

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE PONTA GROSSA
PRÓ-REITORIA DE PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM COMPUTAÇÃO APLICADA

RAILSON RODRIGUES

DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE UM CONVERSOR CC-CC COM GANHO
QUADRÁTICO NÃO ISOLADO DE ÚNICA CHAVE PARA APLICAÇÕES COM
ENERGIAS RENOVÁVEIS NA AGRICULTURA

PONTA GROSSA

2026

RAILSON RODRIGUES

DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE UM CONVERSOR CC-CC COM GANHO
QUADRÁTICO E NÃO ISOLADO DE ÚNICA CHAVE PARA APLICAÇÕES EM
ENERGIAS RENOVÁVEIS NA AGRICULTURA

Dissertação apresentada para obtenção do título
de mestre em Computação Aplicada pelo
Programa de Pós-Graduação em Computação
Aplicada na Universidade Estadual de Ponta
Grossa.

Orientador: Prof.º Dr. Zito Palhano da Fonseca

PONTA GROSSA

2026

R696 Rodrigues, Railson

Desenvolvimento e análise de um conversor cc-cc com ganho quadrático não isolado de única chave para aplicações com energias renováveis na agricultura / Railson Rodrigues. Ponta Grossa, 2026.

76 f.

Dissertação (Mestrado em Computação Aplicada - Área de Concentração: Computação para Tecnologias em Agricultura), Universidade Estadual de Ponta Grossa.

Orientador: Prof. Dr. Zito Palhano da Fonseca.

1. Conversor boost quadrático. 2. Eletrônica de potência. 3. Eficiência energética. 4. Aplicações agrícolas. 5. Modelagem matemática. I. Fonseca, Zito Palhano da. II. Universidade Estadual de Ponta Grossa. Computação para Tecnologias em Agricultura. III.T.

CDD: 005.3



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE PONTA GROSSA
Av. General Carlos Cavalcanti, 4748 - Bairro Uvaranas - CEP 84030-900 - Ponta Grossa - PR - <https://uepg.br>

TERMO

TERMO DE APROVAÇÃO

Railson Rodrigues

“DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE UM CONVERSOR CC-CC COM GANHO QUADRÁTICO NÃO ISOLADO DE ÚNICA CHAVE PARA APLICAÇÕES COM ENERGIAS RENOVÁVEIS NA AGRICULTURA”

Dissertação aprovada como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre no Programa de Pós-Graduação em Computação Aplicada da Universidade Estadual de Ponta Grossa, pela seguinte banca examinadora:

Prof. Dr. Zito Palhano da Fonseca (PPGCA - UEPG/PR - Presidente)

Profa. Dra. Rosane Falate (PPGCA - UEPG/PR)

Prof. Dr. Alceu André Badin (CPGEI - UTFPR/Curitiba)

Ponta Grossa, 18 de junho de 2026.



Documento assinado eletronicamente por **ALCEU ANDRE BADIN, Usuário Externo**, em 25/06/2026, às 09:23, conforme Resolução UEPG CA 114/2018 e art. 1º, III, "b", da Lei 11.419/2006.



Documento assinado eletronicamente por **Rosane Falate, Professor(a)**, em 25/06/2026, às 11:00, conforme Resolução UEPG CA 114/2018 e art. 1º, III, "b", da Lei 11.419/2006.



Documento assinado eletronicamente por **Zito Palhano da Fonseca, Professor(a)**, em 25/06/2026, às 11:11, conforme Resolução UEPG CA 114/2018 e art. 1º, III, "b", da Lei 11.419/2006.



A autenticidade do documento pode ser conferida no site <https://sei.uepg.br/autenticidade> informando o código verificador **3185902** e o código CRC **7E58600E**.

Dedico este trabalho à minha família, em especial à minha mãe, Olinda Aparecida Rodrigues, e ao meu pai, Miguel Rodrigues, pelo amor, apoio e presença em todos os momentos da minha vida.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, Dr. Zito Pallhano da Fonseca, pela confiança em mim depositada e pela orientação ao longo deste percurso.

Aos meus pais, Miguel Rodrigues e Olinda da Aparecida Rodrigues, pelo apoio incondicional aos meus estudos, pelo suporte emocional e por estarem presentes em todos os momentos importantes da minha vida.

Aos colegas, que de diferentes formas contribuíram para a elaboração deste trabalho.

Aos professores do programa de pós-graduação, cujo papel foi fundamental na minha formação acadêmica e profissional.

À Universidade Estadual de Ponta Grossa (UEPG), pela estrutura e condições fornecidas para o desenvolvimento desta pesquisa.

RESUMO

A crescente demanda por eficiência energética e sustentabilidade impulsiona o desenvolvimento de conversores de potência otimizados para aplicações específicas. Este trabalho apresenta uma análise detalhada de um Conversor *Boost* Quadrático (CBQ) e sua aplicabilidade em sistemas agrícolas, destacando suas vantagens em relação a topologias tradicionais como *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Cuk*, *SEPIC* e *Zeta*. A pesquisa abrange desde a modelagem matemática até a análise comparativa, demonstrando a superioridade do CBQ na melhoria do desempenho energético e estabilidade do sistema. A metodologia adotada inclui simulações e testes experimentais que comprovam os benefícios do conversor proposto, validando sua viabilidade para aplicações agrícolas, especialmente em cenários que demandam alta eficiência e confiabilidade. Os resultados indicam que o CBQ proporciona melhor regulação de tensão, maior eficiência e menor estresse nos componentes quando comparado às demais topologias. Dessa forma, o presente estudo contribui significativamente para o avanço das soluções em eletrônica de potência voltadas para o setor agrícola, abrindo caminho para futuras investigações e aprimoramentos no campo da conversão de energia.

Palavras-chave: Conversor *Boost* Quadrático, Eletrônica de Potência, Eficiência Energética, Aplicações Agrícolas, Modelagem Matemática.

ABSTRACT

The growing demand for energy efficiency and sustainability drives the development of optimized power converters for specific applications. This study presents a detailed analysis of the Quadratic Boost Converter (CBQ) and its applicability in agricultural systems, highlighting its advantages over traditional topologies such as Buck, Boost, Buck-Boost, Cuk, SEPIC, and Zeta. The research covers aspects from mathematical modeling to comparative analysis, demonstrating the CBQ's superiority in improving energy performance and system stability. The adopted methodology includes simulations and experimental tests that confirm the benefits of the proposed converter, validating its feasibility for agricultural applications, especially in scenarios requiring high efficiency and reliability. The results indicate that the CBQ provides better voltage regulation, higher efficiency, and reduced component stress compared to other topologies. Thus, this study significantly contributes to the advancement of power electronics solutions for the agricultural sector, paving the way for future research and improvements in energy conversion.

Keywords: Quadratic Boost Converter, Power Electronics, Energy Efficiency, Agricultural Applications, Mathematical Modeling.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Aplicação do (CBQ) em sistema fotovoltaico agrícola	15
Figura 2 - Conversor Boost Quadratic.....	16
Figura 3 - Conversor Buck tradicional DC/DC converter	21
Figura 4 - Conversor Boost tradicional DC/DC converter	22
Figura 5 - Conversor Buck-Boost tradicional DC/DC converter	23
Figura 6 - Conversor Cuk	25
Figura 7- Conversor SEPIC	25
Figura 8 - Conversor Boost em cascata	26
Figura 9 – Circuito esquemático do Conversor CBQ.....	28
Figura 10 - Conversor Proposto.....	28
Figura 11 - Conversor Wang (2018).....	30
Figura 12 - Conversor Ye; Cheng (2013).....	31
Figura 13 - Conversor Guanlin Li et al. (2020).....	32
Figura 14 -Conversor de Naresh et al. (2021)	33
Figura 15 - Conversor de Lopez-Santos et al. (2017).....	34
Figura 16 - Estágio 1	38
Figura 17 - Estágio 2	39
Figura 18 - MCDL1	45
Figura 19 - MCDL2	45
Figura 20 - MCD L1 e L2	45
Figura 21 - Operação MCDL1.....	46
Figura 22 - Ganho de tensão em KL1.....	48
Figura 23 - Áreas limite de operação MCC e MCDL1	50
Figura 24 - Gráfico de ciclos de trabalho kL1 MCC e MCD	51
Figura 25 - Ganho de tensão kL1 crítico para alguns níveis de D.....	51
Figura 26 - Ganho de tensão kL1 crítico para alguns níveis de R.....	52
Figura 27 - Gráfico de ciclos de trabalho kL1 crítico para alguns níveis de R	52
Figura 28 - MCDL2	53
Figura 29 - Ganho de tensão em kL2	56
Figura 30 - Áreas limite de operação MCC e MCDL2	57

Figura 31 - Gráfico de ciclos de trabalho $kL2$ MCC e MCD	58
Figura 32 - Ganho de tensão e $kL2$ crítico para alguns níveis de D	58
Figura 33 - Ganho de tensão $kL2$ crítico para alguns níveis de R	59
Figura 34- Gráfico de ciclos de trabalho $kL2$ crítico para alguns níveis de R	59
Figura 35 - Combinação MCDL1 e MCDL2	60
Figura 36 - Tensão em C_1 e C_0	63
Figura 37 - Corrente em C_1 e C_0	63
Figura 38 - Corrente de entrada $L1$ e $L2$	64
Figura 39 - Tensão de entrada $L1$ e $L2$	64
Figura 40 - Tensão de saída estabilizada em 400 V.	65
Figura 41 - Corrente de entrada.....	65
Figura 42 - Corrente de saída	66
Figura 43 - Corrente em $L1$ nula	66
Figura 44 - Corrente em $L2$ nula	67
Figura 45 - Corrente em $L1$ e $L2$ nula	67
Figura 46 - ESR Indutores.....	69
Figura 47 - ESR Capacitores	70
Figura 48 - Diagrama perdas	70
Figura 49 - Gráfico do ganho de tensão com parasitas.....	71
Figura 50 - Circuito equivalente com parasitas	71
Figura 51 - Protótipo CBQ	72

LISTA DE QUADROS

QUADRO 1 – Comparação preliminar de topologias de conversores CC-CC	17
QUADRO 2 – Quadro comparativo de trabalhos correlatos.....	35
QUADRO 3 – Parâmetros do circuito simulado no PSIM.....	62

LISTA DE SIGLAS

CA	Corrente alternada
CBQ	Conversor <i>Boost</i> Quadrático
CC	Corrente contínua
CC-CC	Corrente Contínua para Corrente Contínua
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
MCC	Modo de condução contínua
MCD	Modo de condução descontínua
MOSFET	Transistor de efeito de campo semicondutor de óxido metálico
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
PSIM	<i>Power Simulation</i>
PV	<i>Photovoltaic</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SFCR	Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede
SiC	<i>Silicon Carbide</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
VF	<i>Forward Voltage</i>

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	12
CAPÍTULO 1 - CONTEXTUALIZAÇÃO DO TEMA.....	13
1.1 JUSTIFICATIVA	15
1.2 OBJETIVOS	17
1.3 PUBLICAÇÕES	18
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	18
CAPÍTULO 2 - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	19
2.1 ENERGIAS RENOVÁVEIS: O CONVERSOR CBQ	19
2.2 PRINCIPAIS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC	20
2.2.1 Conversor <i>Buck</i>	21
2.2.2 Conversor <i>Boost</i>	22
2.2.3 Conversor <i>Buck Boost</i>	23
2.2.4 Conversor <i>Cuk</i>	24
2.2.5 Conversor <i>SEPIC</i>	25
2.2.6 Conversor <i>Boost</i> em cascata	26
2.2.7 Conversor <i>Boost</i> quadrático (CBQ).....	27
2.3 APLICAÇÃO CBQ	29
2.4 COMPARAÇÃO COM TRABALHOS CORRELATOS SOBRE O CBQ.....	29
2.5 CONSIDERAÇÕES SOBRE O CAPÍTULO.....	36
CAPÍTULO 3 - ANÁLISE MATEMÁTICA DO CONVERSOR PROPOSTO.....	37
3.1 PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO EM MCC	37
3.1.1 Operação MCC	38
3.1.2 Projeto e Seleção dos Componentes	40
3.1.3 Seleção dos indutores	41
3.1.4 Seleção dos capacitores	42
3.1.5 Seleção do Interruptor (S).....	42
3.1.6 Seleção dos diodos.....	43
3.2 OPERAÇÃO MCD.....	44
3.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE O CAPÍTULO.....	60
CAPÍTULO 4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	62
4.1 PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO	62
4.2 ANÁLISE DOS RESULTADOS	63
4.3 EFEITOS DOS ELEMENTOS PARASITAS.....	68
4.4 CONSIDERAÇÕES SOBRE OS RESULTADOS	71
CAPÍTULO 5 - CONCLUSÃO GERAL.....	73
REFERÊNCIAS.....	75

INTRODUÇÃO

A crescente demanda por soluções sustentáveis para suprir as necessidades energéticas globais, conforme destacado por Liu e Li (2015), impulsionou o desenvolvimento e a integração de fontes renováveis de energia, como a solar e a eólica, que são essenciais na transição energética. Nesse contexto, a energia solar se destaca como uma das fontes mais promissoras devido à sua abundância e ao potencial para geração distribuída, permitindo a instalação de sistemas fotovoltaicos em aplicações diversas, desde residenciais até grandes instalações industriais e agrícolas.

Apesar de seus inúmeros benefícios, os sistemas fotovoltaicos enfrentam desafios técnicos relacionados à variabilidade da energia gerada, uma vez que a potência disponível depende diretamente das condições climáticas. Para superar essas limitações e garantir que a energia gerada seja aproveitada de forma eficiente, torna-se indispensável o uso de conversores eletrônicos de potência (Lima *et al.*, 2019). Esses dispositivos desempenham um papel essencial ao ajustar os níveis de tensão, garantindo a compatibilidade entre a fonte de energia e as cargas conectadas. Além disso, estudos ressaltam a relevância do uso eficiente desses conversores na energia solar. Zhao e Lee (2003) enfatizam a importância de conversores de alta eficiência e alto ganho de tensão. Li He *et al.* (2011) revisaram os conversores DC-DC não isolados de alto ganho, que são fundamentais em aplicações conectadas à rede a partir de painéis fotovoltaicos. Wai *et al.* (2007) também demonstraram a importância dos conversores de alta eficiência, que evitam estresses excessivos nos componentes.

Atualmente, ainda existe uma significativa dependência do diesel para a geração de energia em fazendas remotas, especialmente em continentes como a África e a América do Sul. Muitas dessas regiões enfrentam desafios no acesso à eletricidade, levando os agricultores a recorrer ao diesel para alimentar suas operações, como sistemas de irrigação e bombeamento de água. Essa prática, embora eficaz, resulta em custos elevados e contribui para a emissão de gases de efeito estufa, evidenciando a necessidade urgente de soluções mais sustentáveis, como a adoção de sistemas de energia solar, que podem substituir gradualmente o uso de combustíveis fósseis (Rojas; Valenzuela, 2019; Nussbaumer; Huber, 2016).

Portanto, este trabalho concentra-se na modelagem, simulação e validação do Conversor *Boost* Quadrático (CBQ), explorando suas vantagens em relação a outras topologias e sua aplicabilidade em sistemas de energia renovável, com foco especial na integração de sistemas solares fotovoltaicos em ambientes agrícolas. A pesquisa busca contribuir para o desenvolvimento de soluções mais eficientes e sustentáveis, preenchendo lacunas existentes na literatura e propondo melhorias no design e no controle do CBQ.

CAPÍTULO 1 - CONTEXTUALIZAÇÃO DO TEMA

O efeito fotovoltaico foi descoberto em 1839 pelo físico francês Edmond Becquerel e consiste na geração de uma diferença de potencial nos extremos de um material semicondutor a partir da absorção da luz solar. Nessa interação, os fótons transferem energia aos elétrons do material, promovendo sua liberação e originando a tensão elétrica (Lima *et al.*, 2019). Esse fenômeno constitui o princípio físico de funcionamento dos módulos fotovoltaicos, responsáveis pela conversão da energia solar em energia elétrica. Entretanto, para que a energia gerada possa ser aproveitada de forma eficiente, segura e compatível com as instalações elétricas convencionais, é necessária a atuação de outros componentes que integram o sistema fotovoltaico.

Dentre esses componentes, destaca-se o inversor, responsável pela conversão da corrente contínua (CC), produzida pelos módulos, em corrente alternada (CA), utilizada na maioria das aplicações elétricas (Pereira, 2017). Além do inversor, o sistema deve contar com dispositivos de interrupção nos circuitos de corrente contínua e corrente alternada, que possibilitam a realização de intervenções de manutenção com segurança, bem como com dispositivos de proteção destinados à prevenção de curtos-circuitos e outras falhas elétricas.

Nesse contexto, os conversores CC-CC desempenham um papel central ao adaptar os níveis de tensão provenientes dos módulos às exigências dos diferentes equipamentos e aplicações. Entre as diversas topologias existentes, o CBQ destaca-se por oferecer ganho de tensão elevado com eficiência aprimorada, configurando-se como uma solução estratégica para assegurar confiabilidade e desempenho em sistemas fotovoltaicos, especialmente em cenários agrícolas e remotos. Diferentemente do conversor *Boost* convencional, o CBQ proporciona um ganho de tensão quadrático, sendo particularmente indicado para sistemas fotovoltaicos e aplicações agrícolas em regiões remotas. A sua configuração em duas etapas de elevação de tensão em série possibilita alcançar níveis significativamente mais altos sem elevar, na mesma proporção, a complexidade do circuito (Florencio, 2016).

Estudos anteriores têm destacado a relevância do desenvolvimento de novas topologias voltadas à otimização do desempenho de conversores CC-CC em sistemas de energia renovável. Zhao e Lee (2003) investigaram a eficiência e a relação de ganho de tensão nesses conversores, ressaltando a necessidade de projetos capazes de minimizar perdas e reduzir o estresse nos componentes. De forma complementar, Li He *et al.* (2011) apresentaram uma revisão abrangente de conversores de alto ganho não isolados para aplicações fotovoltaicas, enfatizando a busca por soluções que aliem elevada eficiência a custos reduzidos. Nessa mesma linha,

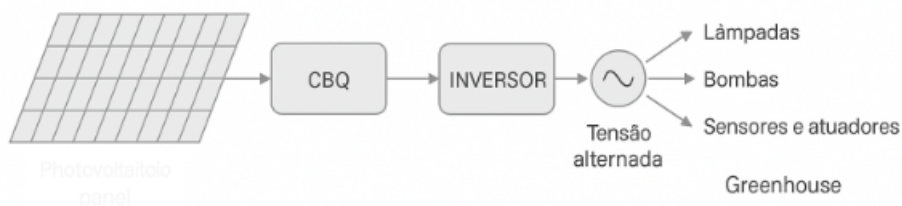
Fardoun e Ismail (2010) propuseram uma topologia *ultra step-up* com menor estresse na chave, enquanto Liu e Li (2015) introduziram uma configuração baseada em redes de indutores acoplados, com ganhos significativos em eficiência para sistemas sustentáveis.

Além de sua aplicação em sistemas fotovoltaicos, os conversores CC-CC têm sido amplamente empregados em veículos elétricos, sistemas de iluminação LED (*Light Emitting Diode*), *Uninterruptible Power Supply* (UPS) e sistemas de armazenamento de energia, devido à sua capacidade de adaptar diferentes níveis de tensão com elevada eficiência energética (Florencio, 2016; Maleki *et al.*, 2024). Dentre essas topologias, o conversor *Boost* quadrático destaca-se por proporcionar elevado ganho estático de tensão sem a necessidade de transformadores, além de possibilitar menores esforços de tensão sobre os dispositivos semicondutores, reduzida ondulação (*ripple*) de corrente e tensão e maior eficiência de conversão quando comparado ao conversor *Boost* convencional em aplicações de alto ganho (Reddy; Obulesu, 2022).

Essas características tornam o conversor *Boost* quadrático particularmente adequado para sistemas alimentados por fontes renováveis, cuja tensão de saída varia em função das condições de operação, como ocorre nos sistemas fotovoltaicos. No setor agrícola, essa topologia apresenta potencial para alimentar sistemas de irrigação automatizados, estações de monitoramento climático, sensores de umidade do solo e outras tecnologias empregadas na agricultura de precisão. Nesses sistemas, a capacidade de elevar e regular a tensão de forma eficiente contribui para o fornecimento contínuo e confiável de energia, aumentando a autonomia de sistemas isolados da rede elétrica, reduzindo perdas energéticas e favorecendo o aproveitamento de fontes renováveis (Rashid, 2017; Florencio, 2016).

A Figura 1 apresenta um diagrama ilustrativo da proposta de aplicação do CBQ em sistemas fotovoltaicos voltados ao setor agrícola. O painel solar fornece energia para o CBQ, que realiza a elevação da tensão contínua de forma eficiente. Em seguida, a energia é convertida em corrente alternada por meio de um inversor, alimentando dispositivos como bombas d'água, sensores e atuadores distribuídos em uma área rural.

Figura 1- Aplicação do (CBQ) em sistema fotovoltaico agrícola



Fonte: Autor

Para ilustrar a importância dessa tecnologia, considere um cenário agrícola em que painéis solares são utilizados para alimentar bombas de irrigação em regiões remotas. Um conversor CC-CC eficiente é essencial para adaptar a tensão gerada pelos painéis solares ao nível requerido pelas bombas. Se o conversor não for adequadamente projetado, uma parte significativa da energia pode ser desperdiçada devido a perdas no processo de conversão, comprometendo tanto a sustentabilidade quanto a viabilidade econômica do sistema.

1.1 JUSTIFICATIVA

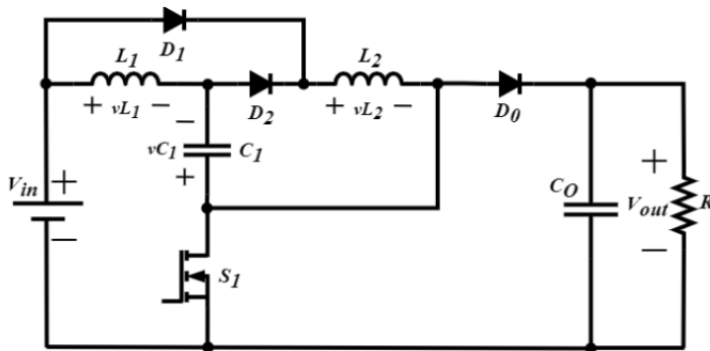
A transição energética global, associada à necessidade de ampliar o aproveitamento de fontes renováveis, como a energia solar fotovoltaica, tem impulsionado o desenvolvimento de sistemas de conversão de energia mais eficientes e confiáveis. Apesar da expansão dos sistemas fotovoltaicos, sua integração em aplicações isoladas e em ambientes agrícolas ainda apresenta desafios relacionados à variabilidade da tensão de entrada, à necessidade de elevados níveis de tensão de saída e à redução das perdas associadas ao processo de conversão. Esses desafios tornam-se ainda mais relevantes em regiões remotas, nas quais a ausência ou limitação da infraestrutura elétrica convencional exige sistemas com maior autonomia e eficiência energética.

Nesse contexto, os conversores CC-CC tradicionais, como a topologia *Boost* convencional, apresentam limitações quando empregados em aplicações que demandam elevado ganho de tensão. Para alcançar grandes razões de elevação, essa estrutura normalmente opera com elevadas razões cíclicas, o que resulta no aumento das perdas por condução e comutação, maiores esforços de tensão sobre os dispositivos semicondutores e redução da eficiência global do sistema. Dessa forma, novas topologias de conversores CC-CC têm sido propostas com o objetivo de superar essas limitações.

Entre essas alternativas, o conversor *Boost* quadrático (CBQ) destaca-se por apresentar uma característica de ganho de tensão superior ao conversor *Boost* convencional, permitindo obter maiores níveis de tensão de saída com menores valores de razão cíclica. Além disso, sua estrutura possibilita a redução dos esforços elétricos sobre os componentes semicondutores, contribuindo para a melhoria da eficiência e da confiabilidade do sistema. Dessa forma, essa topologia apresenta-se como uma solução promissora para sistemas fotovoltaicos de baixa tensão destinados a aplicações agrícolas e sistemas isolados, nos quais a eficiência da conversão e a estabilidade do fornecimento energético são requisitos fundamentais.

A Figura 2 esquematiza a topologia proposta.

Figura 2 - Conversor Boost Quadratic



Fonte: Autor

Diante disso, a motivação central deste trabalho é preencher a lacuna existente na literatura referente aos modos de operação do conversor em MCD (modo de condução descontinua) dos indutores, propondo uma solução robusta e eficiente para sistemas fotovoltaicos, com potencial para reduzir custos operacionais e promover a sustentabilidade energética. Ademais, o avanço tecnológico dos conversores CC-CC desempenha um papel decisivo em aplicações contemporâneas, como veículos elétricos, sistemas de armazenamento de energia e dispositivos agrícolas baseados em sensores.

Para fundamentar a escolha pela topologia CBQ neste trabalho, o Quadro 1 apresenta uma síntese comparativa entre o conversor proposto e as principais topologias tradicionais de conversores CC-CC. Os resultados preliminares indicam que o CBQ oferece ganho de tensão significativamente superior ao conversor *Boost* convencional, sem a necessidade de ciclos de trabalho extremos. Em comparação com as topologias Buck, *Buck-Boost*, Cuk e SEPIC, o CBQ se destaca pela capacidade de elevação de tensão adequada a sistemas fotovoltaicos de média potência, mantendo a simplicidade estrutural com apenas uma chave ativa.

QUADRO 1 – Comparação preliminar de topologias de conversores CC-CC

Buck	$M = D$	Redução de tensão
Boost	$M = 1/(1-D)$	Elevação de tensão
Buck-Boost	$M = D/(1-D)$	Inversão de polaridade
Cuk	$M = D/(1-D)$	Baixo ripple
SEPIC	$M = D/(1-D)$	Mesma polaridade
Boost Cascata	$M = 1/[(1-D_1)(1-D_2)]$	Alto ganho
CBQ (Proposto)	$M = 1/(1-D)^2$	Alto ganho, baixa complexidade

Fonte: Autor

A análise comparativa preliminar revela que, para uma razão cíclica de $D = 0,65$, o conversor *Boost* tradicional forneceria um ganho de aproximadamente 2,86, insuficiente para elevar 48 V para 400 V. Em contrapartida, o CBQ alcança um ganho de aproximadamente 8,16 para a mesma razão cíclica, viabilizando a aplicação proposta. Esses resultados preliminares justificam a adoção do CBQ como topologia central deste estudo, direcionando as etapas subsequentes de modelagem matemática, simulação e validação experimental.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo geral deste trabalho consiste em desenvolver um modelo matemático, realizar simulações e validar a eficiência do CBQ em aplicações de energia renovável, com ênfase em sistemas solares fotovoltaicos voltados ao setor agrícola.

Quanto aos objetivos específicos, estes consistem em:

- Revisar os fundamentos teóricos relacionados aos conversores CC-CC, com foco no conversor *Boost* quadrático.
- Derivar um modelo matemático completo para descrever o comportamento do CBQ em diferentes condições de operação.
- Realizar simulações para validar as equações desenvolvidas e identificar parâmetros críticos de projeto.
- Propor melhorias no dimensionamento e controle do CBQ, visando otimizar sua eficiência.

1.3 PUBLICAÇÕES

Durante o desenvolvimento deste trabalho, foram publicados ou estão em processo de publicação os seguintes artigos:

Artigo 1: RODRIGUES, R.; FONSECA, Z. P. Analysis and Design of DC-DC Buck-Boost Converter with Input Current Ripple Reduction. In: **XXV Congresso Brasileiro de Automática**, 2024, Rio de Janeiro. CBA, 2024.

Artigo 2: RODRIGUES, R.; FONSECA, Z. P. **Single-Switch Non-Isolated Step-Up DC-DC Converter with Low Component Count**. Artigo em produção.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho está estruturado em cinco capítulos. O Capítulo 1 refere-se à Introdução. No Capítulo 2 é apresentada a revisão bibliográfica, na qual são detalhadas as principais topologias de conversores CC-CC — tanto em suas configurações tradicionais quanto em versões modificadas — que serviram de base para o desenvolvimento deste estudo, além de uma comparação com trabalhos correlatos.

O Capítulo 3 descreve o conversor proposto, CBQ, abrangendo sua modelagem matemática, os componentes empregados, a análise de operação nos modos de condução contínua e descontínua, a derivação das equações e a avaliação de desempenho.

O Capítulo 4 apresenta as simulações realizadas e a análise dos resultados, incluindo comparações em relação aos modelos teóricos.

O Capítulo 5 discute os resultados experimentais obtidos, destacando as validações práticas e eventuais divergências em relação às previsões teóricas e simulações.

Por fim, tem-se a conclusão geral, sintetizando as principais contribuições do trabalho.

CAPÍTULO 2 - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo constitui uma revisão bibliográfica das principais contribuições relacionadas às topologias de conversores CC-CC. O objetivo é oferecer uma visão ampla e sistematizada sobre essas topologias, destacando seu funcionamento, aplicações práticas e limitações, de modo a contextualizar o desenvolvimento do conversor *Boost* quadrático no âmbito das pesquisas atuais em energia renovável.

2.1 ENERGIAS RENOVÁVEIS: O CONVERSOR CBQ

Os sistemas fotovoltaicos podem ser classificados em três categorias: *on-grid* (sistemas fotovoltaicos conectados à rede – SFCR, *grid-tie*), *off-grid* (desconectados da rede, operando de forma isolada) e híbridos.

O sistema fotovoltaico conectado à rede, também conhecido como *on-grid*, caracteriza-se por operar em conjunto com a rede elétrica de distribuição. Nesse arranjo, um inversor interativo recebe a energia gerada pelos módulos fotovoltaicos em corrente contínua (CC) e a converte em corrente alternada (CA), que é então injetada na rede. Essa conversão é realizada por meio de um inversor de frequência (*grid-tied*), dispositivo que estabelece a interface entre os painéis e a rede elétrica, garantindo a compatibilidade entre ambos (Pereira; Garcia, 2018).

Os sistemas fotovoltaicos *off-grid*, também conhecidos como sistemas autônomos ou isolados, operam de forma independente da rede elétrica, tendo como única fonte de energia a irradiação solar. De acordo com Sousa e Zamperin (2017), esses sistemas podem ser classificados em dois modelos: com armazenamento, nos quais a energia gerada é acumulada em baterias — utilizadas, por exemplo, em veículos elétricos, postes de iluminação pública e pequenos aparelhos — e sem armazenamento, em que a energia é consumida diretamente, como no caso de sistemas de bombeamento de água.

A geração fotovoltaica *off-grid* é amplamente utilizada e recomendada em propriedades rurais, por tratar-se de localidades mais isoladas, que frequentemente necessitam de soluções próprias para o suprimento de energia elétrica. Além disso, os sistemas autônomos mostram-se especialmente úteis em regiões sem acesso à rede elétrica. Nesses casos, durante o dia, os módulos solares carregam as baterias e suprem a carga, enquanto, no período noturno, a demanda energética é atendida pelas baterias estacionárias.

Entretanto, a autonomia proporcionada pelos sistemas *off-grid* não elimina os desafios inerentes à geração solar. A potência produzida pelos módulos fotovoltaicos apresenta variabilidade natural, determinada pelas condições climáticas e pela posição do sol. Esse comportamento instável torna inviável a utilização direta da energia em sistemas eletrônicos ou agrícolas mais sensíveis. Para superar essa limitação, é indispensável o uso de conversores CC-CC, dispositivos responsáveis por regular a tensão elétrica e assegurar um fornecimento contínuo e confiável de energia, garantindo a viabilidade e a sustentabilidade desses sistemas (Villalva; Gazoli, 2012).

Historicamente, diversas topologias de conversores CC-CC foram desenvolvidas para atender a diferentes requisitos de conversão de energia. Os conversores *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost* constituem as estruturas clássicas da eletrônica de potência e são amplamente empregados devido à sua simplicidade construtiva e elevada eficiência em aplicações que demandam pequenas ou moderadas relações de conversão de tensão (Mohan; Undeland; Robbins, 2003). Entretanto, quando são requeridos elevados ganhos de tensão, essas topologias apresentam limitações relacionadas à necessidade de operar com razões cíclicas elevadas, ao aumento das perdas por condução e comutação e aos maiores esforços elétricos impostos aos dispositivos semicondutores (Erickson; Maksimović, 2001).

Com o objetivo de superar essas limitações, diferentes topologias de alto ganho de tensão foram propostas, incluindo conversores baseados em indutores acoplados, capacitores chaveados, estruturas *interleaved* e conversores quadráticos, cada uma apresentando vantagens e limitações quanto ao ganho de tensão, complexidade construtiva, número de componentes, esforços de tensão sobre os semicondutores e eficiência de conversão (Maleki *et al.*, 2024).

Nesse cenário, o conversor *Boost* quadrático (CBQ) destaca-se por proporcionar elevado ganho estático de tensão sem a necessidade de transformadores ou de um número excessivo de componentes, constituindo uma alternativa tecnicamente viável para aplicações alimentadas por fontes renováveis, especialmente sistemas fotovoltaicos de baixa tensão que demandam elevados níveis de tensão na saída (Liu; Li, 2015). A análise dessas diferentes topologias permite compreender as vantagens e limitações de cada configuração e justifica a escolha do conversor *Boost* quadrático como objeto de estudo desta pesquisa.

2.2 PRINCIPAIS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC

A revisão das principais topologias de conversores CC-CC é fundamental para compreender tanto a evolução das soluções já consolidadas quanto o surgimento de novas

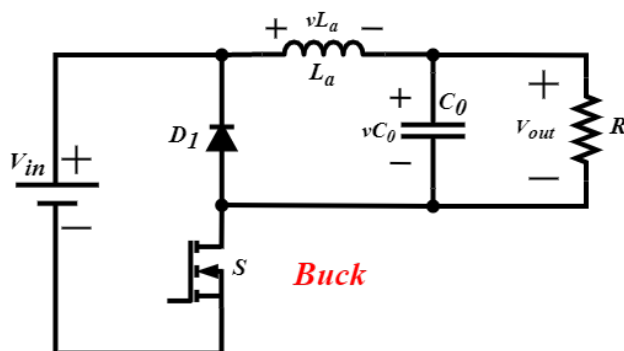
configurações, como o CBQ. As topologias tradicionais — *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost* — constituem a base de desenvolvimento da maioria dos conversores modernos. Complementarmente, os conversores *Cuk*, SEPIC e *Boost* em cascata apresentam características específicas que os tornam especialmente adequados a determinadas aplicações em sistemas de energia renovável.

2.2.1 Conversor *Buck*

O conversor Buck, também denominado conversor abaixador, é uma topologia CC-CC destinada à redução da tensão contínua de entrada para um nível inferior na saída. Sua estrutura simples, composta por um número reduzido de componentes, aliada à elevada eficiência de conversão, torna essa topologia amplamente empregada em fontes chaveadas, reguladores de tensão e sistemas eletrônicos de baixa potência (Mohan; Undeland; Robbins, 2003). Entretanto, por permitir apenas a redução da tensão de entrada, sua aplicação é limitada em sistemas que requerem elevação da tensão, como diversas aplicações fotovoltaicas e sistemas autônomos de geração de energia.

A Figura 3 demonstra o conversor *Buck* tradicional.

Figura 3 - Conversor *Buck* tradicional DC/DC converter



Fonte: Autor

O seu funcionamento baseia-se no chaveamento de um interruptor eletrônico (geralmente um transistor), que regula a tensão média entregue à carga. De acordo com Zhao e Lee (2003), essa topologia apresenta alta eficiência, sobretudo quando a diferença entre a tensão de entrada e a de saída não é significativa, o que a torna ideal para reguladores de tensão em dispositivos eletrônicos. Dessa forma, ele é amplamente utilizado em reguladores de tensão para dispositivos eletrônicos portáteis, sistemas de telecomunicações e equipamentos de áudio, onde a estabilidade da tensão de saída é crucial. No contexto de sistemas de energia renovável,

ele pode ser aplicado para reduzir a tensão de painéis solares para níveis compatíveis com baterias de armazenamento (Li He *et al.*, 2011).

A equação 1 ilustra o ganho do conversor *Buck*.

$$M_{CC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = D \quad (1)$$

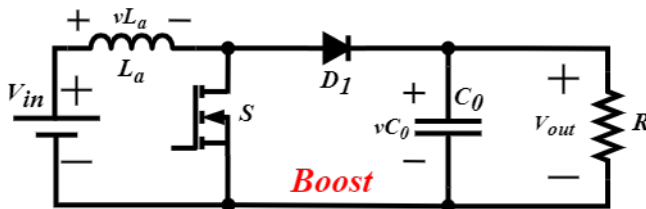
A análise apresentada considera o Modo de Condução Contínua (MCC), condição na qual a corrente que circula pelo indutor permanece diferente de zero durante todo o período de comutação. Nesse modo de operação, não ocorre interrupção completa da corrente no indutor, o que resulta em menor ondulação da corrente e facilita a modelagem matemática do conversor. Durante a condução do interruptor, a tensão de entrada é aplicada diretamente à carga, ao mesmo tempo em que a energia é armazenada no indutor. Quando o interruptor é desligado, essa energia previamente armazenada é transferida para a carga, assegurando a continuidade do fornecimento de corrente. Esse ciclo repetitivo de chaveamento permite uma conversão de energia estável e eficiente.

2.2.2 Conversor *Boost*

O conversor *Boost*, ou conversor elevador, é projetado para aumentar a tensão de entrada. Essa topologia é fundamental em sistemas de energia renovável, onde a tensão gerada por fontes como painéis solares pode ser insuficiente para alimentar diretamente a carga ou ser armazenada em baterias.

A Figura 4 refere-se ao conversor *Boost* tradicional.

Figura 4 - Conversor *Boost* tradicional DC/DC converter



Fonte: Autor

De acordo com Liu e Li (2015), o conversor *Boost* desempenha um papel essencial na integração de sistemas fotovoltaicos em aplicações off-grid. Ele tem como função principal

aumentar a tensão de entrada, disponibilizando um valor superior na saída. Essa topologia apresenta especial relevância em sistemas de energia renovável, uma vez que a tensão gerada por fontes, como os módulos fotovoltaicos, pode ser insuficiente para alimentar diretamente determinadas cargas ou para o adequado armazenamento em baterias.

Nesse contexto, o conversor *Boost* torna-se fundamental para a integração de sistemas fotovoltaicos em aplicações *off-grid*, garantindo maior eficiência e confiabilidade (Liu; Li, 2015).

A equação 2 demonstra o ganho do conversor *Boost*.

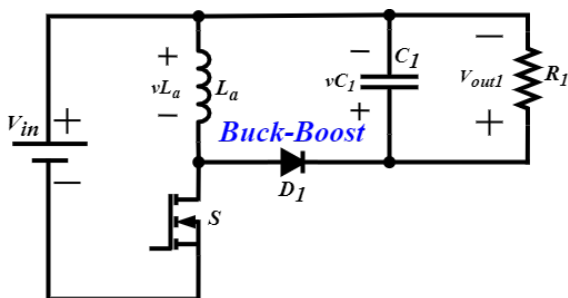
$$M_{CC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (2)$$

O funcionamento desse conversor ocorre da seguinte forma: durante o período de condução do interruptor, a energia proveniente da fonte é armazenada no indutor. Quando o interruptor é desligado, essa energia armazenada é transferida para a carga, somando-se à tensão de entrada e resultando em uma tensão de saída superior à tensão de entrada. Esse processo cíclico garante um ganho de tensão significativo e estável.

2.2.3 Conversor *Buck Boost*

O conversor *Buck-Boost* combina as características das topologias *Buck* e *Boost*, podendo tanto reduzir quanto elevar a tensão de entrada, de acordo com a configuração adotada e o ciclo de trabalho do interruptor. Essa flexibilidade o torna especialmente útil em aplicações nas quais a tensão de entrada pode variar acima ou abaixo do valor desejado na saída. A figura 5 ilustra o conversor *Buck-Boost* tradicional.

Figura 5 - Conversor *Buck-Boost* tradicional DC/DC converter



Fonte: Autor

Durante o ciclo de operação do conversor Buck-Boost, o indutor armazena energia enquanto o interruptor permanece em condução e a transfere para a carga quando o interruptor é bloqueado. Em função desse princípio de funcionamento, essa topologia permite obter uma tensão de saída com magnitude superior ou inferior à tensão de entrada, conforme a razão cíclica adotada. Entretanto, sua principal característica é produzir uma tensão de saída com polaridade invertida em relação à tensão de entrada, o que pode restringir sua utilização em aplicações que requerem a manutenção da mesma referência de polaridade.

A equação 3 apresenta o ganho do conversor Buck-Boost.

$$M_{CC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D} \quad (3)$$

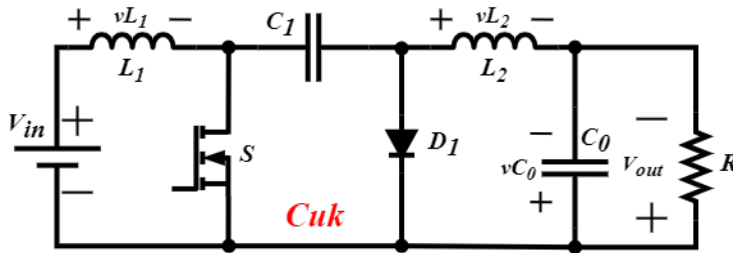
Segundo Li He et al. (2011), essa topologia mostra-se especialmente útil em sistemas que demandam maior flexibilidade na conversão de energia. Diante disso, quanto às aplicações desse conversor, ele é comumente empregado em sistemas de baterias, dispositivos portáteis e equipamentos de áudio. No contexto das energias renováveis, desempenha um papel relevante na estabilização da tensão de saída proveniente de fontes variáveis, como os painéis solares.

2.2.4 Conversor *Cuk*

O conversor *Cuk* é uma topologia CC-CC que possibilita a obtenção de tensões de saída superiores ou inferiores à tensão de entrada, mantendo polaridade invertida em relação à fonte. Sua principal característica consiste na transferência de energia por meio de um capacitor, o que proporciona corrente praticamente contínua tanto na entrada quanto na saída. Essa configuração reduz a ondulação (*ripple*) de corrente, minimiza as interferências eletromagnéticas e melhora a qualidade da energia fornecida à carga (Mohan; Undeland; Robbins, 2003; Erickson; Maksimović, 2001).

Em razão dessas características, o conversor *Cuk* é empregado em aplicações que requerem alimentação estável e baixo nível de ruído elétrico, como sistemas eletrônicos sensíveis, fontes de alimentação, acionamentos eletrônicos e algumas aplicações em sistemas de energia renovável. Entretanto, sua utilização pode ser limitada pelo maior número de componentes e pelos elevados esforços de tensão sobre o capacitor de acoplamento quando comparado a topologias mais simples.

A Figura 6 demonstra o conversor *Cuk* tradicional.

Figura 6 - Conversor *Cuk*

Fonte: Autor

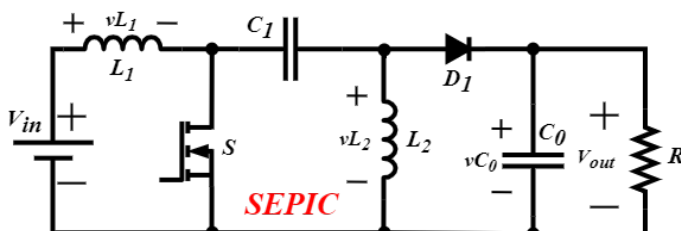
Segundo Fardoun e Ismail (2010), o *Cuk* apresenta uma eficiência elevada e maior estabilidade em comparação a outras topologias tradicionais. A equação 4 exprime o ganho do conversor *Cuk*.

$$M_{CC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (4)$$

O funcionamento do conversor *Cuk* baseia-se na transferência de energia por meio de um capacitor acoplado, que garante uma conversão contínua e estável. O ciclo de chaveamento permite que a energia seja transferida sem interrupções, reduzindo significativamente as flutuações de corrente.

2.2.5 Conversor *SEPIC*

O conversor *SEPIC* (*Single-Ended Primary-Inductor Converter*) é uma topologia capaz de operar tanto em modo *Buck* quanto em modo *Boost*, fornecendo uma tensão de saída que pode ser superior ou inferior à tensão de entrada, mas mantendo a polaridade. Essa característica torna sua integração vantajosa em sistemas nos quais a tensão de entrada apresenta variações. Entretanto, o *SEPIC* tende a apresentar eficiência ligeiramente inferior em relação a topologias mais simples, sobretudo em condições de alta potência.

Figura 7- Conversor *SEPIC*

Fonte: Autor

Durante o ciclo de operação, o conversor SEPIC armazena energia no indutor e a transfere para a carga por meio de um capacitor de acoplamento. Esse processo possibilita uma conversão mais estável, assegurando a continuidade da corrente e contribuindo para a redução do *ripple* na saída.

A equação 5 apresenta o ganho do conversor SEPIC

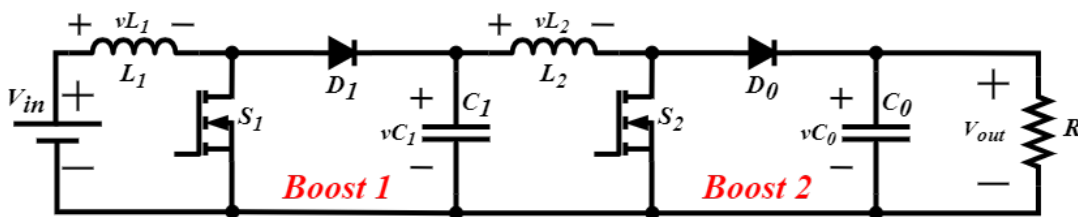
$$M_{CC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D} \quad (5)$$

O conversor SEPIC encontra aplicações em sistemas de iluminação, carregadores de baterias e dispositivos automotivos. No contexto fotovoltaico, destaca-se pela flexibilidade em adaptar a tensão de entrada proveniente dos painéis solares a diferentes níveis de tensão de saída, ampliando sua aplicabilidade em sistemas de energia renovável (Liu, Li, 2015).

2.2.6 Conversor *Boost* em cascata

O conversor *Boost* em cascata consiste em uma topologia que combina múltiplos estágios *Boost*, permitindo alcançar uma elevação significativa da tensão de saída sem a necessidade de relações extremas de ciclo de trabalho. Essa configuração mostra-se particularmente vantajosa em aplicações que demandam tensões mais elevadas, pois possibilita manter níveis adequados de eficiência ao mesmo tempo em que reduz o estresse sobre os componentes individuais (Rosas, Agostini, Nascimento, 2022).

Figura 8 - Conversor *Boost* em cascata



Fonte: Autor

O seu funcionamento baseia-se na conexão sequencial de dois ou mais conversores *Boost* convencionais. Em cada estágio, ocorre uma elevação parcial da tensão, de modo que o ganho total corresponde ao produto dos ganhos individuais de cada estágio.

A equação 6 demonstra o ganho do conversor *Boost* em cascata.

$$M_{CC} = \frac{1}{1 - D_1} \cdot \frac{1}{1 - D_2} \quad (6)$$

Entre suas principais aplicações, destacam-se os sistemas fotovoltaicos, nos quais é empregado para elevar a tensão proveniente dos módulos solares antes da conversão para a rede elétrica ou para o armazenamento em baterias. Em veículos elétricos, o conversor *Boost* em cascata possibilita a adaptação da tensão da bateria para alimentar inversores e motores de forma eficiente. No setor aeroespacial, essa topologia é utilizada em satélites e dispositivos eletrônicos embarcados que operam em múltiplos níveis de tensão.

2.2.7 Conversor *Boost* quadrático (CBQ)

A configuração do CBQ baseia-se em duas etapas de elevação de tensão conectadas em série, de modo que o ganho estático de tensão corresponde ao quadrado do ganho de um conversor *Boost* convencional. Essa característica garante uma vantagem significativa em aplicações que demandam elevados ganhos de tensão a partir de fontes de baixa tensão, uma vez que permite alcançar maiores relações de conversão sem a necessidade de ciclos de trabalho extremos (Zhao; Lee, 2003)

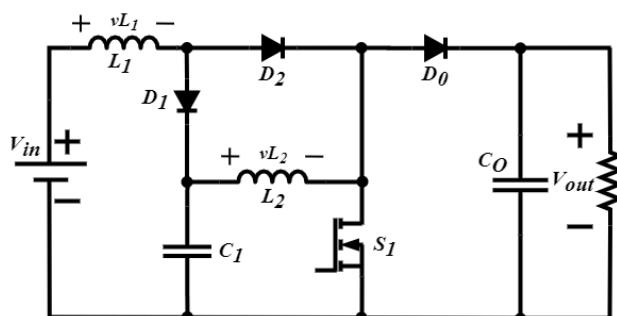
O funcionamento do CBQ ocorre pela combinação de dois estágios sucessivos: no primeiro, a energia é armazenada em indutores e capacitores; no segundo, essa energia é transferida para a carga, resultando em níveis de tensão consideravelmente superiores aos alcançados por um conversor *Boost* simples, sem comprometer a eficiência do sistema.

A equação 7 demonstra o ganho do conversor *Boost* quadrático.

$$M_{CC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - D)^2} \quad (7)$$

A Figura 9 ilustra o conversor CBQ tradicional, destacando sua estrutura básica e características já consolidadas na literatura.

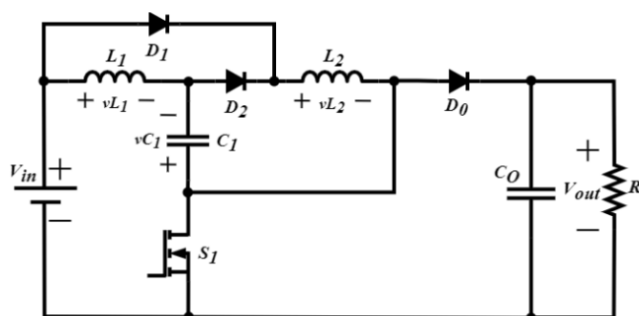
Figura 9 – Circuito esquemático do Conversor CBQ



Fonte: Autor

Em contrapartida, a Figura 10 evidencia o modelo proposto neste trabalho, no qual são introduzidas modificações estruturais que visam aprimorar o desempenho e ampliar as possibilidades de aplicação da topologia.

Figura 10 - Conversor Proposto



Fonte: Autor

Quando comparado às topologias SEPIC e Ćuk, o conversor Boost quadrático (CBQ) apresenta um ganho de tensão significativamente mais elevado para uma mesma razão cíclica. Enquanto as topologias SEPIC e Ćuk são limitadas a um ganho $M = D/(1-D)$, o CBQ proporciona um ganho $M = 1/(1-D)^2$, viabilizando a elevação de tensão de 48 V para 400 V com uma razão cíclica moderada ($D \approx 0,65$), em vez dos valores extremos ($D > 0,9$) que seriam necessários em um *Boost* convencional.

Essa característica reduz o estresse nos dispositivos semicondutores e as perdas por condução, contribuindo para maior eficiência e confiabilidade do sistema. Embora as três topologias apresentem número semelhante de componentes, a principal diferença reside no mecanismo de conversão de energia e na capacidade de elevação de tensão, fazendo com que o

CBQ apresente desempenho mais favorável em sistemas fotovoltaicos e outras aplicações que exigem elevados níveis de tensão na saída (Zhao; Lee, 2003).

2.3 APLICAÇÃO CBQ

Na agricultura remota, o CBQ desempenha um papel fundamental em sistemas de bombeamento de água e irrigação, nos quais a energia proveniente de painéis solares é utilizada para alimentar motores elétricos. Nesses cenários, a capacidade do CBQ de elevar a tensão de forma eficiente garante a operação estável e confiável dos equipamentos em regiões afastadas da rede elétrica convencional.

Em fazendas localizadas em regiões isoladas, o conversor *Boost* quadrático (CBQ) mostra-se igualmente relevante, pois permite converter a energia gerada localmente, geralmente a partir de painéis solares, para o funcionamento de equipamentos essenciais, como silos automatizados, sensores de monitoramento e sistemas de iluminação. Nesses contextos, a robustez e a eficiência do CBQ asseguram o fornecimento contínuo de energia, mesmo em locais sem acesso à rede elétrica convencional.

2.4 COMPARAÇÃO COM TRABALHOS CORRELATOS SOBRE O CBQ

A literatura apresenta diversas topologias de conversores *Boost* quadráticos (CBQ) desenvolvidas para atender a diferentes requisitos de projeto, como elevado ganho de tensão, redução dos esforços de tensão e corrente sobre os dispositivos semicondutores, aumento da eficiência de conversão, diminuição da ondulação (*ripple*) e simplificação das estratégias de controle. Entretanto, cada proposta envolve compromissos (*trade-offs*) relacionados ao número de componentes, à complexidade do circuito, à faixa de potência, à eficiência e à aplicação pretendida.

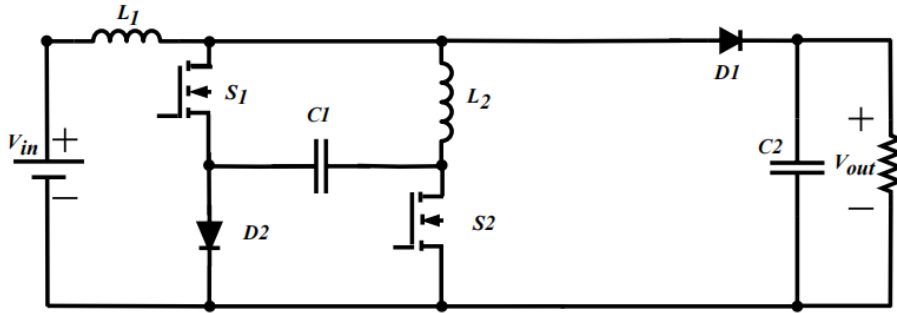
Nesta seção, são analisados cinco trabalhos representativos da literatura, destacando suas principais características, vantagens e limitações. Ao final, essas topologias são comparadas ao conversor *Boost* quadrático desenvolvido nesta pesquisa, projetado para operar com tensão de entrada de 48 V, tensão de saída de 400 V, potência nominal de 200 W e eficiência de aproximadamente 95%, visando aplicações fotovoltaicas em ambientes agrícolas.

O conversor proposto por Wang (2018) foi desenvolvido para sistemas baseados em células a combustível, nos quais é necessária elevada relação de conversão entre a tensão de entrada e a tensão de saída. A topologia emprega duas chaves ativas acionadas de forma

sincronizada por um único sinal PWM, além de dois indutores, dois capacitores e dois diodos. Os resultados experimentais demonstraram tensão de entrada de 24 V, tensão de saída de 200 V, potência de 38 W e eficiência de 95,2%.

A Figura 11 ilustra o conversor proposto por Wang (2018)

Figura 11 - Conversor Wang (2018)



Fonte: Autor

A utilização de duas chaves permite distribuir os esforços elétricos entre os dispositivos e contribui para a obtenção de elevado ganho de tensão. Em contrapartida, essa configuração exige um circuito de acionamento mais elaborado, aumentando a complexidade de implementação quando comparada a topologias que empregam apenas uma chave ativa. Além disso, o protótipo foi validado para uma faixa de potência relativamente baixa, característica compatível com a aplicação proposta pelos autores.

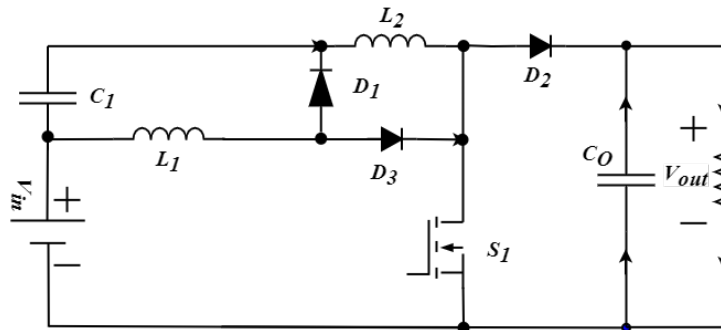
A potência de saída obtida nos testes foi de 38 W, com uma eficiência experimental de 95,2% e ganho de tensão quadrático, representado pela equação:

$$M_{cc} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - D)^2} \quad (8)$$

O trabalho de Ye e Cheng (2013) propõe uma topologia inovadora de CBQ voltada para aplicações de alta tensão de saída, com foco específico na redução do estresse sobre o capacitor de acoplamento (*buffer capacitor*).

A Figura 12 ilustra o conversor proposto por Ye e Cheng (2013).

Figura 12 - Conversor Ye; Cheng (2013)



Fonte: Autor

A topologia proposta utiliza apenas uma chave ativa, além de dois indutores, dois capacitores e três diodos, totalizando oito componentes principais. Nos testes experimentais, o conversor foi alimentado com uma tensão de entrada de 50 V e forneceu 200 V na saída, aplicada a uma carga resistiva de 600 Ω , resultando em uma potência de 66,6 W. A eficiência máxima registrada foi de 96,2%, com frequência de chaveamento de 70 kHz.

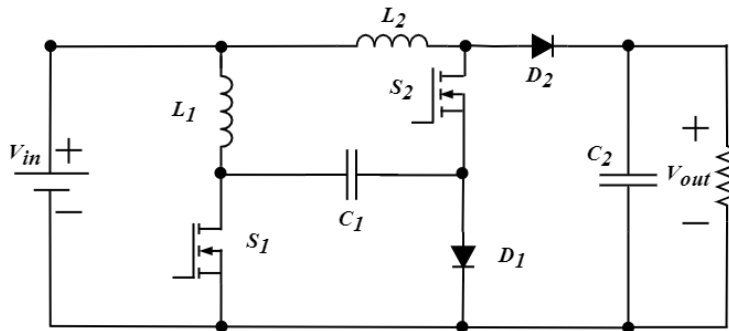
A equação de ganho de tensão é mantida como a clássica do CBQ:

$$M_{CC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - D)^2} \quad (9)$$

Apesar da eficiência do conversor ser elevada e de a proposta técnica trazer inovações no controle de estresse capacitivo, o projeto se limita a aplicações de média potência (66,6 W). Em contraste, o conversor desenvolvido nesta dissertação opera com 200 W de potência, 95% de eficiência e menor número de componentes ativos, mantendo o ganho quadrático. Dessa forma, o conversor proposto mostra-se mais adequado para aplicações exigentes em ambientes agrícolas, oferecendo maior robustez estrutural.

O trabalho de Guanlin Li *et al.* (2020), os autores propõem uma nova topologia de CBQ voltada para sistemas de energias renováveis de baixa tensão, como painéis solares e células a combustível.

A Figura 13 ilustra o conversor proposto pelos pesquisadores mencionados.

Figura 13 - Conversor Guanlin Li *et al.* (2020)

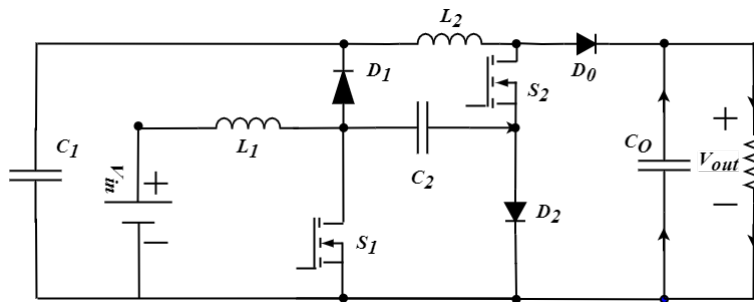
Fonte: Autor

O diferencial dessa topologia está na corrente de entrada não pulsante e na baixa corrente média nos indutores, fatores que contribuem para a redução das perdas por efeito Joule e para a melhoria do desempenho térmico. A configuração é composta por dois indutores, dois capacitores, dois diodos e duas chaves, controladas por um mesmo sinal PWM. Nos testes experimentais, o conversor operou com tensão de entrada de 20 V e forneceu 70 V na saída, aplicada a uma carga de 200 Ω , resultando em uma potência de 24,5 W e eficiência máxima de 94,23%. A frequência de chaveamento utilizada foi de 50 kHz, alcançando-se assim o ganho quadrático clássico.

$$M_{CC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - D)^2} \quad (10)$$

Ainda que apresente bom desempenho em aplicações de baixa potência e menor estresse nos indutores, o conversor analisado é limitado a 24,5 W. Em contraste, o conversor proposto nesta dissertação atinge 200 W, com eficiência superior (95%) e utilizando apenas uma chave ativa. Assim, enquanto o modelo apresentado por Li et al. mostra-se adequado para aplicações portáteis e sistemas compactos, o conversor desenvolvido neste trabalho destaca-se pela maior robustez e eficácia em ambientes agrícolas remotos, nos quais a demanda energética é mais elevada.

No trabalho de Naresh *et al.* (2021), os autores propõem um CBQ de alto ganho baseado na técnica de tensão de entrada assimétrica nos indutores, o que possibilita alcançar elevados níveis de ganho de tensão. A topologia apresentada é composta por dois indutores, duas chaves, três diodos e três capacitores, totalizando dez componentes principais.

Figura 14 - Conversor de Naresh *et al.* (2021)

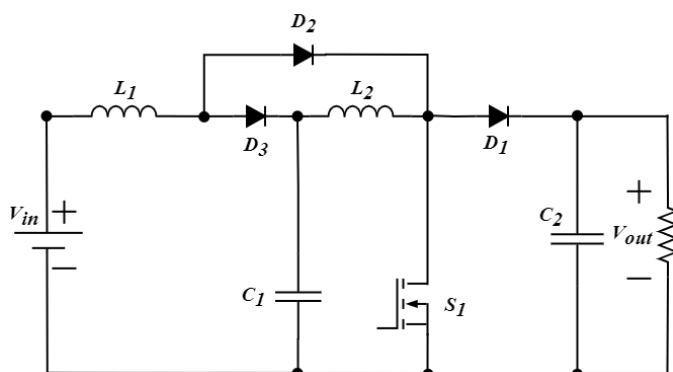
Fonte: Autor

Trata-se de um conversor adequado para aplicações em energias renováveis, veículos elétricos e *microgrids*. A análise desenvolvida pelos autores contempla a modelagem em regime permanente. Assim, um protótipo de 150 W foi construído e operado com uma tensão de entrada de 12 V, obtendo uma tensão de saída de 72 V com eficiência superior a 92% para uma razão cíclica de 0,5. O ganho teórico do conversor é dado por:

$$M_{CC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1 + D}{(1 - D)^2} \quad (11)$$

Em comparação com o CBQ proposto nesta dissertação, a topologia apresentada por Naresh *et al.* (2021) emprega um capacitor e um diodo adicionais, resultando em maior número de componentes passivos, ainda que dentro de uma faixa aceitável. Entretanto, enquanto a proposta atual atinge uma tensão de saída de 400 V a partir de 48 V, com eficiência de 95%, o trabalho de Naresh *et al.* alcança apenas 72 V a partir de 12 V de entrada. Esses resultados evidenciam a superioridade do conversor desenvolvido neste estudo em termos de ganho de tensão e eficiência energética, tornando-o mais adequado para aplicações em sistemas agrícolas remotos de maior potência.

O trabalho de Lopez-Santos *et al.* (2017) apresenta uma análise detalhada dos modos de condução dos indutores no CBQ, abrangendo tanto o modo de condução contínua (MCC) quanto os modos de condução descontínua (MCD).

Figura 15 - Conversor de Lopez-Santos *et al.* (2017)

Fonte: Autor

O conversor utilizado na bancada experimental é constituído por dois indutores, dois capacitores, três diodos e uma chave, mantendo a configuração convencional do CBQ. Nos testes, a tensão de entrada variou entre 20 V e 30 V, com tensão de saída de 70 V, alimentando uma carga de 150 W. A eficiência máxima registrada foi de 94%, com frequência de chaveamento entre 60 kHz e 100 kHz.

Não obstante o artigo de Lopez-Santos *et al.* (2017) apresente contribuição relevante para a compreensão dos modos de operação do CBQ, o projeto experimental analisado se restringe a baixa potência (150 W) e registra eficiência inferior (94%). Em contraste, o conversor proposto nesta dissertação alcança 200 W, mantendo a mesma estrutura básica de componentes, porém operando com eficiência de 95% e tensão de entrada de 48 V. Dessa forma, evidencia-se sua maior robustez, rendimento energético superior e adequação para aplicações mais exigentes, como sistemas agrícolas alimentados por energia solar.

Vale destacar que outras propostas, como as de Naresh *et al.* (2021) e Ye e Cheng (2014), alcançam ganhos elevados por meio de topologias ligeiramente mais complexas, que demandam maior número de capacitores ou chaves, fator que pode impactar diretamente a viabilidade de implementação prática em ambientes remotos. Em contrapartida, o conversor Boost quadrático desenvolvido nesta dissertação apresenta uma estrutura mais compacta, composta por apenas uma chave ativa, dois indutores e dois capacitores, operando com tensão de entrada de 48 V e saída de 400 V. Nos testes, forneceu até 200 W de potência útil, com eficiência medida de 95%, mesmo considerando perdas parasitas e operando em regime de condução contínua (MCC).

Diante disso, o Quadro 2 apresenta uma síntese técnica dos principais trabalhos correlatos analisados nesta dissertação, permitindo uma comparação objetiva entre as

topologias de CBQ propostas na literatura e o conversor desenvolvido neste estudo. Observa-se que, ainda que todas as topologias compartilhem o mesmo princípio básico de elevação quadrática da tensão, existem variações significativas quanto à complexidade estrutural, ao desempenho energético e à aplicação prática. Como exemplo, os trabalhos de Wang (2018), Li et al. (2020) e Lopez-Santos et al. (2017) destacam-se por investigações teóricas aprofundadas ou por estratégias de controle mais sofisticadas dos modos de condução; entretanto, permanecem limitados a baixas potências (24 W a 150 W) e registram eficiências inferiores a 95%.

QUADRO 2 – Quadro comparativo de trabalhos correlatos

Trabalho	Tensão de entrada	Tensão de saída	Potência	Ganho estático	Aplicação	Eficiência
Wang (2018)	24V	200V	38W	$M_{CC} = \frac{1}{(1-D)^2}$	Células a combustível	95.2%
Ye e Cheng (2013)	50V	200V	66W	$M_{CC} = \frac{1}{(1-D)^2}$	Eletrônica de potência	96.2%
Li <i>et al.</i> (2020)	20V	70V	24.5W	$M_{CC} = \frac{1}{(1-D)^2}$	Sistemas portáteis fotovoltaicos	94.2%
Naresh <i>et al.</i> (2021)	12V	72V	150W	$M_{CC} = \frac{1+D}{(1-D)^2}$	Microgrids e veículos elétricos	92%
Lopez-Santos <i>et al.</i> (2017)	20/30V	70V	150W	$M_{CC} = \frac{1}{(1-D)^2}$	Modelagem teórica	94%
Proposto	48V	400V	200W	$M_{CC} = \frac{1}{(1-D)^2}$	Sistemas agrícolas fotovoltaicos	95%

Fonte: Autor

A análise comparativa evidencia que as diferentes topologias foram desenvolvidas para aplicações específicas e priorizam características distintas, como elevado ganho de tensão,

redução dos esforços sobre os dispositivos semicondutores, diminuição da ondulação de corrente ou simplificação do controle. Em geral, observa-se que conversores que empregam maior número de chaves ativas ou componentes auxiliares tendem a oferecer vantagens em determinados parâmetros elétricos, porém à custa de maior complexidade de acionamento, aumento do custo de implementação e maior dificuldade de projeto.

Nesse contexto, o conversor proposto nesta dissertação foi concebido para atender aos requisitos de sistemas fotovoltaicos destinados a aplicações agrícolas, priorizando a obtenção de elevada relação de conversão de tensão (48V/400V), potência nominal de 200 W e eficiência de aproximadamente 95%, utilizando uma única chave ativa. Dessa forma, sua principal contribuição não consiste em superar todas as topologias existentes em todos os aspectos, mas em apresentar uma solução compatível com os requisitos da aplicação considerada, conciliando elevado ganho de tensão, simplicidade de implementação e desempenho energético satisfatório.

2.5 CONSIDERAÇÕES SOBRE O CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os fundamentos teóricos das principais topologias de conversores CC-CC aplicadas em sistemas de energia renovável, com ênfase nas estruturas *Boost*, *Buck*, *Buck-Boost*, *SEPIC*, *Ćuk*, *Zeta* e suas variações.

Em seguida, introduziu-se o CBQ, destacando sua capacidade de fornecer um ganho de tensão elevado a partir de fontes de baixa tensão, em uma configuração não isolada e de complexidade moderada. A sua relevância foi discutida tanto sob a perspectiva teórica quanto prática, com exemplos voltados para sistemas fotovoltaicos, veículos elétricos e, especialmente, aplicações agrícolas descentralizadas.

CAPÍTULO 3 - ANÁLISE MATEMÁTICA DO CONVERSOR PROPOSTO

A modelagem matemática constitui uma ferramenta fundamental no projeto e na análise de conversores CC-CC, pois permite prever seu desempenho, otimizar a eficiência e dimensionar corretamente os componentes. Diferentemente do *Boost* convencional, o CBQ emprega duas etapas de elevação de tensão em série, o que reduz a exigência de ciclos de trabalho elevados e distribui de forma mais equilibrada os esforços sobre os componentes. Essa característica melhora o rendimento energético e minimiza as perdas associadas ao chaveamento e à condução dos dispositivos semicondutores (Fardoun; Ismail, 2010).

A correta modelagem desse conversor possibilita não apenas a compreensão detalhada de sua operação, mas também o desenvolvimento de estratégias de controle e a otimização do desempenho em diferentes condições de carga (Liu; Li, 2015).

Dando continuidade ao desenvolvimento desta dissertação, este capítulo aborda inicialmente a importância do CBQ no contexto das aplicações em sistemas de energia renovável, ressaltando sua relevância frente às limitações das topologias tradicionais. Em seguida, são discutidos os princípios de funcionamento do CBQ em modo de condução contínua, apresentando-se a modelagem matemática que descreve seu comportamento e estabelece as bases para a análise comparativa de desempenho.

3.1 PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO EM MCC

O CBQ é estruturado a partir de duas etapas de conversão *Boost* conectadas em série, o que resulta em um ganho de tensão quadrático. Essa característica possibilita que a tensão de saída seja significativamente superior à tensão de entrada, sem a necessidade de transformadores ou de técnicas complexas de realimentação.

A operação do circuito pode ser analisada em dois regimes distintos: o modo de condução contínua (MCC) e o modo de condução descontínua (MCD). Cada um desses modos apresenta particularidades próprias, descritas por expressões matemáticas que caracterizam o comportamento do conversor.

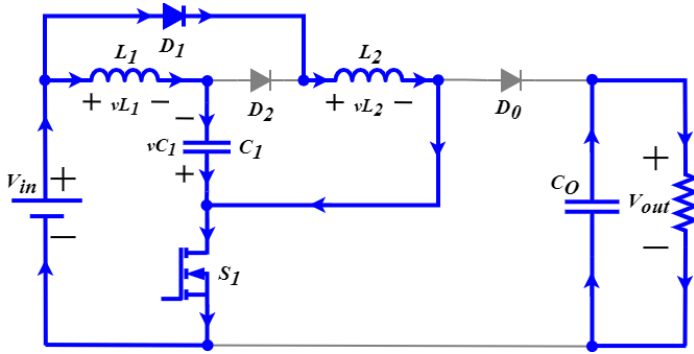
No caso do MCC, o funcionamento do CBQ pode ser compreendido a partir da divisão do ciclo de operação em dois intervalos principais, definidos conforme o estado de chaveamento do interruptor semicondutor.

3.1.1 Operação MCC

O estágio 1: $t_0 < t < t_1$: Inicia-se quando o interruptor S_1 está ligado, o capacitor C_1 começa a carregar junto o indutor L_1 associado à tensão de entrada (V_{in}), formação de circuito fechado. Além disso, o carregamento do indutor L_2 associa a fonte de tensão V_{in} com a ajuda de um interruptor de estado e diodo de polarização direta D_1 . Os diodos D_0 e D_2 são polarizados reversamente na contabilização das tensões V_{C0} e $(V_{C1} + V_{in})$ entre eles, respectivamente.

As respectivas tensões e correntes de indutores e capacitores são dadas na forma de equação diferencial de estados, conforme mostrado na Figura 16:

Figura 16 - Estágio 1



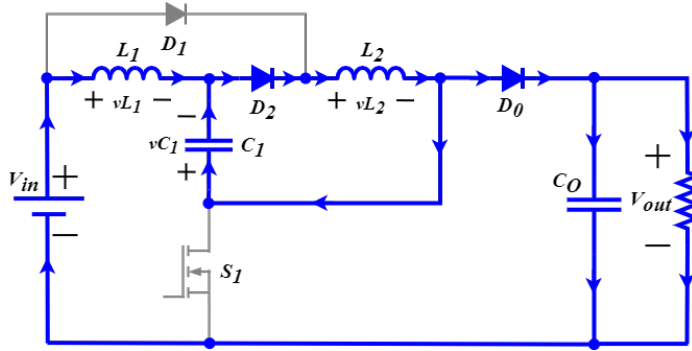
Fonte: Autor

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in} + V_{C1} \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{in} \end{cases} \quad \begin{cases} C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1} \\ C_o \frac{dv_{C0}}{dt} = -\frac{V_{out}}{R} \end{cases} \quad (13)$$

Estágio 2: $t_1 < t < t_2$: Nesta etapa, o interruptor S_1 é comandado para bloquear, ao contrário do primeiro estágio, o capacitor C_1 começa a descarregar com o auxílio dos indutores L_1 e L_2 , utilizando os diodos polarizados D_2 e D_0 . Considerando que o diodo D_1 é polarizado reversamente com uma tensão de bloqueio de $(V_{C0} - V_{in} - V_{C1})$.

As equações diferenciais (14) e a Figura 17 de estado do conversor associadas a este modo são apresentadas:

Figura 17 - Estágio 2



Fonte: Autor

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in} + V_{C1} - V_{out} \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -V_{C1} \end{cases} \quad \begin{cases} C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1} - i_{L2} \\ C_o \frac{dv_{C0}}{dt} = i_{L1} - \frac{V_{out}}{R} \end{cases} \quad (14)$$

Com a aplicação do princípio do equilíbrio volt-segundo aos indutores L1 e L2, torna-se possível determinar as tensões nos capacitores do circuito.

Assim, no regime de condução contínua, as expressões que descrevem o comportamento dinâmico do conversor podem ser avaliadas da seguinte forma:

$$\int_{t_0}^{t_1} (V_{in} + V_{C1}) dt + \int_{t_1}^{t_2} (V_{in} + V_{C1} - V_{out}) dt = 0 \quad (15)$$

$$\int_{t_0}^{t_1} V_{in} dt + \int_{t_1}^{t_2} -V_{C1} dt = 0 \quad (16)$$

Simplificando as Equações (15) e (16), obtém-se a expressão fechada para a tensão de saída, através do capacitor C_1 .

$$V_{C1} = \frac{V_{in}D}{(1-D)}; V_{C0} = V_{out} = \frac{V_{C1} + V_{in}}{(1-D)} \quad (17)$$

Substituindo as expressões anteriores na Equação (17), obtém-se o ganho de tensão do conversor.

$$M_{mcc} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{(1-D)^2} \quad (18)$$

Com a aplicação do princípio balanço *amper-segundo* nos capacitores C_1 e C_0 , as correntes nos indutores podem ser avaliadas da seguinte forma:

$$\int_{t_0}^{t_1} i_{L1} dt + \int_{t_1}^{t_2} (i_{L1} - i_{L2}) dt = 0 \quad (19)$$

$$\int_{t_0}^{t_1} -\frac{V_{out}}{R} dt + \int_{t_1}^{t_2} \left(i_{L1} - \frac{V_{out}}{R} \right) dt = 0 \quad (20)$$

Simplificando as Equações (19) e (20), obtêm-se as expressões das correntes médias nos indutores do conversor, que podem ser descritas da seguinte forma:

$$i_{L1} = \frac{V_{out}}{R(1-D)} \text{ ou } \frac{V_{in}}{R(1-D)^3} \quad (21)$$

$$i_{L2} = \frac{V_{out}}{R(1-D)^2} \text{ ou } \frac{V_{in}}{R(1-D)^4} \quad (22)$$

Essas relações podem ser verificadas a partir do balanço de potência em condições ideais, no qual as perdas são desconsideradas. Assim, a potência fornecida pela fonte de entrada deve ser igual à potência entregue à carga. Dessa forma, observa-se a coerência entre o ganho de tensão, as correntes nos indutores e o balanço de potência, assegurando a consistência da modelagem matemática do CBQ.

3.1.2 Projeto e Seleção dos Componentes

O desempenho do CBQ depende diretamente da correta escolha e do adequado dimensionamento de seus componentes, de modo a garantir um funcionamento seguro, estável e eficiente. Nesta seção, são apresentados os critérios de seleção de cada elemento do conversor, considerando aspectos como eficiência, dissipação térmica e confiabilidade em longo prazo.

O projeto dos componentes do conversor proposto foi desenvolvido para uma potência nominal de 200 W, admitindo uma tensão de entrada de 48 V, uma tensão de saída de 400 V e uma frequência de comutação de 50 kHz.

Na etapa de seleção dos dispositivos semicondutores, a escolha do interruptor e dos diodos adequados baseia-se nas especificações de operação do conversor, levando em conta a tensão de bloqueio, a corrente de condução, a velocidade de chaveamento e a robustez frente a variações de carga.

3.1.3 Seleção dos indutores

Os indutores desempenham um papel crucial na operação do conversor, pois são responsáveis por armazenar e transferir energia ao longo dos ciclos de chaveamento. Um dimensionamento adequado evita a saturação do núcleo magnético e minimiza a ondulação de corrente, assegurando maior eficiência.

Para garantir uma operação eficiente, a escolha de L_1 e L_2 deve considerar:

- Material do núcleo: Núcleos de ferrite são mais indicados para alta frequência, enquanto núcleos de pó de ferro apresentam menor perda em aplicações de média frequência.
- Valor de indutância: Deve ser alto o suficiente para manter a corrente contínua e minimizar oscilações.
- Corrente máxima suportada: O indutor deve suportar os picos de corrente sem entrar em saturação.
- Resistência série (DCR): Indutores com baixa resistência série reduzem perdas e melhoram a eficiência.
- Frequência de chaveamento: Frequências mais altas permitem valores menores de indutância, mas aumentam as perdas por histerese e comutação.
- Indutores (L_1 , L_2): O CBQ utiliza dois indutores que trabalham em conjunto para armazenar energia e garantir um ganho de tensão eficiente. O correto dimensionamento dos indutores influencia diretamente a qualidade da conversão, minimizando perdas por histerese e resistência série.

Abaixo estão as equações do dimensionamento dos indutores.

$$L_1 \geq \frac{V_{in}D}{\Delta i_{L1}f_S(1-D)}; L_2 \geq \frac{V_{in}D}{\Delta i_{L2}f_S} \quad (23)$$

$$i_{Lp} = i_L + \frac{\Delta i_{Lp}}{2} \quad (24)$$

$$\Delta i_{Lp} = \frac{V_{in}D}{Lf_S} \quad (25)$$

$$A_e A_w = \frac{L i_{Lp}^2 10^4}{Kw B_{max} J_{max}} \quad (26)$$

3.1.4 Seleção dos capacitores

Os capacitores do CBQ desempenham duas funções principais: suavizar a tensão de saída e armazenar energia durante os ciclos de chaveamento. Um dimensionamento inadequado pode ocasionar flutuações excessivas de tensão e comprometer a estabilidade do sistema. Para evitar esses problemas, a escolha dos capacitores deve considerar critérios, tais como:

- Tipo de capacitor: Capacitores cerâmicos oferecem baixa resistência série (ESR) e alta estabilidade térmica, enquanto capacitores eletrolíticos possuem maior capacidade de armazenamento, mas com ESR mais elevada.
- Capacitância adequada: Deve ser dimensionada para minimizar oscilações de tensão e manter a estabilidade da saída.
- Baixa ESR (Resistência Série Equivalente): Reduz as perdas associadas ao chaveamento e melhora a resposta dinâmica.
- Tensão nominal: Deve ser superior à tensão de operação para evitar falhas prematuras.
- Capacitores (C_1, C_2): Os capacitores desempenham um papel fundamental na filtragem da tensão de saída, reduzindo a ondulação e garantindo um fornecimento de energia mais estável. Capacitores com baixa resistência série equivalente (ESR) são preferidos para reduzir perdas.

$$\begin{cases} Q_{C1} = C_1 \Delta v_{C1} = i_{L1} D T_s \\ Q_{C0} = C_0 \Delta v_{C0} = \left(i_{L1} - \frac{V_{out}}{R} \right) (1 - D) T_s \end{cases} \quad (27)$$

Após a simplificação da equação 27, a capacitância de C_1 e C_0 é expressa como:

$$C_1 \geq \frac{V_{out} D}{R(1 - D) \Delta v_{C1} f_s}; \quad C_0 \geq \frac{V_{out} D}{R \Delta v_{C0} f_s} \quad (28)$$

3.1.5 Seleção do Interruptor (S)

O interruptor do CBQ é responsável pelo chaveamento do circuito e, portanto, deve ser capaz de operar com alta eficiência e confiabilidade. Os principais critérios para seleção do transistor incluem:

- Tecnologia utilizada: MOSFETs de SiC (carboneto de silício) possuem menor resistência de condução e suportam frequências de chaveamento mais altas, reduzindo as perdas por comutação.
- Tensão de bloqueio: Deve ser superior à tensão máxima presente no circuito.
- Corrente de condução: Deve suportar os picos de corrente sem degradação.
- Tempo de chaveamento: Chaveamentos rápidos reduzem perdas por comutação.
- Resistência de condução: Menores valores resultam em menor dissipação térmica.
- Interruptor (S): Geralmente implementado com um transistor MOSFET ou IGBT, o interruptor controla os estágios de carga e descarga do conversor. A escolha de um dispositivo de chaveamento rápido e com baixa resistência de condução melhora a eficiência geral do circuito.

$$i_{sw_{max}} = \frac{i_{out}(2-D)}{(1-D)^2} + \frac{\Delta i_{L1} + \Delta i_{L2}}{2} ; i_{sw(RMS)} = \frac{i_{out}(2-D)\sqrt{D}}{(1-D)^2} \quad (29)$$

$$\frac{V_{sw}}{V_{in}} = \frac{1}{(1-D)^2} \quad (30)$$

3.1.6 Seleção dos diodos

Os diodos do conversor devem permitir uma rápida condução de corrente e suportar os níveis de tensão e corrente do circuito. As principais considerações para sua seleção incluem:

- Tipo de diodo: Diodos Schottky são preferidos devido à sua baixa queda de tensão direta e rápido tempo de recuperação.
- Tensão reversa máxima: Deve ser superior à tensão de saída do conversor.
- Corrente direta: Deve ser suficiente para suportar os pulsos de corrente sem degradação.
- Tempo de recuperação reversa: Diodos ultrarrápidos minimizam perdas durante a transição de condução.
- Diodos (D_1 , D_2): Os diodos garantem o fluxo correto da corrente durante os estágios de operação do conversor. Diodos Schottky são frequentemente utilizados devido à sua baixa queda de tensão direta e rápido tempo de recuperação reversa, reduzindo perdas de energia.

$$\frac{V_{D0}}{V_{in}} = \frac{1}{(1-D)^2} ; \frac{V_{D1}}{V_{in}} = \frac{D}{(1-D)^2} ; \frac{V_{D2}}{V_{in}} = \frac{1}{(1-D)} \quad (31)$$

$$i_{D0_{max}} = \frac{i_{out}}{(1-D)} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} ; i_{D0(RMS)} = \frac{i_{out}}{\sqrt{1-D}} \quad (32)$$

$$i_{D1_{max}} = \frac{i_{out}}{(1-D)^2} + \frac{\Delta i_{L2}}{2} ; i_{D1(RMS)} = \frac{i_{out} \sqrt{D}}{\sqrt{(1-D)^2}} \quad (33)$$

$$i_{D2_{max}} = \frac{i_{out}}{(1-D)^2} + \frac{\Delta i_{L2}}{2} ; i_{D2(RMS)} = \frac{i_{out} \sqrt{1-D}}{(1-D)^2} \quad (34)$$

Impacto do Dimensionamento nos Resultados

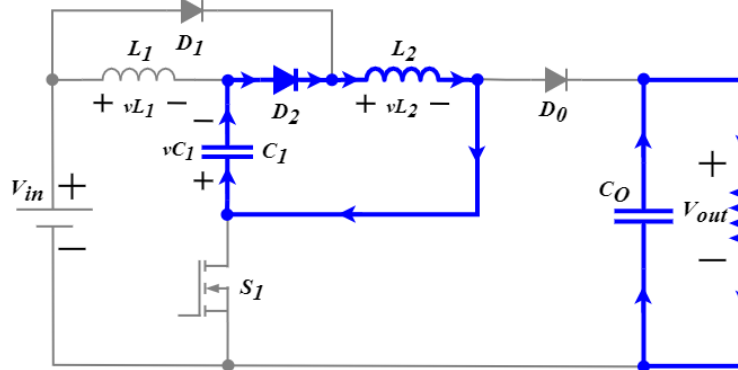
O dimensionamento correto dos componentes não apenas melhora o desempenho do conversor, mas também contribui para:

- Maior Eficiência: Reduzindo perdas por *ripple* e chaveamento.
- Estabilidade de Saída: Garantindo uma tensão constante, mesmo sob condições variáveis de carga.
- Durabilidade: Evitando estresse excessivo nos componentes, prolongando sua vida útil.

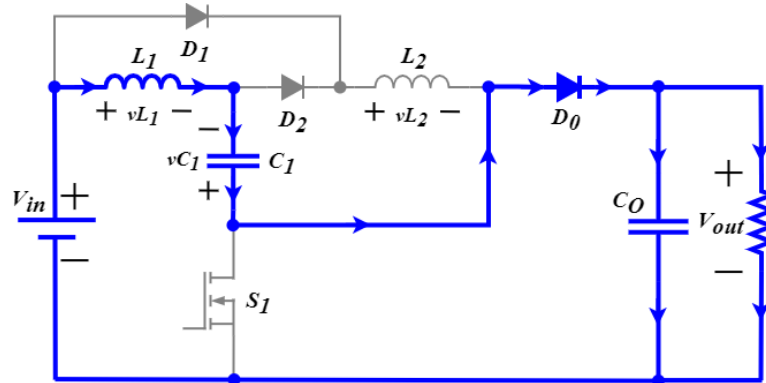
3.2 OPERAÇÃO MCD

A operação do conversor no MCD surge quando as correntes nos indutores L_1 e L_2 decaem para zero durante o período de desligamento $(1-D) T_s$, o que caracteriza três modos de operação distintos, ilustrados nas Figuras 18, 19 e 20:

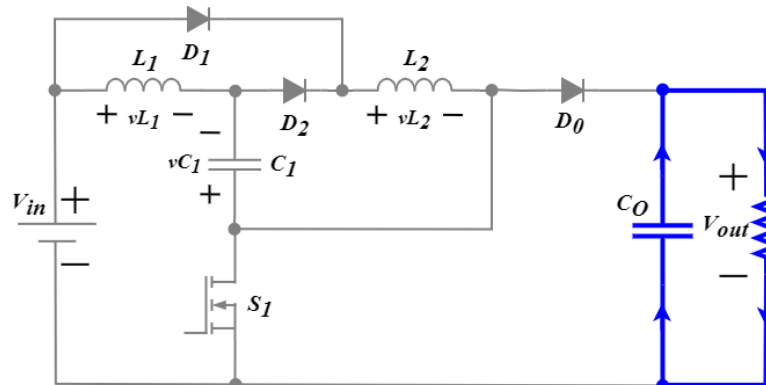
- MCD_L1 (Figura 18): descontinuidade na corrente do indutor L_1 , mantendo a corrente no indutor L_2 contínua;
- MCD_L2 (Figura 19): descontinuidade na corrente do indutor L_2 , mantendo a corrente no indutor L_1 contínua;
- MCD_L1 e L_2 (Figura 20): ambas as correntes nos indutores L_1 e L_2 tornam-se descontínuas durante o período de desligamento.

Figura 18 - MCD_{L1} 

Fonte: Autor

Figura 19 - MCD_{L2} 

Fonte: Autor

Figura 20 - $MCD_{L1 \text{ e } L2}$ 

Fonte: Autor

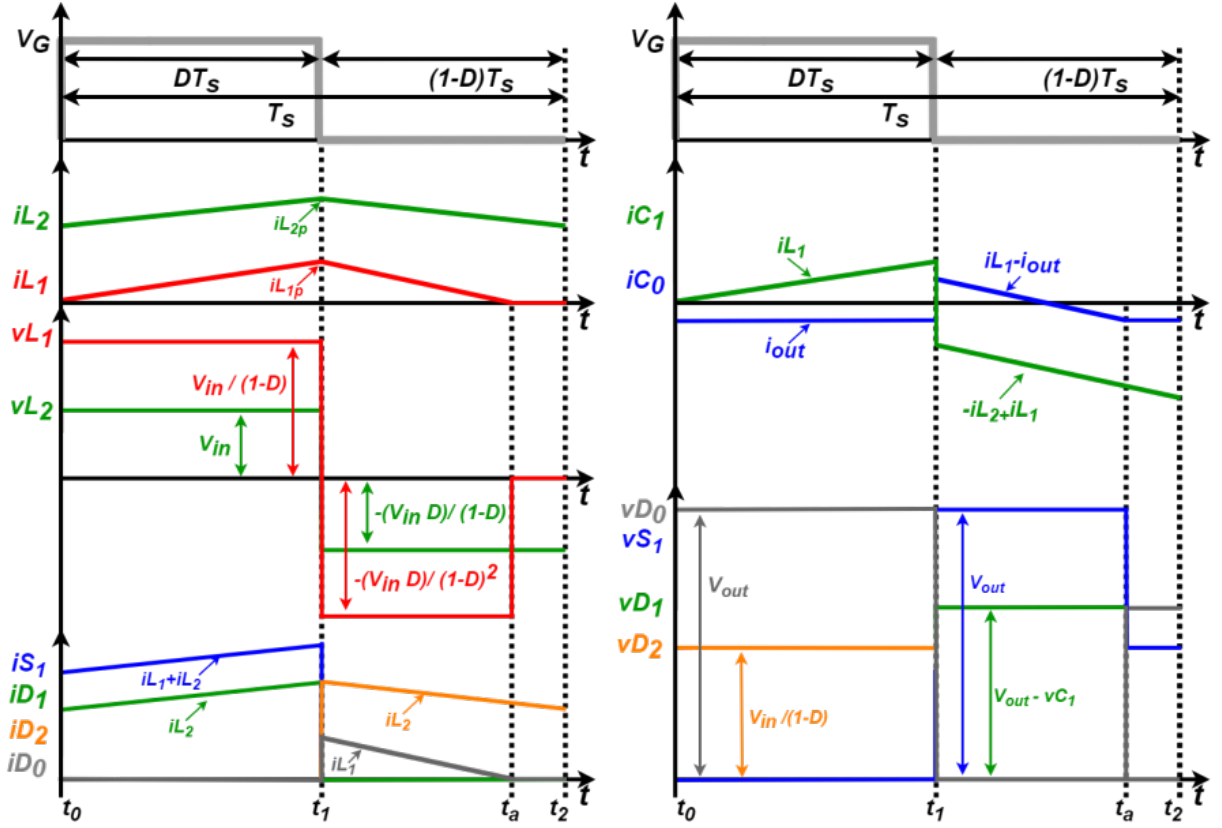
Operação MCD_{L1}

Na MCD_{L1} a corrente i_{L1} aumenta de zero para seu valor de pico em DT_s (t_0 para t_1) e diminui durante t_1 para t_a e chegar a zero durante o período de $(1-D)T_s$ (t_1 para t_2),

mantendo assim a corrente i_{L1} nula durante o período t_a para t_2 $(1 - D_a - D)T_s$. Neste mesmo modo, a corrente i_{L2} é contínua como no modo de operação MCD_{L1} .

A figura 21 representa o período do estado.

Figura 21 - Operação MCD_{L1}



Fonte: Autor

O DT_s representa o período do estado DCM_{L1} .

As equações diferenciais de estado do conversor associadas a este modo são dadas da seguinte forma:

$$MCD_{L1} \begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = 0 \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -V_{C1} \end{cases} \quad \begin{cases} C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2} \\ C_o \frac{dv_{C0}}{dt} = -\frac{V_{out}}{R} \end{cases} \quad (35)$$

Aplicando o equilíbrio volt-segundo nos indutores para os estados correspondentes na equação 35.

$$\int_{t_0}^{t_1} (V_{in} + V_{C1}) dt + \int_{t_1}^{t_a} (V_{in} + V_{C1} - V_{out}) dt = 0 \quad (36)$$

$$\int_{t_0}^{t_1} V_{in} dt + \int_{t_1}^{t_2} -V_{C_1} dt = 0 \quad (37)$$

A simplificação das equações 36 e 37 resulta em V_{C_1} e D_a :

$$D_a = \frac{V_{in}D}{V_{out}(1-D) - V_{in}}; V_{C_1} = \frac{V_{in}D}{(1-D)} \quad (38)$$

Com a aplicação do princípio balanço amper-segundo no capacitor C_1 , a corrente no indutor L_2 pode ser avaliada da seguinte forma:

$$\int_{t_0}^{t_1} i_{L1} dt + \int_{t_1}^{t_2} (i_{L1} - i_{L2}) dt = 0 \quad (39)$$

Simplificando a equação 39 o resultado da corrente i_{L2} :

$$i_{L2} = \frac{i_{L1}}{(1-D)} \quad (40)$$

O valor do pico i_{L1p} é igual à inclinação $\frac{V_{L1}}{L_1}$, multiplicado pelo comprimento do primeiro subintervalo, DT_s :

$$i_{L1p} = \frac{V_{in} + V_{C_1}}{L_1} DT_s \quad (41)$$

Através da análise das etapas de operação do conversor para o DCM_{L1} , observa-se que a corrente i_{L1} pode ser expressa por:

$$i_{L1} = \frac{i_{L1p}(D_a + D)}{2} \quad (42)$$

A corrente i_{L1p} pode ser obtida da equação 41, substituindo as equações 38 e 41 na equação 42 e simplificando os resultados em i_{L1} .

$$i_{L1} = \frac{V_{out}M_{DCM_{L1}}(1-D)}{R} \quad (43)$$

O diodo D_0 conduz durante o segundo subintervalo, e a corrente do indutor L_1 diminui para zero, onde permanece durante o terceiro subintervalo. A corrente do diodo i_{D_1} é idêntica à corrente L_1 do indutor i_{L1} durante o segundo subintervalo. Durante o primeiro e terceiros

subintervalos, o diodo é polarizado inversamente e, i_{D_1} portanto, é zero. A integral é a área sob a forma de onda i_{D_0} . Conforme ilustrado na Figura 26, esta área é a área do triângulo com valor de pico $i_{L_{1p}}$ e dimensão de base $D_a T_s$.

$$\frac{V_{out}}{R} = \langle i_{D_0} \rangle = \frac{V_{in}(D_a + D)}{R(1 - D)D_s} \quad (44)$$

$$\langle i_{D_0} \rangle = \frac{1}{2} D_a T_s i_{L_{1p}} = V_{in} \left(\frac{DD_a}{(1 - D)2L_1 f_s} \right) \quad (45)$$

Igualando as equações 44 e 45, obtém-se que:

$$k_{L_1} = \frac{2L_1}{T_s R} = \frac{DD_a^2}{(D_a + D)} \quad (46)$$

Substituindo a equação 38 na equação 46 e resolvendo-a, obtém-se o ganho do conversor operando em:

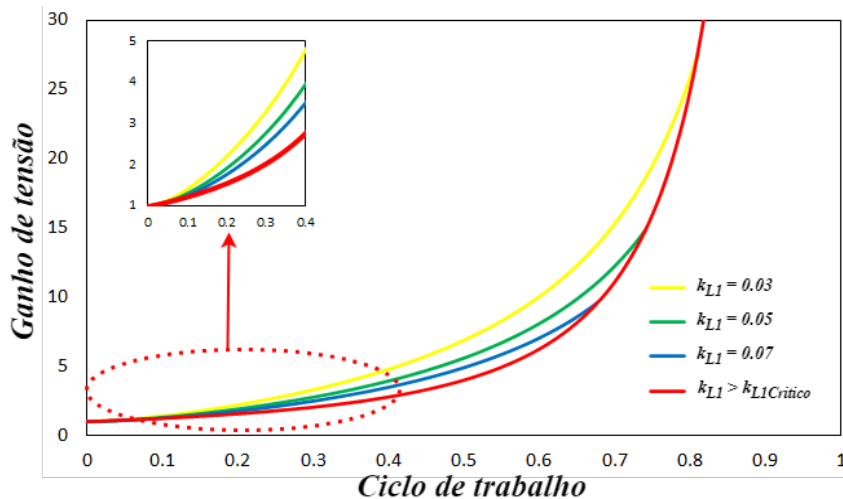
$$M_{MCD_{L_1}} = \frac{A}{2(1 - D)^2} \quad (47)$$

Onde:

$$M_{MCD_{L_1}} = \frac{V_{out}}{V_{in}}; A = (1 - D) + \sqrt{\frac{4D^2(1 - D)^2}{k_{L_1}} + (1 - D)^2} \quad (48)$$

As características de ganho de tensão do conversor proposto para diferentes valores de k_{L_1} são plotadas na abaixo na Figura 22:

Figura 22 - Ganho de tensão em k_{L_1}



Fonte: Autor

As características completas do conversor propostas, incluindo os modos de condução contínua e descontínua para o indutor, são:

$$M = \begin{cases} \frac{1}{(1-D)^2} & \text{for } k_{L_1} > k_{L_1\text{Crítico}} \rightarrow M_{MCC} \\ \frac{A}{2(1-D)^2} & \text{for } k_{L_1} < k_{L_1\text{Crítico}} \rightarrow M_{MCD_{L_1}} \end{cases} \quad (49)$$

Substituindo a equação 48 na equação 39 e resolvendo-a, obtemos D_a . Finalmente, com a substituição da expressão D_a , os valores médios dos estados conversores podem ser obtidos como:

$$D_a = \frac{2D(1-D)}{A-2+2D} \quad (50)$$

$$\begin{cases} i_{L_1} = \frac{V_{in}A^2}{2R(1-D)^3} \\ i_{L_2} = \frac{V_{in}A^2}{2R(1-D)^4} \end{cases} \begin{cases} V_{C_1} = \frac{V_{in}D}{(1-D)} \\ V_{C_0} = V_{out} = \frac{V_{in}A}{2(1-D)^2} \end{cases} \quad (51)$$

Limite entre MCC e MCD_{L_1}

A condição de contorno refere-se onde o ganho de tensão do conversor proposto no modo MCC é igual ao ganho de tensão MCD_{L_1} . Isso acontece quando a duração do tempo de DT_s é igual a $(1-D)T_s$. Portanto, para que a corrente indutora L_1 opere no modo de condução crítica, a equação 41 deve ser obedecida:

$$i_{L_1} = \frac{\Delta i_{L_1}}{2} \quad (52)$$

Substituindo as equações 13 e 15 na equação 52 e resolvendo:

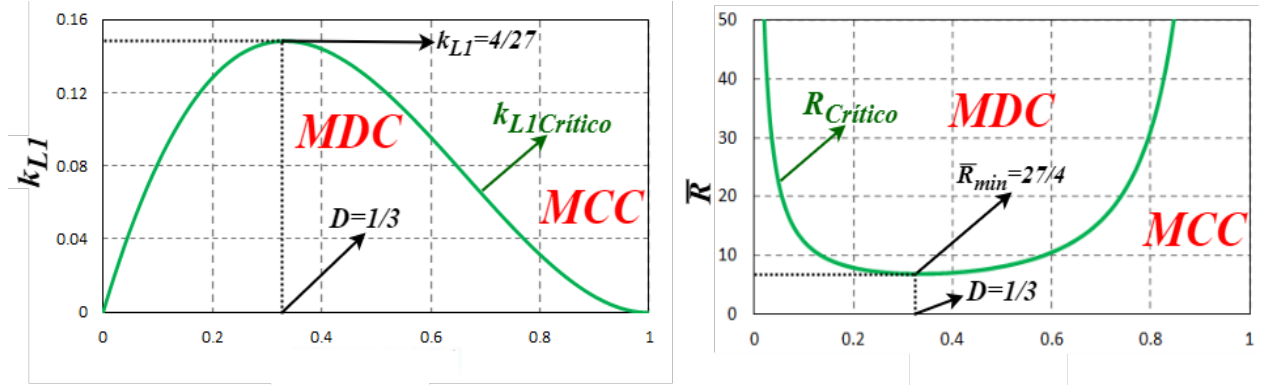
$$k_{L_1\text{crítico}} = D(1-D)^2; \quad \frac{R}{2L_1f_s} = \bar{R} = \frac{1}{D(1-D)^2} \quad (53)$$

Para encontrar o valor máximo de k_{L_1} , sua derivada pode ser encontrada como:

$$\frac{d(k_{L_1\text{critical}})}{dt} = 3D^2 - 4D + 1 = 0 \quad (54)$$

Na figura 23 é demonstrado os limites das áreas de operação MCC e MCD_{L_1}

Figura 23 - Áreas limite de operação MCC e MCD_{L1}



Fonte: Autor

Assim, o valor máximo de k_{L1} ocorre em $D_{Max} = \frac{1}{3}$. Substituindo $D_{Max} = \frac{1}{3}$ na equação 53, obtemos o valor de $k_{L1} = \frac{4}{27} = 0.148148$ e $\bar{R} = \frac{27}{4} = 6.75$, que representa o valor máximo de k_{L1} e o mínimo de $\bar{R}$.

$$\overline{i_{out\Delta M-\Delta D}} = \frac{D^2}{M^2(1-D)^2 - M(1-D)} \quad (55)$$

$$\bar{R}_{\Delta M-\Delta D} = \frac{M^2(1-D)^2 - M(1-D)}{D^2} \quad (56)$$

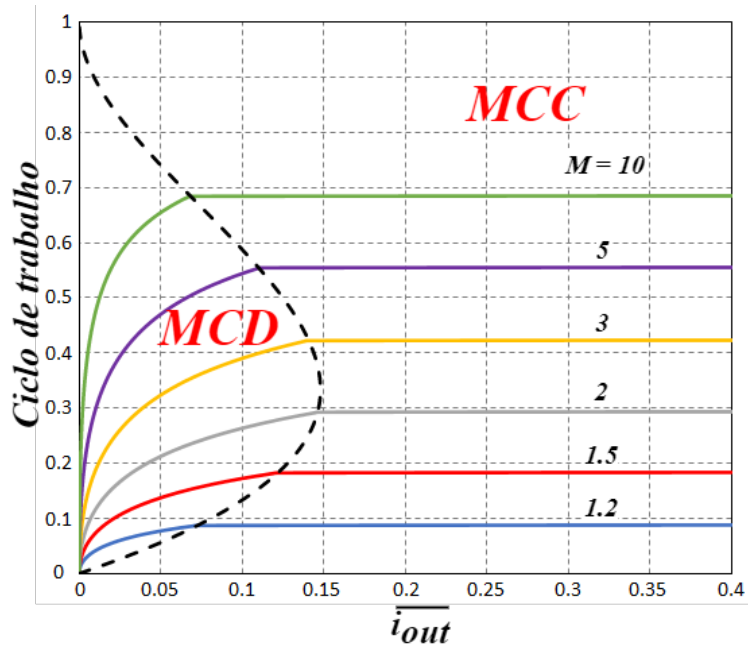
Onde:

$$\overline{i_{out}} = \frac{i_{out} 2L_1 f_s}{V_{out}} ; \bar{R} = \frac{R}{2L_1 f_s} \quad (57)$$

O ganho de tensão M depende de D , R , e f_s .

A Figura 24 mostra os gráficos do ciclo de trabalho D versus a corrente de carga normalizada para o k_{L1} crítico.

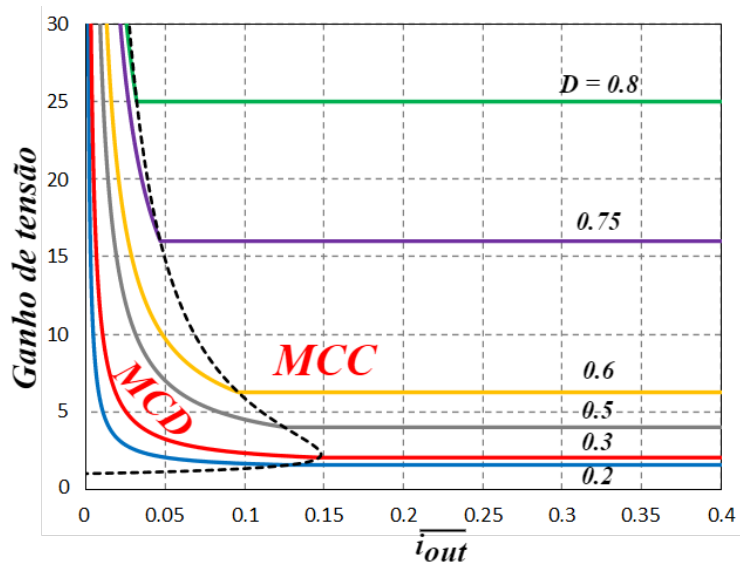
Figura 24 - Gráfico de ciclos de trabalho k_{L1} MCC e MCD



Fonte: Autor

A Figura 25 demonstra o gráfico para o ganho de tensão de k_{L1} crítico para alguns níveis de D .

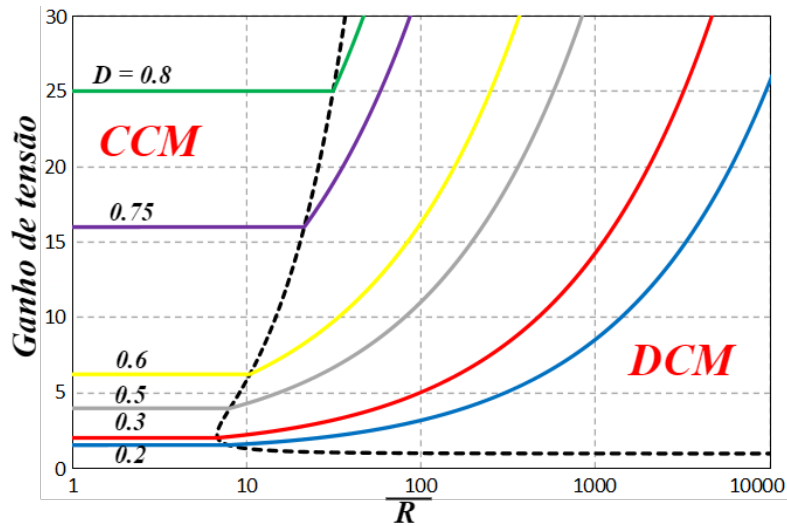
Figura 25 - Ganho de tensão k_{L1} crítico para alguns níveis de D



Fonte: Autor

A Figura 26 representa o gráfico para o ganho de tensão de k_{L_1} crítico para alguns níveis de R :

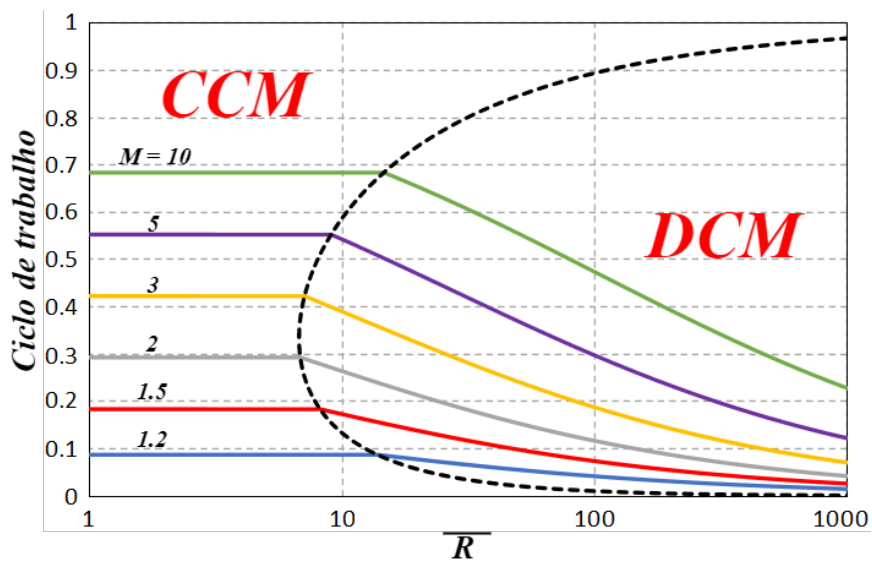
Figura 26 - Ganho de tensão k_{L_1} crítico para alguns níveis de R



Fonte: Autor

A Figura 27 mostra os gráficos do ciclo de trabalho D versus alguns níveis de R para k_{L_1} crítico.

Figura 27 - Gráfico de ciclos de trabalho k_{L_1} crítico para alguns níveis de R



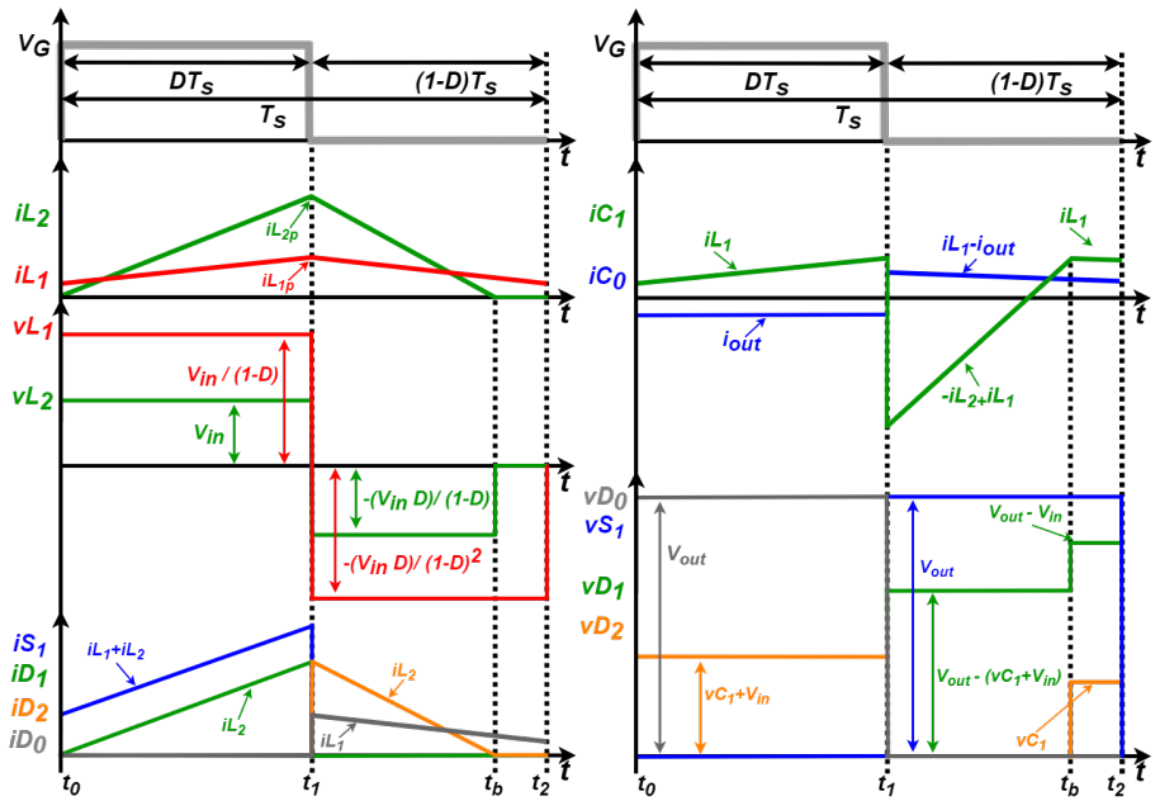
Fonte: Autor

Operação MCD_{L2}

Este modo ocorre com a descontinuidade que aparece na corrente do indutor i_{L2} , bem como o que ocorre no DCM_{L1} e na corrente do indutor i_{L1} que MCD_{L2} opera em MCC .

A partir de, pode-se notar que o período t_1 a t_b denotado $D_b T_s$ representa o MCD_{L2} e a duração restante $(1 - D_b - D)T_s$ especifica a corrente nula em L_2 . A Figura 28 demonstra o estado.

Figura 28 - MCD_{L2}



Fonte: Autor

As equações diferenciais de estado do conversor associadas a este modo são dadas da seguinte forma:

$$MCD_{L2} \begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = 0 \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{in} + V_{C1} - V_{out} \end{cases} \begin{cases} C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1} \\ C_o \frac{dv_{C0}}{dt} = i_{L1} - \frac{V_{out}}{R} \end{cases} \quad (58)$$

Aplicando o equilíbrio volt-segundo nos indutores para os estados correspondentes na equação 58.

$$\int_{t_0}^{t_1} (V_{in} + V_{C_1}) dt + \int_{t_1}^{t_b} (V_{in} + V_{C_1} - V_{out}) dt = 0 \quad (59)$$

$$\int_{t_0}^{t_1} V_{in} dt + \int_{t_1}^{t_2} -V_{C_1} dt = 0 \quad (60)$$

Simplificando as equações 59 e 60 o resultado em V_{C_1} e D_b :

$$D_b = \frac{V_{in} D}{V_{out}(1 - D) - V_{in}}; V_{C_1} = V_{out}(1 - D) - V_{in} \quad (61)$$

Com a aplicação do princípio balanço ampere-segundo no capacitor C_0 , a corrente no indutor L_1 pode ser avaliada da seguinte forma:

$$\int_{t_0}^{t_1} -\frac{V_{out}}{R} dt + \int_{t_1}^{t_2} \left(i_{L1} - \frac{V_{out}}{R} \right) dt = 0 \quad (62)$$

Simplificando a equação 62 o resultado em i_{L1} :

$$i_{L1} = \frac{V_{out}}{R(1 - D)} \quad (63)$$

O valor do pico $i_{L_{2p}}$ é igual à inclinação V_{L2}/L_2 , multiplicado pelo comprimento do primeiro subintervalo, DT_s :

$$i_{L_{2p}} = \frac{V_{in}}{L_2} DT_s \quad (64)$$

Através da análise das etapas de operação do conversor para DCM_{L2} , observa-se que a corrente i_{L2} pode ser expressa por:

$$i_{L2} = \frac{i_{L_{2p}}(D_b + D)}{2} \quad (65)$$

A corrente $i_{L_{2p}}$ pode ser obtida da equação 64, substituindo as equações 60 e 63 pela 65 e simplificando os resultados em i_{L2}

$$i_{L2} = \frac{V_{out} M_{MCDL2}}{R} \quad (66)$$

O diodo D_0 conduz durante o segundo subintervalo, e a corrente indutora L_2 diminui para zero, onde permanece durante o terceiro subintervalo. A corrente do diodo i_{D_1} é idêntica à corrente do indutor L_1 durante o segundo subintervalo. Durante o primeiro e terceiros subintervalos, o diodo é polarizado inversamente e, portanto, i_{D_1} é zero.

A integral é a área sob a forma de onda i_{D_1} . Conforme ilustrado na Figura 31, esta área é a área do triângulo com valor de pico i_{L2p} e dimensão de base $D_b T_s$.

$$\frac{V_{out}}{R(1-D)} = \langle i_{D_1} \rangle = \frac{V_{in}(D_b + D)}{R(1-D)D_b} \quad (67)$$

$$\langle i_{D_1} \rangle = \frac{1}{2} D_b T_s i_{L2p} = V_{in} \left(\frac{DD_b}{(1-D)2L_1 f_s} \right) \quad (68)$$

Igualando as equações 67 e 68, obtém-se que:

$$k_{L2} = \frac{2L_2}{T_s R} = \frac{DD_b^2(1-D)^2}{(D_b + D)} \quad (69)$$

Substituindo a equação 63 na equação 69 e resolvendo-a, obtém-se o ganho do conversor operando em DCM_{L2} .

$$M_{MCDL2} = \frac{B}{2k_{L2}(1-D)} \quad (70)$$

Onde:

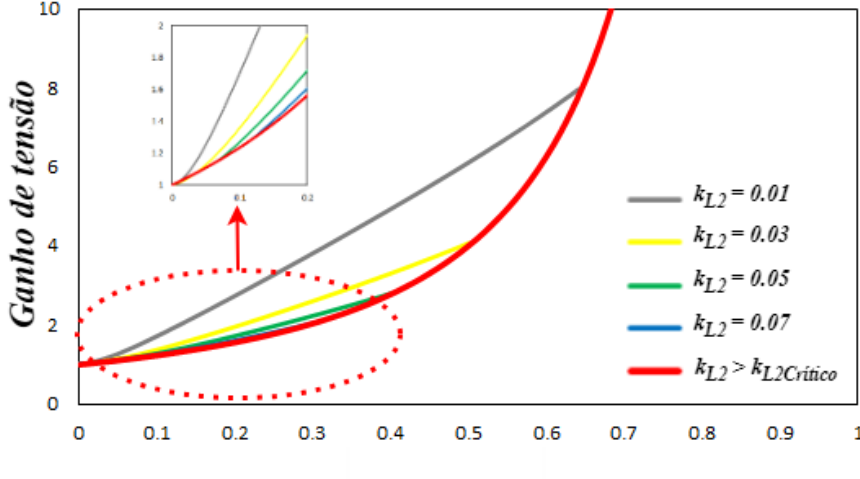
$$M_{MCDL2} = \frac{V_{out}}{V_{in}}; B = k_{L2} + \sqrt{k_{L2}^2 - 4(D^3 - D^2)k_{L2}(1-D)} \quad (71)$$

As características completas do conversor propostas, incluindo os modos de condução contínua e descontínua para o indutor L_2 , são:

$$M = \begin{cases} \frac{1}{(1-D)^2} & \text{for } k_{L2} > k_{L2Crítico} \rightarrow M_{MCC} \\ \frac{B}{2k_{L2}(1-D)} & \text{for } k_{L2} < k_{L2Crítico} \rightarrow M_{MCDL2} \end{cases} \quad (72)$$

As características de ganho de tensão do conversor proposto para diferentes valores de k_{L_2} são ilustradas na Figura 29.

Figura 29 - Ganho de tensão em k_{L_2}



Fonte: Autor

Substituindo a equação 70 na equação 61 e resolvendo-a, obtemos D_b e V_{C_1} . Finalmente, com a substituição da expressão D_b , os valores médios dos estados dos conversores podem ser obtidos como:

$$D_b = \frac{2k_{L_2}D}{B - 2k_{L_2}} \quad (73)$$

$$\begin{cases} i_{L_1} = \frac{V_{in}B}{2Rk_{L_2}(1-D)^2} \\ i_{L_2} = \frac{V_{in}B^2}{4Rk_{L_2}^2(1-D)^2} \end{cases} \begin{cases} V_{C_1} = \frac{V_{in}(B - 2k_{L_2})}{2k_{L_2}} \\ V_{C_0} = V_{out} = \frac{V_{in}B}{2k_{L_2}(1-D)} \end{cases} \quad (74)$$

Limite entre MCC e MCD_{L_2}

A condição de contorno refere-se onde o ganho de tensão do conversor proposto no modo MCC é igual ao ganho de tensão MCD_{L_2} . Isso acontece quando a duração do tempo de D_bT_s é igual a $(1-D)T_s$. Portanto, para que a corrente indutora L_2 opere no modo de condução crítica, a equação 61 deve ser obedecida.

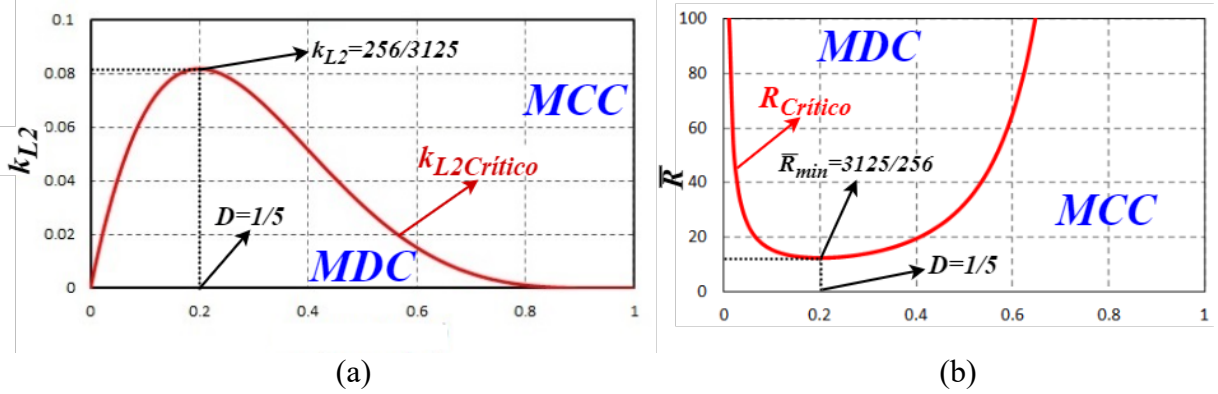
$$i_{L_2} = \frac{\Delta i_{L_2}}{2} \quad (75)$$

Substituindo as equações 21 e 22 na equação 75 e resolvendo:

$$k_{L_2 \text{ crítico}} = D(1 - D)^4; \quad \frac{R}{2L_2 f_s} = \bar{R} = \frac{1}{D(1 - D)^4} \quad (76)$$

Os limites limite das áreas de operações MCC e MCD_{L_2} são mostrados nas Figuras 30 (a) e (b)

Figura 30 - Áreas limite de operação MCC e MCD_{L_2}



Fonte: Autor

Para encontrar o valor máximo de k_{L_2} , sua derivada pode ser encontrada como:

$$\frac{d(k_{L_2 \text{ crítico}})}{dt} = -(5D - 1)(1 - D)^3 = 0 \quad (77)$$

Assim, o valor máximo de k_{L_2} ocorre em $D_{Max} = \frac{1}{5}$. Substituindo $D_{Max} = \frac{1}{5}$ na equação 76, obtemos o valor de $k_{L_2} = \frac{256}{3125} = 0.08192$ e $\bar{R} = \frac{3125}{256} = 12.207$, que representa o valor máximo de k_{L_2} e o mínimo de $\bar{R}$.

$$\bar{t}_{out \Delta M - \Delta D} = \frac{D^2(1 - D)}{M^2(1 - D) - M} \quad (78)$$

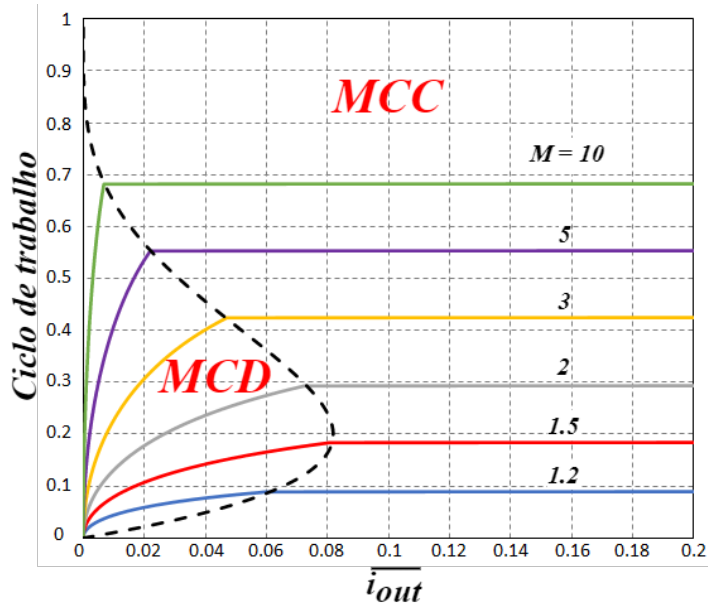
$$\bar{R}_{\Delta M - \Delta D} = \frac{M^2(1 - D) - M}{D^2(1 - D)} \quad (79)$$

Onde:

$$\bar{t}_{out} = \frac{i_{out} 2L_2 f_s}{V_{out}}; \quad \bar{R} = \frac{R}{2L_2 f_s} \quad (80)$$

A Figura 31 mostra os gráficos do ciclo de trabalho D versus a corrente de carga normalizada para o k_{L_2} crítico.

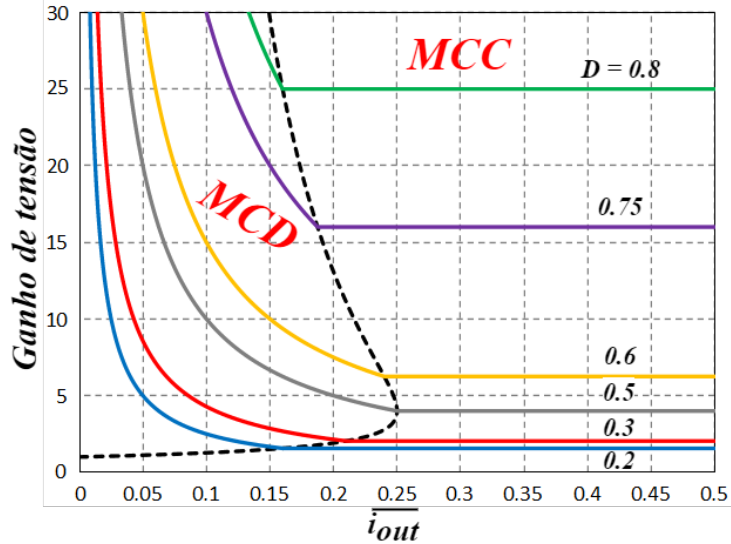
Figura 31 - Gráfico de ciclos de trabalho k_{L_2} MCC e MCD



Fonte: Autor

A Figura 32 representa o gráfico para o ganho de tensão e k_{L_2} crítico para alguns níveis de D

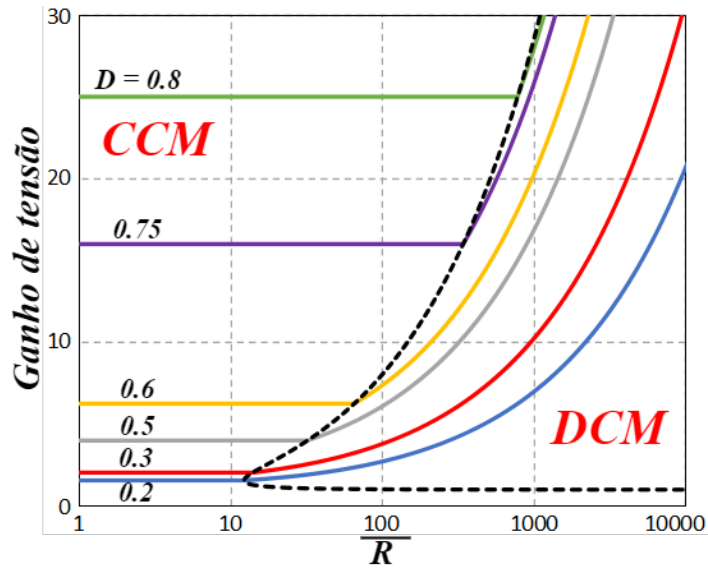
Figura 32 - Ganho de tensão e k_{L_2} crítico para alguns níveis de D



Fonte: Autor

A Figura 33 representa o gráfico para o ganho de tensão de k_{L_1} crítico para alguns níveis de R .

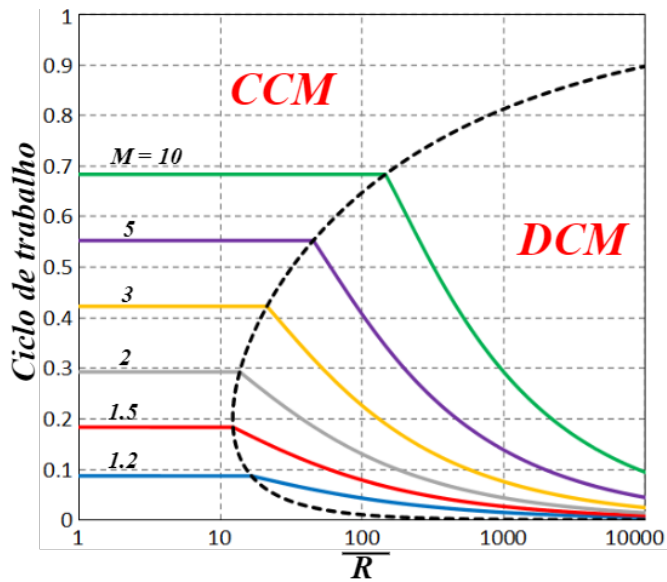
Figura 33 - Ganho de tensão k_{L_2} crítico para alguns níveis de R



Fonte: Autor

A Figura 34 mostra o gráfico do ciclo de trabalho D versus alguns níveis de R para k_{L_1} crítico.

Figura 34- Gráfico de ciclos de trabalho k_{L_2} crítico para alguns níveis de R

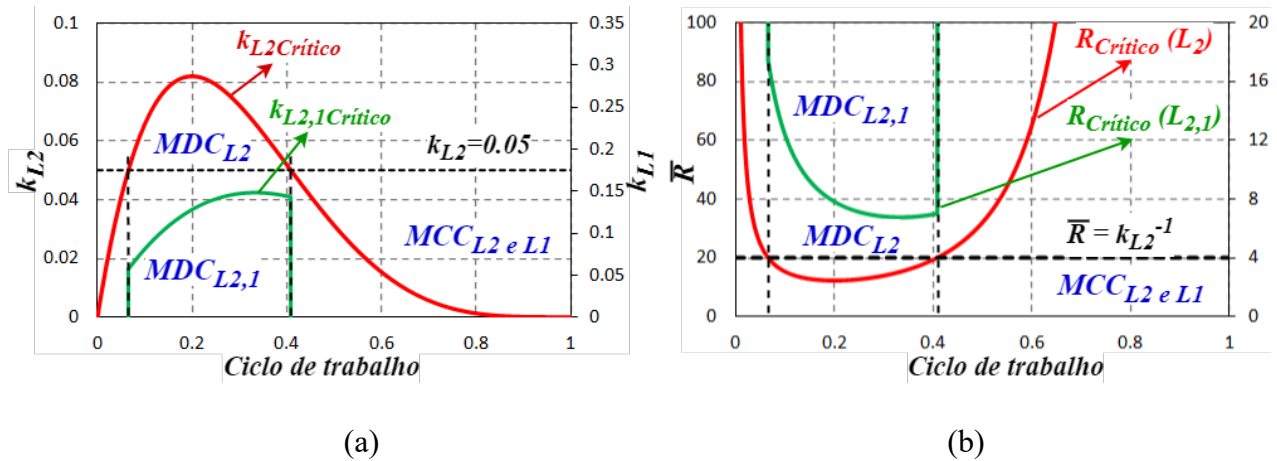


Fonte: Autor

MCD_{L1} e MCD_{L2}

Este modo de operação é uma combinação de MCD_{L1} e MCD_{L2} onde as correntes de ambos os indutores caem para zero antes de chegar ao final do ciclo de comutação. Conforme mostrado nas Figuras 35 (a) e (b) $MCD_{L2,1}$ só podem ser obtidos a partir de MCD_{L1} ou MCD_{L2} , respectivamente, para uma região delimitada do ciclo de trabalho. Isso se deve ao acoplamento existente entre valores críticos $k_{L1crítico}$, $k_{L2crítico}$, $R_{crítico}(L_1)$ e $R_{crítico}(L_2)$ para $MCD_{L2,1}$. Como exemplo, nas Figuras 40 (a) e 40 (b) abaixo, um valor de 0,05 foi selecionado para k_{L2} e $\bar{R} = k_{L2}^{-1}$. Observe que esse valor constante se cruza com o limite definido pelo $k_{L2crítico}$ estabelecimento dos valores mínimo e máximo do ciclo de trabalhos

Figura 35 - Combinação MCD_{L1} e MCD_{L2}



Fonte: Autor

3.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE O CAPÍTULO

A modelagem matemática desenvolvida ao longo deste capítulo permitiu explorar de maneira aprofundada o comportamento dinâmico e o desempenho do conversor *Boost* quadrático (CBQ). O estudo detalhou os princípios de funcionamento da topologia, destacando as diferenças operacionais entre os modos de condução contínua (MCC) e descontínua (MCD). Por meio da aplicação do princípio do balanço volt-segundo nos indutores e da conservação de carga nos capacitores, foi possível derivar as equações fundamentais para a análise do ganho de tensão e para o correto dimensionamento dos componentes.

A seleção e o dimensionamento adequados de indutores, capacitores, interruptores e diodos mostraram-se essenciais para assegurar a estabilidade e a eficiência do CBQ. Indutores

corretamente projetados evitam a saturação e minimizam oscilações de corrente; capacitores dimensionados de forma adequada reduzem o *ripple* de tensão e garantem a estabilidade do sistema; enquanto o emprego de interruptores rápidos e diodos de baixa queda de tensão direta minimiza perdas e aumenta a eficiência global do conversor.

Entretanto, a modelagem matemática aqui apresentada considera hipóteses ideais, como componentes sem perdas, chaveamento instantâneo e parâmetros constantes. Na prática, fatores como perdas resistivas, efeitos parasíticos e variações de temperatura podem afetar negativamente o desempenho do conversor. Para mitigar essas limitações, a simulação computacional torna-se indispensável, permitindo ajustar parâmetros e validar o comportamento do sistema em condições reais de operação.

Além disso, aspectos relacionados ao controle avançado do CBQ devem ser considerados, sobretudo quando se busca estabilidade frente a variações bruscas de carga ou de tensão de entrada. Métodos de controle não linear, como o controle por modos deslizantes, ou técnicas de controle adaptativo podem ampliar a robustez e melhorar a resposta dinâmica do conversor, configurando-se como uma área promissora para pesquisas futuras.

Nesse sentido, sugere-se a aplicação de técnicas de otimização multicritério que equilibrem eficiência, custo e desempenho, particularmente em sistemas de grande porte, como fazendas solares ou veículos elétricos industriais. A integração de estratégias de controle inteligente, baseadas em algoritmos genéticos, lógica *fuzzy* ou redes neurais artificiais, pode contribuir para ganhos adicionais de desempenho e estabilidade. A investigação de topologias híbridas, combinando o CBQ com outros conversores de alto ganho, também se apresenta como caminho viável para ampliar sua aplicabilidade em sistemas complexos de energia distribuída.

Portanto, a modelagem matemática apresentada neste capítulo estabelece uma base sólida para a compreensão do funcionamento e das aplicações do CBQ, oferecendo subsídios para sua adaptação às demandas tecnológicas emergentes. No próximo capítulo, a simulação computacional será utilizada para validar os resultados analíticos obtidos, proporcionando uma visão mais abrangente e realista do desempenho prático do CBQ em diferentes cenários.

CAPÍTULO 4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Este capítulo apresenta os resultados obtidos por meio de simulações realizadas no software PSIM, com o objetivo de validar o desempenho do CBQ proposto. Foram avaliadas as principais variáveis elétricas do sistema em regime permanente, sob condições típicas de operação agrícola, considerando uma tensão de entrada de 48 V, uma tensão de saída de 400 V e potência nominal de 200 W.

As simulações foram conduzidas com ênfase na obtenção do ganho de tensão quadrático, característico da topologia estudada, bem como na análise da eficiência do conversor. Além disso, foram examinados aspectos relacionados à ondulação de corrente e à dissipação de potência nos principais componentes do circuito.

4.1 PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO

Os parâmetros adotados nas simulações foram definidos com base em aplicações reais de sistemas fotovoltaicos rurais. A seleção dos componentes teve como objetivo maximizar a eficiência energética e garantir a robustez do circuito frente às condições típicas de operação.

O Quadro 3 apresenta os valores considerados no modelo simulado:

QUADRO 3 – Parâmetros do circuito simulado no PSIM

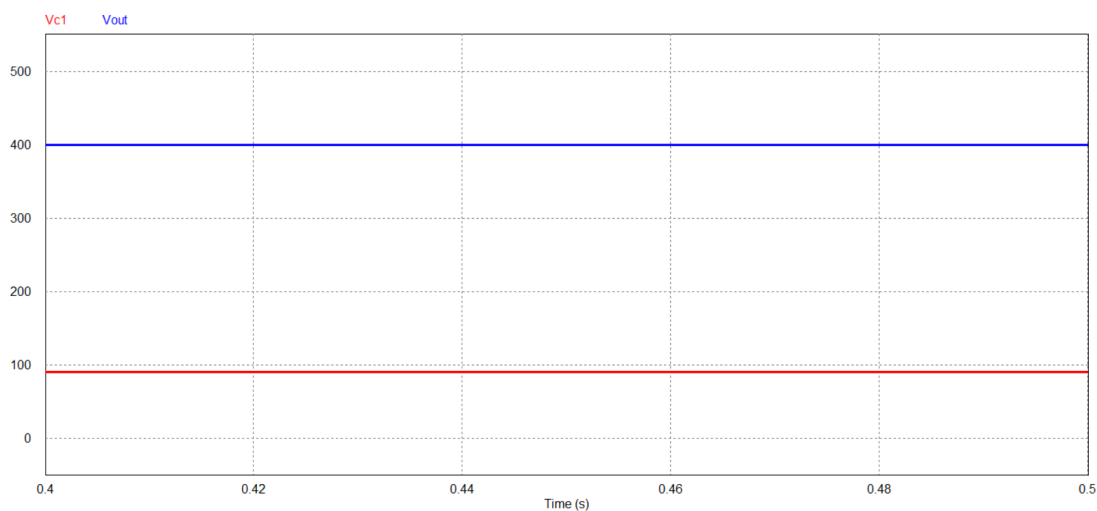
Parâmetro	Valor
Tensão de entrada V_{in}	48V
Tensão de saída V_{out}	400V
Potência nominal	200W
Frequência comutação	50kHz
Indutor L1	6,3mH
Indutor L2	1,2mH
Capacitor C0	4,7 μ F/630V
Capacitor C1	10 μ F/700V
Diodo D0, D1 = D2	C3D10060AND, DPG10I400PM
MOSFET	IPW60R041C6

Fonte: Autor

4.2 ANÁLISE DOS RESULTADOS

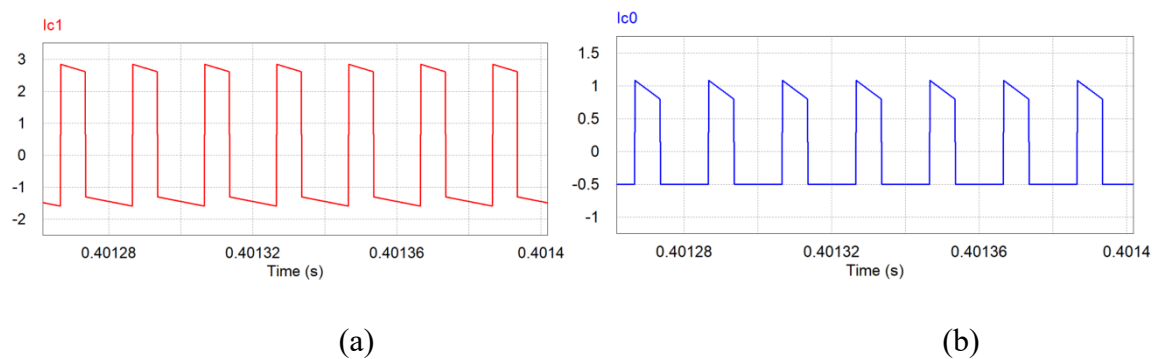
Para confirmar a análise teórica e a viabilidade prática do conversor proposto são verificados para 200 W, que IPW60R041C6, C3D10060AND e DPG10I400PM são selecionados como interruptor e diodos. Capacitores de poliéster de $10\mu\text{F}/700\text{V}$ e $4,7\mu\text{F}/630\text{V}$ são utilizados para C_1 e C_0 , respectivamente, para atingir $< 1\%$ de ondulação de tensão em v_{C1} e v_{C0} como mostra a Figura 36. E as Figuras 37 (a) e (b) demonstram a corrente em C_1 e C_0

Figura 36 - Tensão em C_1 e C_0 .



Fonte: Autor

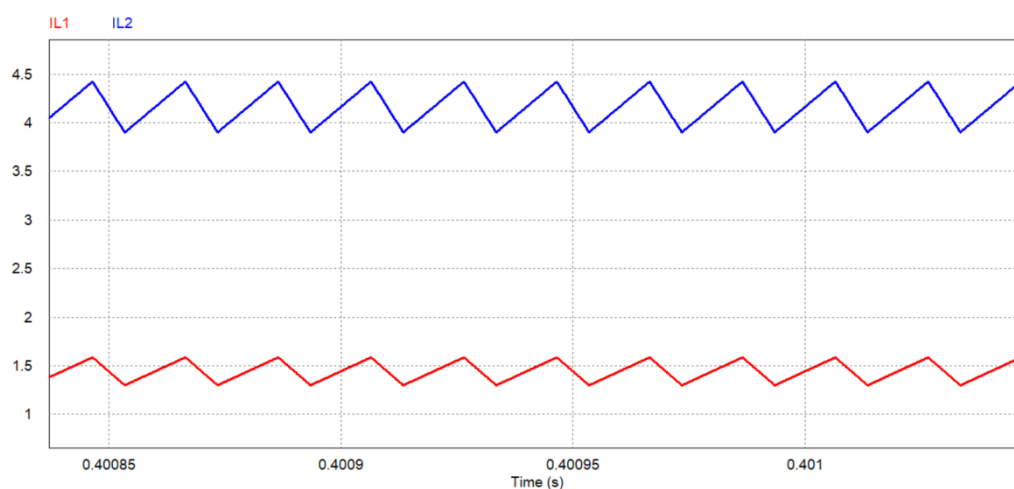
Figura 37 - Corrente em C_1 e C_0 .



Fonte: Autor

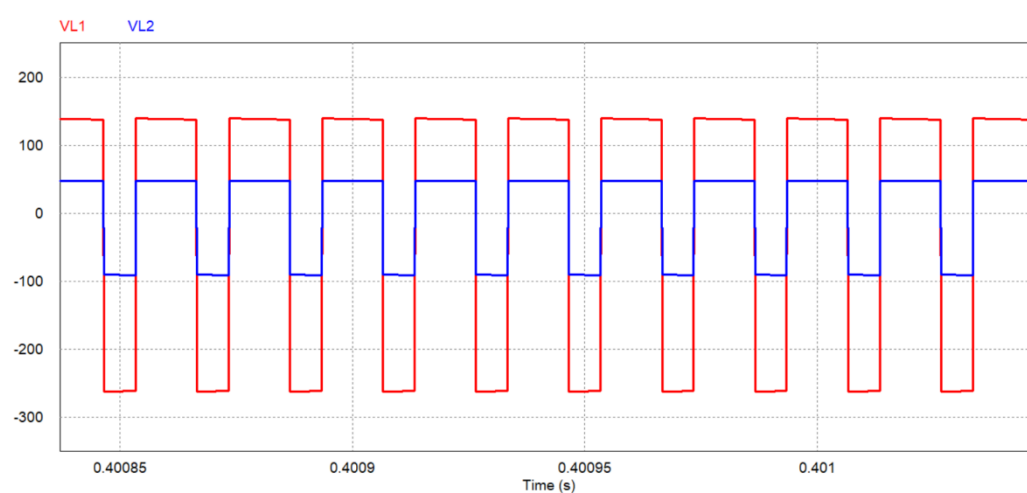
Para verificar a expressão teórica do ganho de tensão, os resultados experimentais são medidos em $D = 0,6535$. A partir disso, pode-se observar que $V_{in} = 48\text{ V}$, $f_S = 50\text{ kHz}$, $V_{out} = 400\text{ V}$ e $P_{out} = 200\text{ W}$. A Figura 38 ilustra as formas de onda da corrente nos indutores L_1 e L_2 e a Figura 39 demonstra a tensão nos indutores L_1 e L_2 , que demonstram a operação em modo de condução contínua (MCC), característica desejada para aplicações que exigem maior eficiência e menor estresse sobre os componentes passivos.

Figura 38 - Corrente de entrada L_1 e L_2



Fonte: Autor

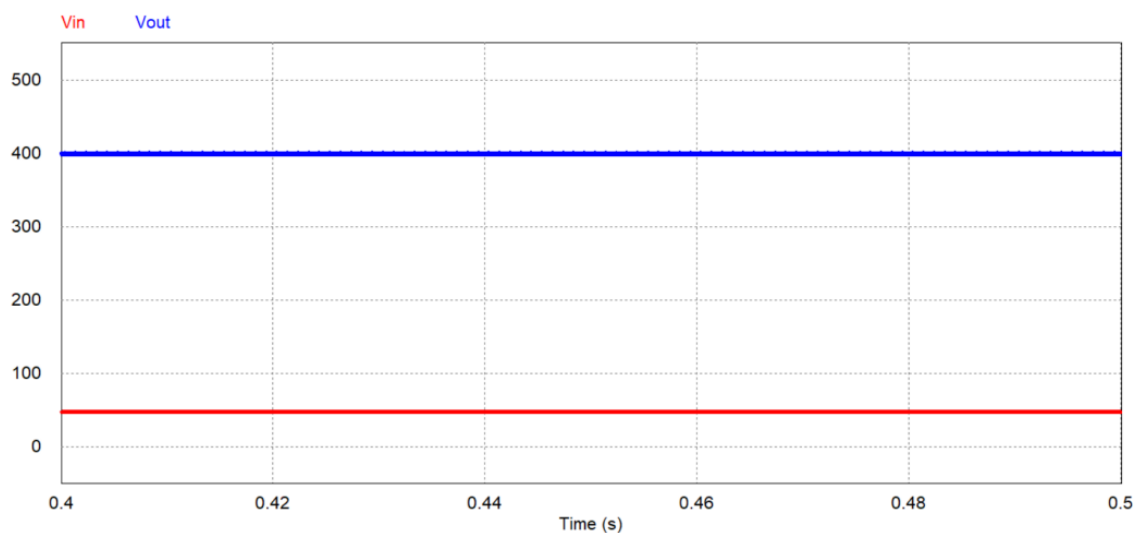
Figura 39 - Tensão de entrada L_1 e L_2



Fonte: Autor

A eficiência observada no modelo foi de 95%, compatível com os resultados experimentais esperados. Isso confirma o baixo nível de perdas resistivas e a adequada escolha dos componentes passivos e semicondutores. A Figura 40 mostra a tensão de saída estabilizada em 400 V.

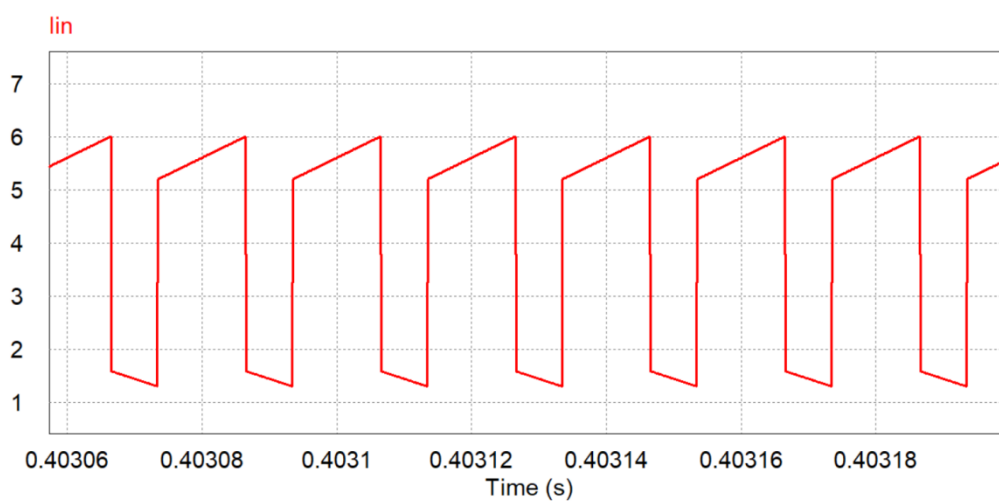
Figura 40 - Tensão de saída estabilizada em 400 V



Fonte: Autor

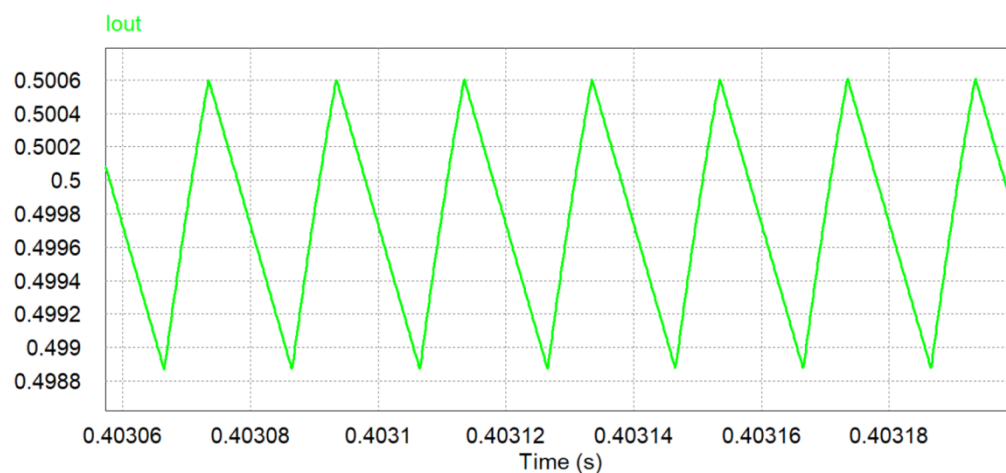
A Figura 41 apresenta a corrente de entrada, que manteve ondulações suaves mesmo em carga plena. E a Figura 42 demonstra a corrente de saída.

Figura 41 – Corrente de entrada



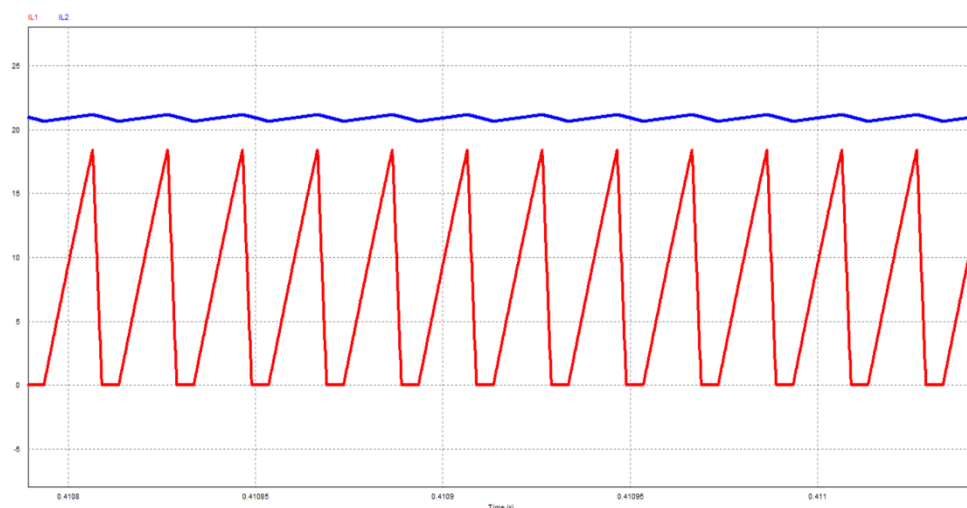
Fonte: Autor

Figura 42 – Corrente de saída



Fonte: Autor

A Figura 43 apresenta as formas de onda obtidas para o conversor operando no modo de condução descontínua do indutor L_1 (DCML₁). Para a obtenção desta condição, o valor da indutância L_1 foi reduzido em relação ao projeto original, mantendo-se os demais parâmetros do circuito inalterados. Observa-se que a corrente no indutor L_1 atinge valor nulo durante parte do período de comutação, enquanto a corrente em L_2 permanece contínua. Esse comportamento confirma a ocorrência do modo DCM L_1 e valida a análise teórica para esta região de operação.

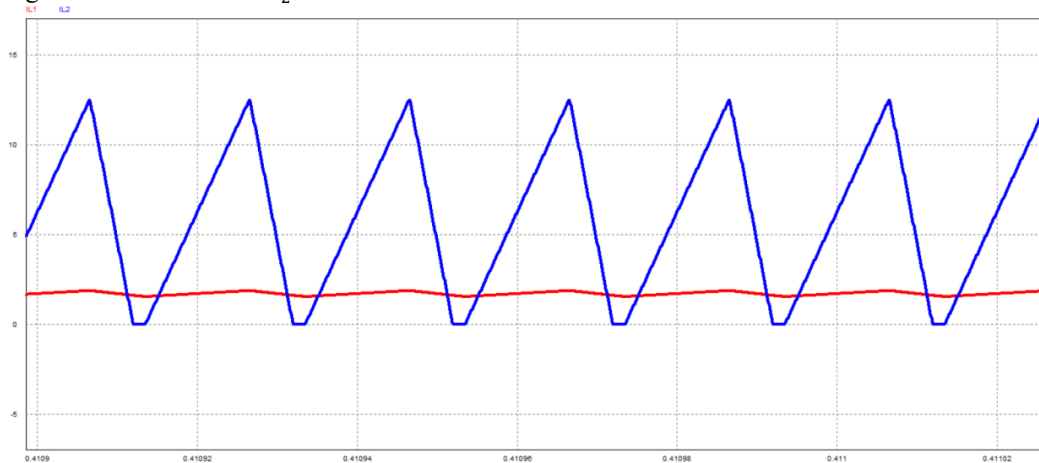
Figura 43 - Corrente em L_1 nula

Fonte: Autor

A Figura 44 apresenta as formas de onda obtidas para o conversor operando no modo de condução descontínua do indutor L_2 (DCML₂). Nesta condição, o valor da indutância L_2 foi reduzido de forma a provocar a descontinuidade de sua corrente, mantendo-se os demais

componentes conforme o projeto original. Verifica-se que a corrente em L_2 permanece nula durante parte do ciclo de chaveamento, enquanto a corrente em L_1 continua operando em condução contínua. Os resultados obtidos comprovam experimentalmente a existência do modo DCM L_2 previsto pela modelagem matemática do conversor.

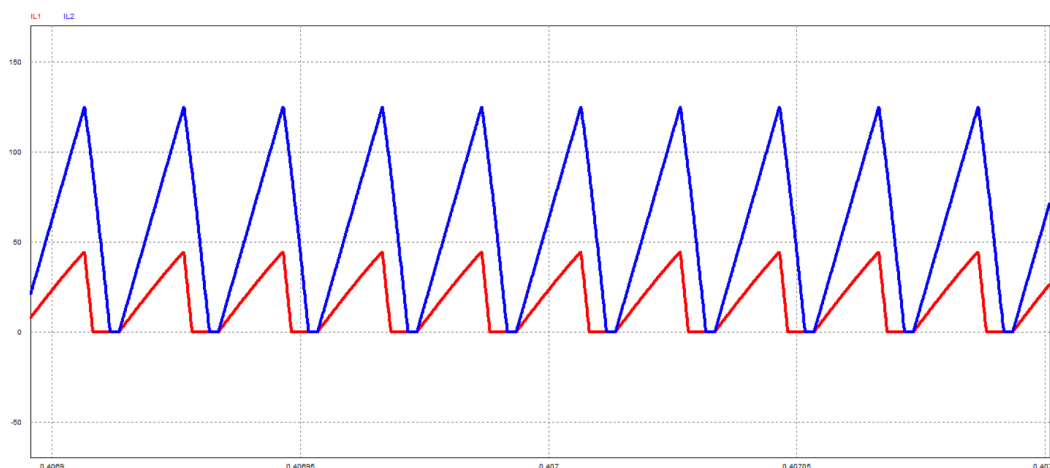
Figura 44 - Corrente em L_2 nula



Fonte: Autor

A Figura 45 apresenta o funcionamento do conversor no modo de condução descontínua simultânea dos indutores L_1 e L_2 (DCM $L_1 + L_2$). Para atingir essa condição, os valores das indutâncias foram reduzidos e a carga foi ajustada de modo a favorecer a descontinuidade das correntes nos dois estágios do conversor. Observa-se que as correntes de L_1 e L_2 atingem valor nulo durante parte do período de comutação, caracterizando a operação em DCM L_1+L_2 . Os resultados obtidos corroboram as previsões teóricas e demonstram a capacidade do modelo matemático em representar adequadamente esta região de operação.

Figura 45 - Corrente em L_1 e L_2 nula



Fonte: Autor

4.3 EFEITOS DOS ELEMENTOS PARASITAS

As perdas de condução avaliadas assumindo que a corrente do indutor L_1 e L_2 está livre de ondulação. Portanto, a perda de energia no interruptor pode ser aproximada pela equação.

$$\overline{I_{out\Delta M-\Delta D}} = \frac{D^2(1-D)}{M^2(1-D)-M} \quad (81)$$

Portanto, IPW60R041C6 MOSFET ($r_{sw} = 37\text{m}\Omega$, $C = 360\text{pF}$) é considerado.

$$\begin{cases} P_{DS} = r_{DS} i_{Sw(rms)}^2 = \frac{r_{DS} P_{out} (2-D)^2 D}{R(1-D)^4} \cong 0.76 \text{ W} \\ P_{SW} = \frac{f_s C V_{out}^2}{2} = \frac{f_s C R P_{out}}{2} \cong 1.44 \text{ W} \end{cases} \quad (82)$$

A perda de energia em, r_{D_0} e r_{D_2} . A e classificação atual dos diodos selecionados D_0 , D_1 e D_2 deve ser maior que a corrente de entrada. Portanto, diodos C3D10060AND (600 V/14 A, $r_D = 55,2 \text{ m}\Omega$, $V_{FD} = 0,91 \text{ V}$) e DPG10I400PM (400 V/10 A, $r_D = 19,8\text{m}\Omega$, $V_{FD} = 0,77 \text{ V}$) são selecionados.

$$\begin{cases} P_{rD_0} = r_{D_0} i_{D_0(RMS)}^2 = \frac{r_{D_0} P_{out}}{R(1-D)} \cong 0.0398 \text{ W} \\ P_{rD_1} = r_{D_1} i_{D_1(RMS)}^2 = \frac{r_{D_1} P_{out} D}{R(1-D)^4} \cong 0.2244 \text{ W} \\ P_{rD_2} = r_{D_2} i_{D_2(RMS)}^2 = \frac{r_{D_2} P_{out} (1-D)}{R(1-D)^4} \cong 0.1189 \text{ W} \end{cases} \quad (83)$$

A perda de potência associada às tensões V_{FD_0} , V_{FD_1} e V_{FD_2} são representadas por.

$$\begin{cases} P_{VFD_0} = V_{FD_0} i_{D_0} = V_{FD_0} i_{out} = \frac{V_{FD_0} P_{out}}{V_{out}} \cong 0.455 \text{ W} \\ P_{VFD_1} = V_{FD_1} i_{D_1} = \frac{V_{FD_1} P_{out} D}{V_{out} (1-D)^2} \cong 2.095 \text{ W} \\ P_{VFD_2} = V_{FD_2} i_{D_2} = \frac{V_{FD_2} P_{out}}{V_{out} (1-D)} \cong 1.11 \text{ W} \end{cases} \quad (84)$$

Assim, as perdas totais de condução do D_0 , D_1 e D_2 os diodos são diodos são.

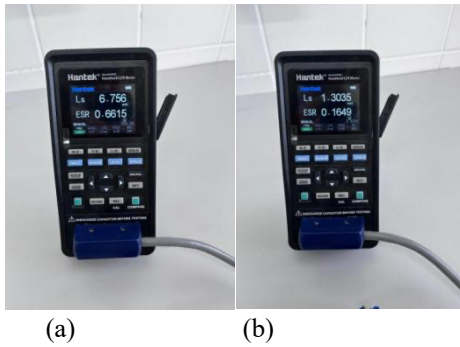
$$\begin{cases} P_{D_0} = P_{rD_0} + P_{VFD_0} \cong 0.4948 \text{ W} \\ P_{D_1} = P_{rD_1} + P_{VFD_1} \cong 2.3199 \text{ W} \\ P_{D_2} = P_{rD_2} + P_{VFD_2} \cong 1.23 \text{ W} \end{cases} \quad (85)$$

A indutância dos indutores L_1 e L_2 deve ser maior que a indutância crítica. Assim, os indutores de núcleo do tipo ferrite E com classificação $r_{L_1} = 661 \text{ m}\Omega$ e $r_{L_2} = 164 \text{ m}\Omega$ são selecionados para projetar o protótipo. Os indutores L_1 e L_2 as perdas são representadas por:

$$\begin{cases} P_{L_1} = r_{L_1} i_{L_1(RMS)}^2 = \frac{r_{L_1} P_{out}}{R(1-D)^2} \cong 1.3826 \text{ W} \\ P_{L_2} = r_{L_2} i_{L_2(RMS)}^2 = \frac{r_{L_2} P_{out}}{R(1-D)^4} \cong 2.861 \text{ W} \end{cases} \quad (86)$$

As Figuras 46 (a) e 46 (b) demonstram valores encontrados para os indutores de núcleo de tipo ferrite e com classificação $r_{L_1} = 661 \text{ m}\Omega$ e $r_{L_2} = 164 \text{ m}\Omega$.

Figura 46 - ESR Indutores



Fonte: Autor

A classificação de tensão dos capacitores C_0 e C_1 deve ser maior que a tensão de saída. Portanto, um capacitor de poliéster com classificação de $4,7 \mu\text{F}/630 \text{ V}$ e $10 \mu\text{F}/700 \text{ V}$ $r_{C_0} = 12.6 \text{ m}\Omega$ e $r_{C_1} = 8.8 \text{ m}\Omega$ é selecionado para projetar o protótipo. As perdas de potência nos capacitores C_0 e C_1 são representadas por.

$$\begin{cases} P_{rC_0} = r_{C_0} i_{C_0(RMS)}^2 = \frac{r_{C_0} P_{out} D}{(1-D)R} \cong 0.00589 \text{ W} \\ P_{rC_1} = r_{C_1} i_{C_1(RMS)}^2 = \frac{r_{C_1} P_{out} D}{(1-D)^3 R} \cong 0.01845 \text{ W} \end{cases} \quad (87)$$

As figuras 47 (a) e (b) abaixo demonstram valores encontrados para os capacitores de poliéster com classificação de $4,7 \mu\text{F}/630 \text{ V}$ e $10 \mu\text{F}/700 \text{ V}$ $r_{C_0} = 12.6 \text{ m}\Omega$ e $r_{C_1} = 8.8 \text{ m}\Omega$.

Figura 47 - ESR Capacitores



(a)

(b)

Fonte: Autor

A perda de potência geral do conversor proposto é.

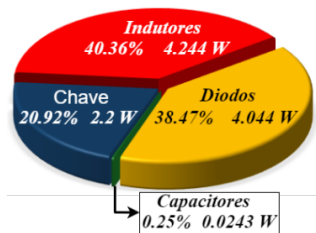
$$P_{perdas} = P_{SW} + P_{DS} + P_{D_0} + P_{D_1} + P_{D_2} + P_{L_1} + P_{L_2} + P_{rC_0} + P_{rC_1} \quad (88)$$

Produzindo a eficiência do conversor.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{LOSS}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{LOSS}}{P_{out}}} \cong 95\% \quad (89)$$

O diagrama de roda que contém as perdas contribuídas por vários componentes do conversor para 400 V é mostrado na Figura 48.

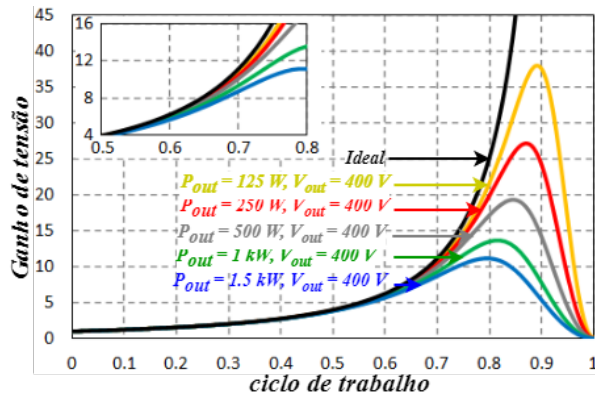
Figura 48 - Diagrama perdas



Fonte: Autor

A Figura 49 mostra o ganho de tensão do conversor com elementos parasitas para diferentes potências de saída. O ganho de tensão diminui quando o conversor é operado com potência de saída elevada. A figura confirma que, devido ao efeito dos elementos parasitas, o ganho de tensão diminui drasticamente quando a potência aumenta.

Figura 49 - Gráfico do ganho de tensão com parasitas



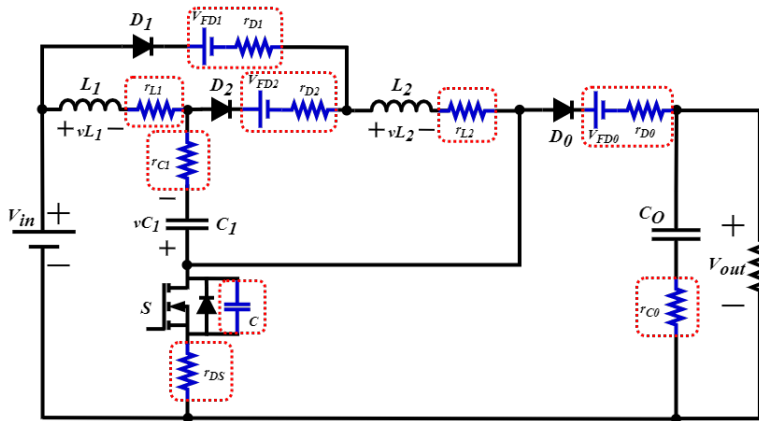
Fonte: Autor

A função de transferência de tensão do conversor proposto com perdas é.

$$M_{CCM}' = \frac{\eta}{(1-D)^2} \quad (90)$$

A Figura 50 demonstra o circuito equivalente do conversor com elementos parasitas.

Figura 50 - Circuito equivalente com parasitas



Fonte: Autor

4.4 CONSIDERAÇÕES SOBRE OS RESULTADOS

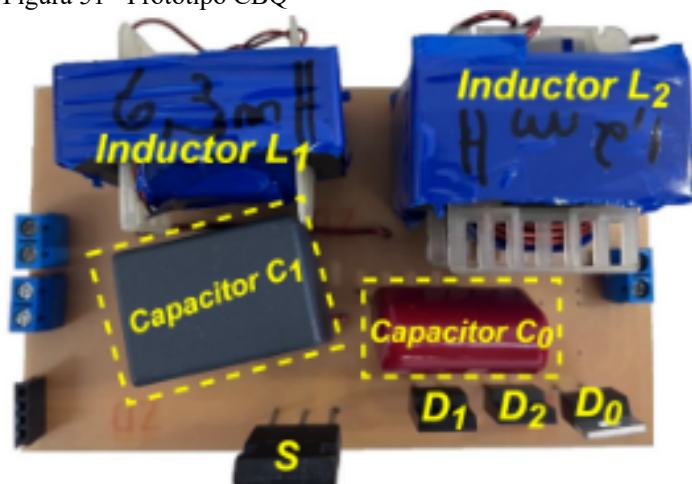
Os resultados de simulação confirmam a eficiência e a robustez do CBQ desenvolvido, validando as análises teóricas e os princípios de projeto. A capacidade de elevar uma tensão de 48 V para 400 V, com baixa ondulação, operação estável e perdas reduzidas, evidencia o

potencial do CBQ em aplicações como sistemas de irrigação e automação agrícola, especialmente em regiões remotas com fornecimento limitado de energia.

A viabilidade do conversor foi ainda demonstrada por meio de testes experimentais com um protótipo de 200 W, operando com uma taxa de conversão de tensão na faixa de 8,33 a 11,11 e frequência de comutação de 50 kHz. As medições realizadas indicaram uma eficiência máxima de 95% em aproximadamente 80 W, mantendo um nível de eficiência de 96,5% em condições nominais.

A elevada eficiência, mesmo considerando as perdas parasitas, associada ao reduzido número de componentes, consolida o CBQ como uma alternativa competitiva em relação às topologias analisadas na literatura. Esses resultados reforçam a proposta do trabalho e fundamentaram a construção do protótipo experimental, ilustrado na Figura 51.

Figura 51 - Protótipo CBQ



Fonte: Autor

CAPÍTULO 5 - CONCLUSÃO GERAL

O presente trabalho teve como objetivo central a análise, a modelagem e a comparação do CBQ, uma topologia inovadora de conversores CC-CC, em relação a configurações tradicionais. A busca por soluções eficazes para a elevação de tensão, especialmente em aplicações baseadas em energias renováveis, como sistemas fotovoltaicos e infraestrutura agrícola, constitui uma necessidade crescente em um cenário em que a sustentabilidade energética se torna indispensável.

A investigação realizada trouxe à tona resultados significativos que ampliam a compreensão acerca da eficácia e da aplicabilidade do CBQ. Por meio de análises comparativas, confirmou-se que o CBQ apresenta uma capacidade de elevação de tensão consideravelmente superior às topologias convencionais, como Boost, Buck-Boost, Cuk e SEPIC. Essa característica mostra-se essencial para o adequado funcionamento de sistemas alimentados por energia solar, nos quais a variabilidade da tensão de entrada pode comprometer o desempenho global.

Os resultados mais notáveis obtidos durante o estudo incluem:

- **Eficiência Energética:** O CBQ demonstrou um aumento significativo na eficiência em comparação com conversores tradicionais, apresentando uma redução nas perdas de energia durante o processo de conversão. Esses avanços são cruciais para a obtenção de sistemas que não apenas operem de maneira eficiente, mas que também contribuam para a redução dos custos operacionais ao longo do tempo.
- **Simplicidade de Implementação:** A análise revelou que a configuração simplificada do CBQ permite uma implementação mais intuitiva em sistemas práticos. Isso pode reduzir o tempo e o custo de instalação, tornando esta topologia mais atrativa para os engenheiros e projetistas.
- **Aplicabilidade em Ambientes Rurais:** Outro achado relevante é a adequação do CBQ para sistemas agrícolas remotos. Em muitos locais, a dependência de fontes de energia convencionais é limitada, e soluções de energia renovável, como a solar, são frequentemente utilizadas. O CBQ pode ser a resposta para a crescente demanda de energia nesses setores, permitindo que agricultores operem equipamentos essenciais de forma eficiente e sustentável.

As implicações práticas dos resultados deste estudo são vastas e indicam um caminho promissor para a adoção mais ampla do CBQ. A capacidade de fornecer uma tensão elevada com mínima complexidade não só contribui para a eficiência operacional, mas também reforça a viabilidade econômica de projetos que dependem de energia renovável.

Adicionalmente, a análise indica que à medida que mais projetos de energia renovável são implementados, a flexibilidade e a robustez do CBQ podem ser uma solução chave para superar as barreiras técnicas que muitos desses sistemas enfrentam. Por exemplo, essa tecnologia pode ser aplicada em veículos elétricos, onde é imperativo que a tensão de entrada se mantenha estável ante as flutuações que ocorrem durante a operação.

Conclusão Final

Considerando o contexto global em que a transição energética e o aumento da demanda por práticas sustentáveis estão se tornando cada vez mais urgentes, o Conversor *Boost* Quadrático se destaca como uma solução não apenas inovadora, mas também indispensável. Este trabalho não apenas contribui substancialmente para o corpo de conhecimento na área de conversores de potência, mas também abre novos caminhos para a inovação e aplicação prática da tecnologia em setores diversos.

Por meio da combinação de eficiência energética, simplicidade na implementação e adaptabilidade, o CBQ representa uma alternativa viável que pode transformar rapidamente a paisagem energética, especialmente em regiões carentes de infraestrutura tradicional, possibilitando o empoderamento e a sustentabilidade na agricultura.

REFERÊNCIAS

- ALAHMADI, A. et al. A High Gain Modified Quadratic Boost DC-DC Converter with Voltage Stress Half of Output Voltage. **Applied Sciences**, v. 12, n. 10, p. 4914, 2022. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2076-3417/12/10/4914>. Acesso em: 6 abril. 2025.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. Springer, 2001.
- FARDOUN, A. A.; ISMAIL, E. H. Ultra step-up dc–dc converter with reduced switch stress. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 46, n. 5, p. 2025–2034, 2010.
- FLORENCIO, Rodrigo de Britto. **Conversor CC-CC boost interleaved cinco níveis com fonte solar fotovoltaica aplicada a inversor multinível MLC2**. 2016. 240 f. Dissertação (Mestrado em Redes de Telecomunicações, Sistemas Inteligentes e Automação) – Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2016.
- KOAD, A. R. B. E.; AHMED, M. K.; YOUSEF, A. M. Grid-Connected Photovoltaic System with MSPO-Based MPPT Controller. **ResearchGate**, 2021. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/348658040>. Acesso em: 6 jun. 2025.
- LI, He; YIN, Wenjing; YU, Jiani; LU, Jiwei. Correlation of nanoscale structure and magnetic properties in manganese doped germanium dilute magnetic semiconductors. **Materials Research Society Symposia Proceedings**, v. 1305, 2011.
- LIMA, A. A. *et al.* Uma revisão dos princípios da conversão fotovoltaica de energia. **Rev. Bras. Ensino Fís.** vol.42. São Paulo, 2019.
- LIU, H. C.; LI, F. Novel high step-up dc–dc converter with an active coupled-inductor network for a sustainable energy system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, (Letter), v. 30, n. 12, p. 6476–6482, 2015.
- LOPEZ-SANTOS, Oswaldo; MARTÍNEZ-SALAMERO, Luis; GARCIA, Germain; VALDERRAMA-BLAVI, Hugo; ZAMBRANO-PRADA, David Alejandro. Steady-State Analysis of Inductor Conduction Modes in the Quadratic Boost Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 3, p. 2253–2264, 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2557582
- MALEKI, M. et al. Hybrid high step-up DC-DC converter based on quadratic and switched capacitor cells with reduced voltage stress across the switches. **International Journal of Electronics**, p. 1360-1380, 2024.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. 3. ed. Wiley, 2003.
- NARESH, S. V. K. et al. New family of transformer-less quadratic buck-boost converters with wide conversion ratio. **International Transactions on Electrical Energy Systems**, v. 31, n. 11, e13061, 2021.

PEREIRA, B. E. L. **Análise de viabilidade econômica de um sistema de geração de energia elétrica através de painéis fotovoltaicos em sítio aeroportuário**. Monografia (Especialista em Eficiência Energética Aplicada aos processos produtivos). Universidade Federal de Santa Maria. Nova Hamburgo, 2017.

PEREIRA, R. I.; GARCIA, M. F. Energias renováveis e conversores eletrônicos: desafios e perspectivas. **Revista Brasileira de Energia Renovável**, v. 7, n. 2, p. 34–52, 2018.

RASHID, M. H. **Power Electronics: Circuits, Devices and Applications**. 4. ed. Pearson, 2017.

REDDY, P. L. Santosh Kumar; OBULESU, Y. P. A non-cascading DC/DC quadratic boost converter with high voltage gain for PV applications. **International Journal of Electronics**, v. 110, n. 10, p. 1756–1777, 2023.

RODRIGUES, R.; FONSECA, Z. P. "Analysis and Design of DC-DC Buck-Boost Converter with Input Current Ripple Reduction". In: **XXV Congresso Brasileiro de Automática**, 2024, Rio de Janeiro. CBA, 2024.

ROSAS, I. P.; AGOSTINI, E.; NASCIMENTO, C. B. Single-Switch High-Step-Up CC-CC Converter Employing Coupled Inductor and Voltage Multiplier Cell. **IEEE Access**, v. 10, p. 82626-82635, 2022.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R. **Energia Solar Fotovoltaica: conceitos e aplicações**. São Paulo: Érica, 2012.

WAI, R. J.; LIN, C. Y.; DUAN, R. Y.; CHANG, Y. R. High-efficiency dc–dc converter with high voltage gains and reduced switch stress. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 1, p. 354–364, 2007.

WANG, Y. A Single Switch Quadratic Boost High Step-Up DC–DC Converter. In: **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 66, no. 6, pp. 4387-4397, 2018.

WIJERATNE, D. S.; MOSCHOPOULOS, G. Quadratic Power Conversion for Power Electronics: Principles and Circuits. **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, v. 59, n. 2, p. 426-438, 2012.

YANG, L. S.; LIANG, T. J.; LEE, H. C.; CHEN, J. F. Novel high step-up dc–dc converter with coupled inductor for alternative energy sources. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I**, v. 59, n. 4, p. 864–874, 2012.

YE, Yuan Mao; CHENG, Ka Wai Eric. Quadratic boost converter with low buffer capacitor stress. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 5, p. 1162–1170, 2013.

ZHAO, Q.; LEE, F. C. High-efficiency, high step-up dc–dc converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 1, p. 65–73, 2003.