na qual as principais características podem ser elencadas da seguinte maneira:

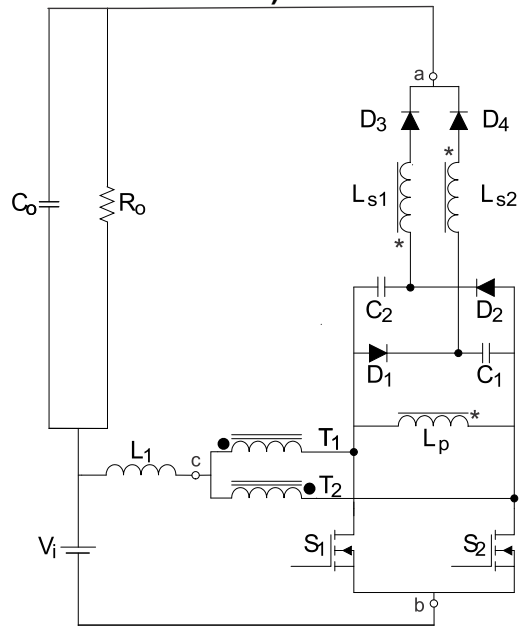
- ✓ Elevação da densidade de potência;
- ✓ Ganho de tensão elevado;
- ✓ Diminuição nos esforços de corrente e tensão nos semicondutores;
- ✓ Baixa ondulação de corrente na entrada.

Para gerar as topologias da família de conversores utiliza-se uma fonte de tensão de entrada, a célula de comutação de três estados, um indutor acoplado, um circuito grampeador com diodos e capacitores e a carga em paralelo com o capacitor de filtro na saída. De posse desses elementos básicos anexados às topologias dos conversores *buck*, *boost* e *buck-boost*, gerou-se as topologias apresentadas na Figura 34 (a,b e c). Com a mesma técnica, é possível obter as demais configurações para os conversores Ćuk, Zeta e SEPIC, conforme mostrado na Figura 34 (d,e e f). Entre as topologias dessa família de conversores, a estrutura *boost* será analisada de forma mais aprofundada devido à sua relevância e aplicabilidade, por exemplo, nos sistemas de energia renováveis, indústria, sistemas de transporte, telecomunicações, entre outros [54].

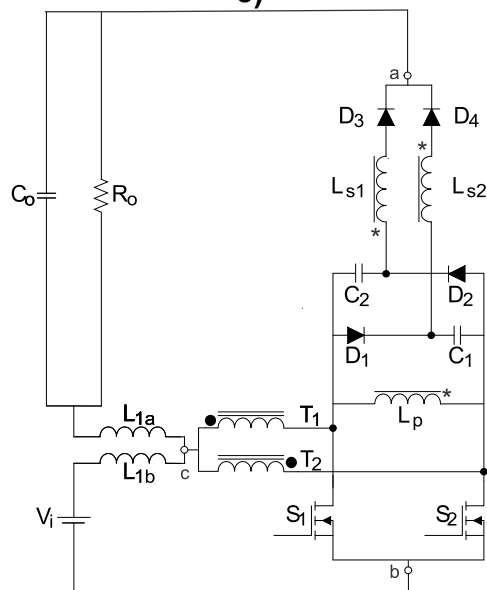




b)



c)



d)

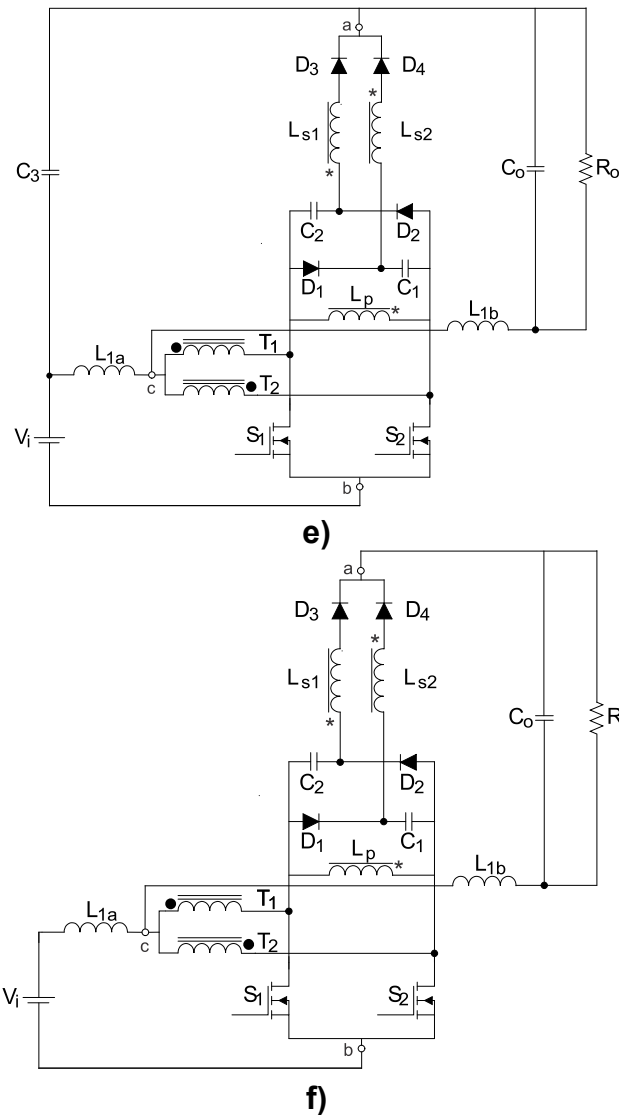


Figura 34: Família de conversores: a) *buck*, b) *boost*, c) *buck-boost*, d) *Ćuk*, e) *Zeta*, f) *SEPIC*.

3.6 Conversor *boost* com célula de comutação de três estados e indutores acoplados

3.6.1 Topologia Proposta

Esta seção tem como objetivo o estudo do conversor *boost* com célula de comutação de três estados e indutor acoplado, não isolado, que utiliza em sua composição um número reduzido de componentes se comparado com algumas topologias apresentadas anteriormente como [13], [44] e [46]. As análises são apresentadas qualitativamente de acordo com as etapas de operação da topologia proposta e quantitativamente com o objetivo de definir as expressões que permitam calcular todos os elementos do estágio de potência do conversor.

A topologia proposta é rerepresentada na Figura 35, a qual permite a obtenção de amplas faixas de conversão e possui vantagens em relação a outros conversores mencionados anteriormente neste trabalho, como estágios de corrente de entrada e saída contínuos. O conversor é composto por dois interruptores, quatro diodos, dois capacitores, um indutor de entrada, um indutor acoplado e uma carga, sendo, L_1 o indutor de entrada, L_p o primário do indutor acoplado, L_{s1} e L_{s2} os secundários do indutor acoplado e T_1 e T_2 primário e secundário do autotransformador.

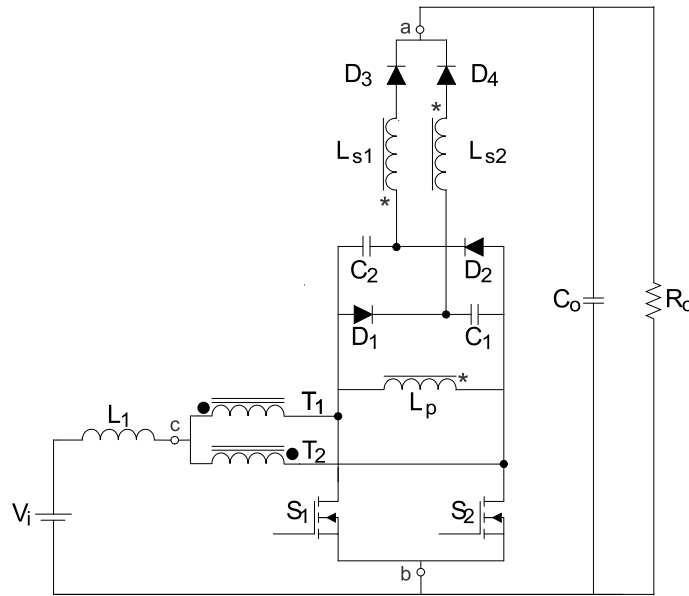


Figura 35: Conversor *boost* não isolado com célula de comutação de três estados e indutor acoplado

3.6.2 Análise Qualitativa

As seguintes premissas são adotadas na análise do conversor operando em modo de condução contínua: todos os elementos da etapa de potência são considerados ideais, exceto o indutor acoplado; o autotransformador possui uma relação de espiras unitária, garantindo o compartilhamento igual de corrente entre as fases; o conversor opera em modo de sobreposição com ciclo de trabalho $D \geq 0,5$ em regime permanente; os sinais de acionamento dos interruptores ativos estão defasados em 180° e a frequência de comutação permanece constante.

O funcionamento do conversor pode ser representado em termos dos estágios de operação e das formas de onda teóricas apresentadas nas Figura 36 a Figura 43 e Figura 44, respectivamente.

Primeira etapa de operação $[t_0, t_1]$ (Figura 36): Os interruptores S_1 e S_2 estão ligados, enquanto todos os diodos estão polarizados reversamente. A corrente através do indutor de filtro aumenta linearmente, sendo que apenas o capacitor do filtro de saída é responsável por alimentar a carga neste intervalo.

Nas equações que seguem V_i é a tensão de entrada, i_i é a corrente de entrada, i_{L1} a corrente no indutor de entrada, i_{DS1} e i_{DS2} corrente nos interruptores e i_{LK} é a corrente de dispersão do indutor acoplado.

$$V_i - L_1 \cdot \frac{di_{L1}(t)}{dt} = 0 \quad (3.4)$$

$$i_i(t) = i_{DS1}(t) + i_{DS2}(t) \quad (3.5)$$

$$i_{DS1}(t) = \frac{i_i(t)}{2} - i_{LK}(t) \quad (3.6)$$

O intervalo de tempo Δt_1 , que define este estágio, pode ser calculado pela equação (3.7):

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \left(D - \frac{1}{2}\right) T_s \quad (3.7)$$

em que, T_s é o período de comutação.

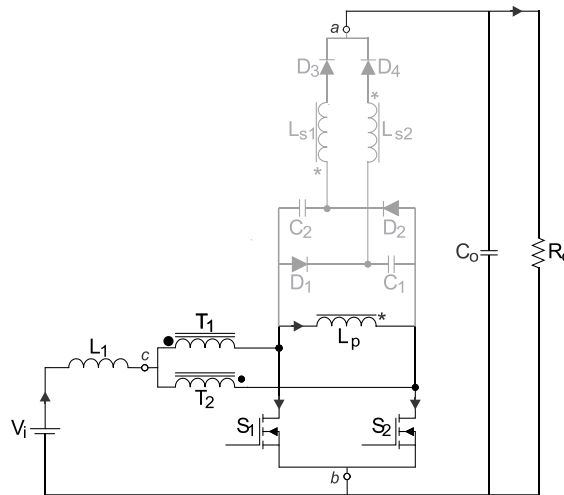


Figura 36: Primeira etapa de operação do conversor.

Segunda etapa de operação $[t_1, t_2]$ (Figura 37): O interruptor S_2 é desligado, enquanto S_1 permanece ligado. No instante $t = t_1$, apenas o diodo D_2 está polarizado diretamente, pois o capacitor C_2 começa a ser carregado. Novamente, a carga é alimentada exclusivamente pelo capacitor de saída C_o .

O intervalo de tempo Δt_2 , que define este estágio, pode ser calculado pela equação (3.8):

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{C_2 C_o \Delta V_{C2}}{(C_2 + C_o)(I_i + I_o)} \quad (3.8)$$

na qual, I_i é a corrente média de entrada, I_o é a corrente média de saída e ΔV_{C2} é a ondulação de tensão pico a pico sobre o capacitor C_2 .

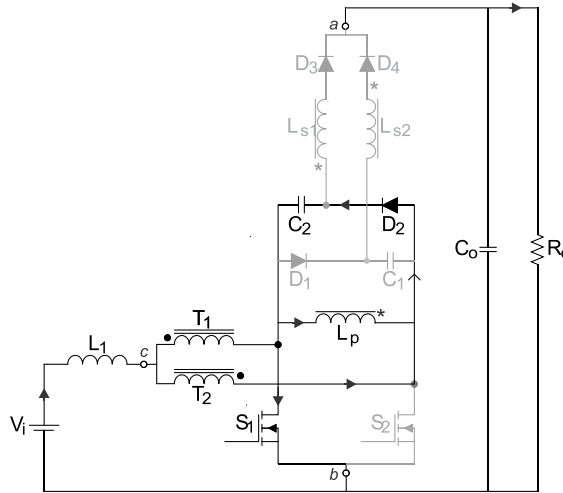


Figura 37: Segunda etapa de operação do conversor.

Terceira etapa de operação $[t_2, t_3]$ (Figura 38): O interruptor S_1 continua ligado, enquanto o interruptor S_2 permanece desligado. Os diodos D_2 e D_4 estão polarizados diretamente, enquanto os diodos D_1 e D_3 estão polarizados reversamente. A fonte de alimentação e o indutor de entrada são responsáveis por fornecer energia à L_p através de T_2 . A energia é transferida para o estágio de saída devido ao acoplamento entre L_p e L_{s2} .

O intervalo de tempo Δt_3 , que define este estágio, pode ser calculado pela equação (3.9).

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{2L_1 \Delta I_{L1}}{\left(V_{C1} - \frac{V_i}{2}\right)} \quad (3.9)$$

em (3.9), ΔI_{L1} é a ondulação de corrente pico a pico através de L_1 , V_{C1} é a tensão média sobre o capacitor C_1 , e V_i é a tensão média de entrada.

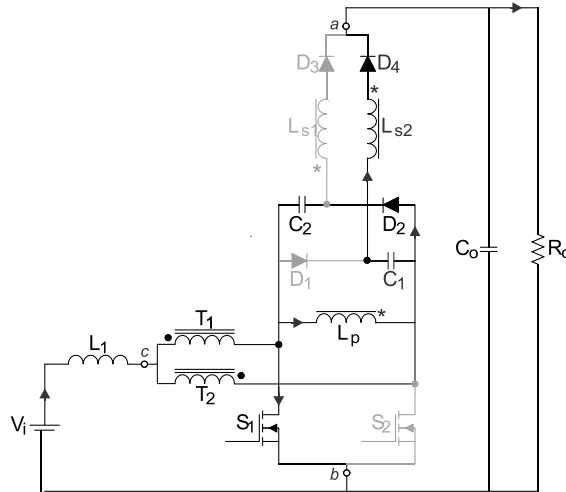


Figura 38: Terceira etapa de operação do conversor.

Quarta etapa de operação $[t_3, t_4]$ (Figura 39): Apenas o interruptor S_1 permanece ligado. Os diodos D_1 , D_2 e D_3 estão polarizados reversamente, enquanto o diodo D_4 está polarizado diretamente. O filtro de entrada continua se descarregando, fornecendo energia ao enrolamento primário L_p e, conseqüentemente, ao estágio de saída por meio de L_{s2} . O intervalo de tempo Δt_4 , que define este estágio, pode ser calculado pela equação (3.10).

$$\Delta t_4 = t_4 - t_3 = T_s - DT_s + \frac{4L_1\Delta I_{L1}}{V_i - 2C_1} - \frac{C_1C_o\Delta V_{C1}}{(C_1 + C_o)(I_o + I_i)} \quad (3.10)$$

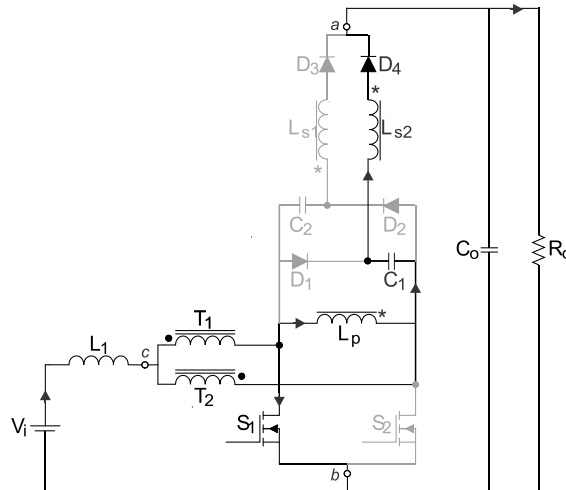


Figura 39: Quarta etapa de operação do conversor.

Quinta etapa de operação $[t_4, t_5]$ (Figura 40): Ambos os interruptores S_1 e S_2 estão ligados, e todos os diodos estão polarizados reversamente. O indutor do filtro de entrada é carregado novamente, uma vez que este estágio é idêntico ao primeiro.

O intervalo de tempo Δt_5 , que define este estágio, também é dado pela equação (3.7).

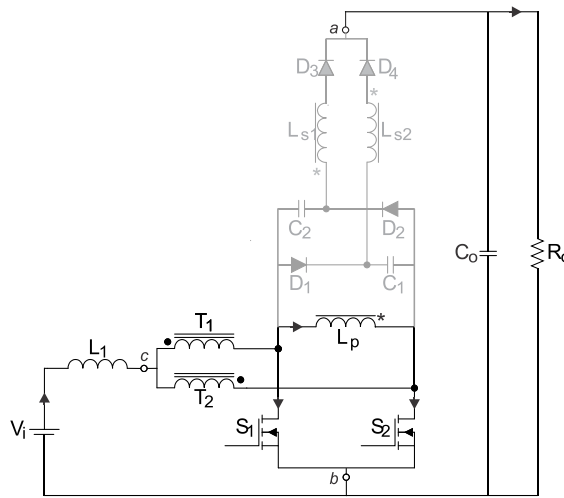


Figura 40: Quinta etapa de operação do conversor.

Sexta etapa de operação $[t_5, t_6]$ (Figura 41): O interruptor S_2 permanece ligado, enquanto S_1 é desligado. Como resultado, o indutor do filtro de entrada se descarrega, transferindo energia para carregar o capacitor C_1 por meio do diodo D_1 . Durante este estágio, apenas o capacitor de saída C_o fornece energia para a carga. O intervalo de tempo Δt_6 , que define este estágio, também é dado pela equação (3.8).

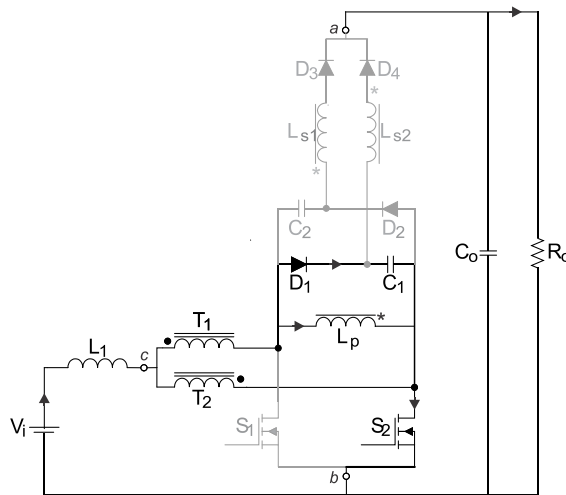


Figura 41: Sexta etapa de operação do conversor.

Sétima etapa de operação $[t_6, t_7]$ (Figura 42): Apenas o interruptor S_2 permanece ligado. Os diodos D_1 e D_3 estão polarizados diretamente, enquanto os diodos D_2 e D_4 estão polarizados reversamente. A fonte de alimentação e o indutor

do filtro de entrada são responsáveis por fornecer energia a L_p através de T_1 . A energia é transferida para o estágio de saída devido ao acoplamento entre L_p e L_{s1} . Intervalo de tempo Δt_7 , que define este estágio, é dado pela equação (3.9).

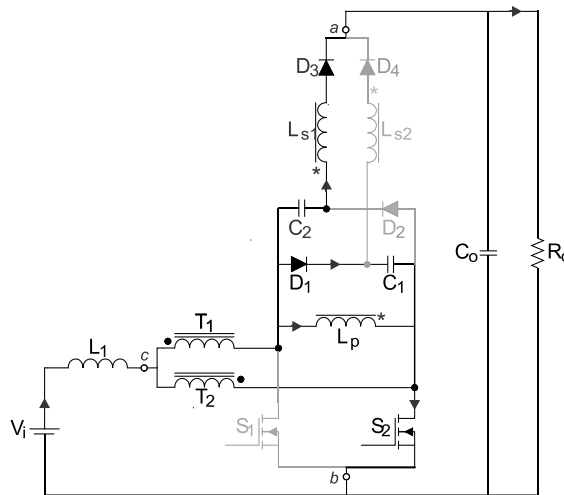


Figura 42: Sétima etapa de operação do conversor.

Oitava etapa de operação $[t_7, t_8]$ (Figura 43): Apenas o interruptor S_2 permanece ligado. Os diodos D_1 , D_2 e D_4 estão polarizados reversamente, enquanto o diodo D_3 está polarizado diretamente. O filtro de entrada continua se descarregando, enquanto fornece energia para L_p e, conseqüentemente, para o estágio de saída através de L_{s1} . No instante $t = t_8$, o interruptor S_1 é ligado e um novo ciclo de comutação se inicia. O intervalo de tempo Δt_8 , que define este estágio, também é dado pela equação (3.10).

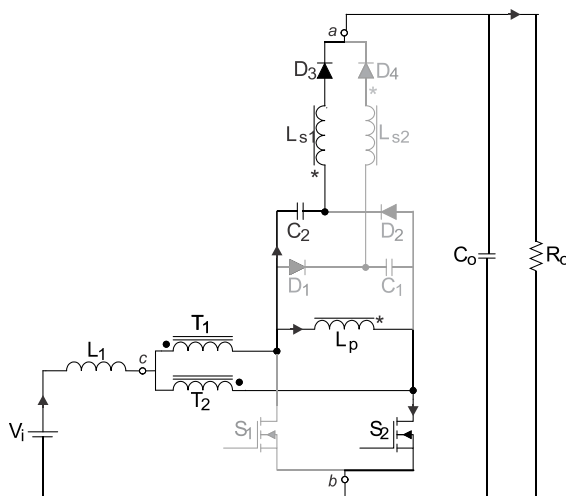


Figura 43: Oitava etapa de operação do conversor.

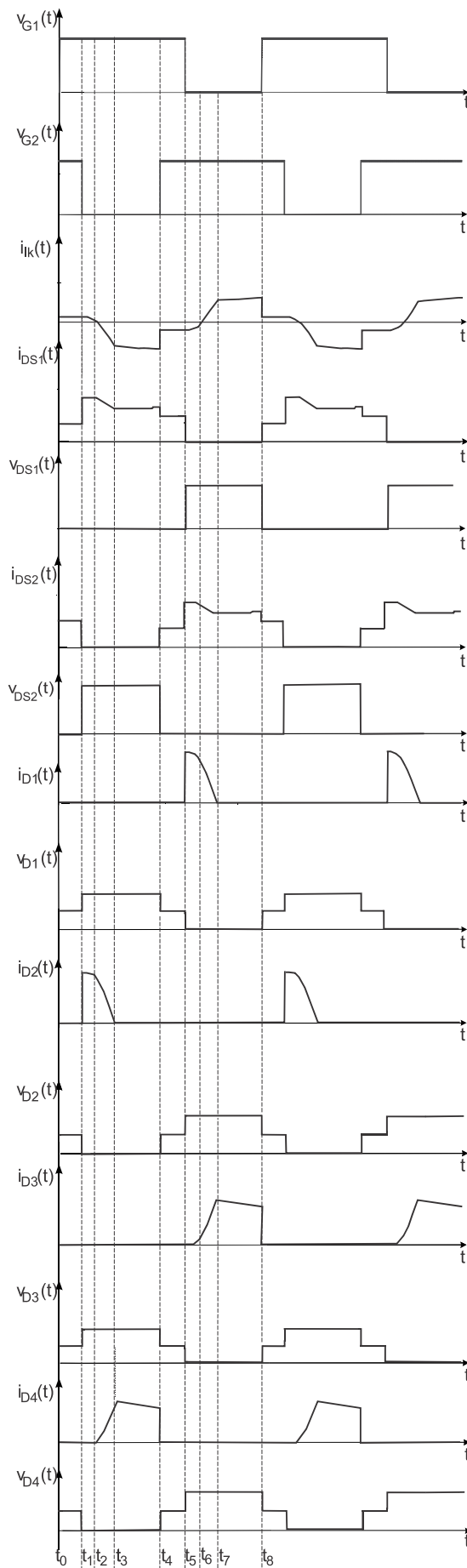


Figura 44: Curvas teóricas do conversor proposto.

3.6.3 Análise Quantitativa

Analisando as etapas de operação é possível encontrar equações que permitem definir os componentes utilizados para compor o conversor proposto, bem como os esforços dos semicondutores.

A tensão média no indutor de entrada V_{L1} é nula e pode ser expressa na seguinte equação, calculada no período de comutação T_s :

$$V_{L1} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{(D-\frac{1}{2})T_s} (V_i) \cdot dt + \int_0^{T_s-(2D-1)T_s} \left(V_i - \frac{V_{C1}}{2} \right) \cdot dt + \int_0^{(D-\frac{1}{2})T_s} (V_i) \cdot dt \right] = 0 \quad (3.11)$$

Isolando V_{C1} é possível encontrar a equação que corresponde à tensão média sobre o capacitor C_1 , como mostrado em (3.12). Devido à simetria do circuito, a tensão no capacitor C_2 possui o mesmo valor que V_{C1} .

$$V_{C1} = \frac{V_i}{(1-D)} \quad (3.12)$$

$$V_{C2} = \frac{V_i}{(1-D)} \quad (3.13)$$

Como os diodos D_1 e D_2 são ideais é possível determinar a tensão sobre L_p analisando da Figura 36 à Figura 43 de acordo com a equação (3.14). Além disso, considerando a razão de espiras do indutor acoplado como n , as tensões sobre L_{S1} e L_{S2} podem ser calculadas com a equação (3.15).

$$V_{Lp} = V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_i}{(1-D)} \quad (3.14)$$

$$V_{Ls1} = V_{Ls2} = \frac{V_i}{(1-D)} \cdot n \quad (3.15)$$

Analisando a Figura 42, observa-se que a tensão de saída V_o pode ser obtida a partir da equação (3.16). Assim, substituindo as equações (3.12) e (3.15) na (3.16), como na (3.17), é possível determinar o ganho de tensão como na equação (3.18).

$$V_o = V_{C1} + V_{C2} + V_{Ls1} \quad (3.16)$$

$$V_o = \left[\frac{1}{(1-D)} + \frac{1}{(1-D)} + n \cdot \frac{1}{(1-D)} \right] \cdot V_i \quad (3.17)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2+n}{(1-D)} \quad (3.18)$$

Considerando a influência da eficiência de acoplamento, é possível determinar o ganho de tensão de acordo com a equação (3.19).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2 \cdot L_{lk3} + 2 \cdot L_{m3} + L_{m3} \cdot n}{(1-D) \cdot (L_{lk3} + L_{m3})} \quad (3.19)$$

em que, L_{lk3} é a indutância de dispersão do indutor acoplado.

A indutância do filtro de entrada pode ser determinada pela equação (3.20). Por outro lado, as indutâncias secundárias e a indutância primária do indutor acoplado podem ser calculadas pelas equações (3.21) e (3.22), respectivamente.

$$L_1 = \frac{T_s \cdot (1-D) \cdot (2D-1)}{2 \cdot \Delta I_{L_1} \cdot (n+2)} \cdot V_o \quad (3.20)$$

$$L_{s1} = L_{s2} = \frac{\frac{V_o \cdot (1-D)}{2+n} \cdot T_s}{3 \cdot \Delta I_{L_{s1}}} \quad (3.21)$$

$$L_p = n^2 L_{s1} = n^2 L_{s2} \quad (3.22)$$

na qual, $\Delta I_{L_{s1}}$ representa a ondulação de corrente (pico a pico) através de L_{s1} , e f_s é a frequência de comutação.

É possível determinar as capacitâncias do grampeador C_1 e C_2 pelas equações (3.23) e (3.24), respectivamente. De forma semelhante, a capacitância do filtro de saída C_o é obtida a partir da equação (3.25).

$$C_1 = \frac{\frac{I_o}{2}}{\Delta V_{C1} \cdot f_s} \quad (3.23)$$

$$C_2 = \frac{\frac{I_o}{2}}{\Delta V_{C2} \cdot f_s} \quad (3.24)$$

$$C_o = \frac{I_o \cdot (2D-1)}{\Delta V_o \cdot f_s} \quad (3.25)$$

sendo, ΔV_{C2} e ΔV_{C_o} as ondulações de tensão pico a pico sobre C_2 e C_o , respectivamente.

As tensões nos capacitores são apresentadas nas equações (3.26), (3.27) e (3.28).

$$V_{C1} = \frac{1}{(1-D)} \cdot V_i \quad (3.26)$$

$$V_{C2} = \frac{1}{(1-D)} \cdot V_i \quad (3.27)$$

$$V_{C3} = \frac{(2+n)}{(1-D)} \cdot V_i \quad (3.28)$$

As correntes médias e eficazes (RMS) através dos interruptores ativos são dadas pelas equações (3.29) e (3.30), respectivamente. Além disso, os esforços de tensão sobre os interruptores podem ser determinados pela equação (3.31).

$$I_{DS1(média)} = I_{DS2(média)} = \frac{I_o}{2} \cdot \frac{(1+n+D)}{(1-D)} \quad (3.29)$$

$$I_{DS1(rms)} = I_{DS2(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{t_1} \left(\frac{I_o(n-D+3)}{2(1-D)} \right)^2 dt + \int_0^{t_2} \left(I_o \frac{2+n}{1-D} \right)^2 dt + \int_0^{t_3} \left(\frac{I_o}{2} \frac{2+n}{1-D} \right)^2 dt + \int_0^{t_4} \left(\frac{I_o(D+2n+3)}{2(1-D)} \right)^2 dt + \int_0^{t_5} \left(\frac{I_o(n-D+3)}{2(1-D)} \right)^2 dt \right]} \quad (3.30)$$

$$V_{DS1(máximo)} = V_{DS2(máximo)} = \frac{1}{(1-D)} \cdot V_i \quad (3.31)$$

As correntes médias e eficazes através dos diodos do grameador e de saída são calculadas pelas equações (3.32)-(3.34). As tensões reversas máximas sobre os diodos são dadas pelas equações (3.35) e (3.36).

$$I_{D1(média)} = I_{D2(média)} = I_{D3(média)} = I_{D4(média)} = \frac{I_o}{2} \quad (3.32)$$

$$I_{D1(rms)} = I_{D2(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{t_2} \left(\frac{I_o(n-D+3)}{2(1-D)} \right)^2 dt + \int_0^{t_3} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{I_o(n-D+3)}{1-D} \right) \right)^2 dt \right]} \quad (3.33)$$

$$I_{D3(rms)} = I_{D4(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{t_3} (I_o)^2 dt + \int_0^{t_4} (2 \cdot I_o)^2 dt \right]} \quad (3.34)$$

$$V_{D1(máximo)} = V_{D2(máximo)} = \frac{2}{(1-D)} \cdot V_i \quad (3.35)$$

$$V_{D3(máximo)} = V_{D4(máximo)} = \frac{(1+2n)}{(1-D)} \cdot V_i \quad (3.36)$$

3.7 Comparação do conversor proposto com topologias similares

De acordo com [66], embora cada conversor com alta elevação de tensão tenha vantagens e desvantagens inerentes, o mérito da topologia deve ser avaliado com base na aplicação e nas considerações de projeto e não apenas no ganho de tensão. Nesse sentido, a Tabela 3 compara o conversor proposto com outras topologias intercaladas baseadas em indutores acoplados, considerando que a razão de espiras e o coeficiente de acoplamento dos indutores acoplados são ambos iguais a um. A única exceção é o conversor apresentado em [51], que requer $n \geq 2$.

Conforme mencionado anteriormente, diversos conversores recentes como [49] e [50] possibilitam uma elevação de tensão ultra-alta, conforme mostrado na Figura 45, mas ao custo de muitos elementos passivos. Embora o conversor descrito em [53] possa alcançar um ganho de tensão mais elevado com tantos elementos quanto o conversor proposto, o alto esforço de tensão sobre os interruptores ativos é uma desvantagem significativa, como demonstrado na Figura 46.

Comparado aos trabalhos [48] e [52], o conversor elevador baseado na célula de comutação de três estados utilizando indutores acoplados atinge um ganho de tensão mais alto, exigindo uma quantidade moderada de componentes. Além disso, a topologia apresentada em [51] possui um esforço de tensão nos diodos que é a metade do observado no circuito proposto. Também apresenta baixo esforço de tensão nos interruptores, desde que $n \geq 2$. No entanto, suas principais desvantagens incluem um maior número de componentes, menor ganho e a necessidade de um interruptor auxiliar.

Vale mencionar que a densidade de potência foi calculada na Tabela 3 com base apenas no volume magnético total. No entanto, como os conversores comparados utilizam elementos magnéticos com diferentes geometrias, incluindo NEE e toroidais, essa métrica por si só dificulta uma comparação justa, pois cada magnético possui suas características. Contudo, ao contrário de todas as topologias avaliadas, o conversor proposto agrega, simultaneamente, vantagens significativas como ganho de tensão intermediário associado a um baixo número de componentes, baixo esforço de tensão nos interruptores ativos, conexão de referencial comum, compartilhamento de corrente inerente e ausência de capacitores eletrolíticos. Uma desvantagem é que ele apresenta os maiores esforços

de tensão normalizados nos diodos de saída, conforme a Figura 47. Mesmo assim, é possível utilizar semicondutores com baixa queda de tensão direta, resultando em alta eficiência de conversão, como demonstrado no Capítulo 6.

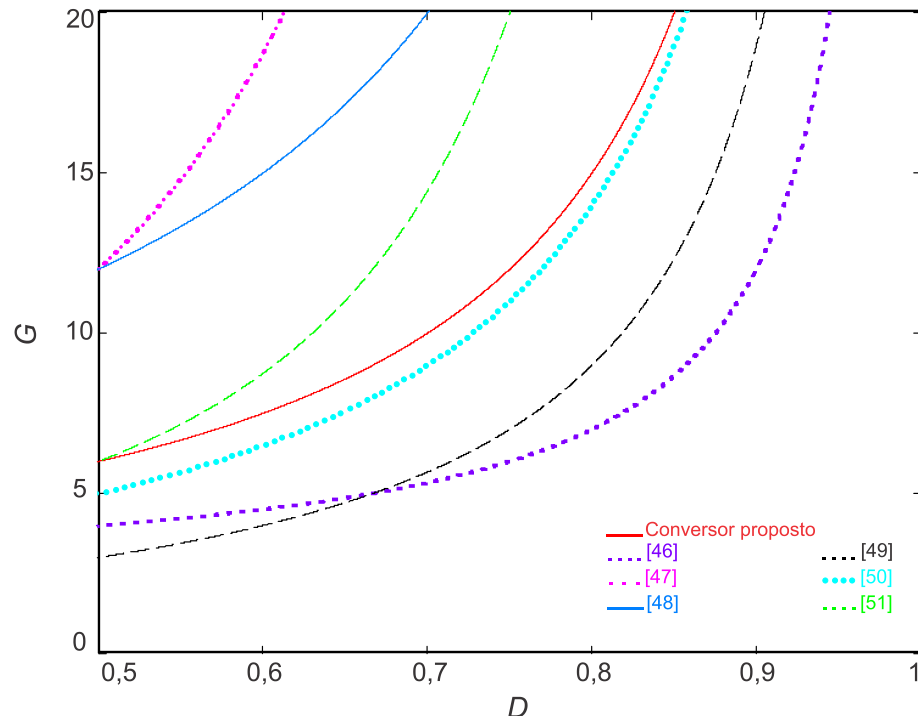


Figura 45: Ganho estático em função da razão cíclica.

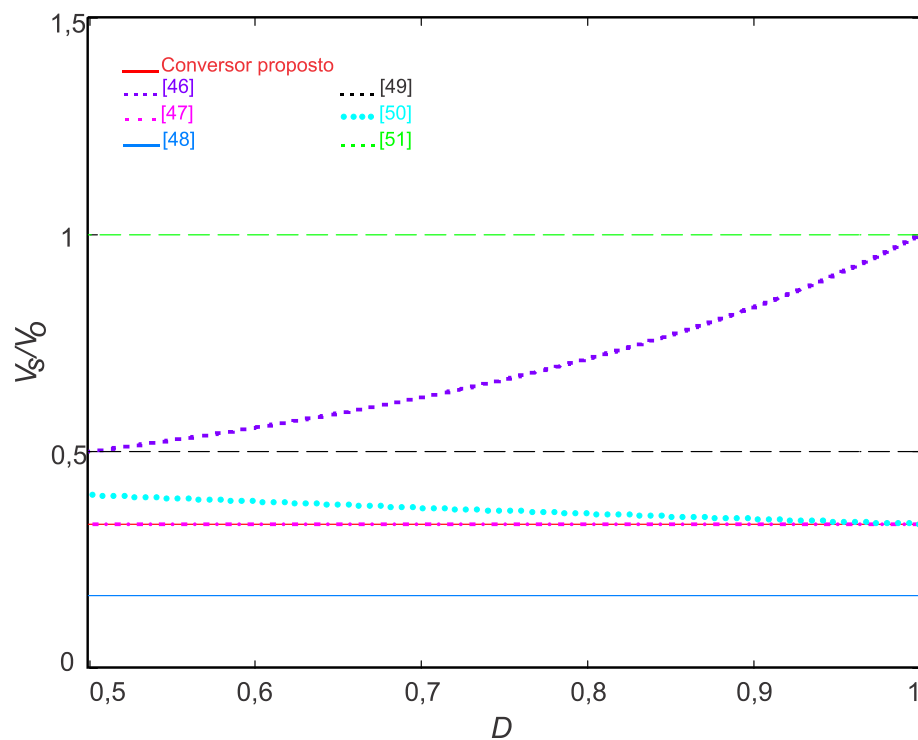


Figura 46: Tensão normalizada sobre o interruptor em função do ciclo de trabalho.

Tabela 3: Comparativo com alguns conversores descritos na literatura.

Parâmetros	Conversor proposto	[53]	[48]	[49]	[50]	[51]	[52]
Interruptores	2	2	2	2	2	3	2
Diodos	4	4	4	6	6	7	4
Capacitores	3	4	3	7	6	7	3
Núcleos	3	3	2	2	2	3	1
Enrolamentos	6	4	4	4	4	5	3
Ganho (V_o/V_i)	$\frac{2+n}{1-D}$	$\frac{1+n(1-D)}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{1-D} + 2n$	$\frac{2n+1}{(1-D)^2}$	$\frac{2(2+n)}{1-D}$	$\frac{n(1+D)}{1-D}$	$\frac{1+n+D}{1-D}$
$V_{S(max)}/V_o$	$\frac{2+n}{1-D}$	$\frac{2-D}{1+n(1-D)}$	$\frac{1}{1+2n-2nD}$	$\frac{1}{2n+1}$	$\frac{1}{2(2+n)}$	$\frac{1}{2(n-1)}$	$\frac{1}{1+n+D}$
$V_{D(max)}/V_o$	$\frac{2+n}{1-D}$	$\frac{1}{1+n(1-D)}$	$\frac{n}{1+2n-2nD}$	$\frac{1}{2n+1}$	$\frac{n}{2+n}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{1+n+D}$
Especificações	48 V/400 V 50 kHz 1 kW 97,18%	48 V/450 V 50 kHz 400 W 95,30%	24 V/100 V 50 kHz 200 W 94,50%	30 V/562.5 V 50 kHz 500 W 94,50%	32 V/400 V, 80 kHz 500 W 95,98%	40 V/420 V, 100 kHz 210 W 96,5%	30 V/400 V, 50 kHz 500 W 94,5%
Terra comum	Sim	Sim	Sim	Não	Não	Não	Não
Circuito com driver isolado	Não	Não	Não	Não	Não	Sim	Sim
Compartilhamento automático de corrente	Sim	Não	Não	Não	Não	Não	Não
Capacitores eletrolíticos	Não	Não	Sim	Sim	Sim	Sim	Sim

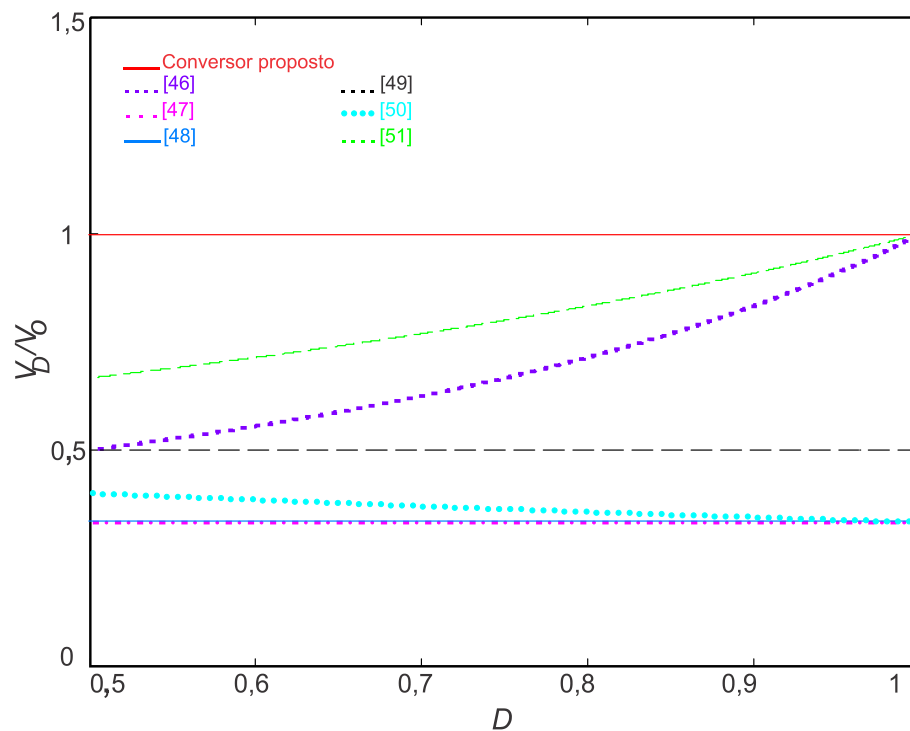


Figura 47: Tensão normalizada sobre o diodo de saída em função do ciclo de trabalho.

3.8 Considerações finais

Este capítulo apresentou as análises qualitativa e quantitativa do conversor proposto operando em MCC. Embora a célula de comutação possa ser utilizada em topologias que operam tanto em modo elevador e/ou abaixador, como demonstrado nos circuitos ao longo deste capítulo, escolheu-se a topologia que opera como elevador de tensão com base nos princípios da topologia *boost*. Devido à utilização da técnica da célula de comutação de três estados e do uso do indutor acoplado, percebe-se que a estrutura é capaz de trabalhar com amplas faixas de conversão sem a necessidade de utilizar razões cíclicas extremas. Embora os diodos de saída apresentem um esforço de tensão igual à tensão de saída, nos demais semicondutores os esforços são menores, o que possibilita uma maior eficiência.

4 PROJETO DO CONVERSOR *BOOST* COM 3SSC, INDUTOR ACOPLADO E GRAMPEADOR DE TENSÃO

4.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo, para validar as análises realizadas anteriormente, é apresentado um roteiro de projeto para o conversor *boost* com 3SSC e indutor acoplado. O projeto parte de parâmetros iniciais predefinidos, como tensão de entrada, tensão de saída, potência e frequência de comutação. Os demais dados necessários foram obtidos através das expressões definidas neste trabalho, que permitem a determinação de cada componente do circuito.

4.2 Ponto de operação

A topologia proposta foi escolhida devido às suas características que são propícias para alcançar uma alta taxa de conversão, juntamente com a busca por uma elevada eficiência. A Tabela 4 apresenta os parâmetros iniciais escolhidos para obtenção do conversor desejado.

Tabela 4: Parâmetros iniciais do conversor.

Parâmetros	Especificações
Tensão de entrada	$V_i = 48 \text{ V}$
Tensão de saída	$V_o = 400 \text{ V}$
Potência de saída	$P_o = 1000 \text{ W}$
Frequência de comutação	$f_s = 50 \text{ kHz}$
Razão cíclica	$D = 0,64$
Ondulação de corrente no indutor do filtro de entrada	$\Delta I_{L1} = 25\% \cdot I_i$
Ondulação de corrente no indutor acoplado	$\Delta I_{L_{s1}} = 2,5\% \cdot I_i$
Ondulação de tensão nos capacitores C_1 , C_2 e C_o	$\Delta V_{C1} = \Delta V_{C2} = 0,62\% \cdot V_o$ $\Delta V_o = 0,1\% \cdot V_o$
Interruptores S_1 , S_2	MOSFET IRFP4868 da Infineon
Diodos D_1 , D_2 , D_3 , D_4	Diodo ultrarrápido MUR860 da ON Semiconductor
Capacitores C_1 , C_2	Capacitor de polipropileno $10 \mu\text{F}/400 \text{ V}$
Capacitor de filtro de saída C_o	Capacitor de polipropileno $2 \times 22 \mu\text{F}/500 \text{ V}$
Indutor de filtro	$L_1 = 26 \mu\text{F}$ Núcleo: NEE-65/33/26-IP12 da Thornton 18 espiras, 30×AWG25
Autotransformador	Núcleo: NEE-42/20/21-IP12 da Thornton $N_{T1} = N_{T2} = 7$ espiras – 15×AWG 25
Indutor acoplado	Núcleo: NEE-55/28/21-IP12 da Thornton $n=1$, $N_p = N_{s1} = N_{s2} = 32$ espiras – 5×AWG 25

4.3 Componentes do estágio de potência

Inicialmente, os componentes do conversor são calculados com base nos dados apresentados no Capítulo 3. Os primeiros componentes a serem calculados são as indutâncias do circuito e as equações correspondentes a esses cálculos podem ser encontradas em (4.1), (4.2), (4.3) e (4.4). Os projetos físicos dos indutores serão construídos conforme apresentado em [63].

$$L_1 = \frac{T_s \cdot (1-D) \cdot (2D-1)}{2 \cdot \Delta I_{L_1} \cdot (n+2)} \cdot V_o = \frac{20 \cdot 10^{-6} \cdot (1-0,64) \cdot (2 \cdot 0,64-1)}{2 \cdot 0,25 \cdot 20,833 \cdot (1+2)} \cdot 400 = 25,81 \mu\text{H} \quad (4.1)$$

$$L_p = \frac{\frac{V_o \cdot (1-D)}{2+n} \cdot T_s}{3 \cdot \Delta I_{L_{s1}}} = \frac{\frac{400 \cdot (1-0,64)}{2+1} \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 0,5} = 640 \mu\text{H} \quad (4.2)$$

$$L_{s1} = \frac{\frac{V_o \cdot (1-D)}{2+n} \cdot T_s}{3 \cdot \Delta I_{L_{s1}}} = \frac{\frac{400 \cdot (1-0,64)}{2+1} \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 0,5} = 640 \mu\text{H} \quad (4.3)$$

$$L_{s2} = \frac{\frac{V_o \cdot (1-D)}{2+n} \cdot T_s}{3 \cdot \Delta I_{L_{s2}}} = \frac{\frac{400 \cdot (1-0,64)}{2+1} \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 0,5} = 640 \mu\text{H} \quad (4.4)$$

A próxima etapa foi identificar as correntes de entrada (4.7) e saída (4.6) do conversor, as quais podem ser calculadas utilizando a equação do ganho do conversor (4.5).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{(2+n)}{(1-D)} = \frac{(2+1)}{(1-0,64)} = 8,33 \quad (4.5)$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{1000}{400} = 2,50 \text{ A} \quad (4.6)$$

$$I_i = \frac{(2+n)}{(1-D)} \cdot I_o = \frac{3}{(1-0,64)} \cdot 2,5 = 20,83 \text{ A} \quad (4.7)$$

O ganho do conversor também pode ser determinado levando em consideração a indutância do indutor acoplado, o que é apresentado em (4.8).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2 \cdot L_{lk3} + 2 \cdot L_{m3} + L_{m3} \cdot n}{(1-D) \cdot (L_{lk3} + L_{m3})} \quad (4.8)$$

As correntes médias nos indutores são apresentadas em (4.9), (4.10), (4.11) e (4.12), e são calculadas da seguinte forma.

$$I_{L1(média)} = I_i = 20,83 \text{ A} \quad (4.9)$$

$$I_{Lp} = \frac{I_o}{2} = 1,25 \text{ A} \quad (4.10)$$

$$I_{LS1} = \frac{I_o}{2} = 1,25 \text{ A} \quad (4.11)$$

$$I_{LS2} = \frac{I_o}{2} = 1,25 \text{ A} \quad (4.12)$$

As capacitâncias são calculadas com base nas equações apresentadas em (4.13), (4.14) e (4.15).

$$C_1 = \frac{\frac{I_o}{2}}{\Delta V_{C1} \cdot f_s} = \frac{\frac{2,50}{2}}{\frac{0,62}{100} \cdot 400 \cdot 50000} = 10 \text{ } \mu\text{F} \quad (4.13)$$

$$C_2 = \frac{\frac{I_o}{2}}{\Delta V_{C2} \cdot f_s} = \frac{\frac{2,50}{2}}{\frac{0,62}{100} \cdot 400 \cdot 50000} = 10 \text{ } \mu\text{F} \quad (4.14)$$

$$C_3 = \frac{I_o \cdot (2D - 1)}{\Delta V_o \cdot f_s} = \frac{2,50 \cdot (2 \cdot 0,64 - 1)}{\frac{0,1}{100} \cdot 400 \cdot 50000} = 35 \text{ } \mu\text{F} \quad (4.15)$$

O cálculo dos esforços de tensão nos capacitores é apresentado nas equações:

$$V_{C1} = \frac{1}{(1-D)} \cdot V_i = \frac{1}{(1-0,64)} \cdot 48 = 133,33 \text{ V} \quad (4.16)$$

$$V_{C2} = \frac{1}{(1-D)} \cdot V_i = \frac{1}{(1-0,64)} \cdot 48 = 133,33 \text{ V} \quad (4.17)$$

$$V_{Co} = V_o = 400 \text{ V} \quad (4.18)$$

O próximo passo envolve os cálculos dos esforços de corrente (4.19) a (4.22) e das tensões nos interruptores, conforme apresentado em (4.23) e (4.24).

$$I_{DS1(média)} = \frac{I_o}{2} \cdot \frac{(1+n+D)}{(1-D)} = \frac{2,50}{2} \cdot \frac{(1+1+0,64)}{(1-0,64)} = 9,17 \text{ A} \quad (4.19)$$

$$I_{DS2(média)} = \frac{I_o}{2} \cdot \frac{(1+n+D)}{(1-D)} = \frac{2,50}{2} \cdot \frac{(1+1+0,64)}{(1-0,64)} = 9,17 \text{ A} \quad (4.20)$$

$$I_{DS1(ms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{t_1} \left(\frac{I_o(n-D+3)}{2(1-D)} \right)^2 dt + \int_0^{t_2} \left(I_o \frac{2+n}{1-D} \right)^2 dt + \int_0^{t_3} \left(\frac{I_o}{2} \frac{2+n}{1-D} \right)^2 dt + \int_0^{t_4} \left(\frac{I_o(D+2n+3)}{2(1-D)} \right)^2 dt + \int_0^{t_5} \left(\frac{I_o(n-D+3)}{2(1-D)} \right)^2 dt \right]} = 11,63 \text{ A} \quad (4.21)$$

$$I_{DS2(ms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{t_1} \left(\frac{I_o(n-D+3)}{2(1-D)} \right)^2 dt + \int_0^{t_2} \left(I_o \frac{2+n}{1-D} \right)^2 dt + \int_0^{t_3} \left(\frac{I_o}{2} \frac{2+n}{1-D} \right)^2 dt + \int_0^{t_4} \left(\frac{I_o(D+2n+3)}{2(1-D)} \right)^2 dt + \int_0^{t_5} \left(\frac{I_o(n-D+3)}{2(1-D)} \right)^2 dt \right]} = 11,63 \text{ A} \quad (4.22)$$

$$V_{DS1(máximo)} = \frac{1}{(1-D)} \cdot V_i = \frac{1}{(1-0,64)} \cdot 48 = 133,33 \text{ V} \quad (4.23)$$

$$V_{DS2(máximo)} = \frac{1}{(1-D)} \cdot V_i = \frac{1}{(1-0,64)} \cdot 48 = 133,33 \text{ V} \quad (4.24)$$

Para finalizar, os esforços de tensão (4.33) até (4.36) e as correntes nos diodos (4.25) até (4.32) são apresentados a seguir:

$$I_{D1(média)} = \frac{I_o}{2} = \frac{2,50}{2} = 1,25 \text{ A} \quad (4.25)$$

$$I_{D2(média)} = \frac{I_o}{2} = \frac{2,50}{2} = 1,25 \text{ A} \quad (4.26)$$

$$I_{D3(média)} = \frac{I_o}{2} = \frac{2,50}{2} = 1,25 \text{ A} \quad (4.27)$$

$$I_{D4(média)} = \frac{I_o}{2} = \frac{2,50}{2} = 1,25 \text{ A} \quad (4.28)$$

$$I_{D1(ms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{t_2} \left(\frac{I_o(n-D+3)}{2(1-D)} \right)^2 dt + \int_0^{t_3} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{I_o(n-D+3)}{2(1-D)} \right) \right)^2 dt \right]} = 3,14 \text{ A} \quad (4.29)$$

$$I_{D2(ms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{t_2} \left(\frac{I_o(n-D+3)}{2(1-D)} \right)^2 dt + \int_0^{t_3} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{I_o(n-D+3)}{2(1-D)} \right) \right)^2 dt \right]} = 3,14 \text{ A} \quad (4.30)$$

$$I_{D3(ms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{t_3} (I_o)^2 dt + \int_0^{t_4} (2 \cdot I_o)^2 dt \right]} = 2,28 \text{ A} \quad (4.31)$$

$$I_{D4(ms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{t_3} (I_o)^2 dt + \int_0^{t_4} (2 \cdot I_o)^2 dt \right]} = 2,28 \text{ A} \quad (4.32)$$

As máximas tensões reversas nos diodos são dadas por:

$$V_{D1(máximo)} = \frac{2}{(1-D)} \cdot V_i = \frac{2}{(1-0,64)} \cdot 48 = 266,67 \text{ V} \quad (4.33)$$

$$V_{D2(máximo)} = \frac{2}{(1-D)} \cdot V_i = \frac{2}{(1-0,64)} \cdot 48 = 266,67 \text{ V} \quad (4.34)$$

$$V_{D3(máximo)} = V_o = 400 \text{ V} \quad (4.35)$$

$$V_{D4(máximo)} = V_o = 400 \text{ V} \quad (4.36)$$

Para facilitar a visualização, a Tabela 5 apresenta o conjunto de esforços de tensão e corrente nos semicondutores, dados importantes para determinar os componentes semicondutores utilizados quando há confecção de um protótipo do conversor. Após o cálculo de todos os itens anteriores, incluindo os esforços nos semicondutores e os valores dos indutores e capacitores, o próximo passo é selecionar os valores dos componentes a serem utilizados no projeto prático com base na proximidade calculada. As especificações dos componentes utilizados podem ser vistas na Tabela 6.

Tabela 5: Esforços nos semicondutores.

Semicondutor	Parâmetro
Interruptor S_1	$I_{S1(média)} = 9,17 \text{ A}$ $I_{S1(eficaz)} = 11,63 \text{ A}$ $V_{S1(máxima)} = 133,33 \text{ V}$
Interruptor S_2	$I_{S2(média)} = 9,17 \text{ A}$ $I_{S2(eficaz)} = 11,63 \text{ A}$ $V_{S2(máxima)} = 133,33 \text{ V}$
Diodo D_1	$I_{D1(média)} = 1,25 \text{ A}$ $I_{D1(eficaz)} = 3,14 \text{ A}$ $V_{D1(máxima)} = 266,67 \text{ V}$
Diodo D_2	$I_{D2(média)} = 1,25 \text{ A}$ $I_{D2(eficaz)} = 3,14 \text{ A}$ $V_{D2(máxima)} = 266,67 \text{ V}$
Diodo D_3	$I_{D3(média)} = 1,25 \text{ A}$ $I_{D3(eficaz)} = 2,28 \text{ A}$ $V_{D3(máxima)} = 400 \text{ V}$
Diodo D_4	$I_{D4(média)} = 1,25 \text{ A}$ $I_{D4(eficaz)} = 2,28 \text{ A}$ $V_{D4(máxima)} = 400 \text{ V}$

Tabela 6: Lista das especificações dos componentes experimental utilizados no protótipo.

Componente	Valor Calculado	Valor Adotado	Modelo Comercial
Indutor (L_1)	25,81 μ H	25,81 μ H	Confeccionado conforme: [63].
Indutor (L_{Np1})	640 μ H	640 μ H	Confeccionado conforme: [63].
Indutor (L_{Ns1})	640 μ H	640 μ H	Confeccionado conforme: [63].
Indutor (L_{Ns2})	640 μ H	640 μ H	Confeccionado conforme: [63].
Interruptor	—	—	IRFB4227PbF
Diodos ($D_1 \dots D_4$)	—	—	MUR-840/ MUR1560
Capacitor ($C_1 \dots C_2$)	10 μ F	10 μ F	Capacitores de poliéster de 10 μ F/400V
Capacitor (C_3)	35 μ F	44 μ F	Capacitores de poliéster de 22 μ F/500V

4.4 Considerações finais

Este capítulo começou com a apresentação dos parâmetros de projeto escolhidos. Em seguida, apresentaram-se os cálculos analíticos para os diversos componentes do conversor. Além disso, foram apresentados os esforços de corrente e tensão nos semicondutores, bem como nos elementos capacitivos e indutivos. Para concluir, uma tabela completa foi elaborada, contendo os componentes semicondutores selecionados para este trabalho, os valores dos indutores a serem fabricados e os capacitores disponíveis para a montagem do protótipo em uma sequência desse estudo. Como resultado, pode-se destacar que os esforços de tensão não ultrapassem o valor da tensão de saída e as correntes nos semicondutores foram minimizadas devido à utilização da célula de comutação de três estados, já que utilizando esse método as correntes de entrada do conversor se dividem pelos ramos do autotransformador.

5 AVALIAÇÃO COMPUTACIONAL DO CONVERSOR BOOST PROJETADO.

5.1 Considerações iniciais

Este capítulo tem como objetivo apresentar resultados de simulação. O mesmo foi realizado com o auxílio do *software* PSIM®, a fim de validar os resultados teóricos obtidos no capítulo anterior. Por fim, apresenta-se uma tabela comparativa entre os resultados calculados e simulados. Os componentes do conversor em simulação serão considerados ideais.

5.2 Resultados de simulação

Inicialmente, observam-se as formas de onda das tensões na porta dos interruptores (Figura 48) e as tensões nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 (Figura 49). Ao comparar a ondulação de tensão calculada e simulada, verifica-se que ambas possuem valores próximos, menos de 1%. Isso indica que a tensão no capacitor de saída está próxima da estipulada, apresentando polaridade positiva e uma baixa ondulação, como projetado. Considerando que o ganho é definido pela tensão de saída e a de entrada, nota-se um ganho de aproximadamente oito vezes, como previsto. Isso configura uma topologia com alta taxa de conversão, alcançada com uma razão cíclica não elevada de 0,64, o que contribui na diminuição das perdas de condução.

Na Figura 50, são apresentadas as formas de onda referentes às correntes no indutor de entrada L_1 e no indutor acoplado (enrolamentos L_p , L_{s1} , L_{s2}). Como pode ser observado, o conversor opera em MCC, uma vez que a corrente no indutor de entrada não cai a zero durante seu ciclo de trabalho. Isso pode contribuir para a redução das interferências eletromagnéticas no circuito, já que os conversores que operam neste modo conseguem reduzir as correntes de pico de alta frequência e as variações abruptas de tensão.

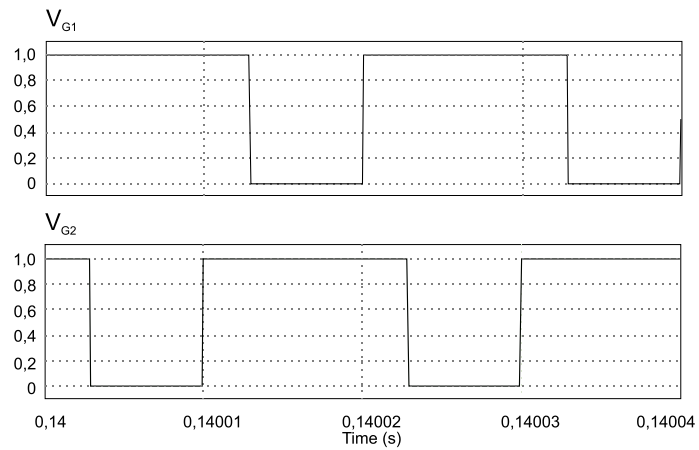


Figura 48: Formas de onda da tensão entre porta e fonte dos interruptores.

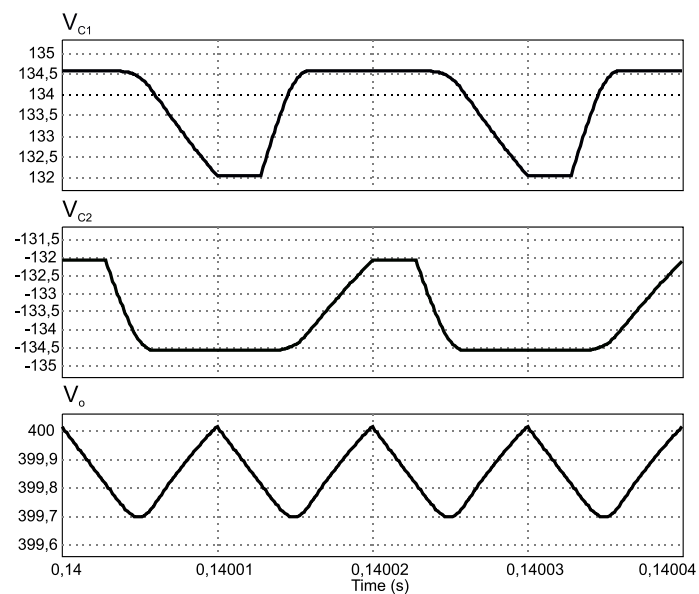


Figura 49: Tensão nos capacitores.

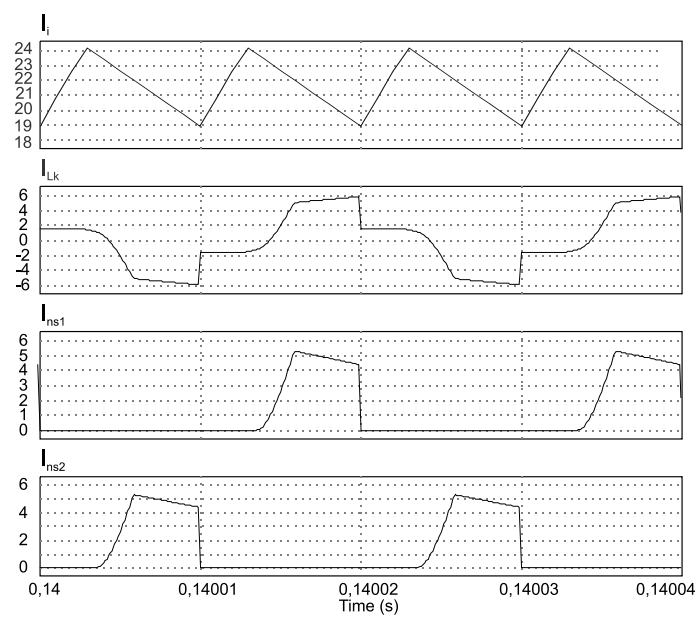


Figura 50: Corrente no indutor de entrada e indutor acoplado.

Por fim, apresentam-se os esforços de tensão e corrente nos semicondutores. A Figura 51 apresenta as tensões e correntes nos diodos do grameador de tensão D_1 e D_2 em seguida têm-se as tensões e correntes nos diodos de saída da célula de comutação de três estados D_3 e D_4 . A Figura 52 mostra as formas de onda dos esforços de tensão e corrente nos interruptores S_1 e S_2 . Como podem ser analisados, os pares de semicondutores conduzem com uma defasagem de 180° e possuem uma simetria.

A Tabela 7 foi elaborada com o objetivo de facilitar a comparação entre os resultados analíticos e os obtidos por simulação. Ao analisá-la, nota-se que os valores apresentados apresentam grande proximidade entre si.

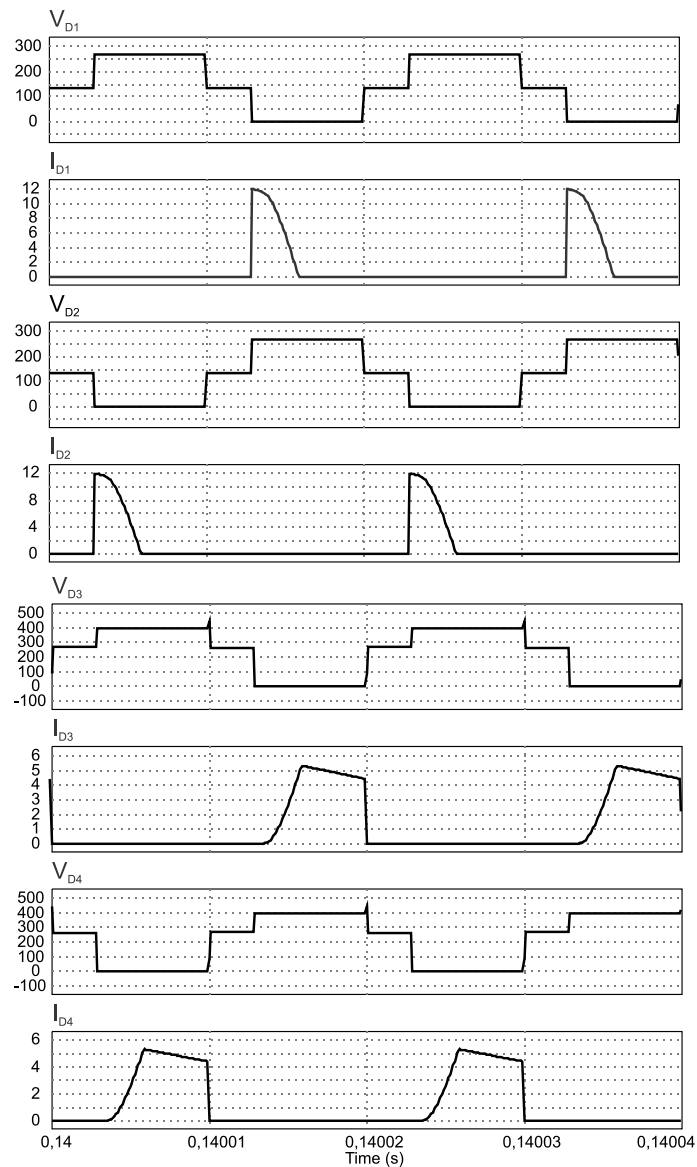


Figura 51: Esforços de tensão e corrente nos diodos.

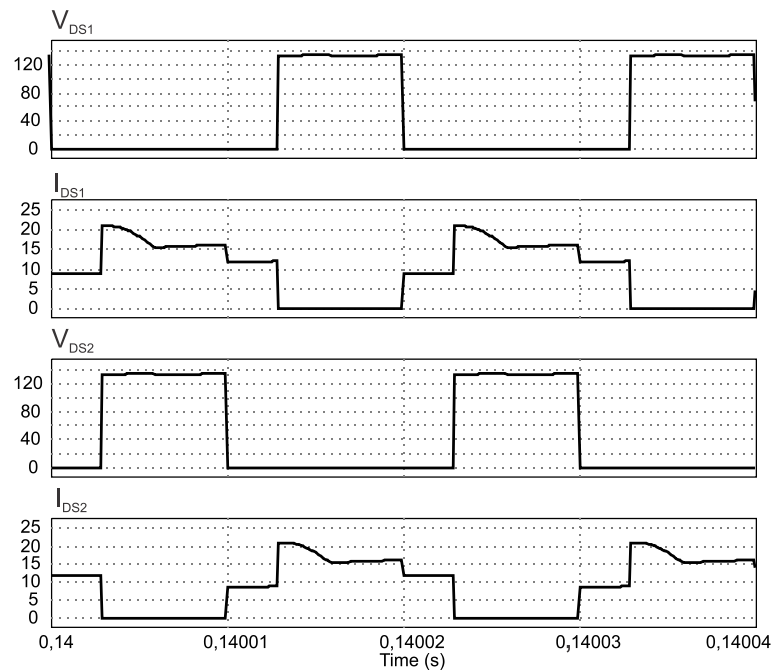


Figura 52: Esforços de tensão e corrente nos interruptores.

Tabela 7: Comparação entre os esforços de corrente e tensão calculados e simulados.

Parâmetro	Valor calculado	Valor obtido por simulação
$V_{C1(\text{máximo})}$	133,33 V	134,51 V
$V_{C2(\text{máximo})}$	133,33 V	134,51 V
$V_{C3(\text{máximo})}$	400 V	400 V
$I_{S1(\text{méd.})}$	9,17 A	9,19 A
$I_{S1(\text{ef.})}$	11,85 A	11,63 A
$V_{S1(\text{máx.})}$	133,33 V	134,52 V
$I_{S2(\text{méd.})}$	9,17 A	9,19 A
$I_{S2(\text{ef.})}$	11,85 A	11,63 A
$V_{S2(\text{máx.})}$	133,33 V	134,52 V
$V_{D1(\text{máx.})}$	266,67 V	268,59 V
$I_{D1(\text{méd.})}$	1,25 A	1,23 A
$I_{D1(\text{ef.})}$	3,67 A	3,13 A
$V_{D2(\text{máx.})}$	266,67	268,59 V
$I_{D2(\text{méd.})}$	1,25A	1,23 A
$I_{D2(\text{ef.})}$	3,67 A	3,13 A
$V_{D3(\text{máx.})}$	400 V	400 V
$I_{D3(\text{méd.})}$	1,25 A	1,24 A
$I_{D3(\text{ef.})}$	2,13 A	2,28 A
$V_{D4(\text{máx.})}$	400 V	400 V
$I_{D4(\text{méd.})}$	1,25 A	1,24 A
$I_{D4(\text{ef.})}$	2,13 A	2,28 A

5.3 Considerações finais

Neste capítulo, foram apresentados os resultados obtidos através de simulação pelo *software Psim* e, por fim, foi apresentado um comparativo entre os resultados obtidos em teoria e por simulação. Como em ambas as situações os resultados consideraram os componentes ideais, os valores obtidos foram próximos, menos de 1% no caso das correntes e tensões médias, corroborando com os conceitos anteriormente mencionados. Também é possível comparar as formas de onda obtidas com aquelas apresentadas como teóricas e confirmar as etapas de operação do conversor.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 Considerações Iniciais

Este capítulo tem como objetivo apresentar resultados experimentais. O mesmo foi realizado a partir de testes de bancada, a fim de validar os resultados teóricos obtidos anteriormente. Por fim, apresenta-se uma tabela comparativa entre os resultados calculados, simulados e experimentais.

6.2 Resultados experimentais do conversor proposto

A Tabela 4 resume as especificações do protótipo experimental mostrado na Figura 53, que representa o conversor *boost* baseado em 3SSC ilustrado na Figura 35. O ponto de operação foi escolhido considerando uma aplicação prática, na qual quatro baterias ou módulos fotovoltaicos conectados em série poderiam ser utilizados para alimentar um inversor em cascata, conforme apresentado em [67]. Além disso, a ondulação de pico a pico de corrente e tensão foram definidos de modo a garantir a operação em modo de condução contínua e evitar o uso de capacitores eletrolíticos. O projeto de todos os componentes magnéticos segue diretrizes consolidadas disponíveis em [63].

Nesta seção, serão apresentados os resultados obtidos, bem como as formas de onda correspondentes de corrente e tensão de alguns componentes. As especificações dos componentes utilizados na construção do protótipo podem ser consultadas na Tabela 6.

A Tabela 8, apresenta as especificações dos equipamentos utilizados em laboratório são eles: fonte de alimentação, osciloscópio e multímetros digitais.

Tabela 8: Equipamentos utilizados em laboratório.

Equipamento	Discriminação/Modelo
Fonte de alimentação	MCE mod.8412
Osciloscópio	Tektronix DPO2014B
Multímetro digital	Agilent U1242B

O protótipo do conversor foi desenvolvido em placa de circuito impresso do tipo *Composite*. A placa de comando foi feita com componentes analógicos, sendo o sinal PWM gerado pelo circuito integrado TL494 e o driver pelo circuito integrado TC4420.

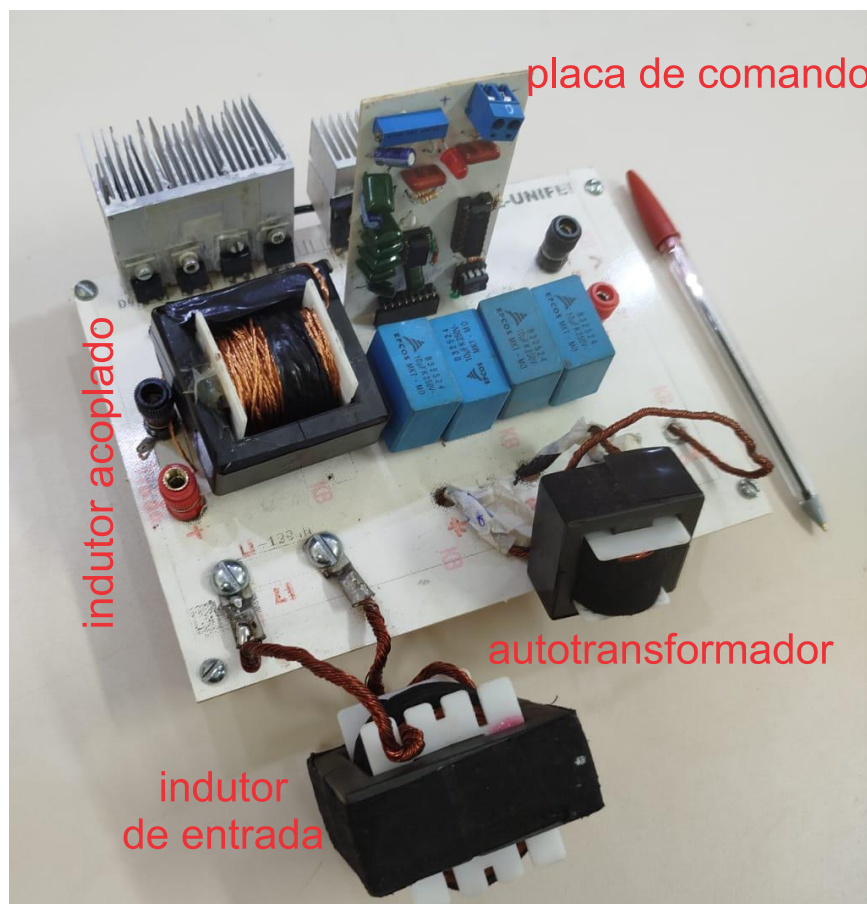


Figura 53: Protótipo do conversor.

A Figura 54 mostra a tensão porta-fonte (*gate-source*) aplicada ao interruptor ativo e a corrente de entrada. Observa-se que a ondulação da corrente é baixa (projetada em 4,5 e com valor prático 5) e ocorre com o dobro da frequência de comutação (sendo a frequência de comutação 50 kHz). De forma semelhante, as correntes através do indutor acoplado estão de acordo com a análise teórica, conforme mostrado na Figura 55. As tensões dreno-fonte representadas na Figura 56 estão defasadas em 180°. Além disso, a tensão máxima é inferior à tensão de saída, e não são observados picos significativos nos interruptores, pois o circuito de grampeamento é capaz de reciclar adequadamente a energia da indutância de dispersão.

A Figura 57 mostra as tensões nos enrolamentos primários do autotransformador. Como os enrolamentos possuem a mesma impedância, o

conversor pode obter um bom compartilhamento de corrente sem a necessidade de abordagens de controle dedicadas. As formas de onda da corrente e da tensão de saída, sob potência nominal, também estão representadas na Figura 58.

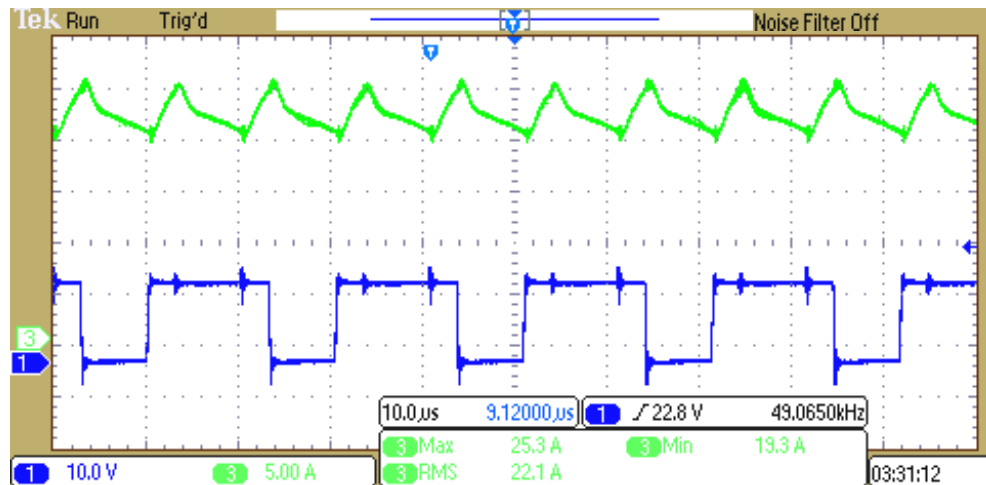


Figura 54: Corrente de entrada em (verde) e tensão entre porta e fonte em (azul).

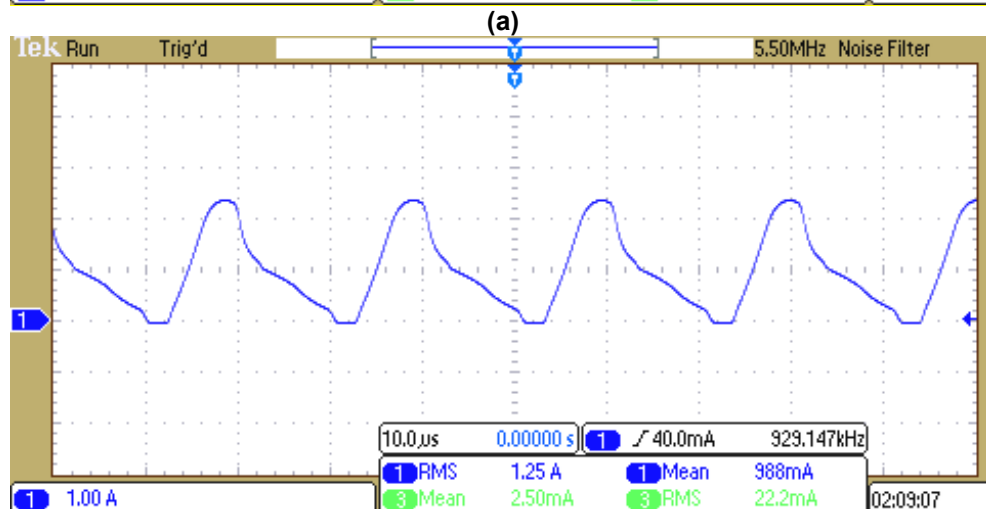
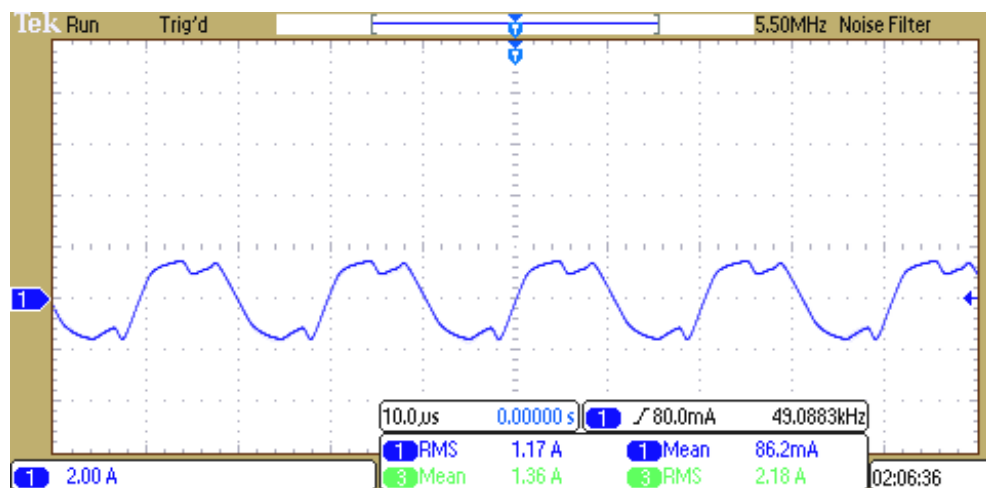


Figura 55: a) Corrente através do enrolamento primário e (b) corrente através do enrolamento secundário do indutor acoplado.

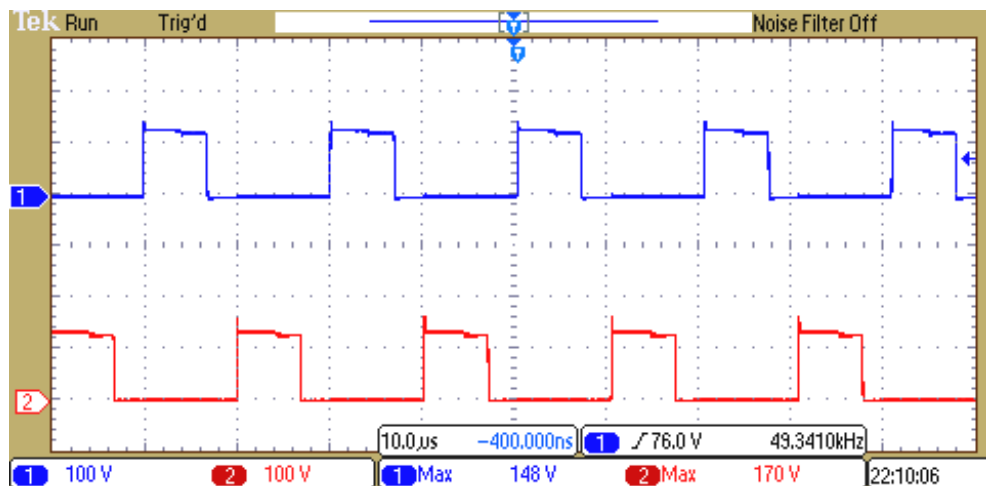


Figura 56: Formas de onda da tensão nos interruptores S1 (azul) e S2 (vermelho).

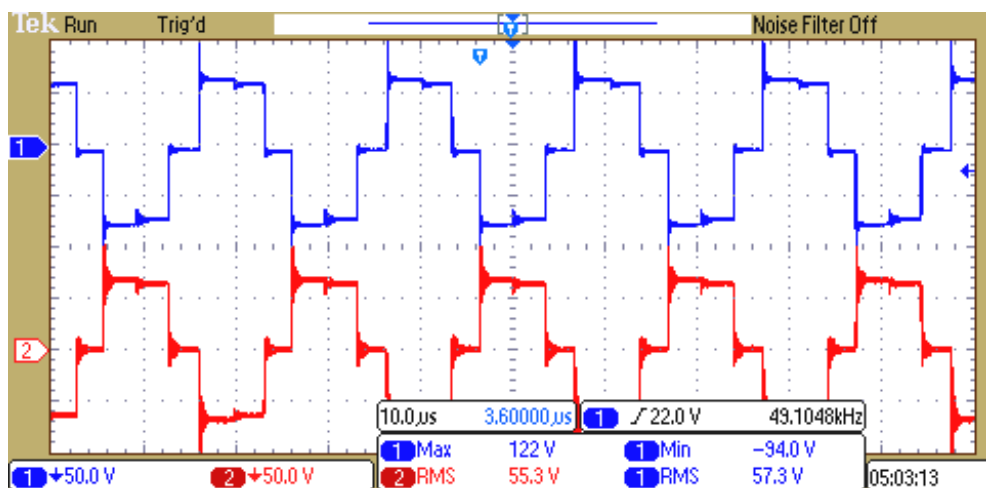


Figura 57: Tensão nos enrolamentos do autotransformador T1 (azul) e T2 (vermelho).

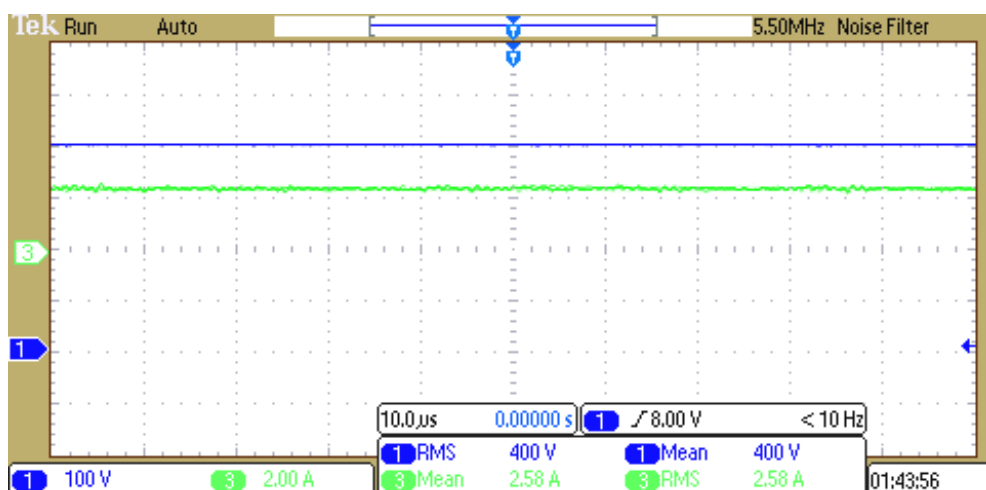


Figura 58: Tensão de saída (azul) e corrente de saída (verde).

A Figura 59 mostra as tensões nos diodos de grameamento D_1 e D_2 , que atingem um valor máximo inferior à tensão de saída. Em contraste, as tensões nos diodos de saída D_3 e D_4 são praticamente iguais à tensão de saída, como

demonstrado na Figura 60. Embora isso possa ser considerado uma desvantagem do conversor proposto, ele ainda pode oferecer uma alta eficiência em toda a faixa de carga, conforme mostrado na Figura 61. A eficiência máxima é de 98,31%, alcançando 97,18% na potência nominal.

As perdas em todos os componentes, que totalizam 27,45 W, foram calculadas com base nas tensões e correntes medidas experimentalmente, considerando as características de todos os semicondutores conforme especificações dos fabricantes comerciais e todos os componentes magnéticos conforme determinados durante a construção física. Esse procedimento seguiu expressões comumente encontradas em livros didáticos de eletrônica de potência, rigorosamente conforme as diretrizes apresentadas em [67]. A Figura 62 mostra que os interruptores e os diodos são responsáveis pela maior parte das perdas no conversor somando 72,40%. Vale destacar que diodos ultrarrápidos de uso geral e baixo custo foram utilizados no protótipo, indicando potencial para aumento da eficiência com a utilização de componentes de melhor qualidade. A porcentagem de perdas dos magnéticos somam 27,14% do total de perdas do conversor, enquanto a menor parte das perdas ocorre nos capacitores 0,47%.

Embora o conversor não alcance ganhos de tensão ultra elevados sem uma alta relação de espiras no indutor acoplado, ele é adequado para aplicações com inversores monofásicos, por exemplo, com tensão eficaz de saída de 127 V ou 220 V. Diferente de outras topologias similares, geralmente projetadas para algumas centenas de watts, o conversor *boost* baseado em 3SSC atinge 97,18% de eficiência a 1000 W, com um número moderado de componentes.

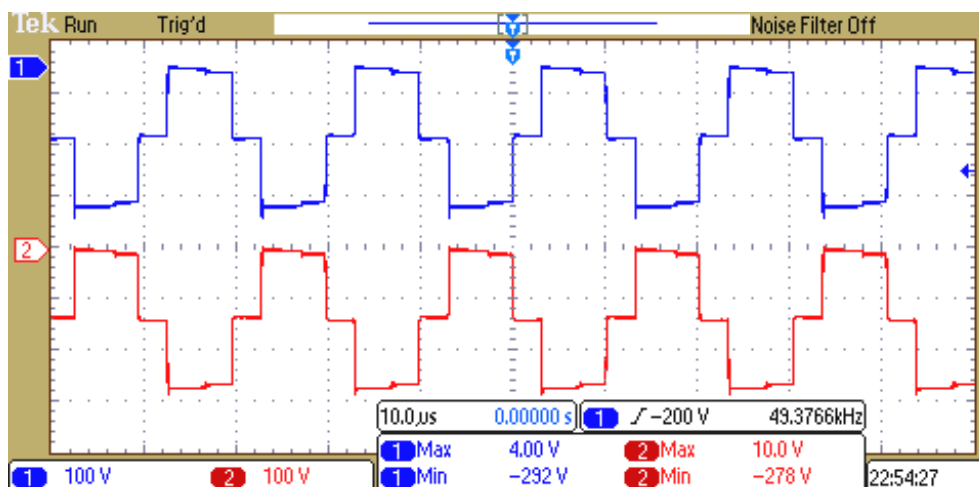


Figura 59: Tensão nos diodos D1 (azul) e D2 (vermelho).

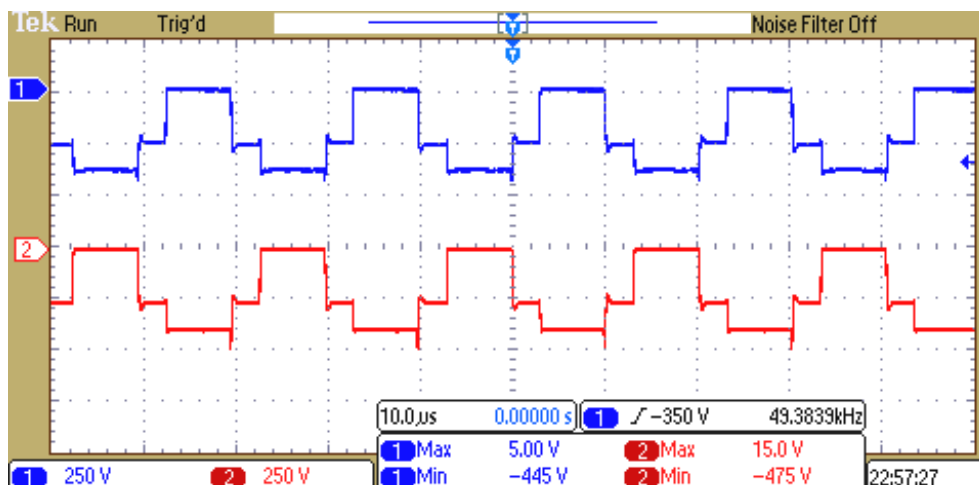


Figura 60: Tensão nos diodos de saída D3 (azul) e D4 (vermelho).

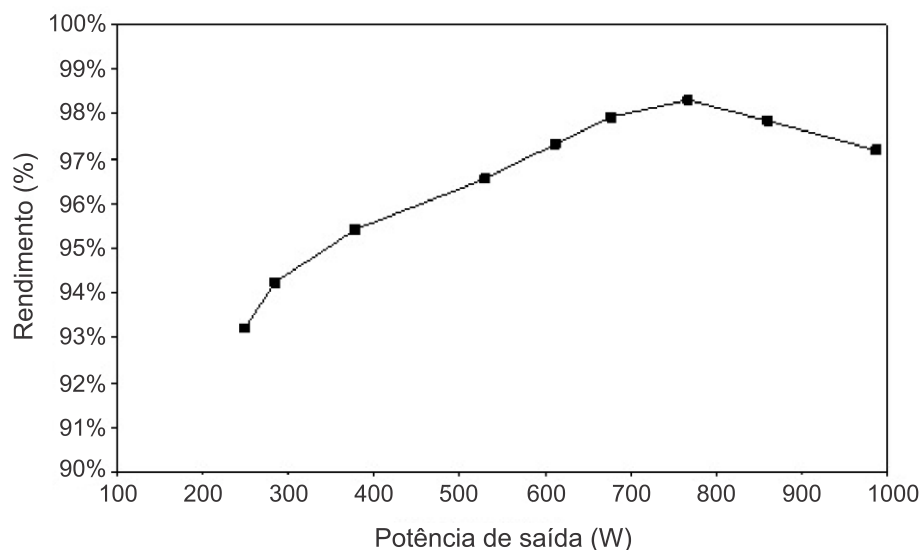


Figura 61: Eficiência em função da potência de saída.

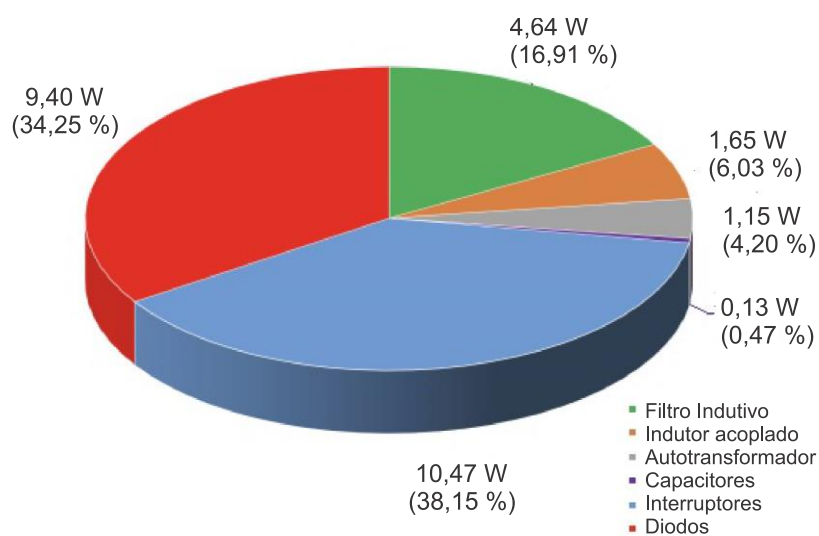


Figura 62: Proporção das perdas na condição de potência nominal.

A Tabela 9 apresenta a comparação entre os resultados analíticos, simulados e experimentais dos esforços de tensão sobre os interruptores, demonstrando uma boa concordância entre os valores obtidos.

Tabela 9: Comparação entre os esforços tensão calculados, simulados e experimentais nos semicondutores.

Parâmetro	Valor calculado	Valor obtido por simulação	Valor obtido por experimento
$V_{S1(máx.)}$	133,33 V	134,52 V	148 V
$V_{S2(máx.)}$	133,33 V	134,52 V	170 V
$V_{D1(máx.)}$	266,67 V	268,59 V	292 V
$V_{D2(máx.)}$	266,67	268,59 V	278 V
$V_{D3(máx.)}$	400 V	400 V	445 V
$V_{D4(máx.)}$	400 V	400 V	475 V

7 CONCLUSÃO GERAL

A família de conversores proposta neste trabalho utiliza em sua concepção célula de comutação de três estados, indutor acoplado e um grampeador de tensão.

As células de comutação de três estados são utilizadas devido a sua capacidade de redução de esforços de corrente nos semicondutores, o indutor acoplado é utilizado para elevar o ganho do conversor, evitar ruídos e picos de corrente, e o grampeador, para reciclar energia no circuito.

Um conversor elevador baseado na topologia 3SSC foi amplamente avaliado tanto teoricamente quanto experimentalmente. Como o esforço de tensão nos interruptores ativos é menor que a tensão de saída, é possível utilizar componentes com baixa resistência de condução (resistência dreno-fonte), resultando em menores perdas por condução. Além disso, o conversor não requer capacitores eletrolíticos, que normalmente apresentam alta resistência série equivalente (ESR) e uma vida útil mais curta em comparação com seus equivalentes à base de filme.

O protótipo do conversor foi feito em placa de circuito impresso do tipo *composite*, sendo a placa de comando composta por um circuito integrado para gerar os sinais PWM defasado de 180° e dois circuitos integrados TC4420 usados como driver um para cada interruptor.

Embora o conversor não consiga alcançar ganhos de tensão ultra-altos sem uma alta razão de espiras do indutor acoplado, ele continua sendo uma escolha adequada para aplicações que envolvem inversores monofásicos com tensão de saída eficaz de 127 V ou 220 V, por exemplo. No caso deste conversor os interruptores e os diodos são responsáveis pela maior parte das perdas somando 72,40%. A porcentagem de perdas dos magnéticos somam 27,14% do total de perdas do conversor, enquanto a menor parte das perdas ocorre nos capacitores 0,47%.

Dentre as vantagens desse conversor tem-se que apenas 50% da energia entregue à carga percorre os interruptores ativos controlados, o que reduz os esforços elétricos sobre os semicondutores e aumenta o rendimento global do sistema. Além disso, como os interruptores compartilham o mesmo referencial, não há necessidade de isolamento na etapa de comando do circuito. Outro benefício

relevante é o balanceamento natural de corrente entre os ramos de entrada, dispensando a utilização de sistemas adicionais de controle.

Ao contrário de outras topologias semelhantes, que são tipicamente projetadas para algumas centenas de watts, o conversor elevador baseado em 3SSC pode alcançar uma alta eficiência de 97,18% em uma potência nominal de 1000 W, com uma quantidade moderada de componentes.

Trabalhos futuros incluem a possibilidade de:

- ✓ implementar a família de conversores em MCD;
- ✓ generalizar o arranjo para uma configuração multifásica;
- ✓ o desenvolvimento de outras topologias baseadas em indutores acoplados utilizando a célula de comutação de três estados;
- ✓ validar os outros conversores da família proposta neste trabalho;
- ✓ implementar um sistema de controle em malha fechada do conversor operando como elevador de tensão.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] M. T. Peraça, *Conversores CC-CC elevadores para aplicação em equipamentos de refrigeração*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2002.
- [2] L. Schmitz, *Conversores CC-CC não-isolados de alto ganho e de alto rendimento destinados a aplicações fotovoltaicas e baseados no conversor boost com célula de ganho*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2015.
- [3] R. Gules, *Estudo de conversores CC-CC isolados operando com elevada tensão de saída e alto rendimento, para aplicações aeroespaciais*, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.
- [4] I. Santini, *Análise de conversores CC-CC com alto ganho de tensão para aplicações com célula a combustível*, Dissertação de Mestrado, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2016.
- [5] F. E. O. Barrozo, *Conversor CC-CC bidirecional em corrente para aplicação em veículos elétricos*, Dissertação de Mestrado, Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará Fortaleza, 2010.
- [6] N. Swaminathan and Y. Cao, "An overview of high-conversion high-voltage DC-DC converters for electrified aviation power distribution system," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 6, no. 4, pp. 1740-1754, 2020.
- [7] R. Tymerski and V. Vorperian, "Generation, classification and analysis of switched-mode DC-to-DC converters by the use of converter cells," in *INTELEC'86-International Telecommunications Energy Conference*, 1986: IEEE, pp. 181-195.
- [8] E. Landsman, "A unifying derivation of switching DC-DC converter topologies," in *1979 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1979: IEEE, pp. 239-243.
- [9] J. P. R. Balestero, *Conversor buck utilizando célula de comutação de três estados*, Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual Paulista, Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, 2006.

- [10] B. Li, P. Wang, Z. Wang, X. Ma, and H. Bi, "A new coupled-inductor-based high-gain interleaved DC-DC converter with sustained soft switching," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 70, no. 7, pp. 6527-6541, 2021.
- [11] R. Beiranvand and S. H. Sangani, "A family of interleaved high step-up DC-DC converters by integrating a voltage multiplier and an active clamp circuits," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 7, pp. 8001-8014, 2022.
- [12] J. C. Dias and T. B. Lazzarin, "Boost DC-DC converter with switched-capacitor and four-state switching cell," in *Anais do Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE)*, João Pessoa, 2015, pp. 62-67.
- [13] 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, 2022.
- [14] R. Rahimi, S. Habibi, M. Ferdowsi, and P. Shamsi, "An Interleaved High Step-Up DC-DC Converter with Built-in Transformer-Based Voltage Multiplier for DC Microgrid Applications," in *2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2022: IEEE, pp. 86-92.
- [15] S. Araujo, R. Bascopé, G. Bascopé, and L. Menezes, "Step-up converter with high voltage gain employing three-state switching cell and voltage multiplier," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008: IEEE, pp. 2271-2277.
- [16] H. Matsunami, "Fundamental research on semiconductor SiC and its applications to power electronics," *Proceedings of the Japan Academy, Series B*, vol. 96, no. 7, pp. 235-254, 2020.
- [17] T. C. Salvador, T. M. Oliveira, and F. L. Tofoli, "Conversor CC-CC SEPIC Não Isolado de Alto Ganho Baseado na Célula de Comutação de Três Estados Empregando Células Multiplicadoras de Tensão," in *Congresso Brasileiro de Automática-CBA*, 2020, vol. 2, no. 1.
- [18] G. T. Bascopé and I. Barbi, "Generation of a family of non-isolated DC-DC PWM converters using new three-state switching cells," in *2000 IEEE 31st annual power electronics specialists conference. Conference proceedings (Cat. No. 00CH37018)*, 2000, vol. 2: IEEE, pp. 858-863.
- [19] 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, Centro Tecnológico, 2001.

- [20] 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.
- [21] M. Forouzesh, 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.
- [22] M. H. Rashid, "Eletrônica de potência: dispositivos, circuitos e aplicações," *Tradução de L. Abramowicz*, vol. 48, 2014.
- [23] M. F. Guepfrih, "Conversores CC-CC não isolados de elevado ganho estático concebidos com acoplamento magnético," Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2021.
- [24] 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.
- [25] 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.
- [26] M. Kumari, M. D. Siddique, A. Sarwar, M. Tariq, S. Mekhilef, and A. Iqbal, "Recent trends and review on switched - capacitor - based single - stage boost multilevel inverter," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 31, no. 3, p. e12730, 2021.
- [27] M. Rezaie and V. Abbasi, "Effective combination of quadratic boost converter with voltage multiplier cell to increase voltage gain," *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 11, pp. 2322-2333, 2020.
- [28] H. Ye, G. Jin, W. Fei, and N. Ghadimi, "High step-up interleaved dc/dc converter with high efficiency," *Energy sources, Part A: recovery, utilization, and environmental effects*, pp. 1-20, 2020.
- [29] T. M. Oliveira, L. A. R. Rios, F. L. Tofoli, and A. S. de Moraes, "NonIsolated DC-DC Quadratic Ćuk 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.

- [30] D. de Andrade Tavares, F. L. Tofoli, T. M. Oliveira, and E. R. Ribeiro, "Non-Isolated DC-DC Ćuk-Buck Converter for High Step-Down Applications," in *2021 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 2021: IEEE, pp. 248-253.
- [31] 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.
- [32] C. A. Villarreal-Hernandez, O. F. Ruiz-Martinez, J. C. Mayo-Maldonado, G. Escobar, J. E. Valdez-Resendiz, and J. C. Rosas-Caro, "Minimum current ripple point tracking control for interleaved dual switched-inductor DC-DC converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 1, pp. 175-185, 2020.
- [33] M. L. Alghaythi, R. M. O'Connell, N. E. Islam, M. M. S. Khan, and J. M. Guerrero, "A high step-up interleaved DC-DC converter with voltage multiplier and coupled inductors for renewable energy systems," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 123165-123174, 2020.
- [34] P.-W. Lee, Y.-S. Lee, D. K. Cheng, and X.-C. Liu, "Steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 47, no. 4, pp. 787-795, 2000.
- [35] R. Fani and N. Erfani Majd, "An interleaved ultra-high step up DC-DC converter with low voltage stress," *Electrical Engineering*, vol. 104, no. 5, pp. 3649-3657, 2022.
- [36] Y. He, X. Sun, S. Liu, and N. Wang, "High step - up DC - DC converter using coupled inductor voltage multiplier cell and differential connection method," *IET Power Electronics*, vol. 16, no. 4, pp. 542-557, 2023.
- [37] H. S. Gohari, H. Tarzamni, and M. Sabahi, "Family of Interleaved High Step-up DC-DC Converters Utilizing Multi-Winding Coupled Inductors," in *2022 13th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2022: IEEE, pp. 555-560.
- [38] M. M. Jouzdani, M. Shaneh, and T. Nouri, "Design and fabrication of an interleaved high step - up DC - DC converter with soft - switching capability to implement in renewable energy systems," *IET Renewable Power Generation*, 2022.

- [39] K.-C. Tseng, C.-A. Cheng, and C.-T. Chen, "High step-up interleaved boost converter for distributed generation using renewable and alternative power sources," *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics*, vol. 5, no. 2, pp. 713-722, 2016.
- [40] M. Mohammadi Jouzdani, M. Shaneh, and T. Nouri, "Design of an Interleaved High Step-Up DC-DC Converter with Multiple Magnetic Devices for Renewable Energy Systems Applications," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 2022, 2022.
- [41] J. Semiromizadeh, H. Izadi, and E. Adib, "High step - up interleaved DC - DC converter for photovoltaic systems," *IET Power Electronics*, vol. 15, no. 1, pp. 33-42, 2022.
- [42] S. M. Hashemzadeh, E. Babaei, S. H. Hosseini, and M. Sabahi, "Design and Analysis of a New Coupled Inductor-Based Interleaved High Step-Up DC-DC Converter for Renewable Energy Applications," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 2022, 2022.
- [43] D. Amani, R. Beiranvand, M. Zolghadri, and F. Blaabjerg, "A High Step-Up Interleaved Current-Fed Resonant Converter for High-Voltage Applications," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 105387-105403, 2022.
- [44] H. Javaheri Fard and S. M. Sadeghzadeh, "Predictive and Average Current Controllers for a High Step-Up Interleaved DC–DC Converter," *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, vol. 33, no. 6, pp. 1829-1839, 2022.
- [45] 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, 2018.
- [46] B. Akhlaghi and H. Farzanehfard, "Efficient interleaved high step - up converter with wide load range soft switching operation," *IET Power Electronics*, 2022.
- [47] K. Koyama, M. Uno, and H. Inohara, "Highly extendable passive current balancing interleaved high step - up boost converter using voltage multipliers," *Electrical Engineering in Japan*, p. e23411, 2022.
- [48] 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.

- [49] D. Alizadeh, E. Babaei, M. Sabahi, and C. Cecati, "A Family of High Step-Up Interleaved DC–DC Converters Based on the Coupled Inductors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024.
- [50] S.-W. Seo, J.-H. Ryu, Y. Kim, and J.-B. Lee, "Ultra-high step-up interleaved converter with low voltage stress," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 37167-37178, 2021.
- [51] 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.
- [52] 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, 2015.
- [53] D. Alizadeh, E. Babaei, M. Sabahi, and C. Cecati, "Hybrid interleaved DC - DC step - up converter based on coupled inductor," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 52, no. 6, pp. 2655-2685, 2024.
- [54] 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, Itajubá, 2022.
- [55] 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.
- [56] G. H. de Alcântara Bastos, L. F. Costa, F. L. Tofoli, G. V. T. Bascope, and R. P. T. Bascopé, "Nonisolated DC–DC converters with wide conversion range for high-power applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 1, pp. 749-760, 2019.
- [57] M. Ortiz-Lopez, J. Leyva-Ramos, E. Carbajal-Gutierrez, and J. Morales-Saldana, "Modelling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch," *IET Power Electronics*, vol. 1, no. 4, pp. 478-487, 2008.
- [58] M. T. Peraça, *Conversores utilizando células de comutação de quatro estados*, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, 2008.

- [59] 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*, 2009: IEEE, pp. 1487-1491.
- [60] T. A. Gonçalves, *Conversor boost com indutor acoplado de arranjo diferencial com grameador ativo com comutação em zero de tensão*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2022.
- [61] 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.
- [62] J. A. Conkling, *Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications*, Marcel Dekker, Inc., 1985.
- [63] I. Barbi, C. H. Font, and R. L. Alves, "Projeto físico de indutores e transformadores," *Documento Interno (INEP-2002)*, 2002.
- [64] T. J. Cavicchi, "Multiple reactions in inductors," *IEEE Transactions on Education*, vol. 40, no. 1, pp. 78-88, 1997.
- [65] G. H. F. Fuzato, "Análise de um conversor boost interleaved com multiplicador de tensão para sistemas de geração distribuída que utilizam células a combustível como fonte primária," *Universidade de São Paulo*, 2015.
- [66] H. Tarzamni, H. S. Gohari, M. Sabahi, and J. Kyyrä, "Nonisolated high step-up DC-DC converters: Comparative review and metrics applicability," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 582-625, 2023.
- [67] T. C. Salvador, F. L. Tofoli, D. de Souza Oliveira Júnior, and E. R. Ribeiro, "Nonisolated 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.