



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO

PRÓ-REITORIA DE GRADUAÇÃO

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIAS

CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

José Ivan Valentim da Silva Marques

**Análise e simulação do conversor Zeta CC-CC não isolado modificado com técnicas de
elevação do ganho de tensão**

CARAÚBAS-RN

2024

José Ivan Valentim da Silva Marques

Análise e simulação do conversor Zeta CC-CC não isolado modificado com técnicas de elevação do ganho de tensão

Monografia apresentada à Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Antônio Alisson Alencar Freitas,
Prof. Dr.

CARAÚBAS-RN

2024

©Todos os direitos estão reservados à Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996, e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tornar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata, exceto as pesquisas que estejam vinculadas ao processo de patenteamento. Esta investigação será base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) seja devidamente citado e mencionado os seus créditos bibliográficos.

S586a Silva, José Ivan.
Análise e simulação do conversor Zeta CC-CC não isolado modificado com técnicas de elevação do ganho de tensão / José Ivan Silva. - 2024.
79 f. : il.

Orientador: Antônio Alisson Alencar Freitas.
Monografia (graduação) - Universidade Federal Rural do Semi-árido, Curso de Engenharia Elétrica, 2024.

1. conversor Zeta. 2. alto ganho estático. 3. indutor acoplado. 4. VMC. 5. nanorredes CC. I. Alencar Freitas, Antônio Alisson, orient. II. Título.

Ficha catalográfica elaborada por sistema gerador automático em conformidade com AACR2 e os dados fornecidos pelo) autor(a).

Biblioteca Campus Caraúbas
Bibliotecária: Dalvanira Brito Rodrigues
CRB: 15/700

José Ivan Valentim da Silva Marques

Análise e simulação do conversor Zeta CC-CC não isolado modificado com técnicas de elevação do ganho de tensão

Monografia apresentada à Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Defendida em: 23/10/2024

BANCA EXAMINADORA

Antônio Alisson Alencar Freitas, Prof. Dr. (UFERSA)
Presidente

Hugo Michel Câmara de Azevedo Maia, Prof. Dr. (UFERSA)
Membro Examinador

José Ailton Leão Barboza Júnior, Prof. Me. (UFERSA)
Membro Examinador

À minha esposa e à minha família pelo amor incondicional, pelo apoio em sua totalidade e pelo incentivo em todos os momentos que desacreditei.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço imensamente aos meus pais, José e Andrea, por sempre acreditarem em mim, pelo amor incondicional e por serem minha estrutura em cada fase vencida. Sem a educação que me proporcionaram, o presente trabalho não seria possível. Todas as minhas conquistas são por vocês.

À minha esposa, Lorrane, expresso o meu mais profundo agradecimento por sua compreensão, apoio incondicional e incentivo durante toda essa jornada. Você acompanhou de perto cada esforço dedicado nos diversos dias cansativos e, com sua motivação, carinho e apoio, me fortaleceu na reta final para a conclusão deste estudo.

Ao meu orientador, Alisson Alencar, agradeço pelas orientações, tempo dedicado, paciência e por compartilhar seu vasto conhecimento. Obrigado por acreditar em mim e aceitar o desafio de me guiar à mais de 150 *km* de distância, sempre disposto a me ajudar para alcançarmos o melhor resultado possível.

Agradeço a todos os professores do curso de Engenharia Elétrica e de Interdisciplinar em Ciência e Tecnologia, que, ao longo da minha trajetória acadêmica, foram fundamentais para o meu crescimento. Cada docente, com sua metodologia acadêmica, contribuiu imensamente para a minha formação e para o desenvolvimento das minhas habilidades.

Agradeço aos meus amigos de Mossoró e Caraúbas, que estiveram ao meu lado ao longo dessa caminhada, oferecendo apoio, incentivo e confiança, essenciais para a finalização do curso. Sou grato por cada um de vocês.

Agradeço também aos meus colegas de trabalho, que foram fundamentais para manter o equilíbrio entre as responsabilidades acadêmicas e profissionais. Sou grato por cada momento de parceria e aprendizado compartilhado.

"O esforço em si nunca é em vão; ele sempre
nos prepara para quando o tempo certo chegar."
(Anônimo)

RESUMO

O presente trabalho analisa e discute todas as especificidades de um conversor CC-CC Zeta não isolado com elevado ganho de tensão, adequado para aplicações em nanorredes CC. Técnicas de elevação do ganho estático são aplicadas à topologia, tais como indutores acoplados, célula multiplicadora de tensão (VMC) e retificador multiplicador de tensão (VMR), resultando em diversos graus de liberdade para aumentar o ganho. Diferentemente de várias topologias de conversores de alto ganho propostas na literatura, a topologia estudada apresenta característica de fonte de corrente na saída, sendo ideal para conexão em barramentos de tensão CC. O ganho estático do conversor foi deduzido matematicamente considerando os efeitos da indutância de dispersão do primário e do secundário. As etapas de operação em modo de condução contínua (MCC) e descontínua (MCD) foram detalhadas, com as características de cada modo sendo traduzidas em equacionamentos. Com isso, tornou-se possível determinar os ganhos em MCC e MCD do conversor, gerar a curva característica da topologia e determinar a relação da indutância de magnetização crítica ($L_{m(crit)}$). A partir da simulação do conversor com potência de 200 W e tensão de saída de 380 V, foi possível validar a análise teórica e comparar os resultados obtidos.

Palavras-chave: conversor Zeta; alto ganho estático; indutor acoplado; VMC; nanorredes CC.

ABSTRACT

This research work analyzes and discusses all the specificities of a non-isolated Zeta DC-DC converter with high voltage gain, suitable for applications in DC nanogrids. Techniques to increase the static gain are applied to the topology, such as coupled inductors, a voltage multiplier cell (VMC), and a voltage multiplier rectifier (VMR), resulting in several degrees of freedom to enhance the gain. Unlike many high-gain converter topologies proposed in the literature, the studied topology features a current-source output, making it ideal for connection to DC voltage buses. The static gain of the converter was mathematically derived, considering the effects of leakage inductance. The operating stages in continuous conduction mode (CCM) and discontinuous conduction mode (DCM) were detailed, with the characteristics of each being translated into equations. This made it possible to determine the gains in CCM and DCM, generate the characteristic curve of the topology, and determine the critical inductance ratio ($L_{m(crit)}$). From the simulation of the converter with 200 W of power and an output voltage of 380 V, it was possible to validate the theoretical analysis and compare the obtained results.

Keywords: Zeta converter; high static gain; coupled inductor; VMC; DC nanogrids.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Participação das fontes renováveis na matriz energética	1
Figura 2 – Acoplamento do conversor CC-CC em sistemas fotovoltaicos	2
Figura 3 – Estrutura de microrrede híbrida com barramento CC	6
Figura 4 – Topologias dos conversores CC-CC convencionais	7
Figura 5 – Influência das perdas na curva característica do conversor <i>boost</i>	10
Figura 6 – Corrente no indutor i_L em cada modo de condução.....	10
Figura 7 – Etapas de operação do conversor Zeta convencional operando em MCC	12
Figura 8 – Formas de onda teóricas do conversor Zeta convencional em MCC.....	13
Figura 9 – Etapas de operação do conversor Zeta convencional operando em MCD.....	17
Figura 10 – Formas de onda teóricas do conversor Zeta convencional em MCD.....	18
Figura 11 – Característica de carga em relação à $I_{o(norm)}$	22
Figura 12 – Característica de carga em relação à $R_{o(norm)}$	23
Figura 13 – Protótipos de conversores CC-CC com ampla taxa de conversão	24
Figura 14 – Técnicas de elevação classificadas por FOROUZESH et al. (2017)	25
Figura 15 – Comparação das técnicas de elevação da tensão.....	26
Figura 16 – Indutor acoplado ideal.....	27
Figura 17 – Modelo de três parâmetros do indutor acoplado	28
Figura 18 – Modelo de quatro parâmetros do indutor acoplado	29
Figura 19 – Conversor <i>boost</i> baseado no acoplamento magnético	30
Figura 20 – Células multiplicadoras de tensão (VMCs).....	31
Figura 21 – Etapas de operação da VMC da Figura 20(c)	33
Figura 22 – Conversor Zeta híbrido com VMC	33
Figura 23 – Principais VMRs utilizados na literatura	34
Figura 24 – Etapas de operação do dobrador de tensão de Cockcroft-Walton.....	35
Figura 25 – Conversores CC-CC de alto ganho de tensão presentes na literatura	36
Figura 26 – Ganhos estáticos dos conversores da Figura 25.....	38
Figura 27 – Topologia Zeta modificada com alto ganho de tensão.....	41
Figura 28 – Formas de onda teóricas do conversor proposto em MCC	43
Figura 29 – Primeira etapa de operação $[0 \text{ a } DT_s]$	44
Figura 30 – Segunda etapa de operação $[DT_s \text{ a } D_1T_s]$	45
Figura 31 – Terceira etapa de operação $[D_1T_s \text{ a } T_s]$	46

Figura 32 – Ganho estático em MCC dos conversores Zeta modificado e tradicional	49
Figura 33 – Influência do fator de acoplamento no ganho em MCC	49
Figura 34 – Tensões nos capacitores C_1 , C_3 e C_4	50
Figura 35 – Formas de onda teóricas do conversor proposto em MCD	51
Figura 36 – Quarta etapa de operação [D_2T_s a T_s].....	56
Figura 37 – Influência do fator de acoplamento no ganho em MCD	59
Figura 38 – Característica de carga em relação à $R_{o(norm)}$	60
Figura 39 – Esquemático da topologia estudada no <i>software</i> de simulação	65
Figura 40 – Simulação do conversor em MCC	65
Figura 41 – Simulação do conversor em MCD	69
Figura 42 – Simulação do conversor em MCR	73
Figura 43 – Comparação de ganhos estáticos.....	73

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Características das topologias convencionais.....	8
Tabela 2 – Ganhos de tensão das VMCs da Figura 20.....	32
Tabela 3 – Ganhos de tensão dos VMRs da Figura 23.....	35
Tabela 4 – Comparação entre as topologias	37
Tabela 5 – Especificações dos parâmetros-base da simulação.....	63
Tabela 6 – Valores teóricos obtidos	64
Tabela 7 – Erros relativos entre valores teóricos e simulados.....	72

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CW	Cockcroft-Walton
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
GW	Gigawatts
IEA	<i>Internacional Energy Agency</i> (Agência Internacional de Energia)
LED	<i>Light Emitting Diode</i> (Diodo Emissor de Luz)
LKC	Lei das correntes de Kirchhoff
LKT	Lei das tensões de Kirchhoff
MATLAB	<i>Matrix Laboratory</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MCR	Modo de Condução Crítica
PCB	Placa de circuito impresso
PSIM	<i>Power Electronics Simulation</i> (Simulador de eletrônica de potência)
PWM	Pulse Width Modulation (Modulação por largura de pulso)
SEPIC	Single-Ended Primary-Inductance Converter (Conversor de Indutância Primária Única)
VM	<i>Voltage Multiplier</i> (Multiplicador de tensão)
VMC	<i>Voltage Multiplier Cell</i> (Célula multiplicadora de tensão)
VMR	<i>Voltage Multiplier Rectifier</i> (Retificador multiplicador de tensão)

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	1
1.1. Contextualização do tema.....	1
1.2. Justificativa.....	3
1.3. Estrutura do trabalho	3
2. OBJETIVOS	4
2.1. Objetivos principais.....	4
2.2. Objetivos específicos	4
3. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	5
3.1. Nanorredes e microrredes CC.....	5
3.2. Conversores CC-CC	6
3.3. Modo de condução contínua (MCC) e descontínua (MCD).....	10
3.4. Conversor Zeta convencional	11
3.5. Etapas de operação do conversor Zeta em MCC.....	11
3.5.1. Etapa 1 $[0 \text{ a } DT_s]$:	14
3.5.2. Etapa 2 $[DT_s \text{ a } T_s]$:.....	15
3.6. Determinação do ganho estático em MCC do conversor Zeta	15
3.7. Etapas de operação do conversor Zeta em MCD	16
3.7.1. Etapa 1 $[0 \text{ a } DT_s]$:	19
3.7.2. Etapa 2 $[DT_s \text{ a } D_1 T_s]$:.....	20
3.7.3. Etapa 3 $[D_1 T_s \text{ a } T_s]$:	20
3.8. Determinação do ganho estático em MCD do conversor Zeta	21
3.9. Característica de carga do conversor Zeta convencional.....	21
3.10. Conversores de CC-CC de elevado ganho de tensão	23
3.11. Técnicas de elevação de tensão	24
3.12. Acoplamento magnético	26
3.12.1. Modelo de três parâmetros	27
3.12.2. Modelo de quatro parâmetros	28
3.12.3. Relação entre os modelos	30
3.13. Multiplicadores de tensão (VMs)	30
3.13.1. Células multiplicadoras de tensão (VMCs).....	31

3.13.2.	Retificadores multiplicadores de tensão (VMRs).....	34
3.14.	Comparação entre conversores CC-CC de alto ganho	36
4.	METODOLOGIA.....	40
5.	ANÁLISE QUALIQUANTITATIVA DO CONVERSOR PROPOSTO	41
5.1.	Definição do conversor proposto.....	41
5.2.	Operação em MCC	42
5.2.1.	Etapa 1 [0 a DT_s]:	44
5.2.2.	Etapa 2 [DT_s a D_1T_s]:.....	45
5.2.3.	Etapa 3 [D_1T_s a T_s]:	46
5.3.	Determinação do ganho estático em MCC	47
5.4.	Operação em MCD	50
5.4.1.	Etapa 1 [0 a DT_s]:	52
5.4.2.	Etapa 2 [DT_s a D_1T_s]:.....	53
5.4.3.	Etapa 3 [D_1T_s a D_2T_s]:	54
5.4.4.	Etapa 4 [D_2T_s a T_s]:	56
5.5.	Determinação do ganho estático em MCD.....	56
5.6.	Característica de carga da topologia.....	60
5.7.	Determinação da indutância crítica	60
6.	SIMULAÇÃO E RESULTADOS	63
6.1.	Especificações e considerações de projeto	63
6.2.	Simulação da topologia na operação em MCC	64
6.3.	Simulação da topologia na operação em MCD	69
6.4.	Análise comparativa entre os valores calculados e simulados	72
6.5.	Operação da topologia em MCR	72
6.6.	Comparação do ganho do conversor com outras topologias	73
7.	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	74

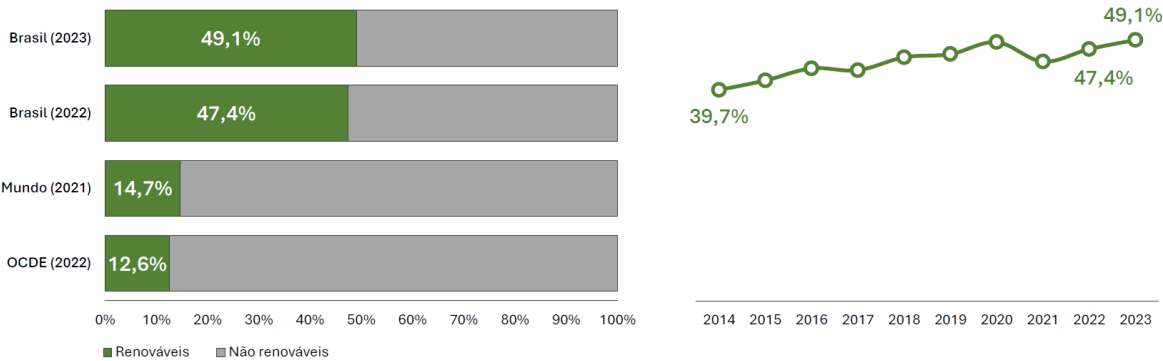
1. INTRODUÇÃO

1.1. Contextualização do tema

Com o crescimento dos problemas ambientais globais e a reflexão dos seus impactos na vida dos seres humanos e dos seres vivos, a utilização de energias renováveis como alternativa às fontes poluidoras convencionais tem se tornado cada vez mais importante. As fontes renováveis, tais como a solar, eólica, hidráulica e biomassa, são fontes consideradas limpas e inesgotáveis por emitirem menos gases de efeito estufa e estarem disponíveis em abundância (EPE, 2023).

No Brasil, a participação de energias renováveis no total de energia disponibilizada no país representou 49,1% da matriz energética brasileira em 2023 (EPE, 2024). A Figura 1 compara a participação das fontes renováveis no Brasil e no mundo. A nível mundial, o percentual é de apenas (14,7%), mas estudos presumem que a capacidade instalada renovável mundial de energia deve crescer quase 2.400 GW (gigawatts) entre 2022 e 2027, representando uma aceleração de crescimento de 85% e atendendo por mais de 90% da capacidade global de eletricidade (IEA, 2022).

Figura 1 – Participação das fontes renováveis na matriz energética



Fonte: EPE (2024, online)¹.

Para a adequada e eficiente utilização das fontes de energia renováveis, faz-se necessária a implementação de circuitos eletrônicos de potência, que são responsáveis pela conversão da potência elétrica gerada com o intuito de atingir, modificar e controlar características elétricas pré-desejadas (correntes e tensões elétricas). Aplicações comumente utilizadas incluem fontes

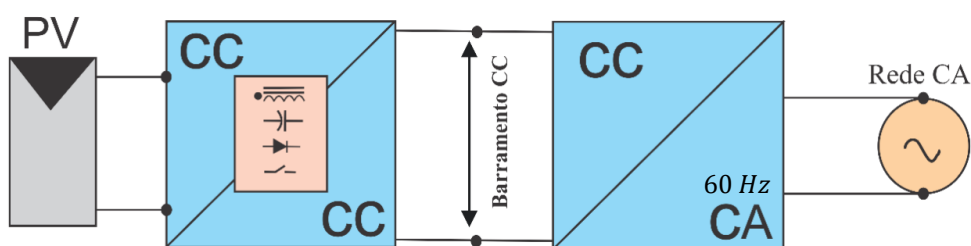
¹ Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-2024>. Acesso em: 21 set. 2024.

de alimentação para computadores, carregadores de bateria de celulares, bateria de automóveis híbridos, inversores solares e linhas de transmissão de potência CC (RASHID, 2011).

Com o aprimoramento na tecnologia dos dispositivos semicondutores, que comumente constituem os dispositivos de controle dos sistemas de conversão, e a necessidade de implementar processadores de energia robustos e eficientes, a eletrônica de potência vem se tornando um dos principais campos de estudo atuais para aplicações na indústria e em novas fontes de energia sustentável, objetivando maior aproveitamento energético e mitigação de custos (HART, 2016).

Por exemplo, a fonte de energia renovável solar gera energia em corrente contínua (CC). A partir de circuitos eletrônicos de potência, essa corrente é convertida em corrente alternada (CA) para serem compatíveis com a rede elétrica fornecida pela concessionária (Figura 2). Para evitar a conversão entre corrente contínua e corrente alternada, fator que pode resultar em perdas de energia, podem ser implementados sistemas de energia distribuída CC (as microrredes e nanorredes CC) em residências isoladas ou impossibilitadas, permitindo uma integração mais eficiente entre as fontes de energia renovável (painéis solares) e as cargas do sistema elétrico. Complementarmente, as nanorredes CC podem estar integradas à rede concessionária CA em sistemas híbridos de potência (PONTES, 2019).

Figura 2 – Acoplamento do conversor CC-CC em sistemas fotovoltaicos



Fonte: Adaptada de FRANCILINO (2017).

Uma nanorede de distribuição em corrente contínua pode ser definida como um sistema de potência em pequena escala (até 25 kW de potência), composta por fontes renováveis para alimentar cargas CC, como iluminação LED, eletrônicos de baixa potência, dispositivos de comunicação, sistemas de controle e outros equipamentos CC. Dentre às aplicações, destacam-se edifícios residenciais e comerciais, comunidades rurais isoladas, estações de carregamento de veículos elétricos e sistemas de iluminação pública (MORETO, 2022).

1.2. Justificativa

As nanorredes necessitam da implementação de sistemas eletrônicos robustos e eficientes para manipular os diversos níveis de tensão existentes. Nestes casos, conversores CC-CC de elevado ganho podem ser aplicados. Os conversores CC-CC são circuitos eletrônicos que convertem uma tensão CC para diferentes níveis de tensão CC, a partir da manipulação de dispositivos semicondutores, concedendo sempre uma saída regulada (HART, 2016).

Dado o elevado crescimento dos sistemas de energia renováveis, vale destacar que alguns deles (painéis fotovoltaicos, principalmente) geram níveis de tensão baixos e contínuos. Assim, eles requerem uma elevada taxa de conversão (alto ganho) para permitirem a alimentação adequada para a nanorrede CC ou para a rede elétrica da concessionária. Para compatibilizar esses níveis de tensão gerados, é necessário operacionalizar a transição da energia com eficiência, baixo custo e alto rendimento (SCHIAVON, 2022).

Nesse contexto, o estudo e o aprimoramento de topologias de conversores CC-CC de alto ganho são essenciais para a maximização da eficiência energética das nanorredes e dos sistemas renováveis, além de permitir a integração das diferentes fontes de energia e garantir a estabilidade do sistema. Destaca-se que tais sistemas de conversão precisam ser robustos, tamanho e peso adequados, baixo custo de fabricação, além de controle preciso e estável.

1.3. Estrutura do trabalho

O presente trabalho é composto por cinco capítulos adicionais, ambos descritos a seguir. No segundo capítulo, serão apresentados os objetivos gerais e específicos do estudo. Em seguida, no terceiro capítulo, será realizada uma revisão bibliográfica a respeito das principais topologias convencionais existentes, com foco especial no conversor Zeta. Serão apresentadas também as principais técnicas de elevação da tensão de conversores comumente utilizadas.

O quarto capítulo descreve a metodologia de trabalho implementada. Posteriormente, o conversor CC-CC estudado será proposto com abordagem focada nos conceitos, princípios de funcionamentos, critérios, equacionamentos e análise das etapas de operação.

No sexto capítulo, a partir das especificações dos componentes, serão realizadas as simulações para o modo de condução contínua e descontínua. Uma comparação dos resultados experimentais e simulados é demonstrada, de forma a validar o desenvolvimento teórico. Por fim, uma conclusão abrangente é apresentada no sétimo capítulo, em que são discutidos os resultados obtidos no desenvolvimento do trabalho e ações e temas são sugeridos para a continuidade do trabalho de pesquisa.

2. OBJETIVOS

2.1. Objetivos principais

O objetivo principal deste estudo consiste em investigar e analisar a topologia de um conversor Zeta CC-CC não-isolado de alto ganho, composto por indutores acoplados, célula multiplicadora de tensão (VMC) e retificador multiplicador de tensão (VMR). A inclusão destes artifícios visa tornar a topologia adequada a aplicações que requerem um elevado ganho de tensão.

2.2. Objetivos específicos

Em complemento, para cumprir o objetivo geral, foram elencados os seguintes objetivos específicos:

- Apresentar os conversores convencionais, com maior ênfase nos princípios de funcionamento do conversor Zeta operando em modo de condução contínua (MCC) e descontínua (MCD);
- Estudar as principais técnicas de elevação de ganho dos conversores CC-CC;
- Realizar uma análise qualitativa do comportamento da topologia nos modos de operação em condução contínua (MCC) e descontínua (MCD), apresentando os equacionamentos obtidos;
- Gerar a característica de carga da topologia estudada;
- Determinar a equação da indutância de magnetização crítica ($L_{m(crit)}$);
- Simular e validar o sistema em ambos os modos de condução, elencando os principais aspectos observados.

3. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O presente capítulo apresenta uma investigação acerca das principais topologias de conversores CC-CC de alto ganho de tensão disponíveis na literatura atual. Inicialmente, serão apresentados os conceitos das nanorredes e microrredes CC. Posteriormente, os principais aspectos dos conversores CC-CC serão discutidos, apresentando as topologias convencionais existentes na literatura. É realizada uma análise qualitativa e quantitativa destas topologias, considerando suas estruturas, características, ganhos e limitações. Por estar relacionado com o desenvolvimento do estudo, o conversor Zeta convencional será abordado com maior ênfase, descrevendo as peculiaridades nos modos de condução contínua e descontínua.

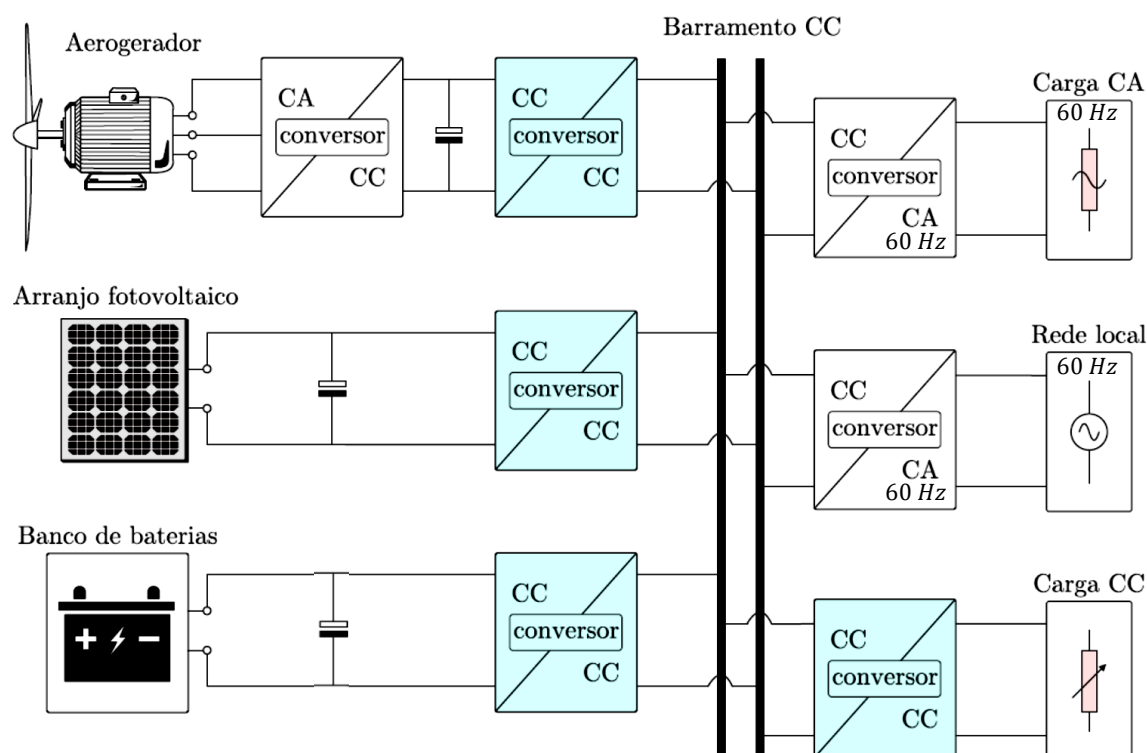
Em seguida, os artifícios existentes para a elevação de tensão dos conversores CC serão abordados, com foco no acoplamento magnético de indutores e multiplicadores de tensão. Por fim, cinco conversores de elevado ganho semelhantes ao proposto no estudo serão comparados. A análise tem como objetivo a formação dos critérios fundamentais a respeito das topologias de conversores de alto ganho mais atuais, que serão tomadas como premissas para comparações com a topologia proposta neste trabalho.

3.1. Nanorredes e microrredes CC

As nanorredes ou microrredes CC podem ser visualizadas como uma integração de unidades de geração, unidades de armazenamento e cargas controláveis inseridas em uma rede de distribuição que atende a múltiplos objetivos econômicos, técnicos e ambientais. Ela realiza uma gestão e coordenação eficiente dos recursos disponíveis, podendo operar autônoma e isoladamente do sistema de distribuição de energia da concessionária. A idealização das microrredes e nanorredes CC corresponde a uma solução promissora para os desafios impostos pelos sistemas tradicionais, oferecendo resiliência, sustentabilidade e eficiência. (BANDEIRAS, 2018).

Em suma, a estrutura das microrredes e nanorredes CC é composta pelas fontes de energia, pelos conversores de potência, pelo barramento CC e pelas cargas elétricas. A Figura 3 apresenta um exemplo típico de microrrede híbrida. No esquema apresentado, o conversor CC-CC permite a elevação do nível de tensão para formar um barramento CC em tensão contínua e constante. Além disso, os conversores facilitam o controle e a distribuição da energia, possibilitando a priorização de cargas e a integração de dispositivos (GUEPFRIH, 2021).

Figura 3 – Estrutura de microrrede híbrida com barramento CC



Fonte: Adaptadas de GUEPFRIH (2021).

Os barramentos CC permitem a conexão e a integração eficiente de fontes de energia diversas, como células solares e baterias, oferecendo maior estabilidade em sistemas que demandam uma entrega constante de energia. Para a utilização em sistemas de geração de energia renovável e em aplicações industriais, a tensão média projetada dos barramentos CC geralmente varia entre 360 V e 400 V (QUEIROZ, 2019).

Segundo Boroyevich *et. al.* (2010), as nanorredes CC das casas inteligentes do futuro deverão possuir dois níveis de tensão CC: um barramento CC de alta tensão (380 V) alimentando sistemas que demandam altas potências, como cargas de cozinha, baterias de veículos elétricos e outros eletrodomésticos; e um barramento CC de baixa tensão (48 V), necessário para alimentar pequenos aparelhos eletrônicos, sistemas de computador e iluminação LED (diodo emissor de luz).

3.2. Conversores CC-CC

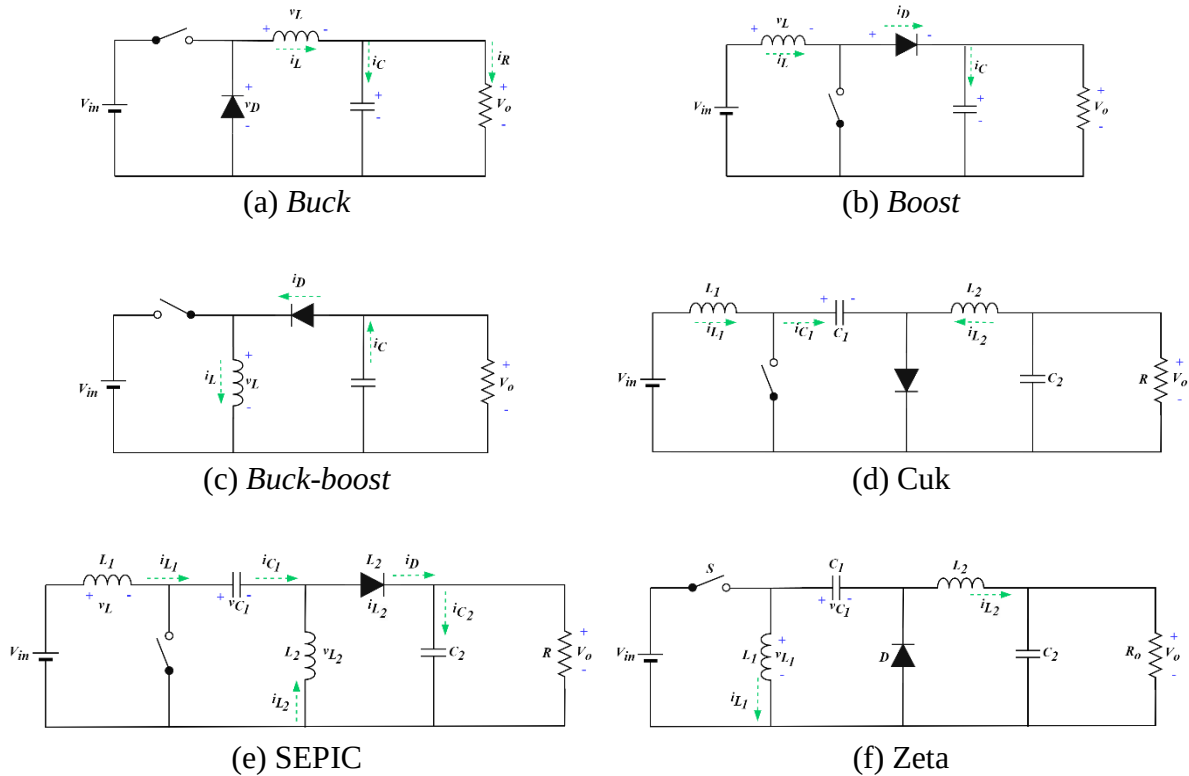
Como dito anteriormente, os conversores CC-CC são sistemas que convertem uma tensão CC de entrada para diferentes níveis de tensão CC. O valor médio da tensão de saída é ajustado com a modificação da proporção do tempo em que a saída está conectada à entrada, denominado ciclo de trabalho. O controle da chave geralmente é realizado por um dispositivo

de estado sólido que opera no modo de chaveamento em alta frequência, geralmente através da modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*).

Quanto à classificação, os conversores CC-CC podem ser: isolados, quando possuem um transformador isolador de alta frequência, e não-isolados, quando não há isolamento elétrico entre a entrada e a saída (RASHID, 2011). Na literatura, existem dois tipos fundamentais de conversores CC-CC: abaixador ou *buck* (Figura 4(a)) e elevador ou *boost* (Figura 4(b)). O primeiro produz uma tensão de saída menor ou igual à tensão de entrada. O conversor *boost*, por sua vez, produz uma tensão de saída maior ou igual à tensão de entrada (AHMED, 2008).

Além disso, existem topologias convencionais que podem gerar uma tensão de saída maior ou menor que a tensão de entrada, tais como os modos de conversão *buck-boost* (Figura 4(c)), Cuk (Figura 4(d)), Zeta (Figura 4(e)) e SEPIC (Figura 4(f)). Todas as topologias mencionadas apresentam características e princípios de funcionamento peculiares, mas que cumprem com a finalidade principal dos conversores (HART, 2016).

Figura 4 – Topologias dos conversores CC-CC convencionais



Fonte: Autoria própria (2024).

A Tabela 1 apresenta os ganhos estáticos e as principais características das topologias convencionais mencionadas anteriormente, com informações retiradas de HART (2011), MARTINS e BARBI (2006) e (TOFOLI, 2018). Observa-se que o ganho estático de cada

sistema está diretamente relacionado ao ciclo de trabalho D , definido pela fração do período de chaveamento em que a chave permanece fechada (MELLO, 2011). Matematicamente, o ciclo de trabalho é dado por:

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T_s} = t_{on} \cdot f_s \quad (3.1)$$

em que t_{on} e t_{off} consistem, respectivamente, nos tempos de estado ligado e desligado da chave, T_s o período de chaveamento e f_s a frequência de chaveamento.

Tabela 1 – Características das topologias convencionais

Topologia	Ganho estático em MCC	Características
<i>Buck</i>	$\frac{V_o}{V_{in}} = D$	• Permite apenas a redução da tensão de saída em relação à tensão de entrada. • Pulsos de corrente (alto ruído) na entrada em face da localização do interruptor. • Interruptor e fonte de alimentação da entrada não estão conectados no mesmo ponto de referência do circuito, o que demanda a utilização de circuitos de comando isolados. • Possui característica de fonte de tensão na entrada e fonte de corrente na saída. • A transferência de energia do sistema está associada com o indutor, que atua como elemento de armazenamento e transferência de energia.
<i>Boost</i>	$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D}$	• Não consegue fornecer uma expressiva elevação de tensão. • Pulsos de corrente (alto ruído) na saída em face da localização do diodo. • Elevada ondulação de corrente no interruptor e no diodo. • Elevada sobretensão no interruptor. • Possui característica de fonte de corrente na entrada e fonte de tensão na saída. • A transferência de energia é realizada pelo indutor.
<i>Buck-Boost</i>	$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D}$	• Pulsos de corrente (alto ruído) na entrada em face da localização do interruptor. • Interruptor e fonte de alimentação da entrada não estão conectados no mesmo ponto de referência do circuito. • Possui característica de fonte de tensão na entrada e na saída. • A transferência de energia é realizada pelo indutor.

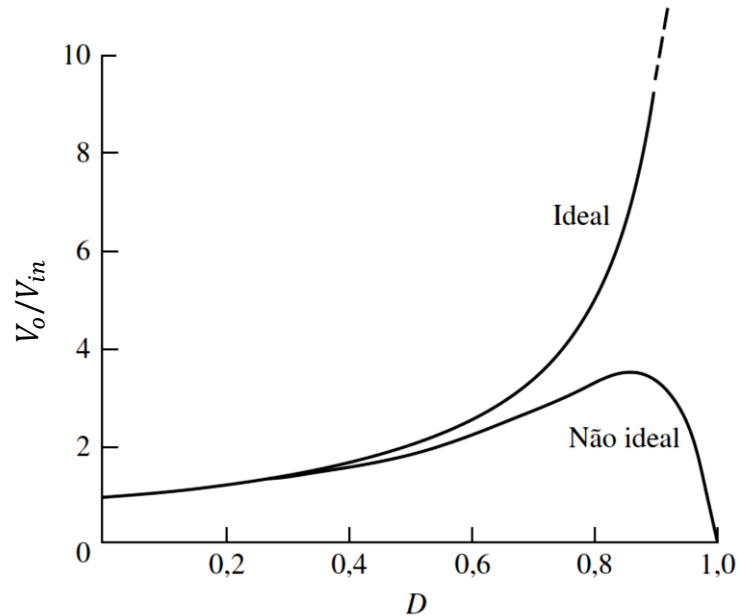
Cuk	$\frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{D}{1-D}$	• Polaridade da tensão de saída é oposta à tensão de entrada. • Maior complexidade na implementação de controle, por se tratar de sistema de quarta ordem. • A transferência de energia é realizada pelo capacitor de acoplamento C_1. • Possui característica de fonte de corrente na entrada e na saída.
Zeta	$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D}$	• Pulsos de corrente (alto ruído) na entrada em face da localização do interruptor. • Em face da posição do interruptor, a topologia permite uma proteção natural contra sobrecorrentes. • Maior complexidade na implementação de controle, por se tratar de sistema de quarta ordem. • A transferência de energia é realizada pelo capacitor de acoplamento C_1. • Interruptor e fonte de alimentação da entrada não estão conectados no mesmo ponto de referência do circuito. • Possui característica de fonte de tensão na entrada e fonte de corrente na saída.
SEPIC	$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D}$	• Maior complexidade na implementação de controle, por se tratar de sistema de quarta ordem. • Pulsos de corrente (alto ruído) na saída em face da localização do diodo. • A transferência de energia é realizada pelo capacitor de acoplamento C_1. • Possui característica de fonte de corrente na entrada e fonte de tensão na saída.

Fonte: Autoria própria (2024).

Na prática, as topologias convencionais não fornecem uma ampla taxa de conversão porque as equações apresentadas na Tabela 1 se aplicam apenas em situações ideais, em que as perdas de condução existentes nos componentes são desconsideradas. Além disso, os tempos de condução e bloqueio dos dispositivos semicondutores (diodos e interruptores) também são fatores que inviabilizam o aumento significativo do ciclo de trabalho e, consequentemente, do ganho (HART, 2011).

A Figura 5 ilustra o comportamento da tensão de saída de um conversor *boost* ao considerar as não-idealidades dos componentes. Portanto, é de suma importância que o ganho estático não dependa somente da razão cíclica em aplicações que requeiram altas taxas de conversão (DOUGLAS, 2019).

Figura 5 – Influência das perdas na curva característica do conversor *boost*



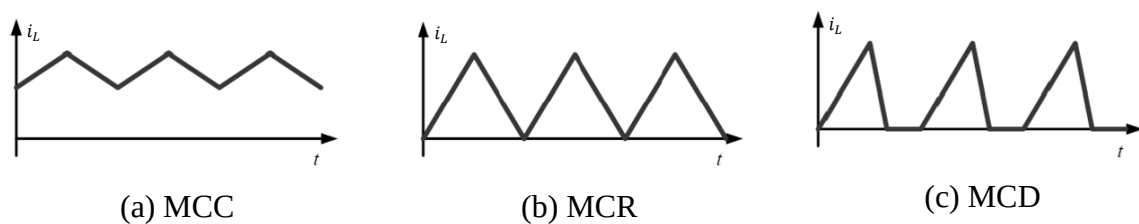
Fonte: HART (2011).

3.3. Modo de condução contínua (MCC) e descontínua (MCD)

A partir da análise do comportamento da corrente no indutor dos conversores convencionais descritos, pode-se determinar o modo de operação do sistema. Caso o indutor seja parcialmente descarregado, situação em que a corrente do indutor não será nula e permanecerá positiva durante todo o ciclo, o conversor operará no modo de condução contínua (MCC), como a nomenclatura sugere (TOFOLI, 2019).

De outra forma, se o indutor for totalmente descarregado, a corrente no indutor se anulará em algum instante, caracterizando o modo de condução descontínua (MCD) do conversor. A situação em que a corrente se anula exatamente ao final do período de comutação corresponde ao modo de condução crítica (MCR), sendo considerada a fronteira entre os outros modos (PEDROLLO, 2015). A Figura 6 demonstra o comportamento da corrente no indutor em cada modo de condução:

Figura 6 – Corrente no indutor i_L em cada modo de condução



Fonte: Adaptada de PEDROLLO (2015).

Para cada modo de operação, o ganho estático do conversor apresentará um comportamento diferente. Além disso, a dinâmica do sistema também será alterada.

3.4. Conversor Zeta convencional

Segundo TOFOLI (2019), “o conversor Zeta foi a última estrutura clássica de conversor CC-CC inventada, o que ocorreu na década de 1980”. O nome Zeta (sexta letra do alfabeto grego) está associado com o fato do conversor ter sido a sexta topologia básica da época. A topologia foi criada separadamente por Marian Kazimierczuk e Ivo Barbi.

O conversor pode ser visualizado como a associação de um conversor *buck-boost* na entrada e um conversor *buck* na saída. Ou seja, a topologia Zeta foi desenvolvida como uma solução para unir as características dos conversores *buck* e *boost*. Conforme Figura 4(f), o conversor Zeta é formado por quatro elementos passivos: dois indutores (L_1 e L_2) e dois capacitores (C_1 e C_2). Portanto, o conversor é classificado como um sistema de quarta ordem (HART, 2011). É possível observar a semelhança entre a topologia Zeta e SEPIC, com diferenças apenas nas posições de alguns componentes (IOINOVICI, 2013).

A partir da Tabela 1, observa-se que o ganho do conversor Zeta é equivalente aos conversores *buck-boost* e SEPIC. No equacionamento do ganho, verifica-se que, para taxas de trabalho acima de 50%, a topologia funciona como conversor elevador de tensão. Já o comportamento abaixador ocorre para taxas de trabalho abaixo de 50%. Quando a chave eletrônica está sempre aberta ($D = 0$), não há transferência de potência para a carga (FALIN, 2010). Vale ressaltar que, para o ciclo de trabalho unitário (chave eletrônica sempre ligada), há limitações físicas que impedem que a tensão de saída seja infinita, tais como a resistência série dos indutores e capacitores, como já explicado na seção 3.2.

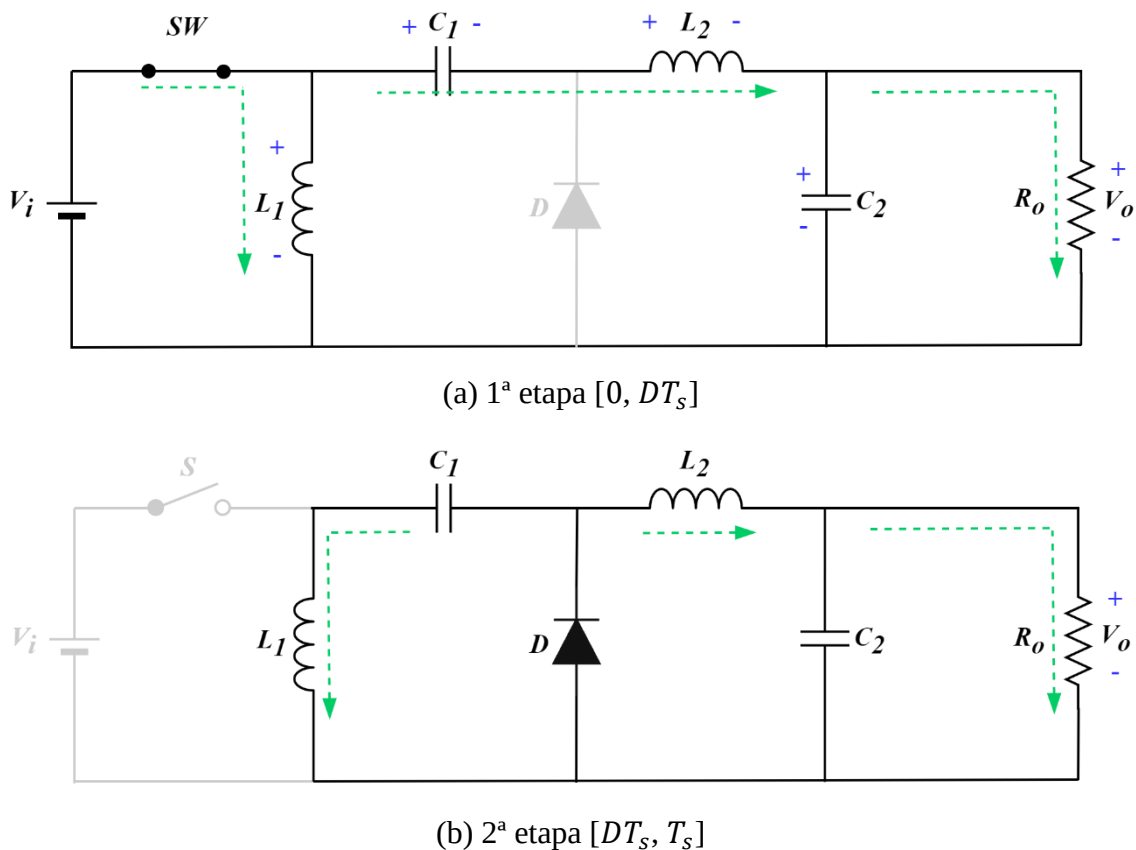
A seguir, serão descritos os princípios e etapas de funcionamento do conversor Zeta operando em MCC e MCD, além da dedução matemática dos ganhos estáticos correspondentes. Todas as informações descritas estão presentes em TOFOLI (2019).

3.5. Etapas de operação do conversor Zeta em MCC

A operação do conversor Zeta em MCC apresenta duas etapas: período em que a chave ($D \cdot T_s$) é ligada e período em que a chave é desligada $[(1 - D) \cdot T_s]$. A Figura 7 ilustra o circuito equivalente em cada etapa. Já a Figura 8 demonstra o comportamento da corrente e da tensão dos componentes ao longo do período de comutação. Para a análise qualitativa do circuito, serão consideradas as seguintes suposições:

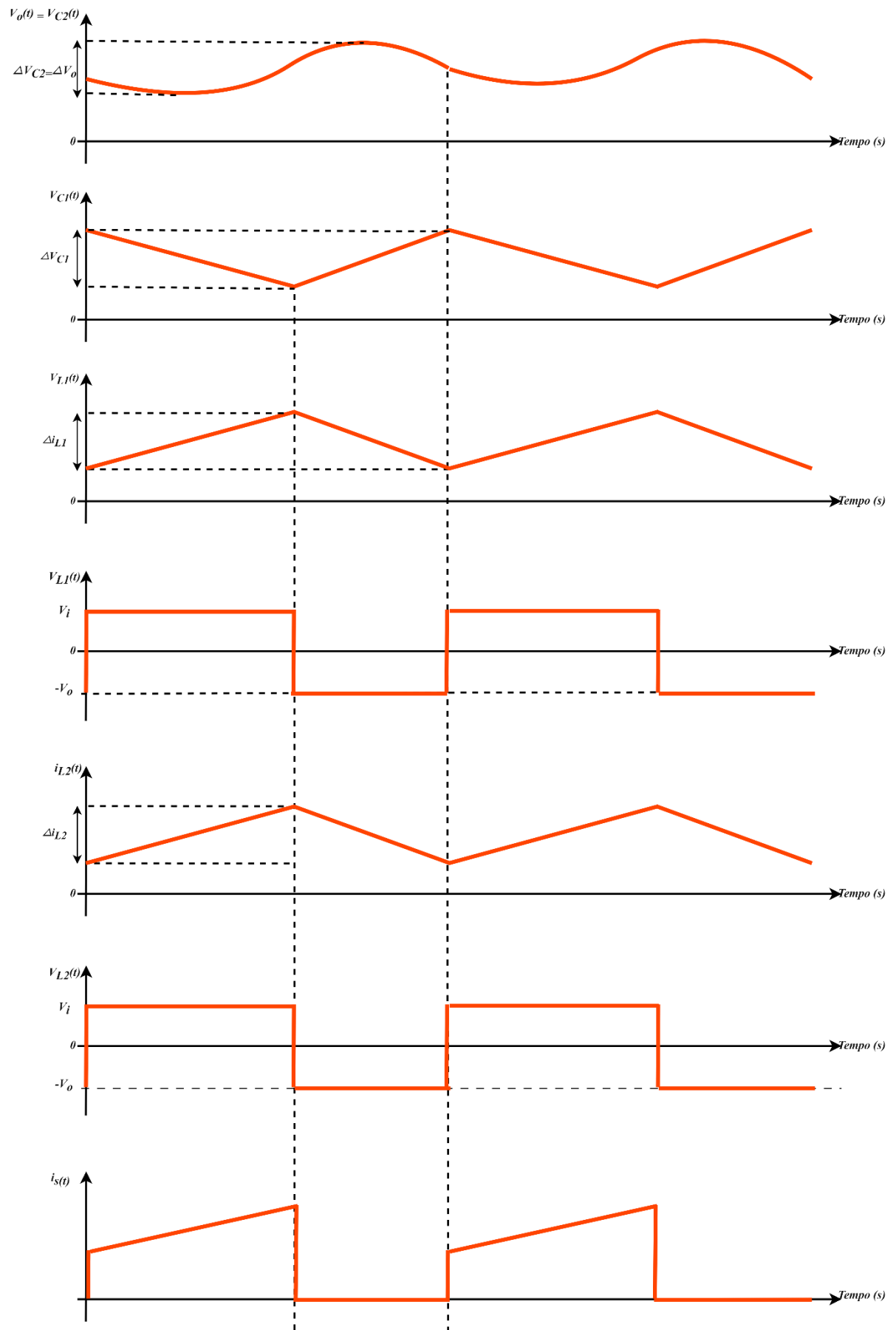
- O conversor opera em regime permanente;
- A comutação do interruptor ocorre em uma dada frequência f_s e período T_s ;
- Todos os componentes do circuito são ideais. Ou seja, não há perdas de potência no sistema (rendimento 100%);
- Os capacitores C_1 e C_2 possuem capacitância significativamente elevada de forma que as ondulações de tensão (tensão de *ripple*) sejam desprezadas;
- As fontes de energia renováveis de corrente contínua associados ao sistema são representados pela fonte de tensão V_{in} ;
- Como chave e o diodo serão ideais, as quedas de tensão de cada dispositivo semicondutor serão nulas quando em condução. Já quando abertos, as correntes correspondentes serão nulas;
- A transição de um estado para outro dos componentes semicondutores será instantânea.

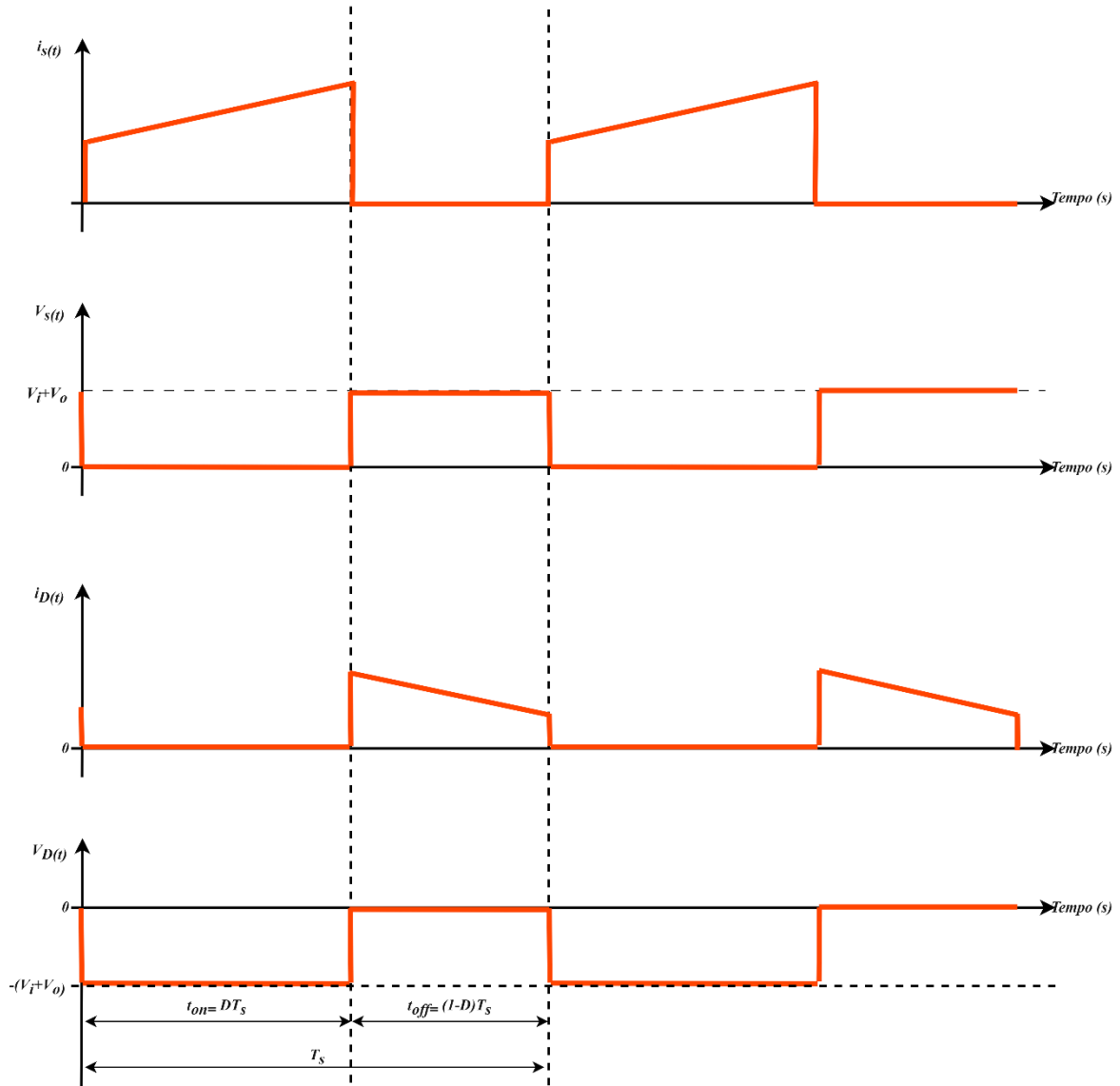
Figura 7 – Etapas de operação do conversor Zeta convencional operando em MCC



Fonte: Adaptada de TOFOLI (2019).

Figura 8 – Formas de onda teóricas do conversor Zeta convencional em MCC





Fonte: Adaptada de TOFOLI (2019).

3.5.1. Etapa 1 [0 a DT_s]:

Quando a chave é fechada (Figura 7(a)), o diodo fica polarizado reversamente (corrente nula). Os indutores L_1 e L_2 são carregados e suas correntes elétricas aumentam linearmente. O capacitor C_1 é descarregado, transferindo sua energia para o indutor L_2 . O capacitor C_2 também é descarregado e repassa a energia para a carga R_o . Aplicando a lei da tensão de Kirchhoff (LKT) em torno da malha contendo a fonte, o indutor L_1 e a chave fechada, é possível observar que a tensão no indutor v_{L1} é dada por:

$$v_{L1} = V_{in} \quad (3.2)$$

Novamente, aplicando a LKT em torno da malha formada pela fonte V_{in} , capacitor C_1 , indutor L_2 e carga R_s , têm-se:

$$v_{L2} = V_{in} + V_{C1} - V_o \quad (3.3)$$

3.5.2. Etapa 2 [DT_s a T_s]:

Quando a chave é aberta (Figura 7(b)), a corrente no indutor L_1 não pode mudar instantaneamente, resultando em uma polarização direta do diodo. Além disso, a energia previamente armazenada em L_1 e L_2 é transferida aos capacitores C_1 e C_2 , respectivamente. Ou seja, as correntes nos indutores decrescem linearmente até que o interruptor comece a conduzir novamente, iniciando-se o próximo ciclo. Aplicando a LKT em torno da malha contendo o indutor L_1 , o capacitor C_1 e o diodo, é possível observar que a tensão no indutor v_{L1} é dada por:

$$v_{L1} = -V_{C1} \quad (3.4)$$

De maneira análoga, aplicando a LKT em torno da malha diodo, indutor L_2 e carga R_s , obtêm-se:

$$v_{L2} = -V_o \quad (3.5)$$

3.6. Determinação do ganho estático em MCC do conversor Zeta

O ganho estático do conversor Zeta em MCC pode ser obtido considerando que as tensões médias $V_{L1(méd)}$ e $V_{L2(méd)}$ nos indutores L_1 e L_2 são nulas ao longo do período de comutação, em face da ausência de perdas nos componentes. Matematicamente:

$$V_{L1(méd)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{L1} dt = 0 \quad (3.6)$$

$$V_{L2(méd)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{L2} dt = 0 \quad (3.7)$$

Substituindo as Equações (3.1) e (3.2) em (3.5) e as Equações (3.3) e (3.4) em (3.6), têm-se:

$$V_{L1(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} V_{in} dt + \int_{DT_s}^{T_s} -V_{C1} dt \right] = 0 \quad (3.8)$$

$$V_{L2(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} (V_{in} + V_{C1} - V_o) dt + \int_{DT_s}^{T_s} -V_o dt \right] = 0 \quad (3.9)$$

Ao calcular as integrações das expressões (3.8) e (3.9), têm-se:

$$V_{C1} = \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (3.10)$$

$$V_{C1} = \frac{V_o - V_{in}D}{D} \quad (3.11)$$

Igualando as Equações (3.10) e (3.11), é possível obter o ganho em MCC (G_{MCC}) do conversor Zeta convencional:

$$G_{MCC} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (3.12)$$

3.7. Etapas de operação do conversor Zeta em MCD

Na operação em MCD, o ciclo de comutação T_s é dividido em três etapas. O modo é caracterizado quando o sentido de uma das correntes dos indutores $L1$ e $L2$ é invertido na segunda etapa. Isso acontece quando um dos indutores descarrega totalmente antes do final do ciclo de comutação, como exposto na seção 3.3. Quando o descarregamento completo de um dos indutores ocorre, o diodo é bloqueado e a soma das correntes nos indutores L_1 e L_2 se anulam ($i_{L1} = i_{L2}$).

As Equações (3.13) e (3.14) apresentam os valores mínimos de indutância necessários para definir o modo de condução contínua do conversor. Ou seja, qualquer indutância L_1 ou L_2 com valores menores que os definidos abaixo configurará o modo de condução descontínua do sistema (HART, 2011).

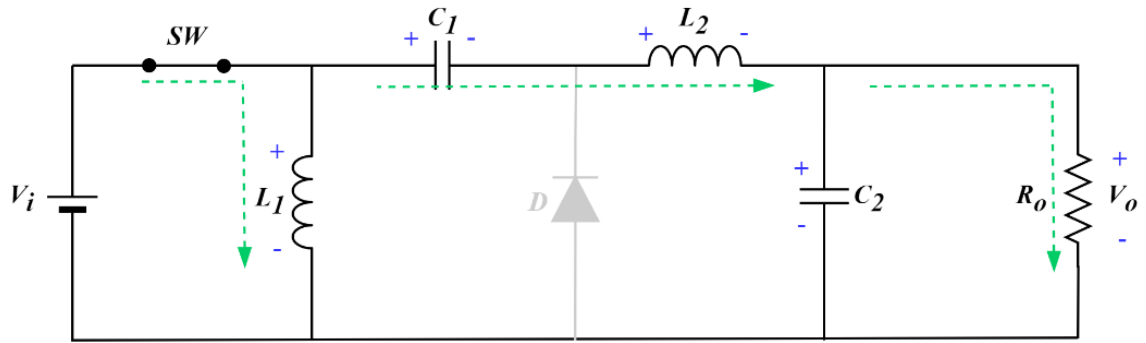
$$L_{1,min} = \frac{(1-D)^2 R_o}{2Df_s} \quad (3.13)$$

$$L_{2,min} = \frac{(1-D)R_o}{2Df_s} \quad (3.14)$$

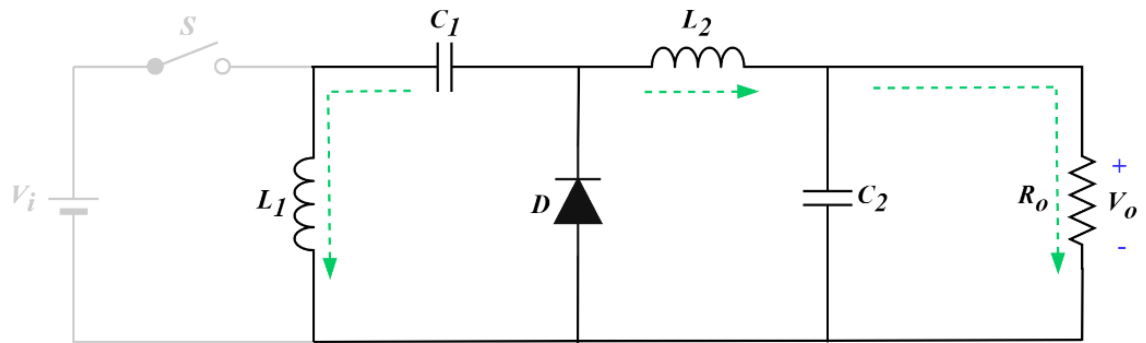
Para o estudo da operação em MCD, serão consideradas as mesmas suposições descritas na operação em MCC. Novamente, a Figura 9 apresenta o comportamento da topologia em cada

uma das três etapas. Já a Figura 10, por sua vez, demonstra o comportamento da corrente e da tensão nos componentes ao longo do período de comutação.

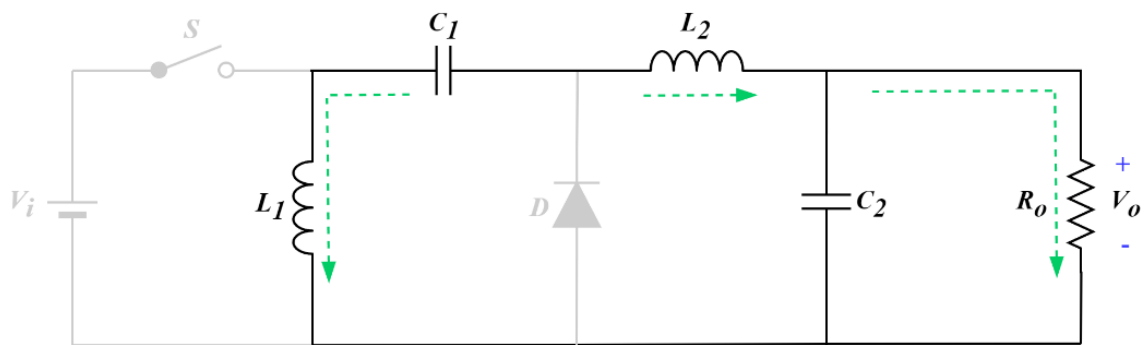
Figura 9 – Etapas de operação do conversor Zeta convencional operando em MCD



(a) 1ª etapa $[0, DT_s]$



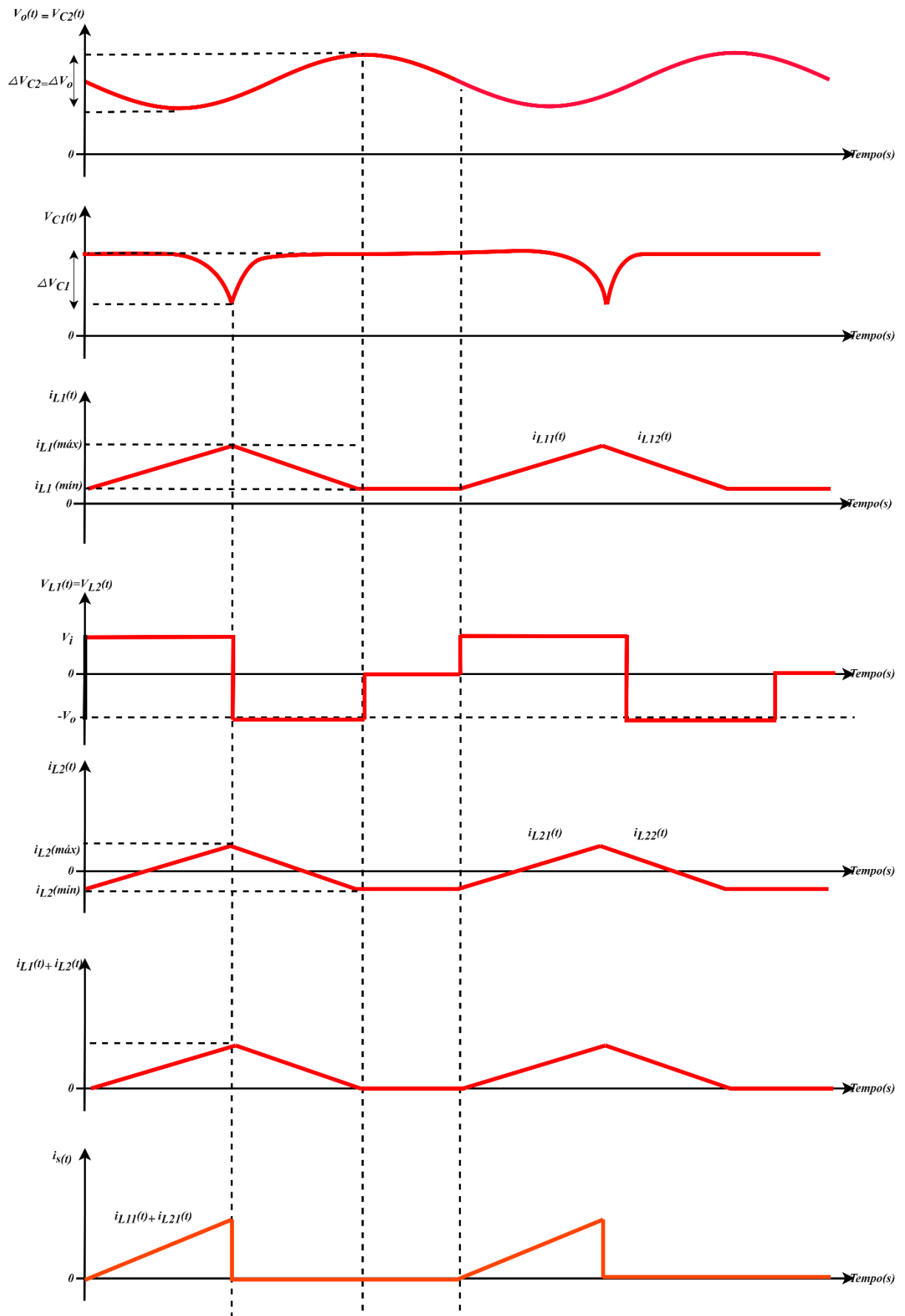
(b) 2ª etapa $[DT_s, D_1T_s]$

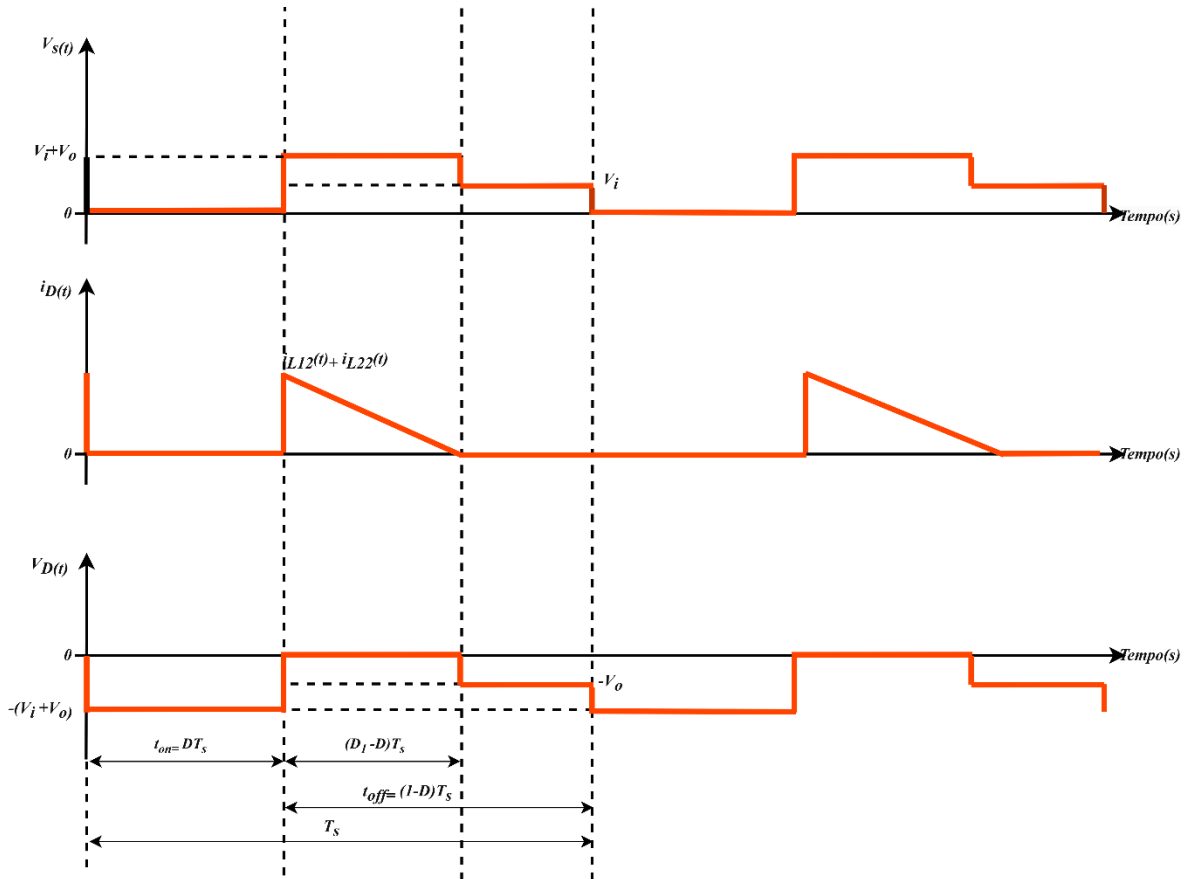


(c) 3ª etapa $[D_1T_s, T_s]$

Fonte: Adaptada de TOFOLI (2019).

Figura 10 – Formas de onda teóricas do conversor Zeta convencional em MCD





Fonte: Adaptada de TOFOLI (2019).

3.7.1. Etapa 1 [0 a DT_s]:

Quando a chave é fechada (Figura 9(a)), o diodo fica polarizado reversamente. Os indutores L_1 e L_2 são carregados linearmente de um valor mínimo até um valor máximo. A partir da equação diferencial da tensão no indutor [Equação (3.15)], é possível observar que as taxas de crescimento de i_{L1} e i_{L2} são V_{in}/L_1 e V_{in}/L_2 , respectivamente.

$$v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (3.15)$$

O capacitor C_1 é descarregado, transferindo sua energia para o indutor L_2 . O capacitor C_2 também é descarregado e transfere energia para a carga R_o . Aplicando a LKT em torno da malha contendo a fonte V_{in} , o indutor L_1 e a chave fechada, é possível observar que a tensão no indutor v_{L1} é dada por:

$$v_{L1} = V_{in} \quad (3.16)$$

Aplicando a LKT em torno da malha fonte, capacitor C_1 , indutor L_2 e carga R_s , têm-se:

$$v_{L2} = V_{in} + V_{C1} - V_o \quad (3.17)$$

3.7.2. Etapa 2 [DT_s a D_1T_s]:

No início dessa etapa, o interruptor é bloqueado e o diodo inicia a condução (Figura 9(b)). O indutor L_1 carrega o capacitor C_1 e decresce linearmente. Analogamente, o indutor L_2 transfere energia para o capacitor C_2 e a carga, atuando como uma fonte de corrente. A conclusão da etapa é caracterizada pela diminuição da corrente no diodo até zero (Figura 10), no instante D_1T_s . Aplicando a LKT em torno da malha contendo o indutor L_1 , o capacitor C_1 e o diodo, é possível observar que a tensão no indutor v_{L1} é dada por:

$$v_{L1} = -V_{C1} \quad (3.18)$$

De maneira análoga, aplicando a LKT em torno da malha diodo, indutor L_2 e carga R_s , obtêm-se:

$$v_{L2} = -V_o \quad (3.19)$$

O instante de descarga dos indutores D_1T_s pode ser determinado e está apresentado na Equação (3.20). A dedução do equacionamento foge dos objetivos deste estudo.

$$D_1T_s = \frac{2I_o}{DV_{in}} \left(\frac{L_1L_2}{L_1 + L_2} \right) - DT_s = \frac{(V_{in} - V_o)DT_s}{V_o} \quad (3.20)$$

em que I_o corresponde à corrente média da saída.

3.7.3. Etapa 3 [D_1T_s a T_s]:

Nesta etapa, a chave permanece aberta. Quando o diodo é bloqueado, apenas o capacitor C_2 transfere energia para a carga. As correntes instantâneas nos indutores são iguais em módulo, possuem sentidos opostos e são constantes. Isso implica que, com base na Equação (3.15), as diferenças de tensão em cada indutor são nulas [Equação (3.21)]. A situação persiste até que o interruptor comece a conduzir no início do próximo ciclo de comutação.

$$v_{L1} = v_{L2} = 0 \quad (3.21)$$

3.8. Determinação do ganho estático em MCD do conversor Zeta

De forma análoga ao ganho MCC, o ganho estático do conversor Zeta em MCD pode ser obtido pelas tensões médias $V_{L1(méd)}$ e $V_{L2(méd)}$. Substituindo as Equações (3.16), (3.18) e (3.21) em (3.6) e as Equações (3.17), (3.19) e (3.21) em (3.7), têm-se:

$$V_{L1(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} V_{in} dt + \int_{DT_s}^{D_1 T_s} -V_{C1} dt + \int_{D_1 T_s}^{T_s} 0 \cdot dt \right] = 0 \quad (3.22)$$

$$V_{L2(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} (V_{in} + V_{C1} - V_o) dt + \int_{DT_s}^{D_1 T_s} -V_o dt + \int_{D_1 T_s}^{T_s} 0 \cdot dt \right] = 0 \quad (3.23)$$

Ao calcular as integrações e realizar manipulações que fogem do objetivo principal do presente trabalho, têm-se:

$$G_{MCD} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D^2 V_{in}}{2 I_o f_s} \left(\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2} \right) \quad (3.24)$$

O ganho MCD também pode ser representado de outra forma:

$$G_{MCD} = D \sqrt{\frac{R_o}{2 f_s} \left(\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2} \right)} \quad (3.25)$$

Uma curiosidade é que o ganho é exatamente idêntico aos ganhos estáticos dos conversores Cuk e SEPIC em MCD.

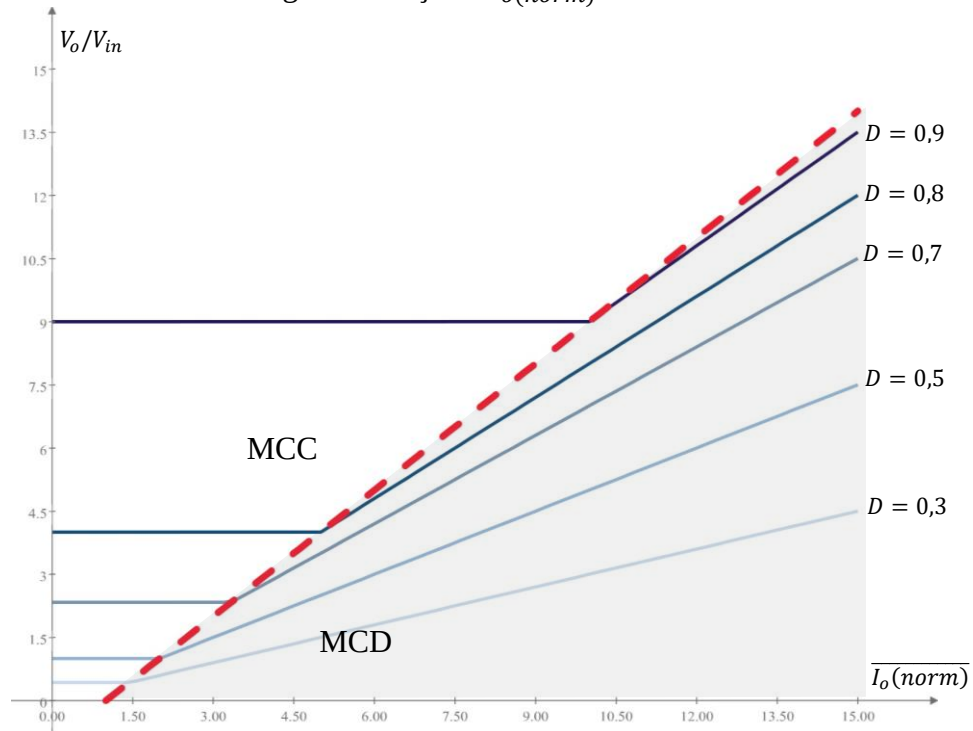
3.9. Característica de carga do conversor Zeta convencional

A característica de carga de um conversor qualquer corresponde à relação entre a tensão de saída (V_o) e a corrente de saída (I_o) ou resistência de saída (R_o) quando submetido à determinado ciclo de trabalho D . A relação geralmente é apresentada em forma gráfica, em que é possível visualizar o comportamento do conversor com a variação da carga. A corrente I_o ou a resistência de saída R_o pode estar normalizada em relação a algum parâmetro. O ponto de operação indica a combinação específica de tensão e corrente de saída ou resistência de saída em um determinado momento. Com a alteração da carga, o ponto de operação do sistema consequentemente também é modificado (MOHAN, 2014).

A partir das curvas de ganho estático, torna-se possível definir o gráfico de característica de saída da topologia Zeta. A Figura 11 ilustra a característica do conversor para diferentes

ciclos de trabalho em função da corrente I_o normalizada. Observa-se que o ganho MCD varia com a corrente de saída. Já na área de operação em MCC, não há qualquer interferência de I_o . Já a Figura 12, por sua vez, apresenta a característica de carga da topologia para diferentes valores de D em relação à resistência de carga R_o normalizada. Verifica-se que a menor resistência de saída possível do sistema para a operação em MCD ocorrerá quando o ganho for unitário (ponto P).

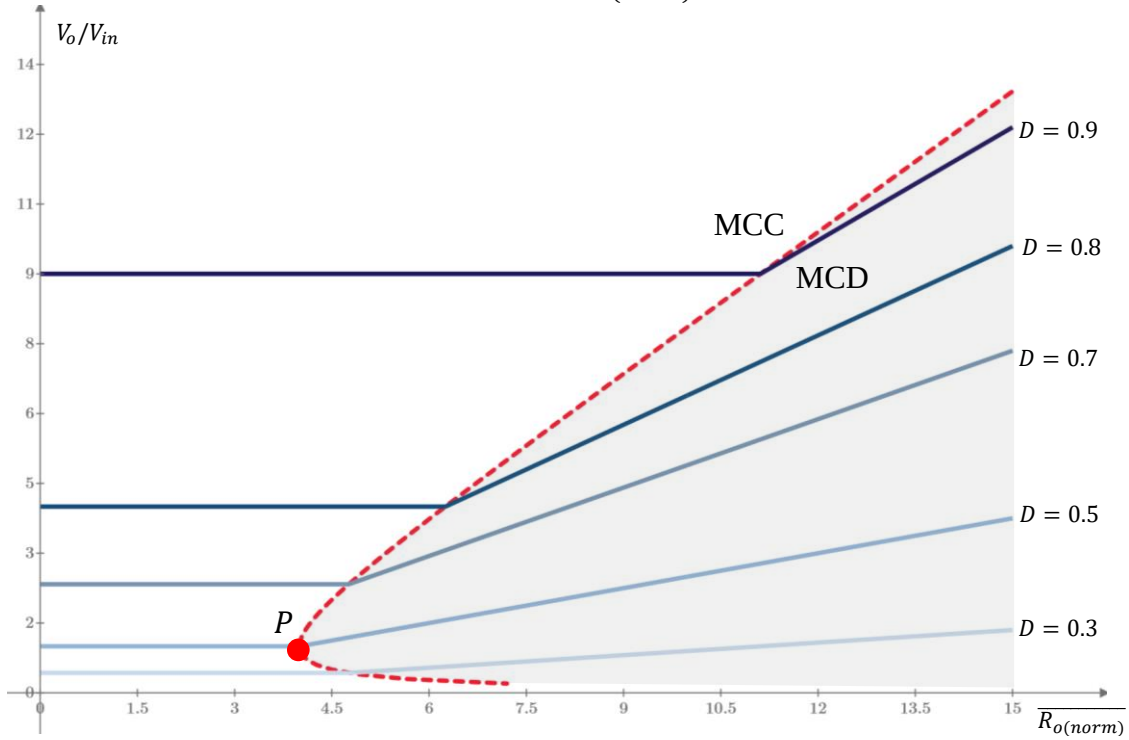
Figura 11 – Característica de carga em relação à $\overline{I_{o(norm)}}^2$



Fonte: Adaptada de TOFOLI (2011).

² Para o Zeta convencional, têm-se: $\overline{I_{o(norm)}} = \frac{2I_{of_s}}{V_{in}} \left(\frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \right)$

Figura 12 – Característica de carga em relação à $\overline{R_{o(norm)}}^3$



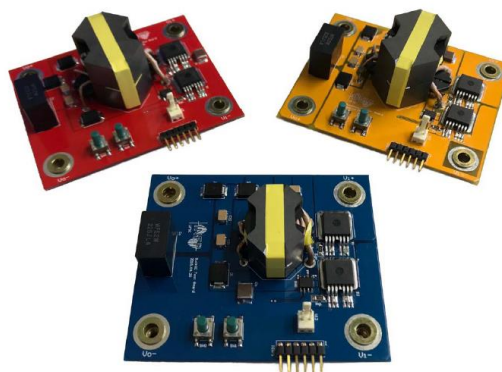
Fonte: Autoria própria (2024).

3.10. Conversores de CC-CC de elevado ganho de tensão

Na literatura, são apresentadas diversas variações das topologias convencionais mencionadas anteriormente, com o objetivo de alcançar características importantes e pré-determinadas para cada aplicação. O elevado ganho de tensão, por exemplo, é uma característica cada vez mais desejada em aplicações atuais. As topologias convencionais apresentadas nas seções anteriores não conseguem fornecer uma ampla taxa de conversão com a eficiência necessária (IZADI *et. al.*, 2024). A Figura 13 apresenta protótipos ilustrativos de conversores CC-CC de ganho elevado.

³ Para o Zeta convencional, têm-se: $\overline{R_{o(norm)}} = \sqrt{\frac{R_o}{2f_s} \left(\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2} \right)}$

Figura 13 – Protótipos de conversores CC-CC com ampla taxa de conversão



Fonte: SCHMITZ *et. al.* (2020).

Os conversores CC-CC de alto ganho são amplamente utilizados em uma grande variedade de aplicações, tais como na indústria, na biomedicina e em telecomunicações. Além disso, eles desempenham um papel importante em sistemas com fonte de energia sustentável, tais como sistemas fotovoltaicos, energia eólica e células de combustível, para compatibilizar o baixo nível de tensão CC produzido pelas fontes geradoras, além do elevado rendimento obtido com baixo custo e alta densidade de potência (AZIZKANDI *et. al.*, 2019).

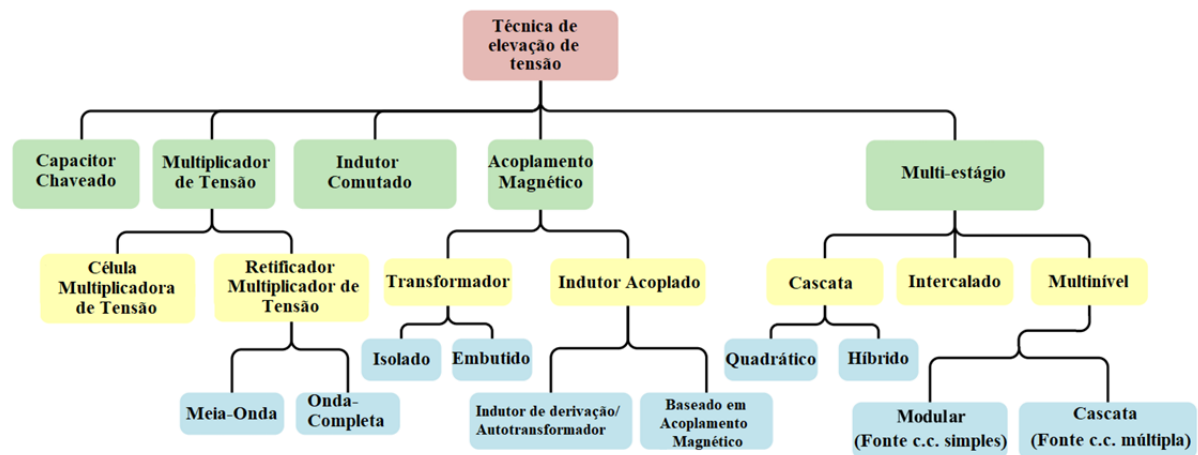
A obtenção de uma ampla faixa de conversão de tensão é importante para o conversor CC-CC, mas diversos outros fatores também devem ser considerados na implementação e concepção de novas topologias. No entanto, as ondulações de corrente elevadas nos interruptores são uma falha significativa desses arranjos de conversores, porque reduzem a eficácia do desempenho e o aumento da tensão do conversor. A contagem de componentes, os níveis de tensões nos componentes do estágio de potência, a densidade de potência do sistema, a faixa da frequência de chaveamento, a limitação dos componentes, a complexidade, o custo de implementação e a eficiência desejada são aspectos importantes que devem ser observados (FREITAS, 2021).

3.11. Técnicas de elevação de tensão

A literatura relata uma variedade de técnicas de aumento da tensão. Essas técnicas incluem acoplamento de indutores, multiplicadores de tensão, capacitores chaveados, conversores de múltiplos estágios, dentre outros. A implementação desses artifícios gera novas topologias com vantagens e desvantagens em termos de custo, complexidade, densidade de potência, confiabilidade e eficiência (TAVARES, 2019). Atualmente, existem inúmeros conversores CC-CC não-isolados propostos na literatura, com as mais diversas características para elevar o rendimento, o ganho estático e os níveis de potência permitidos.

FOROUZESH *et al.* (2017) apresenta na Figura 14 uma classificação detalhada para as técnicas de elevação da tensão de conversores CC-CC encontradas na literatura. Observa-se a existência de cinco subcategorias principais (capacitores chaveados, multiplicadores de tensão, indutor comutado, acoplamento magnético e estruturas multiestágios).

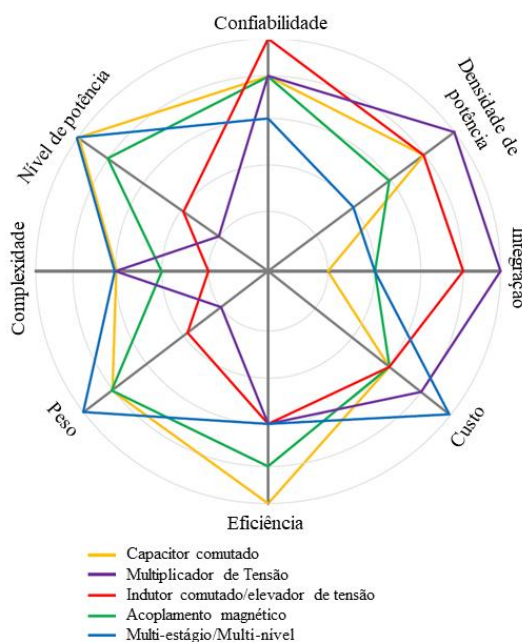
Figura 14 – Técnicas de elevação classificadas por FOROUZESH et al. (2017)



Fonte: Adaptada de FOROUZESH et al. (2017).

Além de realizar a categorização, FOROUZESH *et al.* (2017) também apresenta uma análise comparativa dos principais aspectos observados na implementação de técnicas de elevação de tensão, tais como: nível de potência, custo, confiabilidade, eficiência, densidade de potência, peso, integração e complexidade. Cada artifício possui características peculiares e aplicações adequadas. Não existe uma única solução aplicável a todas as necessidades. Além disso, vale ressaltar que mais de uma técnica pode ser implementada na topologia para adquirir maiores taxas de conversão.

Figura 15 – Comparação das técnicas de elevação da tensão



Fonte: Adaptada de FOROUZESH et al. (2017).

Nas seções seguintes, serão exploradas apenas as técnicas utilizadas na topologia estudada, definidas abaixo:

- Indutores acoplados;
- Células multiplicadoras de tensão (VMC);
- Retificadores multiplicadores de tensão (VMR).

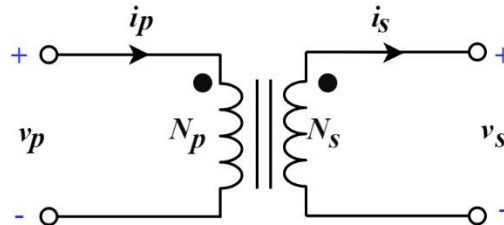
3.12. Acoplamento magnético

Na eletrônica de potência, os indutores geralmente são implementados como filtros de entrada e saída ou como elementos de armazenamento de energia. Segundo (IOINOVIC, 2013), “ao enrolar dois ou mais indutores no mesmo núcleo, a energia pode ser transferida de um indutor para o(s) outro(s) através do núcleo, criando o indutor acoplado”. A função principal dos indutores acoplados é armazenar energia durante alguns intervalos e liberá-la em outros. Indutores acoplados são amplamente usados em conversores CC-CC complexos (IOINOVIC, 2013).

O circuito equivalente de um indutor acoplado ideal é apresentado na Figura 16. Geralmente, o enrolamento no qual a fonte é aplicada é comumente denominado primário (N_p espiras, corrente elétrica i_p e tensão elétrica v_p) e o enrolamento em que a carga é conectada é chamado secundário (N_s espiras, corrente elétrica i_s e tensão elétrica v_s) (BOYLESTAD, 2012). A razão entre as espiras é dada por $n = N_s/N_p$. Para o exemplo em questão, a tensão no

secundário v_s é n vezes maior que a tensão no primário v_p . Já a corrente i_s , por sua vez, é n vezes menor que a corrente i_p . A notação do ponto mostrada na Figura 16 é usada para indicar a polaridade entre os enrolamentos (NILSSON e RIEDEL, 2016).

Figura 16 – Indutor acoplado ideal



Fonte: Adaptada de BOYLESTAD (2012).

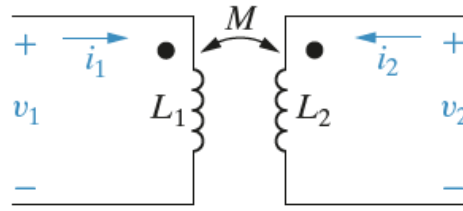
A relação de espiras entre os enrolamentos pode ser configurada para aumentar o ganho estático dos conversores. Além disso, a utilização dos indutores acoplados diminui a quantidade de componentes do sistema e diminui o tamanho da placa de circuito impresso (PCB) do conversor (TAVARES, 2019). No entanto, em geral, a utilização do acoplamento magnético representa um problema para os projetistas dos conversores devido à necessidade de criar o próprio indutor, exigindo que todos os parâmetros elétricos pertinentes estejam de acordo com o projetado (BETTEN, 2010).

Ao implementar indutores acoplados em conversores CC-CC, pode-se utilizar o modelo de três parâmetros e o modelo de quatro parâmetros (também conhecido como modelo T equivalente). No desenvolvimento do presente estudo, apenas o modelo de quatro parâmetros será implementado por questões de limitação do *software* de simulação. Cada modelo será detalhado a seguir:

3.12.1. Modelo de três parâmetros

No modelo de três parâmetros, os indutores acoplados são compostos pelas autoindutâncias L_1 e L_2 e a indutância mútua M . As autoindutâncias L_1 e L_2 são proporcionais ao número de espiras de cada bobina. A indutância mútua M é uma propriedade de duas bobinas que indica a capacidade de uma bobina induzir uma força eletromotriz na outra bobina (NILSSON e RIEDEL, 2016). A Figura 17 ilustra a topologia elétrica do acoplamento:

Figura 17 – Modelo de três parâmetros do indutor acoplado



Fonte: Adaptada de (NILSSON e RIEDEL, 2016).

Para a configuração em questão, a relação entre a tensão e a corrente pode ser expressa como:

$$v_1 = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \pm M \frac{di_{L2}}{dt} \quad (3.26)$$

$$v_2 = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} \pm M \frac{di_{L1}}{dt} \quad (3.27)$$

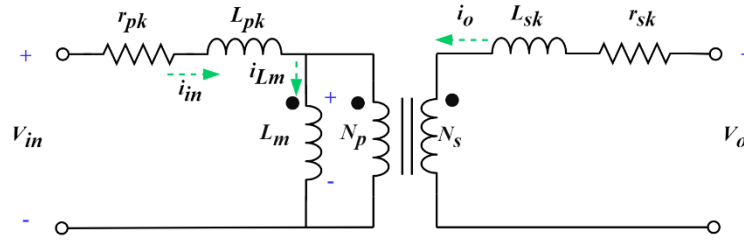
A localização do ponto e o sentido da corrente na bobina definirão o comportamento (sinal) da indutância mútua M no outro enrolamento. O modelo é bastante simplificado e apresenta problemas para considerar adequadamente os efeitos não-ideais de dispersão e resistência dos enrolamentos.

3.12.2. Modelo de quatro parâmetros

Na situação ideal, é considerado que todo o fluxo magnético do primário é repassado para o secundário. Para essa situação, diz-se que os indutores se encontram completamente acoplados. Na prática, o acoplamento perfeito não existe. Parte do fluxo, denominado fluxo de dispersão, é difundido do núcleo do indutor acoplado para o ar. Portanto, o fluxo na bobina do transformador é dividido em dois componentes: o fluxo mútuo e o fluxo de dispersão. Ambos os fluxos podem ser representados pelas indutâncias de magnetização L_m e de dispersão L_{pk} e L_{sk} , respectivamente (CHAPMAN, 2013).

A Figura 18 apresenta a topologia do modelo de quatro parâmetros, também conhecida como modelagem elétrica do indutor acoplado. Observa-se a existência do transformador ideal no circuito. Os resistores r_{pk} e r_{sk} representam as perdas por condução do acoplamento primário e secundário, respectivamente. O valor da indutância de magnetização L_m depende da permeabilidade e das dimensões físicas do núcleo (IOINOVICI, 2013).

Figura 18 – Modelo de quatro parâmetros do indutor acoplado



Fonte: Adaptada de IOINOVICI (2013).

O coeficiente de acoplamento k indica a proporção do fluxo de dispersão em relação ao fluxo total. O coeficiente k é um valor entre 0 e 1. Por exemplo, quanto mais próximos os enrolamentos, maior o fluxo entre ambos e maior o valor de k . Matematicamente, o coeficiente k é dado por:

$$k = \frac{\frac{1}{n} L_m}{\sqrt{(L_m + L_{pk})\left(\frac{1}{n^2} L_m + L_{sk}\right)}} \quad (3.28)$$

Se a indutância de dispersão do enrolamento secundário refletido para o primário for igual à indutância de dispersão da bobina primária, a equação do coeficiente de acoplamento k pode ser simplificada:

$$k = \frac{L_m}{L_m + L_{pk}} \quad (3.29)$$

Para a análise do presente estudo, apenas a indutância de dispersão do primário será considerada ($L_{sk} = 0$). Sendo assim, a relação entre as tensões e as correntes do modelo da Figura 18 são dadas por:

$$v_{L_m} = k v_{in} \quad (3.30)$$

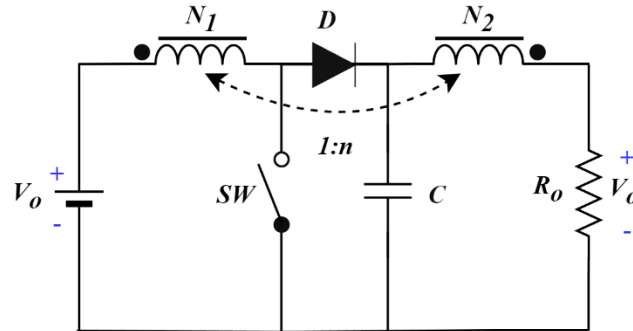
$$v_{L_{pk}} = (1 - k) v_{in} \quad (3.31)$$

$$v_o = n v_{L_m} = k n v_{L_m} \quad (3.32)$$

$$i_{L_2} = -\frac{1}{n} (i_{L_1} - i_{L_m}) \quad (3.33)$$

A existência de indutâncias de dispersão pode acarretar desvantagens na utilização do acoplamento magnético. As perdas por dispersão podem exigir reconsiderações em termos do aproveitamento da energia dispersa (FOROUZESH, 2017). A Figura 19 demonstra a configuração de um conversor *boost* baseado em indutores acoplados. O enrolamento secundário atua como uma fonte de tensão em série com o ramo de potência da saída.

Figura 19 – Conversor *boost* baseado no acoplamento magnético



Fonte: Adaptada de FOROUZESH (2017).

3.12.3. Relação entre os modelos

Os modelos apresentados podem ser facilmente relacionados e convertidos entre si, conforme relações abaixo:

$$M = L_m \cdot n \quad (3.34)$$

$$L_1 = L_{1k} + L_m \quad (3.35)$$

$$L_2 = L_{2k} + L_m \cdot n^2 \quad (3.36)$$

Também é possível relacionar as correntes i_{L1} , i_{L2} e i_{Lm} , conforme apresentado na Equação (3.37):

$$i_{Lm} = i_{L1} \pm n i_{L2} \quad (3.37)$$

3.13. Multiplicadores de tensão (VMs)

Os circuitos multiplicadores de tensão são eficientes, de baixo custo e possuem topologias simplificadas, geralmente constituídas por um conjunto de diodos e capacitores com o intuito de fornecer uma tensão de saída CC elevada. Conforme evidenciado na Figura 14, do ponto de vista estrutural, os multiplicadores de tensão podem ser divididos em dois grupos

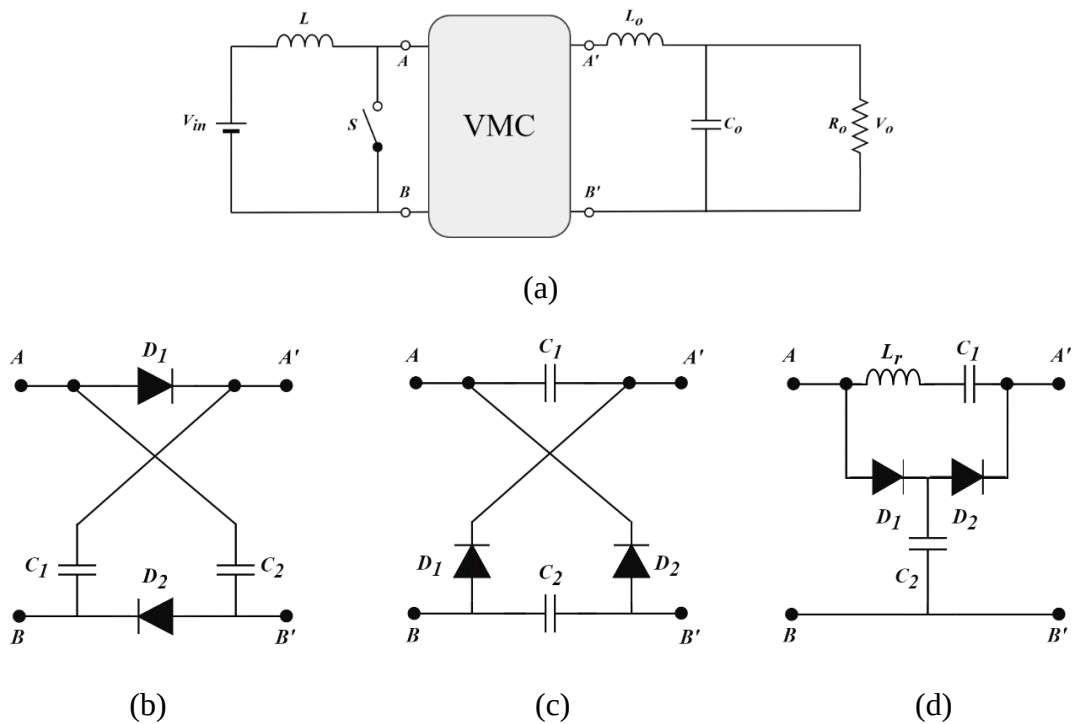
principais: a célula multiplicadora de tensão (VMC) e o retificador multiplicador de tensão (VMR). A VMC geralmente é implementada após o interruptor principal, na região central do conversor. Já o VMR, por sua vez, usualmente é inserido na etapa de saída em topologias baseadas em acoplamento magnético (técnica de elevação descrita na seção anterior).

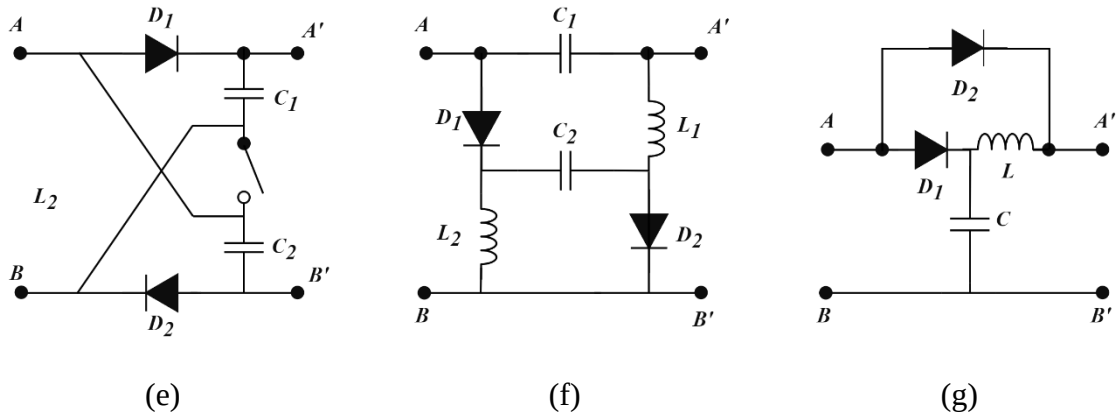
A seguir serão detalhados os principais multiplicadores de tensão utilizados na literatura, com foco especial nas estruturas implementadas na topologia estudada. Vale destacar que o estudo não pretende explorar todas as soluções existentes na literatura em detalhes. Serão abordados apenas as topologias que estão diretamente relacionadas com o conversor Zeta objeto de estudo do presente trabalho.

3.13.1. Células multiplicadoras de tensão (VMCs)

A Figura 20 apresenta os diagramas funcionais genéricos de algumas VMCs comumente utilizadas e seu típico posicionamento na estrutura dos conversores CC-CC em geral. Pode-se observar na Figura 20 que alguns desses circuitos são compostos apenas por capacitores e diodos, como as VMCs das Figura 20(a) e Figura 20(b). Por causa disso, tais células estão entre as mais utilizadas na literatura e são comumente conhecidas como capacitores comutados (SCHIAVON, 2022).

Figura 20 – Células multiplicadoras de tensão (VMCs)





Fonte: Adaptada de FOROUZESH *et al.* (2017).

A Tabela 2 apresenta uma comparação dos ganhos de tensão das VMCs apresentadas na Figura 20:

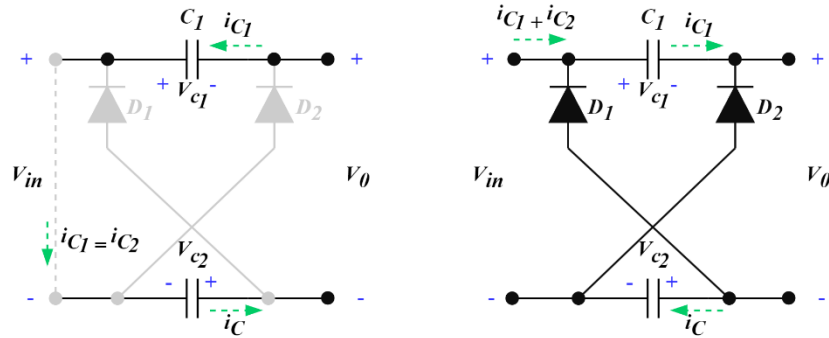
Tabela 2 – Ganhos de tensão das VMCs da Figura 20

VMC	Ganho de tensão da célula
VMC da Figura 20(b)	$\frac{1+D}{1-D}$
VMC da Figura 20(c)	$\frac{1+D}{1-D}$
VMC da Figura 20(d)	$\frac{1+D}{1-D}$
VMC da Figura 20(e)	$\frac{1+D}{1-D}$
VMC da Figura 20(f)	$\frac{2+D}{1-D}$
VMC da Figura 20(g)	$\frac{1}{1-D}$

Fonte: Adaptada de FOROUZESH *et al.* (2017).

A VMC da Figura 20(b) pode ser implementada nas topologias básicas *boost* e *buck-boost*. Já a VMC da Figura 20(c) é compatível com as topologias Cuk e Zeta. Quando o interruptor é ligado, os capacitores são descarregados em série. Quando o interruptor principal é desligado, os capacitores da célula são carregados em paralelo. A Figura 21 detalha as etapas de operação da célula da Figura 20(c).

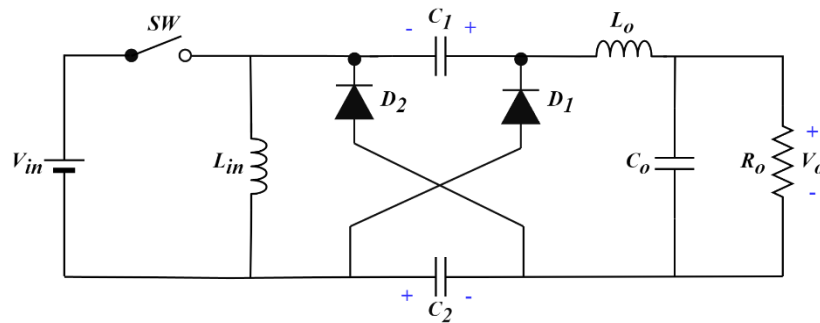
Figura 21 – Etapas de operação da VMC da Figura 20(c)



Fonte: Adaptada de IOINOVICI (2013).

A Figura 22 apresenta a topologia de um conversor Zeta híbrido, em que a VMC da Figura 20(c) foi inserida. Observa-se que o capacitor de acoplamento C_1 da topologia convencional (Figura 4(f)) se torna desnecessário (AXELROD *et al.*, 2008).

Figura 22 – Conversor Zeta híbrido com VMC



Fonte: Adaptada de (IOINOVICI, 2013).

A partir de uma análise semelhante à descrita na seção 2.3, é possível determinar o ganho do conversor Zeta híbrido [Equação (3.38)]. Ou seja, a inserção da VMC da Figura 20(c) duplica o ganho de tensão do conversor Zeta convencional.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2D}{1-D} \quad (3.38)$$

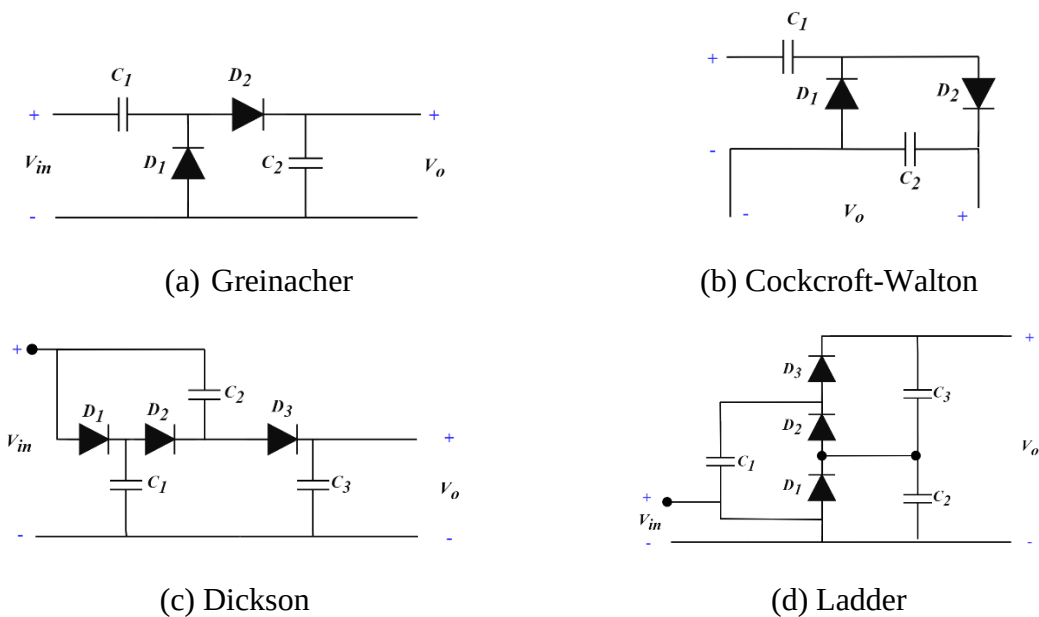
As principais desvantagens das VMCs estão atreladas ao considerável número de componentes, o que diminui o rendimento do sistema devido às perdas por condução nos diodos multiplicadores. No entanto, verifica-se que esta é uma alternativa interessante à utilização do acoplamento magnético ou a associação de módulos em cascata para aumentar o ganho de tensão do conversor.

3.13.2. Retificadores multiplicadores de tensão (VMRs)

Assim como os VMCs, os retificadores multiplicadores de tensão (VMRs) também atuam como multiplicadores de tensão. Eles são considerados retificadores porque podem ser utilizados com tensões de entrada CC pulsantes ou CA. Geralmente, os VMRs são inseridos em estruturas com acoplamento magnético, em que a tensão do enrolamento secundário geralmente é a tensão de entrada do retificador (FOROUZESH et al., 2017).

A escolha adequada do VMR pode reduzir significativamente a corrente de magnetização CC do acoplamento, garantindo que a indutância de magnetização L_m não armazene energia e, conseqüentemente, diminua o rendimento do sistema (ANDRES, 2023). A Figura 23 apresenta os diagramas funcionais genéricos de VMRs comumente utilizadas na literatura. Já a Tabela 3, por sua vez, apresenta uma comparação dos ganhos das VMRs apresentadas na Figura 23.

Figura 23 – Principais VMRs utilizados na literatura



Fonte: Adaptada de ANDRES (2019).

Tabela 3 – Ganhos de tensão dos VMRs da Figura 23

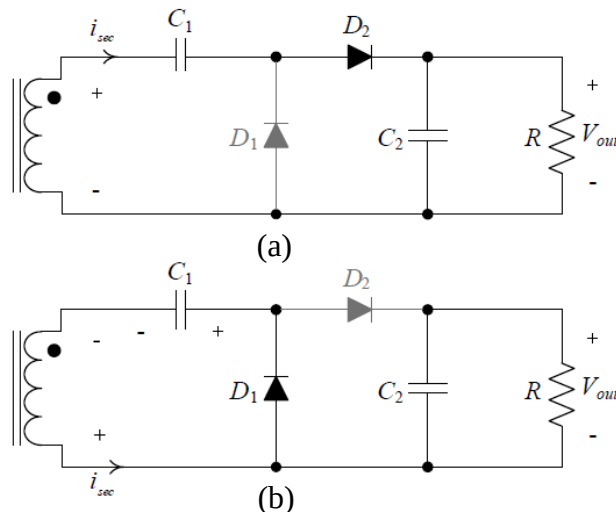
VMC	Ganho de tensão do VMR
Greinacher	$\frac{1}{D}$
Cockcroft-Walton	$\frac{1}{D}$
Dickson	$\frac{1+D}{D}$
Ladder	$\frac{1+D}{D}$

Fonte: Autoria própria (2024).

As topologias Greinacher (Figura 23(a)) e Cockcroft-Walton (CW) (Figura 23(b)) são denominadas VMRs dobradoras por duplicarem a tensão de entrada. Apesar de possuírem a mesma topologia e funcionamento, são considerados retificadores diferentes por disporem de etapas de operação distintas nas versões expandidas (multiestágios em cascata) (ANDRES, 2019). Assim como os VMCs, os retificadores multiplicadores de tensão podem ser combinados com conversores CC-CC para construir fontes de alimentação com ganho elevado.

O VMR do tipo CW foi criado pelos físicos John Douglas Cockcroft e Ernest Thomas Sinton Walton em 1932 para alimentar um acelerador de partículas. A Figura 24 apresenta as etapas de operação do VMR de CW. No primeiro estágio de comutação (Figura 24(a)), D_1 está polarizado inversamente devido à polaridade da tensão de entrada V_{in} . O capacitor C_1 é descarregado para a carga (V_o) em série com a entrada. Como veremos adiante, a tensão C_1 é igual a tensão de entrada neste estágio ($V_{C1} = V_{in}$). Portanto, a tensão do capacitor C_2 e, consequentemente, a tensão de saída V_o é duas vezes a tensão de entrada ($V_{C2} = V_o = 2V_{in}$).

Figura 24 – Etapas de operação do dobrador de tensão de Cockcroft-Walton



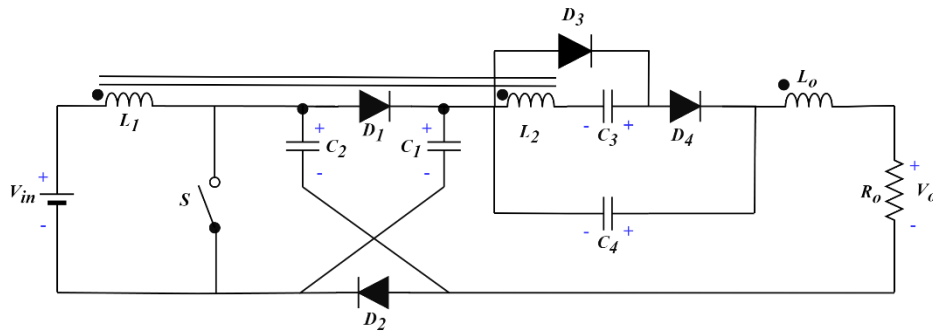
Fonte: Adaptada de IOINOVICI (2013).

Na segunda etapa de operação (Figura 24(b)), quando a tensão de entrada é $-V_{in}$, o diodo D_1 fica polarizado diretamente, fazendo com que o capacitor C_1 seja carregado pela entrada. Nesta etapa, D_2 ficará polarizado reversamente pela tensão da carga. O capacitor C_2 será responsável por assegurar a tensão da carga. Portanto, a capacitância C_2 deve possuir valor suficiente para inibir uma ondulação de tensão significativa na carga. Como desvantagem, os VMRs são caracterizados pela elevada sobretensão nos diodos semicondutores D_1 e D_2 , resultando na pouca atratividade no uso. Para o VMR de Cockcroft-Walton, por exemplo, as tensões nos diodos correspondem à tensão máxima do capacitor C_2 ($2V_{in}$) (IOINOVICI, 2013).

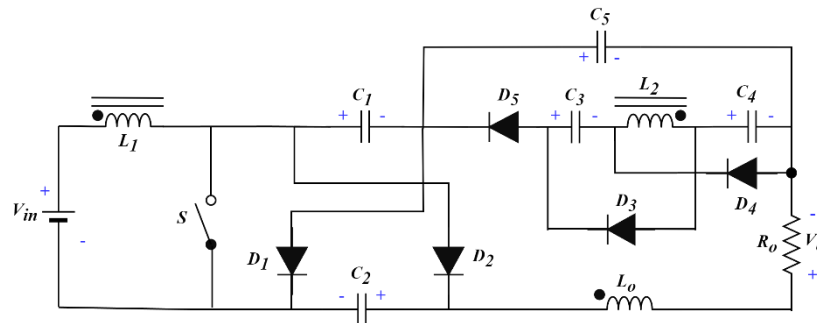
3.14. Comparação entre conversores CC-CC de alto ganho

A Figura 25 apresenta algumas das diversas topologias de alto ganho de tensão existentes na literatura. Observa-se a existência de algumas das técnicas de elevação da tensão abordadas no presente capítulo. As topologias foram escolhidas em face da semelhança do conversor objeto de estudo do presente trabalho. Uma comparação entre as topologias está presente na Tabela 4, em que são destacados os ganhos estáticos de tensão em MCC de cada sistema e o número de componentes utilizados. Todas as topologias apresentadas possuem apenas um interruptor. Os ganhos apresentados desconsideram as perdas por condução dos componentes e a indutância de dispersão do acoplamento magnético.

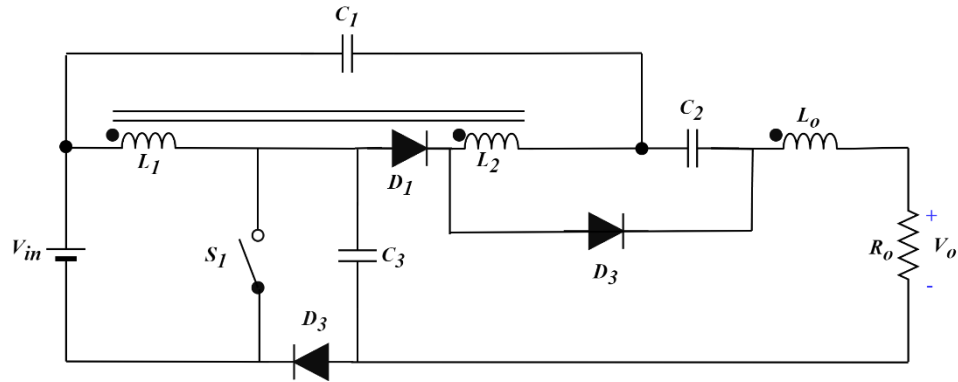
Figura 25 – Conversores CC-CC de alto ganho de tensão presentes na literatura



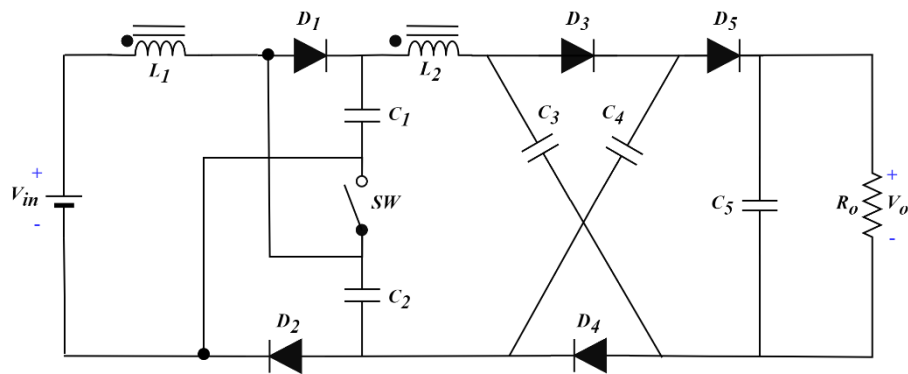
(a) ARAÚJO (2017)



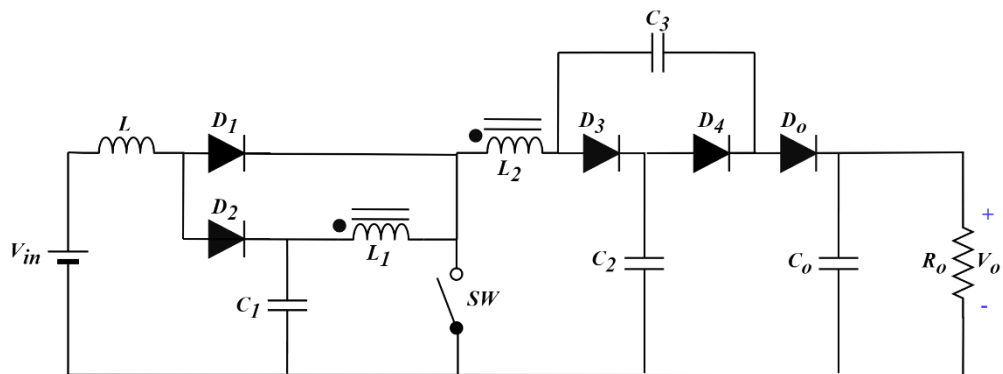
(b) VASCONCELOS JUNIOR (2017)



(c) PONTES (2019)



(d) LI (2018)



(e) SHOJAEIAN (2021)

Fonte: Autoria própria (2024).

Tabela 4 – Comparação entre as topologias

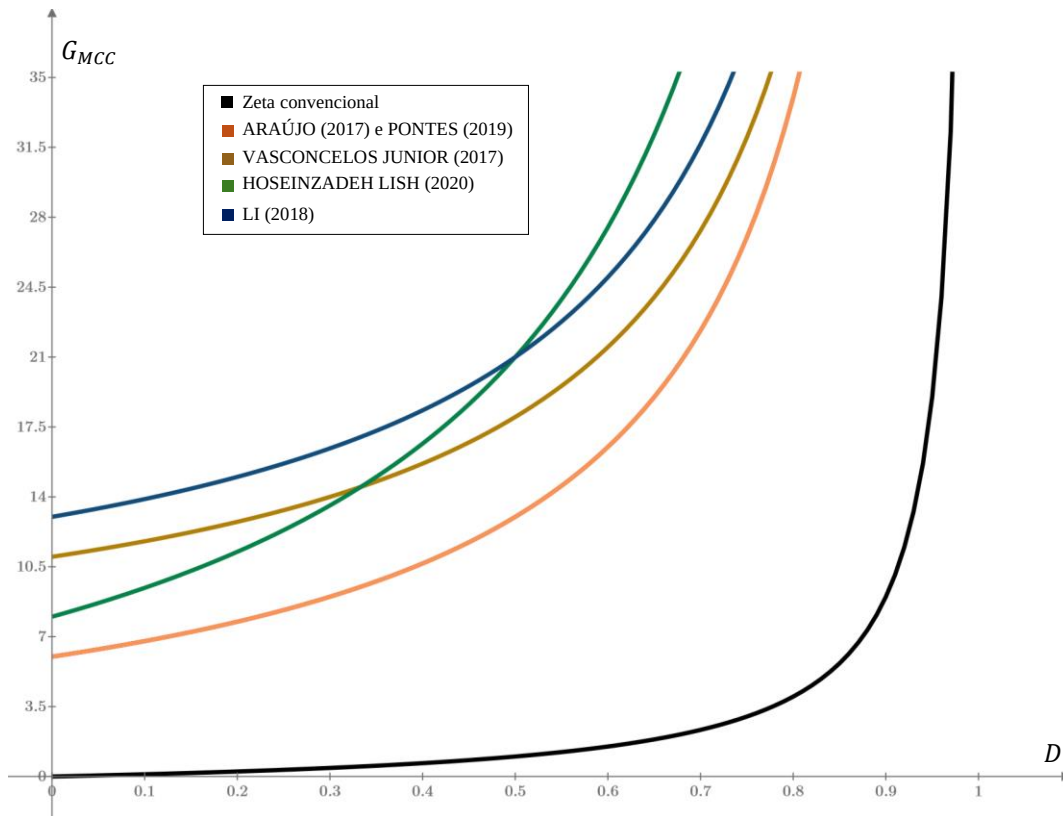
Topologia	Ganho estático em MCC	Técnicas de elevação utilizadas	Quantidade de semicondutores	Quantidade de elementos passivos
ARAÚJO (2017)	$\frac{1 + D + n}{1 - D}$	• VMC; • VMR; • Acoplamento magnético.	5	7
VASCONCELOS JUNIOR (2017)	$\frac{1 + D + n(2 - D)}{1 - D}$	• VMC; • VMR; • Acoplamento magnético.	6	8

PONTES (2019)	$\frac{1 + D + n}{1 - D}$	• VMR (grampeamento); • Acoplamento magnético.	4	6
HOSEINZADEH LISH (2020)	$\frac{3 + n(1 + D)}{1 - D}$	• VMC; • Capacitor chaveado; • Acoplamento magnético.	6	7
LI (2018)	$\frac{3 + n(2 - D)}{1 - D}$	• VMC; • Acoplamento magnético.	6	7

Fonte: Autoria própria (2024).

A Figura 26 disponibiliza uma comparação visual da curva de ganho estático em MCC dos conversores apresentados na Figura 25 e do conversor Zeta convencional. As topologias apresentadas conseguem alcançar tensões de saída de trinta a quarenta vezes a tensão de entrada. Todas as curvas foram geradas considerando uma relação de espiras do indutor acoplado de $n = 5$. Na Figura 26, observa-se que os ganhos das topologias de alto ganho são significativamente superiores às topologias convencionais. Os autores mencionados desenvolveram seus conversores voltados majoritariamente para aplicações que envolvem sistemas de geração de energias renováveis.

Figura 26 – Ganhos estáticos dos conversores da Figura 25



Fonte: Autoria própria (2024).

No presente capítulo, foram explanados os principais temas relacionados aos conversores CC-CC, com ênfase na conversão Zeta. Além disso, foram apresentadas as principais técnicas de elevação da tensão presentes na literatura. Os multiplicadores de tensão possuem eficácia elevada, mas necessitam de múltiplos estágios para atingirem elevados ganhos. Em geral, quanto maior o ganho requerido, maior a quantidade de componentes, o que compromete o rendimento. A partir das topologias de alto ganho, verifica-se que outras técnicas podem ser integradas em conjunto com o intuito de elevar o ganho, mas manter equilibrado o rendimento e a complexidade do circuito.

4. METODOLOGIA

Em uma visão geral, a natureza da pesquisa é de caráter aplicado, com abordagem qualiquantitativa acerca do assunto. Quanto aos procedimentos do projeto, realizou-se inicialmente uma pesquisa bibliográfica do tema com objetivos exploratórios e, posteriormente, pretende-se implementar a pesquisa experimental, cujas finalidades são de caráter explicativo.

Nesta segunda etapa, a topologia do conversor CC-CC estudada será apresentada, com a demonstração dos modos de operações do circuito (contínuo e descontínuo) e, posteriormente, serão detalhados os procedimentos necessários para o dimensionamento dos componentes e suas condições de funcionamento. Em seguida, será apresentada a simulação do conversor CC-CC e a validação das condições projetadas.

Para a realização deste trabalho, em relação às ferramentas da pesquisa, pretende-se utilizar o software *PSIM – Physical Security Information Management*TM para realizar as simulações da topologia estudada e os artifícios dos softwares numéricos *MATLAB - Matrix Laboratory*TM e *MathCAD - Math Software for Engineering Calculations*TM, com o intuito de gerar as curvas gráficas de comportamento do sistema.

5. ANÁLISE QUALIQUANTITATIVA DO CONVERSOR PROPOSTO

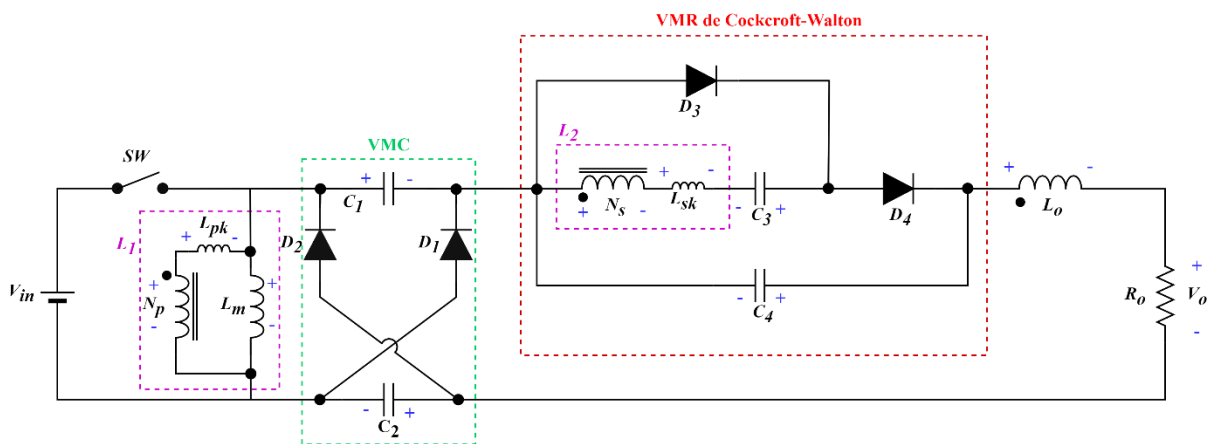
5.1. Definição do conversor proposto

O conversor CC-CC não isolado de alto ganho proposto por este trabalho será detalhado neste capítulo. Primeiramente, a topologia será apresentada com a análise de suas etapas de operação em modo de condução contínua (MCC). Em seguida, o equacionamento do ganho estático do conversor será deduzido. Posteriormente, os mesmos procedimentos serão realizados para o modo de condução descontínua (MCD). Por fim, as principais equações do conversor, a característica de carga e a definição da indutância crítica serão detalhadas.

A Figura 27 apresenta o conversor Zeta CC-CC modificado proposto no presente trabalho, o qual permite atingir amplas taxas de conversão e possui as vantagens inerentes ao conversor Zeta tradicional. Pela quantidade de componentes passivos, trata-se de um sistema de sétima ordem. Ao analisar o esquemático da topologia, verifica-se que a fonte de entrada e a carga não estão conectados na mesma tensão de referência do circuito devido à localização do capacitor C_2 .

Conforme exposto no esquemático, o conversor é composto por dois indutores acoplados (L_1 e L_2 com N_p e N_s espiras, respectivamente), uma célula multiplicadora de tensão (composta por dois diodos e dois capacitores) e uma VMR do tipo Cockcroft-Walton (formada por dois capacitores e dois diodos). A entrada da VMR consiste na tensão do indutor v_{L2} . Já a saída da célula, por sua vez, corresponde à tensão do capacitor V_{C4} .

Figura 27 – Topologia Zeta modificada com alto ganho de tensão



Fonte: Autoria própria (2024).

Durante toda a análise do trabalho, serão considerados tanto o modelo de três parâmetros (vide seção 3.12.1) quanto o modelo de quatro parâmetros (vide seção 3.12.2) para o

acoplamento magnético da topologia. L_m representará a indutância de magnetização e L_{pk} e L_{sk} indicarão as indutâncias de dispersão do primário e secundário, respectivamente. Na Figura 27, também é possível verificar a existência do indutor L_o em série com a carga R_o . A presença de L_o caracteriza o conversor como fonte de corrente na saída. Em sua totalidade, a topologia possui cinco componentes semicondutores e sete componentes passivos.

Para a análise qualitativa da topologia nas operações em MCC e MCD (descritas a seguir), serão consideradas as seguintes suposições:

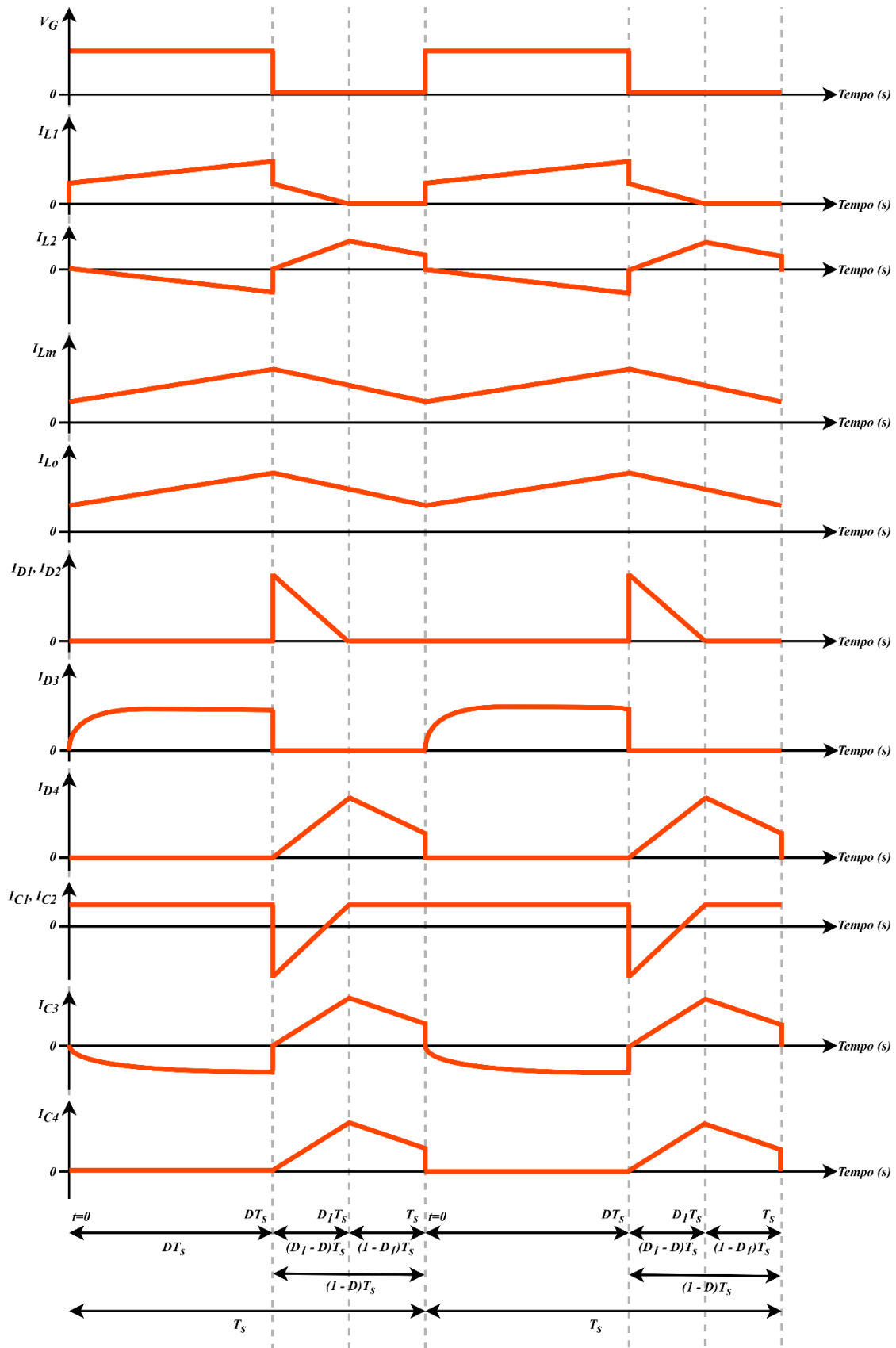
- O conversor opera em regime permanente;
- A comutação do interruptor ocorre em uma dada frequência f_s e período T_s ;
- Os capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 possuem capacitâncias significativamente elevadas, de forma que as ondulações de tensão (tensão de *ripple*) sejam desprezadas;
- As fontes de energia renováveis de corrente contínua associadas ao sistema serão representadas pela fonte de tensão V_{in} . A tensão V_{in} será constante durante toda a análise;
- As perdas por condução e por comutação dos componentes serão desprezadas, de modo que as quedas de tensão de cada dispositivo semiconductor serão nulas quando em condução. Já quando abertos, as respectivas correntes serão nulas;
- As indutâncias de dispersão L_{pk} e L_{sk} serão representadas pelo fator de acoplamento k [Equação (3.28)];
- A transição de um estado para outro dos componentes semicondutores será instantânea (os tempos de subida e descida serão desconsiderados).

5.2. Operação em MCC

A operação do conversor Zeta de elevado ganho em MCC apresenta três etapas: um estágio no intervalo em que a chave permanece ligada (DT_s) e duas subetapas no período em que a chave é desligada $[(1 - D)T_s]$. A Figura 28 demonstra o comportamento da corrente e da tensão de parte dos componentes ao longo do período de comutação. Nela, é possível visualizar o instante D_1T que separa as duas subetapas. Tal parâmetro será de fundamental importância na análise da operação em MCD. A seguir, serão descritas e detalhadas cada etapa de operação.

Vale ressaltar que a operação em MCC para a topologia em questão é caracterizada pela manutenção da continuidade do fluxo magnético no indutor de magnetização do acoplamento (observe a Figura 28). Ou seja, a topologia atuará em MCC quando $i_{Lm} > 0$ durante todo o ciclo de operação. Para todas as etapas a seguir, a Equação (3.37) é válida.

Figura 28 – Formas de onda teóricas do conversor proposto em MCC

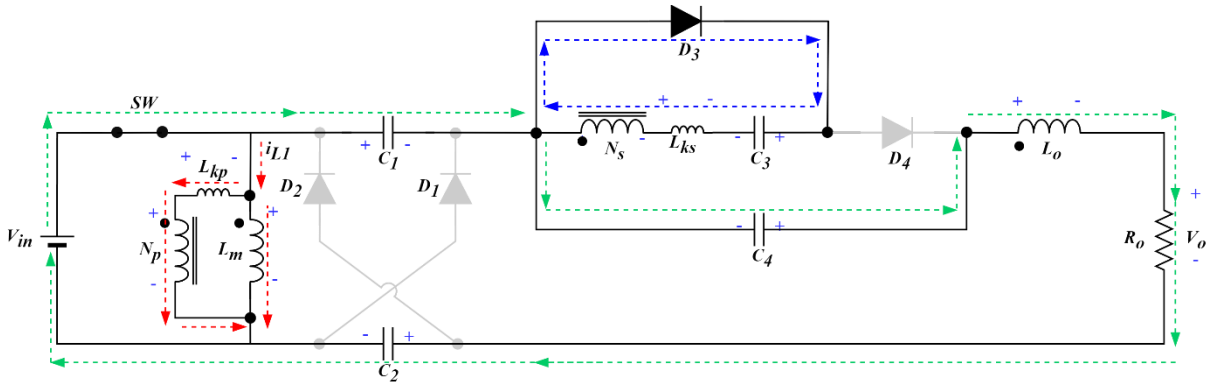


Fonte: Autoria própria (2024).

5.2.1. Etapa 1 [0 a DT_s]:

Nesta etapa, o interruptor SW está conduzindo e os diodos D_1 , D_2 e D_4 estão bloqueados, conforme apresentado na Figura 29. Portanto, apenas o diodo D_3 está conduzindo. A indutância de magnetização L_m é carregada pela fonte de entrada. Os capacitores C_1 e C_2 estão conectados em série ($i_{C1} = i_{C2}$). A corrente de entrada e de saída da VMC são iguais. A energia armazenada no enrolamento secundário (L_2) é transferida para o capacitor C_3 . O capacitor C_4 transfere energia para a saída R_o e para o indutor L_o . A corrente de entrada do conversor (i_{in}) é equivalente à soma da corrente do enrolamento secundário refletida (ni_{L2}), da corrente da indutância de magnetização (i_{Lm}) e da corrente de saída i_o . A etapa termina quando o interruptor SW é bloqueado.

Figura 29 – Primeira etapa de operação [0 a DT_s]



Fonte: Autoria própria (2024).

Do ponto de vista do modelo de quatro parâmetros, nesta etapa, o indutor de magnetização é carregado e a corrente de magnetização i_{Lm} aumenta linearmente de uma corrente mínima $i_{Lm(min)}$ (maior do que zero) até um valor máximo $i_{Lm(máx)}$, conforme demonstrado na Figura 28.

Aplicando a lei da tensão de Kirchhoff (LKT) em torno da malha contendo a fonte, a chave fechada e o indutor L_1 (observe a Figura 29), é possível observar que a tensão no enrolamento primário é dada por:

$$v_{L1} = V_{in} \quad (5.1)$$

Ao aplicar a LKT em torno da malha formada pelo enrolamento secundário L_2 e pelo capacitor C_3 , têm-se:

$$v_{L2} = V_{C3} \quad (5.2)$$

A tensão do enrolamento secundário pode ser relacionada com a tensão de entrada V_{in} ao considerar o fator de acoplamento k [Equação (3.30)]:

$$v_{L2} = V_{C3} = nv_{Lm} = knV_{in} \quad (5.3)$$

em que n representa a relação entre as espiras N_s e N_p do acoplamento.

Por fim, ao aplicar a LKT em torno da malha maior, formada pela tensão de entrada, interruptor ligado, capacitores C_1 , C_2 e C_3 , indutor L_o e carga R_o , têm-se:

$$v_{Lo} = V_{in} - V_o - V_{C1} - V_{C2} + V_{C4} \quad (5.4)$$

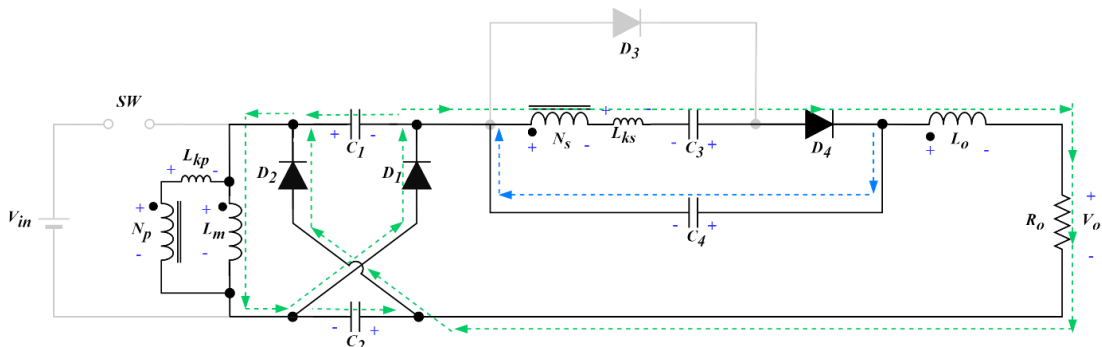
Devido a simetria do VMC, as tensões de C_1 e C_2 são iguais. Logo:

$$v_{Lo} = V_{in} - V_o - 2V_{C1} + V_{C4} \quad (5.5)$$

5.2.2. Etapa 2 [DT_s a D_1T_s]:

Nesta etapa, o interruptor SW é bloqueado. Como a corrente i_{L1} tende a manter o sentido, a tensão v_{L1} (e, conseqüentemente, v_{Lm}) se inverte e polariza diretamente os diodos D_1 e D_2 . Com isso, C_1 , C_2 e L_m estão em paralelo ($v_{Lm} = kV_{C1}$). Com a inversão da tensão de v_{Lm} , a tensão do enrolamento secundário v_{L2} também é invertida (Figura 30) e polariza reversamente o diodo D_3 . Ou seja, na segunda etapa, os diodos D_1 , D_2 e D_4 estão conduzindo e D_3 está bloqueado, conforme Figura 30. Os capacitores C_1 e C_2 estão em paralelo e recebem energia do indutor de entrada L_1 , que descarrega. O capacitor C_3 e o enrolamento secundário L_2 transferem energia para C_4 e para a carga. A carga também é suprida pelo indutor de saída L_o .

Figura 30 – Segunda etapa de operação [DT_s a D_1T_s]



Aplicando a LKT em torno da malha contendo o enrolamento primário L_1 , o diodo D_1 e o capacitor C_1 , têm-se:

$$v_{L1} = V_{C1} = V_{C2} \quad (5.6)$$

Novamente, aplicando a LKT em torno da malha contendo o enrolamento secundário L_2 , o capacitor C_3 , o indutor D_4 e o capacitor C_4 , têm-se:

$$v_{L2} = -V_{C4} + V_{C3} = -V_{C4} + knV_{in} \quad (5.7)$$

Por fim, aplicando a LKT em torno da malha maior formada por diodo D_1 , capacitores C_2 e C_4 , indutor L_o e carga R_s , obtêm-se:

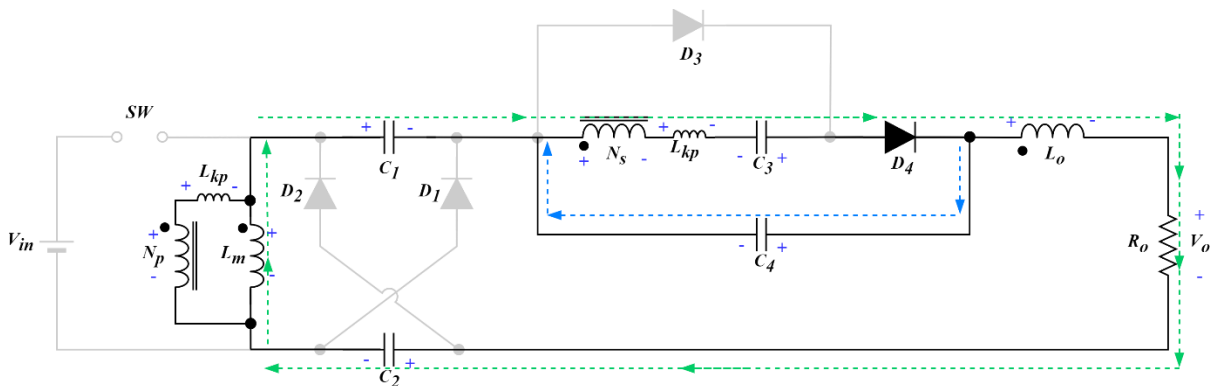
$$v_{Lo} = -V_o - V_{C2} + V_{C4} \quad (5.8)$$

5.2.3. Etapa 3 [D_1T_s a T_s]:

Nesta etapa, o interruptor SW permanece desligado e apenas D_4 está em condução. Com o bloqueio dos diodos D_1 e D_2 , os capacitores C_1 e C_2 iniciam o descarregamento em série. O capacitor C_3 transfere energia para o capacitor C_4 e para a carga. Além disso, o indutor L_o descarrega energia para a carga e o enrolamento primário L_1 é carregado. A Figura 31 apresenta o comportamento da topologia no terceiro estágio. A etapa é finalizada quando o interruptor SW é novamente acionado, reiniciando o ciclo de operação em MCC.

Do ponto de vista do modelo de quatro parâmetros, nesta etapa, o indutor de magnetização é descarregado desde a segunda etapa até uma corrente $i_{Lm(min)}$, conforme evidenciado na Figura 31:

Figura 31 – Terceira etapa de operação [D_1T_s a T_s]



De modo análogo à segunda etapa, têm-se:

$$v_{L1} \approx V_{C1} = V_{C2} \quad (5.9)$$

$$v_{L2} = -V_{C4} + V_{C3} = -V_{C4} + knV_{in} \quad (5.10)$$

$$v_{Lo} = -V_o - V_{C2} + V_{C4} \quad (5.11)$$

É importante ressaltar que a Equação (5.11) é uma simplificação, tendo em vista que a relação exata inclui o fator de acoplamento ($v_{L1} = kV_{C1}$). A simplificação trará benefícios positivos na dedução do ganho estático, não terá influência significativa no dimensionamento do sistema e reduzirá significativamente a complexidade das deduções.

5.3. Determinação do ganho estático em MCC

Reunindo as relações encontradas na seção anterior, têm-se:

$$v_{L1}(t) = \begin{cases} v_{L11} = V_{in}, & 0 < t < DT_s \\ v_{L12} = V_{C1} = V_{C2}, & DT_s < t < D_1T_s \\ v_{L13} = V_{C1} = V_{C2}, & D_1T_s < t < T_s \end{cases} \quad (5.12)$$

$$v_{L2}(t) = \begin{cases} v_{L21} = knV_{in}, & 0 < t < DT_s \\ v_{L22} = -V_{C4} + knV_{in}, & DT_s < t < D_1T_s \\ v_{L23} = -V_{C4} + knV_{in}, & D_1T_s < t < T_s \end{cases} \quad (5.13)$$

$$v_{Lo}(t) = \begin{cases} v_{Lo1} = V_{in} - V_o - 2V_{C1} + V_{C4}, & 0 < t < DT_s \\ v_{Lo2} = -V_o - V_{C2} + V_{C4}, & DT_s < t < D_1T_s \\ v_{Lo3} = -V_o - V_{C2} + V_{C4}, & D_1T_s < t < T_s \end{cases} \quad (5.14)$$

De forma análoga à seção 3.6, o ganho estático em MCC da topologia estudada pode ser obtido considerando que as tensões médias $V_{L1(méd)}$, $V_{L2(méd)}$ e $V_{Lo(méd)}$ devem ser nulas ao longo do período de comutação, em face da conservação de energia e da ausência de perdas nos elementos passivos. Além das Equações (3.6) e (3.7) da seção 3.6, têm-se:

$$V_{Lo(méd)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{Lo} dt = 0 \quad (5.15)$$

Substituindo as Equações (5.12) em (3.6), (5.13) em (3.7) e (5.14) em (5.15), têm-se:

$$V_{L1(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} v_{L11} dt + \int_{DT_s}^{D_1T_s} v_{L12} dt + \int_{D_1T_s}^{T_s} v_{L13} dt \right] = 0 \quad (5.16)$$

$$V_{L2(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} v_{L21} dt + \int_{DT_s}^{D_1 T_s} v_{L22} dt + \int_{D_1 T_s}^{T_s} v_{L23} dt \right] = 0 \quad (5.17)$$

$$V_{Lo(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} v_{Lo1} dt + \int_{DT_s}^{D_1 T_s} v_{Lo2} dt + \int_{D_1 T_s}^{T_s} v_{Lo3} dt \right] = 0 \quad (5.18)$$

Ao calcular as integrações das expressões (5.16), (5.17) e (5.18), têm-se:

$$V_{C1} = V_{C2} = -\frac{DV_{in}}{(1-D)} \quad (5.19)$$

$$V_{C4} = \frac{knV_{in}}{(1-D)} \quad (5.20)$$

$$V_o = V_{in}D - V_{C1}(D+1) + V_{C4} \quad (5.21)$$

Substituindo as Equações (5.19) e (5.20) em (5.21), obtém-se o ganho estático da topologia em MCC:

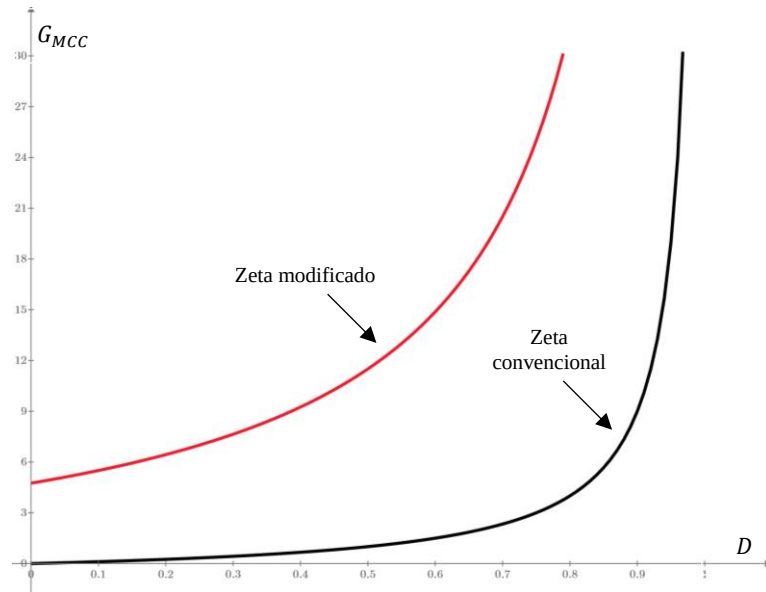
$$G_{MCC} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2D + nk}{1-D} \quad (5.22)$$

Rearranjando a Equação (5.22), também é possível definir o ciclo de trabalho D desejado para determinado ganho especificado G_{MCC} :

$$D = \frac{G_{MCC} - n}{2 + G_{MCC}} \quad (5.23)$$

Analisando a Equação (5.19), verifica-se que a relação entre a tensão no capacitor C_1 ou C_2 e a tensão de entrada da topologia é equivalente ao ganho do conversor Cuk. Analogamente, pela Equação (5.20), a tensão no capacitor C_4 e a tensão no enrolamento secundário é equivalente ao ganho do conversor *boost*. Ademais, observa-se pela Equação (5.22) que o conversor Zeta proposto atua apenas como elevador de tensão. Na Figura 32, pode-se comparar visualmente os ganhos de tensão do conversor Zeta proposto com o conversor Zeta convencional, considerando $k = 0,95$ e $n = N_s/N_p = 5$.

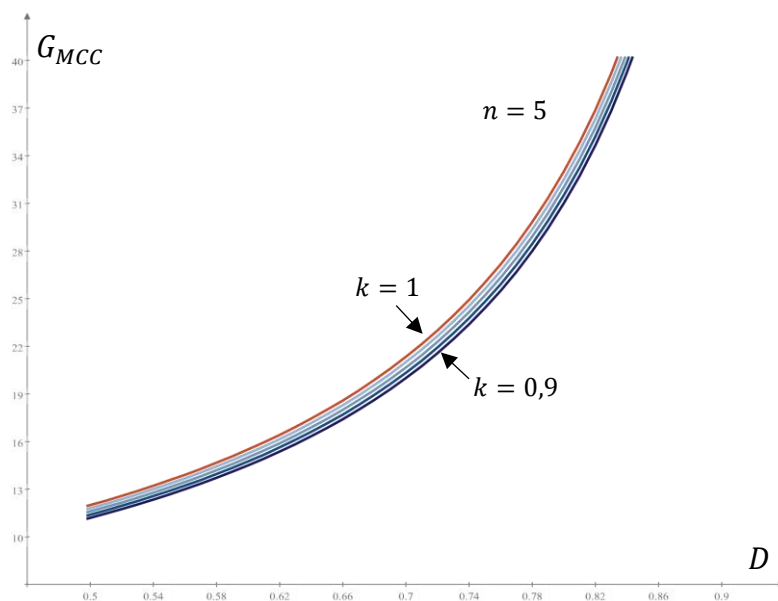
Figura 32 – Ganho estático em MCC dos conversores Zeta modificado e tradicional



Fonte: Autoria própria (2024).

Em relação à influência do fator de acoplamento no ganho, a Figura 33 ilustra o comportamento da tensão de saída com pequenas variações no fator de acoplamento k . Observa-se que as alterações do ganho com a alteração do fator de acoplamento são razoavelmente significativas.

Figura 33 – Influência do fator de acoplamento no ganho em MCC

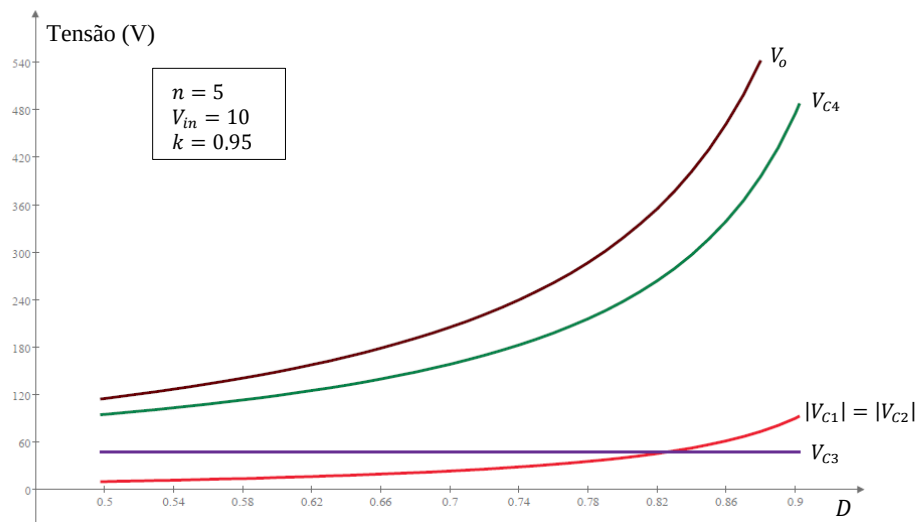


Fonte: Autoria própria (2024).

A partir das Equações (5.3), (5.19) e (5.20), é possível traçar o comportamento das tensões nos capacitores em relação à variação do ciclo de trabalho D , conforme exposto na

Figura 34, considerando $n = 5$, $V_{in} = 10\text{ V}$ e $k = 0,95$. É possível concluir que a tensão elétrica no capacitor C_3 é constante para qualquer valor de D . A tensão no capacitor C_1 está representada em módulo. Observa-se também que o maior nível de tensão requerido ocorre no capacitor C_4 , com nível de tensão semelhante à tensão de saída do conversor. Portanto, o capacitor C_4 deve ser projetado para suportar os níveis de tensão exigidos pelo circuito. Como minimização dos níveis de sobretensão requeridos, o circuito pode ser projetado para atuar em ciclos de trabalho próximos de 70% ($D = 0,70$).

Figura 34 – Tensões nos capacitores C_1 , C_3 e C_4

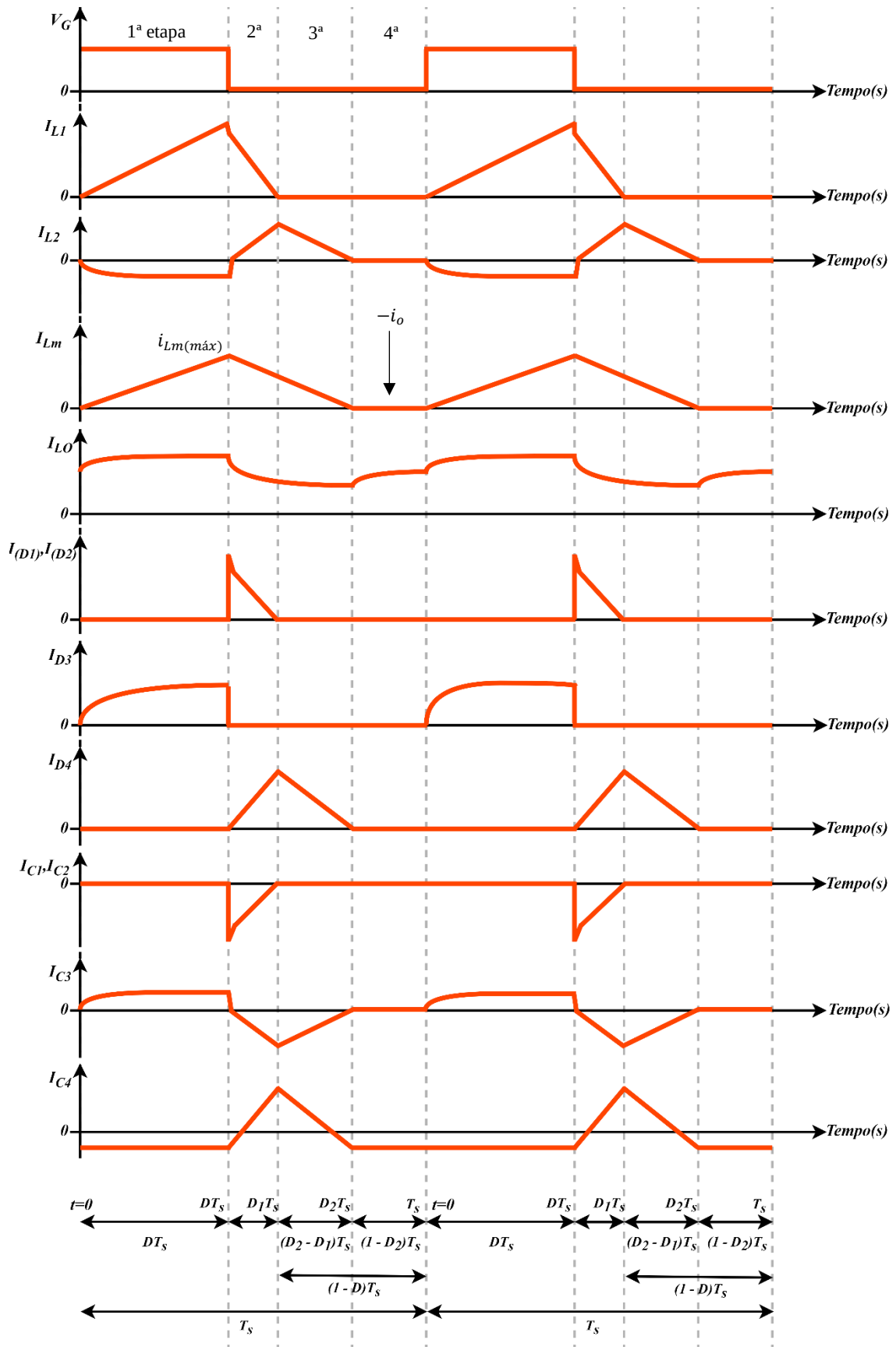


Fonte: Autoria própria (2024).

5.4. Operação em MCD

A operação em MCD apresenta quatro etapas: um estágio no intervalo em que a chave permanece ligada (DT_s) e três subetapas no período em que a chave é desligada $[(1 - D) \cdot T_s]$. A Figura 35 demonstra o comportamento da corrente e da tensão dos componentes ao longo do período de comutação. Nela, é possível visualizar os instantes $t = D_1 T_s$ e $t = D_2 T_s$ que separam as três subetapas. A definição dos parâmetros D_1 e D_2 será de fundamental importância na análise da operação em MCD porque estão intrinsecamente ligados com a taxa de conversão, como será demonstrado posteriormente. Para determinar o ganho G_{MCD} da topologia, será necessária a análise das tensões v_{C1} , v_{C3} e v_{C4} e correntes i_{Lm} , i_{L1} , i_{L2} , i_{C1} e i_{C4} durante todo o ciclo de operação. A seguir, serão descritas e detalhadas cada etapa de operação.

Figura 35 – Formas de onda teóricas do conversor proposto em MCD



A principal característica da operação em MCD para a topologia em questão é a alteração de sentido do fluxo magnético do indutor de magnetização L_m (observe a Figura 35). Isso geralmente ocorre quando o indutor L_m descarrega totalmente antes do recomeço do ciclo de operação. Ou seja, a topologia atuará em MCD quando $i_{Lm} < 0$ em algum instante $t = D_2 T_s$ de funcionamento.

5.4.1. Etapa 1 [0 a DT_s]:

Esta etapa é exatamente igual à primeira etapa da operação em MCC descrita na seção 5.2.1. Ou seja, os diodos D_1 , D_2 e D_4 estão bloqueados e apenas o diodo D_3 está em condução. As tensões nos indutores são equivalentes às tensões no funcionamento em MCC:

$$v_{L1} = V_{in} \quad (5.24)$$

$$v_{L2} = V_{C3} = nv_{Lm} = knV_{in} \quad (5.25)$$

$$v_{Lo} = V_{in} - V_o - 2V_{C1} + V_{C4} \quad (5.26)$$

Uma das diferenças para a etapa em MCD está no comportamento da corrente no indutor i_{Lm} . Na configuração em MCD, o indutor iniciará o estágio com corrente negativa ($-I_o$) e será carregado até atingir a corrente máxima $I_{Lm(máx)}$ no instante $t = DT_s$. Através das Figuras 29 e 35, é possível determinar facilmente as correntes dos capacitores C_1 e C_4 :

$$i_{C1}(t) = i_{C2}(t) = i_o = i_{R_o} = i_{L_o} \quad (5.27)$$

$$i_{C4}(t) = -i_o \quad (5.28)$$

em que i_o corresponde à corrente de saída do conversor.

Nos instantes $t = 0$ e $t = DT_s$, a corrente i_{Lm} é dada por:

$$i_{Lm}(0) = i_{Lm(mín)} = -i_o \quad (5.29)$$

$$i_{Lm}(DT_s) = i_{Lm(máx)} \quad (5.30)$$

A partir da Equação (3.15), a corrente $i_{Lm(máx)}$ pode ser facilmente determinada. Alternativamente, a relação pode ser determinada utilizando a análise geométrica da equação linear da reta.

$$i_{Lm(máx)} = -I_o + \frac{V_{in}}{L_m} DT_s \quad (5.31)$$

Com isso, a equação temporal de i_{Lm} de 0 à DT_s é dada por:

$$i_{Lm}(t) = -I_o + \frac{V_{in}}{L_m} \cdot t \quad (5.32)$$

5.4.2. Etapa 2 [DT_s a D_1T_s]:

Novamente, a etapa é idêntica à segunda etapa da operação em MCC (vide seção 5.2.2). Os diodos D_1 , D_2 e D_4 estão em condução e o diodo D_3 está bloqueado (Figura 30). A etapa é finalizada quando o indutor L_1 é descarregado completamente. As tensões nos indutores são dadas por:

$$v_{L1} = V_{C1} = V_{C2} \quad (5.33)$$

$$v_{L2} = -V_{C4} + V_{C3} = -V_{C4} + knV_{in} \quad (5.34)$$

$$v_{Lo} = -V_o - V_{C2} + V_{C4} \quad (5.35)$$

Analogamente à seção anterior, a equação temporal de i_{Lm} para $DT_s \leq t \leq D_2T_s$ é dada pela Equação (5.37), que servirá também para a próxima etapa. No instante $t = DT_s$, têm-se:

$$i_{Lm}(DT_s) = i_{Lm(máx)} = -I_o + \frac{V_{in}}{L_m} DT_s = -I_o - \frac{kV_{C1}}{L_m} (D_2 - D)T_s \quad (5.36)$$

No instante $t = D_2T_s$, têm-se:

$$i_{Lm}(D_2T_s) = i_{Lm(mín)} = -I_o \quad (5.37)$$

Logo, a partir da equação linear da reta, têm-se:

$$i_{Lm}(t) = -I_o - \frac{kV_{C1}}{L_m} (D_2T_s - t) \quad (5.38)$$

Da mesma maneira, as correntes i_{L1} e i_{L2} também podem ser relacionadas com base na Figura 35 e Equação (5.37). No instante $t = DT_s$, têm-se:

$$i_{L1}(DT_s) = i_{Lm}(DT_s) \quad (5.39)$$

$$i_{L2}(DT_s) = 0 \quad (5.40)$$

No instante $t = D_1T_s$, têm-se:

$$i_{L1}(D_1T_s) = -I_o \quad (5.41)$$

$$i_{L2}(D_1T_s) = \frac{I_{Lm}(D_1T_s) - I_{L1}(D_1T_s)}{n} = -\frac{kV_{C1}T_s}{nL_m}(D_2 - D_1) \quad (5.42)$$

Logo, $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ para $DT_s \leq t \leq D_1T_s$ são dados por:

$$i_{L1}(t) = -\frac{kV_{C1}(D_2 - D)}{L_m(D_1 - D)}(D_1T_s - t) - I_o \quad (5.43)$$

$$i_{L2}(t) = \frac{kV_{C1}}{nL_m}\left(\frac{D_2 - D_1}{D_1 - D}\right)(DT_s - t) \quad (5.44)$$

Verifica-se que a Equação (5.43) atinge o valor mínimo no instante $t = D_1T_s$, conforme ilustrado na Figura 35. As correntes dos capacitores C_1 e C_4 podem ser relacionadas com i_{L1} e i_{L2} nesta etapa:

$$i_{C1}(t) = i_{C2}(t) = -\frac{i_{L1}(t) - I_o}{2} \quad (5.45)$$

$$i_{C4}(t) = i_{L2}(t) - I_o \quad (5.46)$$

Portanto:

$$i_{C1}(t) = i_{C2}(t) = \frac{kV_{C1}(D_2 - D)}{2L_m(D_1 - D)}(D_1T_s - t) + I_o \quad (5.47)$$

$$i_{C4}(t) = \frac{kV_{C1}}{nL_m}\left(\frac{D_2 - D_1}{D_1 - D}\right)(DT_s - t) - I_o \quad (5.48)$$

5.4.3. Etapa 3 [D_1T_s a D_2T_s]:

Nesta etapa (Figura 31), o interruptor SW permanece desligado e apenas D_4 está em condução. A indutância de magnetização permanece descarregando. No instante D_2T_s , L_m e C_4

se descarregam totalmente, interrompendo o fluxo magnético dos indutores acoplados. As tensões nos indutores são dadas por:

$$v_{L1} \approx V_{C1} = V_{C2} \quad (5.49)$$

$$v_{L2} = -V_{C4} + V_{C3} \quad (5.50)$$

$$v_{Lo} = -V_o - V_{C2} + V_{C4} \quad (5.51)$$

É importante ressaltar que a Equação (5.49) é uma simplificação, tendo em vista que a relação exata inclui o fator de acoplamento ($v_{L1} = kV_{C1}$). Assim como na análise em MCC, a simplificação trará benefícios positivos e não terá influência significativa no dimensionamento do sistema, reduzindo a complexidade das deduções.

Para todo o intervalo entre $t = D_1T_s$ e $t = D_2T_s$, verifica-se que:

$$i_{L1}(t) = -I_o \quad (5.52)$$

Pela Equação (5.42), no instante $t = D_1T_s$, têm-se:

$$i_{L2}(D_1T_s) = -\frac{kV_{C1}T_s}{nL_m}(D_2 - D_1) \quad (5.53)$$

Através da Figura 35, no instante $t = D_2T_s$, i_{L2} é dado por:

$$i_{L2}(D_2T_s) = 0 \quad (5.54)$$

Com isso, a equação temporal de i_{L2} de D_1T_s à D_2T_s é dada por:

$$i_{L2}(t) = -\frac{kV_{C1}}{nL_m}(D_2T_s - t) \quad (5.55)$$

A partir da Figura 35 e da Equação (5.43), é possível determinar as correntes dos capacitores C_1 e C_4 :

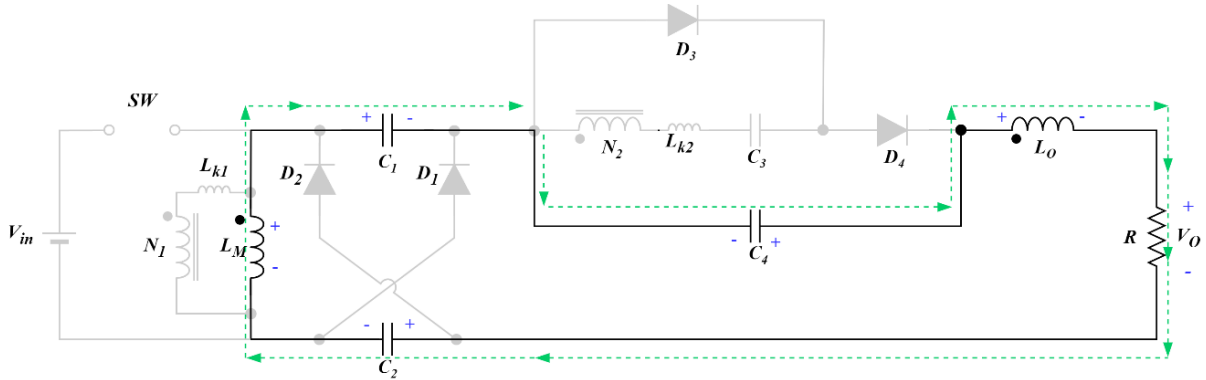
$$i_{C1}(t) = i_{C2}(t) = I_o \quad (5.56)$$

$$i_{C4}(t) = i_{L2}(t) - I_o = -\frac{kV_{C1}}{nL_m}(D_2T_s - t) - I_o \quad (5.57)$$

5.4.4. Etapa 4 [D_2T_s a T_s]:

Na última etapa, representada na Figura 36, o interruptor SW permanece desligado e todos os diodos estão reversamente polarizados. Pode-se verificar que existe apenas uma malha de corrente no circuito, com corrente i_o . Neste estágio, os capacitores C_1 , C_2 e C_4 transferem energia para a carga R_o e para o indutor de saída L_o .

Figura 36 – Quarta etapa de operação [D_2T_s a T_s]



Fonte: Autoria própria (2024).

Neste período, as tensões elétricas nos enrolamentos primário e secundário são nulas:

$$v_{L1} = v_{L2} = 0 \quad (5.58)$$

Ao aplicar a LKT em torno da única malha existente, têm-se:

$$V_{L_o} = -V_o - 2V_{C1} + V_{C4} \quad (5.59)$$

A partir da Figura 35, é possível determinar facilmente as correntes dos capacitores C_1 e C_4 :

$$i_{C1} = i_{C2} = I_o \quad (5.60)$$

$$i_{C4} = -I_o \quad (5.61)$$

5.5. Determinação do ganho estático em MCD

De forma análoga à seção 5.3, reunindo as relações encontradas na seção anterior, têm-se:

$$v_{L1}(t) = \begin{cases} v_{L11} = V_{in}, & 0 < t < DT_s \\ v_{L12} = V_{C1} = V_{C2}, & DT_s < t < D_1T_s \\ v_{L13} = V_{C1} = V_{C2}, & D_1T_s < t < T_s \\ v_{L14} = 0, & D_2T < t < T_s \end{cases} \quad (5.62)$$

$$v_{L2}(t) = \begin{cases} v_{L21} = knV_{in}, & 0 < t < DT_s \\ v_{L22} = -V_{C4} + knV_{in}, & DT_s < t < D_1T_s \\ v_{L23} = -V_{C4} + knV_{in}, & D_1T_s < t < T_s \\ v_{L24} = 0, & D_2T < t < T_s \end{cases} \quad (5.63)$$

$$v_{Lo}(t) = \begin{cases} v_{Lo1} = V_{in} - V_o - 2V_{C1} + V_{C4}, & 0 < t < DT_s \\ v_{Lo2} = -V_o - V_{C2} + V_{C4}, & DT_s < t < D_1T_s \\ v_{Lo3} = -V_o - V_{C2} + V_{C4}, & D_1T_s < t < T_s \\ v_{Lo4} = -V_o - 2V_{C1} + V_{C4}, & D_2T < t < T_s \end{cases} \quad (5.64)$$

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} i_{C11} = I_o, & 0 < t < DT_s \\ i_{C12} = \frac{kV_{C1}(D_2 - D)}{2L_m(D_1 - D)}(D_1T_s - t) + I_o, & DT_s < t < D_1T_s \\ i_{C13} = I_o, & D_1T_s < t < T_s \\ i_{C14} = I_o, & D_2T < t < T_s \end{cases} \quad (5.65)$$

$$i_{C4}(t) = \begin{cases} i_{C41} = -I_o, & 0 < t < DT_s \\ i_{C42} = \frac{kV_{C1}}{nL_m} \left(\frac{D_2 - D_1}{D_1 - D} \right) (DT_s - t) - I_o, & DT_s < t < D_1T_s \\ i_{C43} = -\frac{kV_{C1}}{nL_m} (D_2T_s - t) - I_o, & D_1T_s < t < T_s \\ i_{C44} = -I_o, & D_2T < t < T_s \end{cases} \quad (5.66)$$

De forma análoga às seções 3.6 e 5.3, o ganho estático em MCD da topologia estudada pode ser obtido considerando que as tensões médias $V_{L1(méd)}$, $V_{L2(méd)}$ e $V_{Lo(méd)}$ e correntes médias $I_{C1(méd)}$ e $I_{C4(méd)}$ devem ser nulas ao longo do período de comutação, em face da conservação de energia e da ausência de perdas nos elementos passivos. Além das Equações (3.6), (3.7) e (5.15), têm-se:

$$I_{C1(méd)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{C1} dt = 0 \quad (5.67)$$

$$I_{C4(méd)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{C4} dt = 0 \quad (5.68)$$

Substituindo as Equações (5.62) em (3.6), (5.63) em (3.7) e (5.64) em (5.15), têm-se:

$$V_{L1(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} v_{L11} dt + \int_{DT_s}^{D_1 T_s} v_{L12} dt + \int_{D_1 T_s}^{D_2 T_s} v_{L13} dt + \int_{D_2 T_s}^{T_s} v_{L14} dt \right] = 0 \quad (5.69)$$

$$V_{L2(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} v_{L21} dt + \int_{DT_s}^{D_1 T_s} v_{L22} dt + \int_{D_1 T_s}^{D_2 T_s} v_{L23} dt + \int_{D_2 T_s}^{T_s} v_{L24} dt \right] = 0 \quad (5.70)$$

$$V_{Lo(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} v_{Lo1} dt + \int_{DT_s}^{D_1 T_s} v_{Lo2} dt + \int_{D_1 T_s}^{D_2 T_s} v_{Lo3} dt + \int_{D_2 T_s}^{T_s} v_{Lo4} dt \right] = 0 \quad (5.71)$$

Substituindo as Equações (5.63) em (5.65) e (5.64) em (5.66), têm-se:

$$I_{C1(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} i_{C11} dt + \int_{DT_s}^{D_1 T_s} i_{C12} dt + \int_{D_1 T_s}^{D_2 T_s} i_{C13} dt + \int_{D_2 T_s}^{T_s} i_{C14} dt \right] = 0 \quad (5.72)$$

$$I_{C4(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} i_{C41} dt + \int_{DT_s}^{D_1 T_s} i_{C42} dt + \int_{D_1 T_s}^{D_2 T_s} i_{C43} dt + \int_{D_2 T_s}^{T_s} i_{C44} dt \right] = 0 \quad (5.73)$$

Ao calcular as integrações das expressões (5.69), (5.70) e (5.71), têm-se:

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{-DV_{in}}{D_2 - D} \quad (5.74)$$

$$V_{C3} - V_{C4} = \frac{-knV_{in} \cdot D}{(D_2 - D)} \quad (5.75)$$

$$G_{MCD} = \frac{V_o}{V_{in}} = \left[\frac{knD_2 + 2D}{(D_2 - D)} \right] \quad (5.76)$$

Ao calcular as integrações das expressões (5.72) e (5.73), têm-se:

$$D_1 = D + \frac{4I_o L_m}{DT_s V_{in} k} \quad (5.77)$$

$$D_2 = D_1 + \frac{2nL_m I_o}{DT_s V_{in} k} \quad (5.78)$$

Substituindo (5.77) em (5.78), têm-se:

$$D_2 = D + \frac{I_o L_m}{DT_s V_{in} k} (4 + 2n) \quad (5.79)$$

A corrente I_o pode ser definida em termos de V_o e R_o :

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (5.80)$$

Substituindo a Equação (5.80) em (5.79) e a Equação (5.79) em (5.76), têm-se:

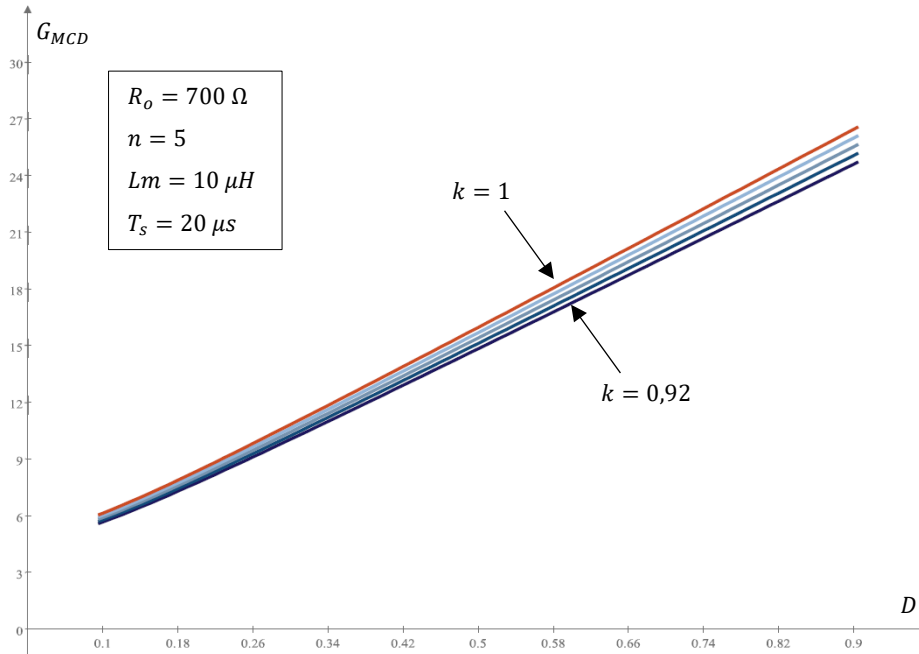
$$G_{MCD} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{kn}{2} + \sqrt{\frac{k^2 n^2}{4} + \frac{R_o D^2 T_s k (2 + kn)}{2L_m (2 + n)}} \quad (5.81)$$

Desconsiderando as indutâncias de dispersão ($k = 1$), têm-se:

$$G_{MCD} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{n}{2} + \sqrt{\frac{n^2}{4} + \frac{T_s R_o D^2}{2L_m}} \quad (5.82)$$

A partir da expressão do ganho em MCD, verifica-se a dependência do ciclo de trabalho D , do período de chaveamento do sistema T_s , da resistência de carga R_o , da razão de espiras n e da indutância de magnetização L_m . Em relação à influência do fator de acoplamento no ganho, assim como na seção 5.3, a Figura 37 ilustra o comportamento da tensão de saída com pequenas variações no fator de acoplamento k . Observa-se que as alterações do ganho com a alteração do fator de acoplamento tornam-se significativas à medida que o ciclo de trabalho aumenta.

Figura 37 – Influência do fator de acoplamento no ganho em MCD

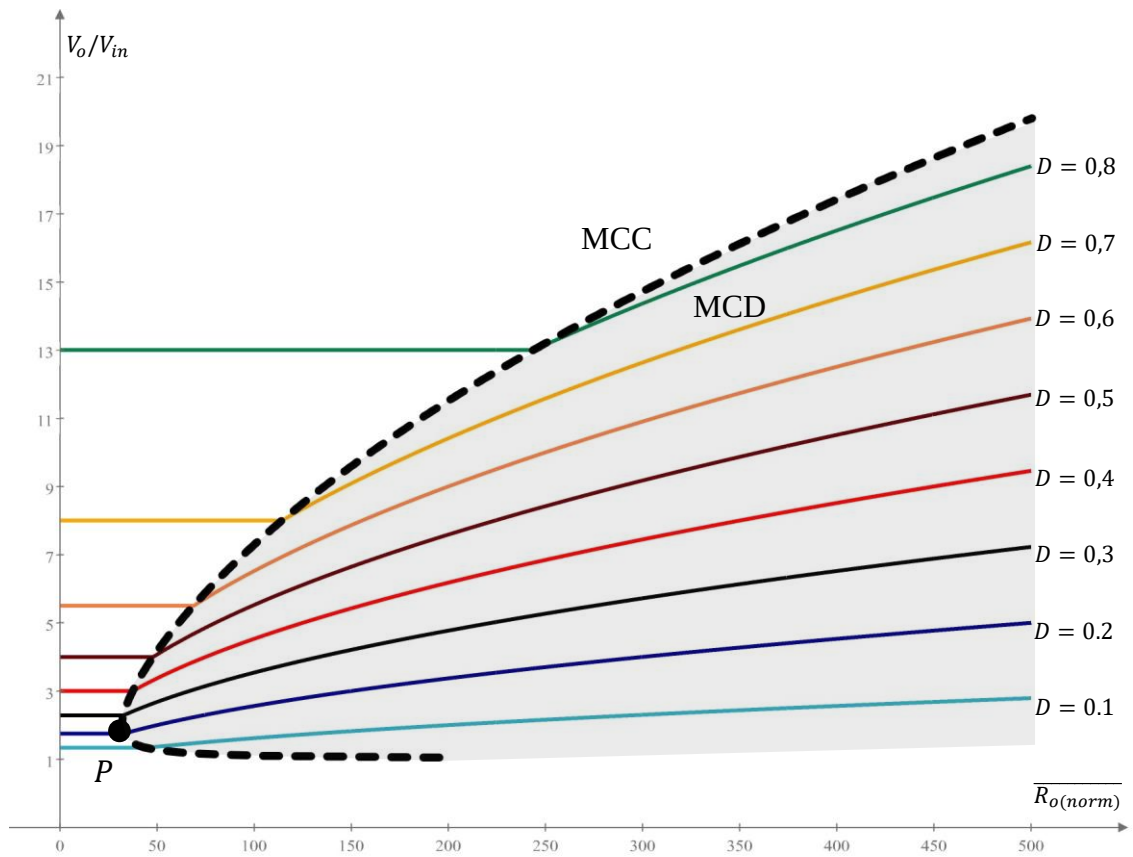


Fonte: Autoria própria (2024).

5.6. Característica de carga da topologia

A partir das relações do ganho estático em cada modo de condução, torna-se possível definir o gráfico da característica de saída da topologia Zeta objeto deste estudo. A Figura 38 ilustra a característica de carga do conversor para diferentes ciclos de trabalho em função resistência R_o normalizada. Observa-se que o ganho MCD varia com a resistência da carga. Já na área de operação em MCC, não há qualquer interferência. Verifica-se que a menor resistência de saída possível do sistema ocorrerá quando o ganho for quase unitário (ponto P).

Figura 38 – Característica de carga em relação à $\overline{R_{o(norm)}}^4$



Fonte: Autoria própria (2024).

5.7. Determinação da indutância crítica

A indutância crítica $[L_{m(crit)}]$ consiste no menor valor de indutância de magnetização necessário para manter a operação do conversor em MCC. Para a análise em questão, serão

⁴ Para o conversor Zeta modificado, têm-se: $\overline{R_{o(norm)}} = \frac{R_o}{2L_m f}$

desprezadas as perdas do sistema ($k = 1$). Portanto, com base nessa suposição, a potência de entrada do sistema P_{in} é igual à potência de saída P_o do conversor:

$$P_{in} = P_o \quad (5.83)$$

De outra forma:

$$V_{in}I_{in} = V_oI_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (5.84)$$

Na topologia estudada, para a operação em MCC e MCD, sabe-se que:

$$I_{in} = I_{Lm(méd)} - I_o \quad (5.85)$$

em que $I_{Lm(méd)}$ representa a corrente média do indutor L_m durante todo o ciclo de trabalho.

Substituindo as Equações (5.84) em (5.83) e (5.22) em (5.83), têm-se:

$$I_{Lm(méd)} = \frac{V_{in}}{R_o} \left(\frac{2D + n}{1 - D} \right) \left(\frac{2D + n}{1 - D} + 1 \right) \quad (5.86)$$

A corrente média de L_m pode ser facilmente relacionada com a corrente mínima $i_{Lm(mín)}$, tendo em vista que no modo de condução contínua a corrente de L_m varia entre um valor máximo e um valor mínimo, como já explicado:

$$i_{Lm(mín)} = I_{Lm(méd)} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (5.87)$$

, em que Δi_{Lm} representa a variação (*ripple*) da corrente do indutor de magnetização.

Substituindo as Equações (3.15) e (5.85) em (5.86), têm-se:

$$i_{Lm(mín)} = \frac{V_{in}}{R_o} \left(\frac{2D + n}{1 - D} \right) \left(\frac{2D + n}{1 - D} + 1 \right) - \frac{V_{in}DT_s}{2L_m} \quad (5.88)$$

Alternativamente, substituindo (5.23) em (5.87), têm-se:

$$i_{Lm(mín)} = \frac{V_{in}[2L_mG(G + 1) - kRDT]}{2RL_m} \quad (5.89)$$

Curiosamente, a corrente $i_{Lm(máx)}$ é dada por:

$$i_{Lm(máx)} = \frac{V_{in}[2L_mG(G + 1) + kRDT]}{2RL_m} \quad (5.90)$$

O modo de condução crítica ocorrerá quando a corrente mínima da indutância de magnetização for nula [$i_{Lm(min)} = 0$]. Ou seja:

$$0 = \frac{V_{in}}{R_o} \left(\frac{2D + n}{1 - D} \right) \left(\frac{2D + n}{1 - D} + 1 \right) - \frac{V_{in}DT_s}{2L_{m(crít)}} \quad (5.91)$$

Rearranjando a Equação (5.90), é possível obter a expressão matemática de $L_{m(crít)}$:

$$L_{m(crít)} = \frac{DR_o}{2f_s} \cdot \frac{(1 - D)^2}{(2D + n)(D + n + 1)} \quad (5.92)$$

Portanto, verifica-se que a indutância de magnetização depende do ciclo de trabalho D , da frequência de chaveamento do sistema f_s , da resistência da carga R_o e da razão de espiras n . É possível concluir que o controle do modo de operação do conversor pode ser realizado pelo ajuste da frequência de chaveamento f_s do sistema.

6. SIMULAÇÃO E RESULTADOS

Neste capítulo, serão detalhados os procedimentos realizados para simular a topologia estudada. Conforme já explicado na metodologia do presente trabalho, será utilizado o *software* de simulação *PSIM – Physical Security Information Management™* para analisar o comportamento elétrico do conversor.

6.1. Especificações e considerações de projeto

Nesta seção, as especificações e considerações de projeto serão abordadas, de modo a dimensionar os componentes da simulação presente no próximo capítulo. Os parâmetros utilizados na simulação do conversor proposto estão presentes na Tabela 5. Os parâmetros escolhidos foram definidos com base na análise realizada em FREITAS (2021).

Tabela 5 – Especificações dos parâmetros-base da simulação

Parâmetro	Especificação
Tensão de entrada	$V_{in} = 26\text{ V}$
Tensão de saída	$V_o = 380\text{ V}$
Potência do sistema	$P_{in} = 200\text{ W}$
Frequência de chaveamento	50 kHz
Relação de espiras	$n = \frac{N_s}{N_p} = 5$
Indutância de magnetização	$L_m = 50\text{ }\mu\text{H}$
Indutâncias de dispersão	$L_{pk} = 1800\text{ nH}$
	$L_{sk} = 0\text{ nH}$
Indutor de saída	$L_o = 2\text{ mH}$
Capacitores C_1 e C_2	$C_1 = C_2 = 10\text{ }\mu\text{F}$
Capacitores C_3 e C_4	$C_3 = C_4 = 2\text{ }\mu\text{F}$

Fonte: Autoria própria (2024).

Com base nos valores especificados e nos equacionamentos supracitados, é possível obter os parâmetros importantes do sistema, tais como a corrente média de entrada I_{in} , a corrente média de saída I_o , a corrente máxima, mínima e média de L_m , as tensões médias nos capacitores, a corrente máxima do interruptor ($i_{SW(max)}$) e a indutância crítica de magnetização ($L_{m(crit)}$).

Tabela 6 – Valores teóricos obtidos

Parâmetro	Valor calculado
Fato de acoplamento	$k = 0,98$
Ganho de tensão	$G_{MCC} = 14,62$
Corrente média de entrada	$I_{in} = 7,69 A$
Corrente média de saída	$I_o = 0,53 A$
Corrente de magnetização média	$I_{Lm(méd)} = 8,22 A$
Corrente de magnetização máxima	$I_{Lm(máx)} = 11,18 A$
Corrente de magnetização mínima	$I_{Lm(mín)} = 5,26 A$
Corrente máxima do interruptor	$I_{Sw(máx)} = 20,74 A$
Tensão média nos capacitores C_1 e C_2	$V_{C1} = V_{C2} = -36,35 V$
Tensão média no capacitor C_3	$V_{C3} = 127,72 V$
Tensão média no capacitor C_4	$V_{C4} = 303,16 V$

Fonte: Autoria própria (2024).

A partir dos dados da Tabela 5 e da Equação (5.23), o ciclo de trabalho necessário para fornecer a tensão de saída desejada é dado por:

$$D = 0,58$$

Além disso, por meio da Equação (5.91), é possível determinar a indutância crítica do projeto, conforme especificação abaixo. Para valores de L_m menores que a indutância crítica, o sistema atuará em MCD.

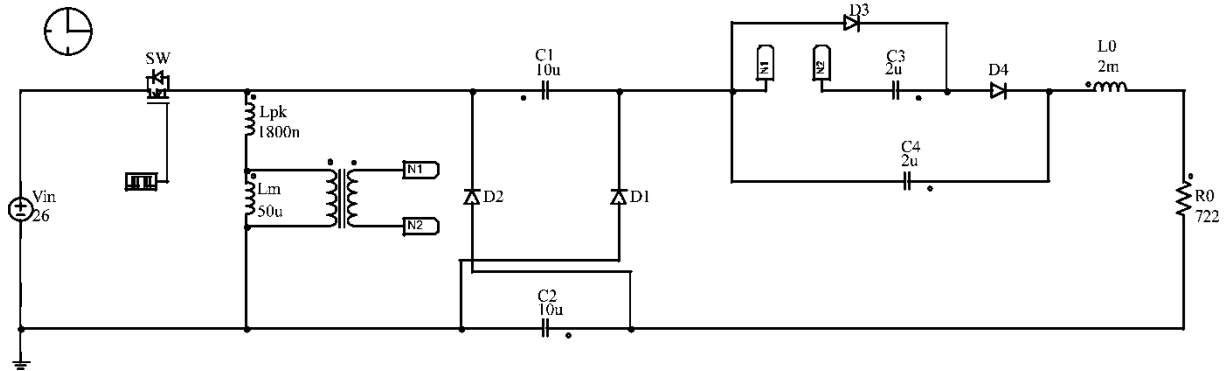
$$L_{m(crít)} = 18,31 \mu H$$

Deste modo, para simular o modo de condução descontínua da topologia, a indutância de magnetização será alterada para $L_m = 10 \mu H$.

6.2. Simulação da topologia na operação em MCC

Para a primeira simulação do conversor de alto ganho proposto, foram implementados os parâmetros definidos na seção anterior. A Figura 39 demonstra a simulação do Zeta modificado no *software PSIM – Physical Security Information Management*™. Observa-se que, para a simulação, foi adotado o modelo de quatro parâmetros para representar o acoplamento magnético.

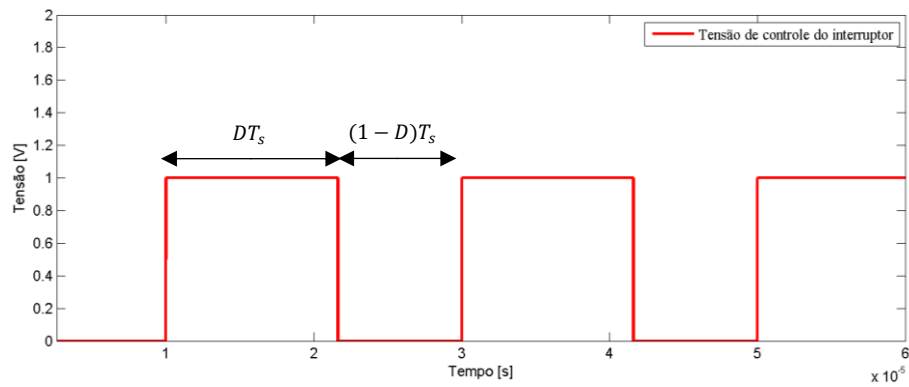
Figura 39 – Esquemático da topologia estudada no *software* de simulação



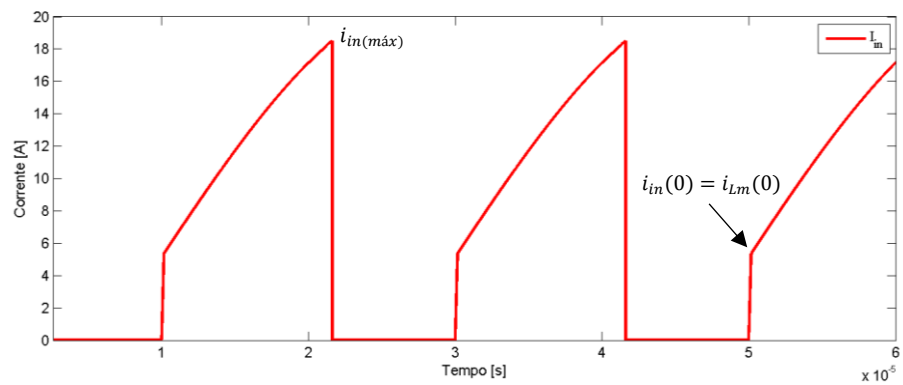
Fonte: Autoria própria (2024).

Para efeito de simulação, com exceção da indutância de dispersão do primário, todos os demais componentes foram considerados ideais. A Figura 40 apresenta as curvas de cada parâmetro do circuito analisado para a operação em MCC. Com o intuito de controlar o interruptor, utilizou-se pulsos de tensão com pico de 1 V, conforme Figura 40(a). Os pulsos foram programados para ativar a chave eletrônica de acordo com a taxa de trabalho definida.

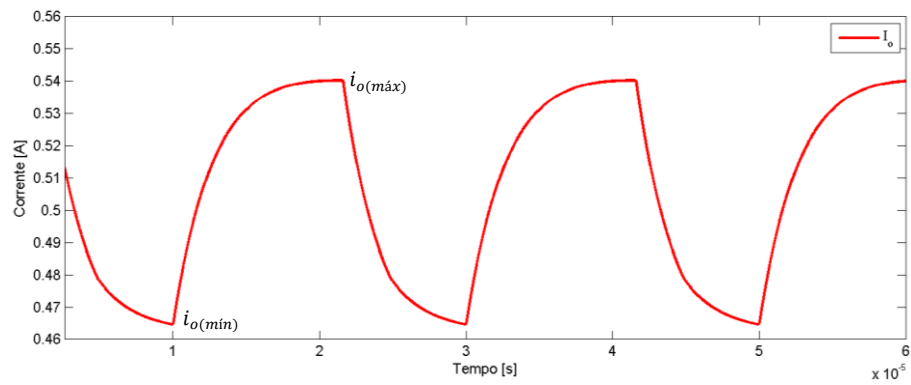
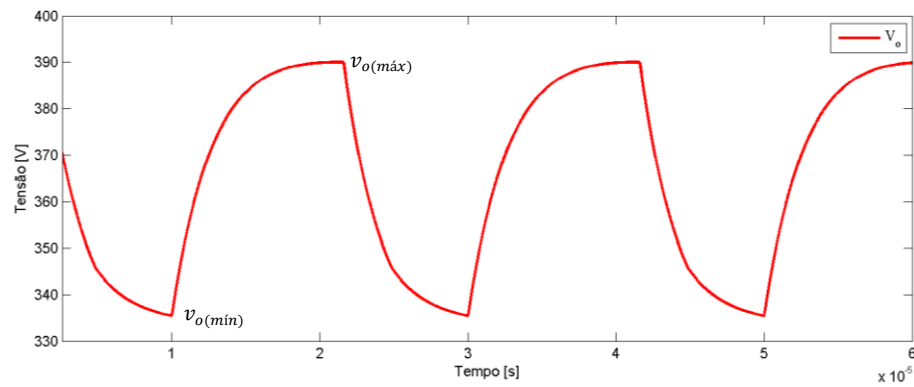
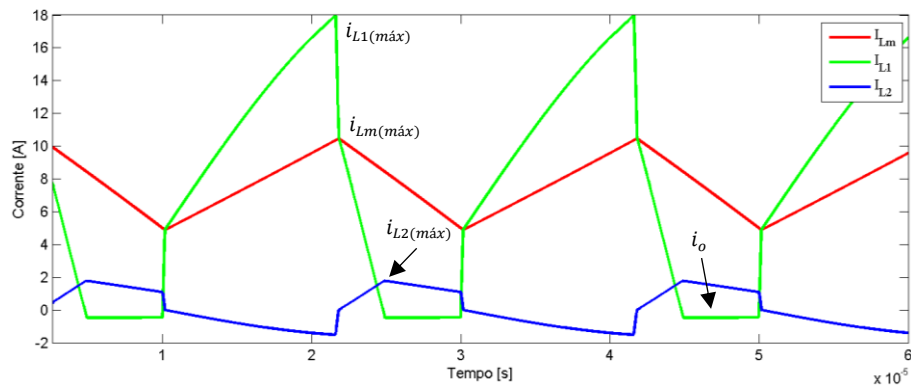
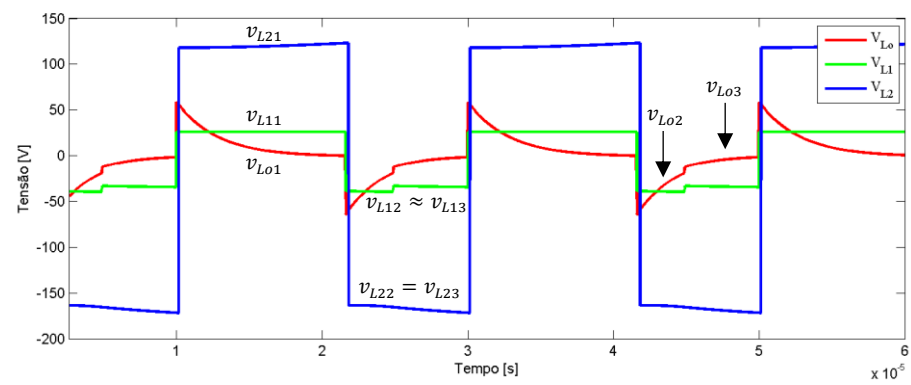
Figura 40 – Simulação do conversor em MCC

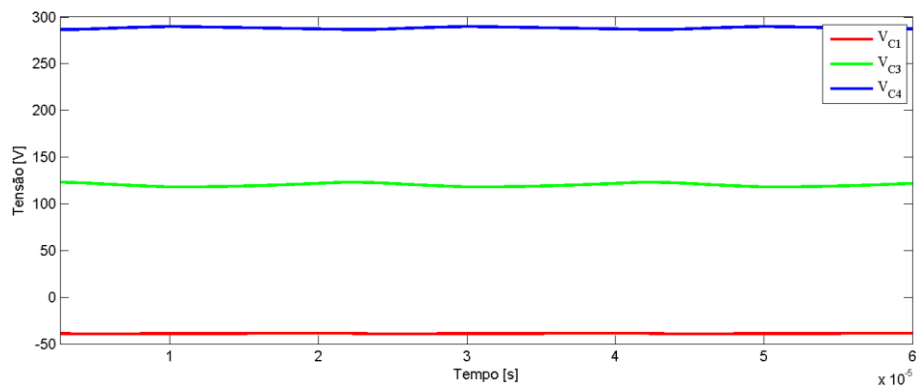
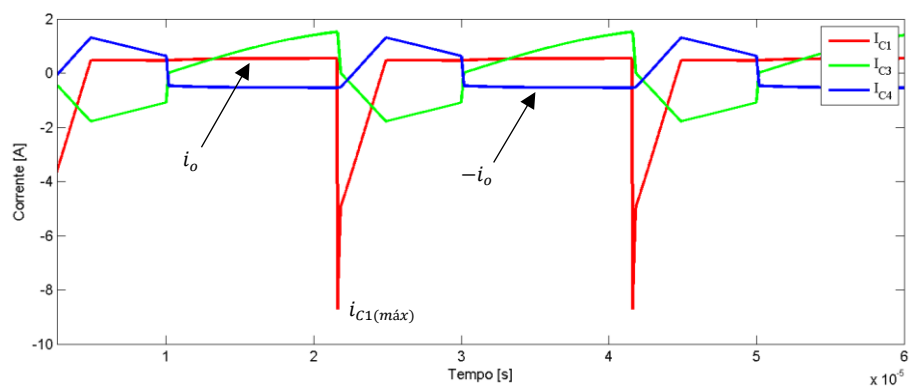
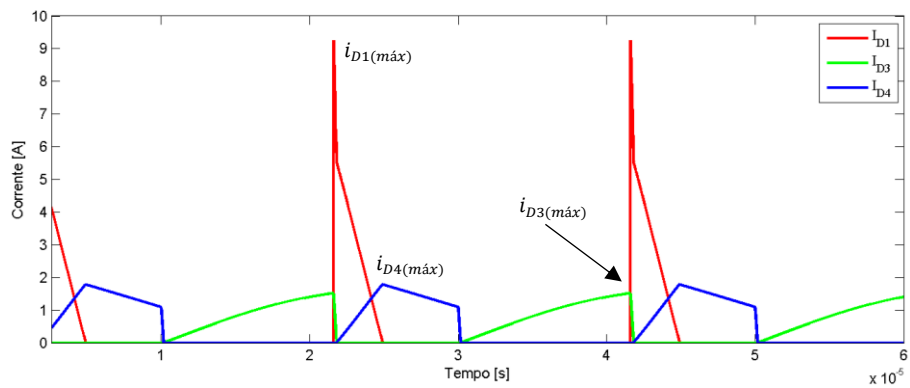
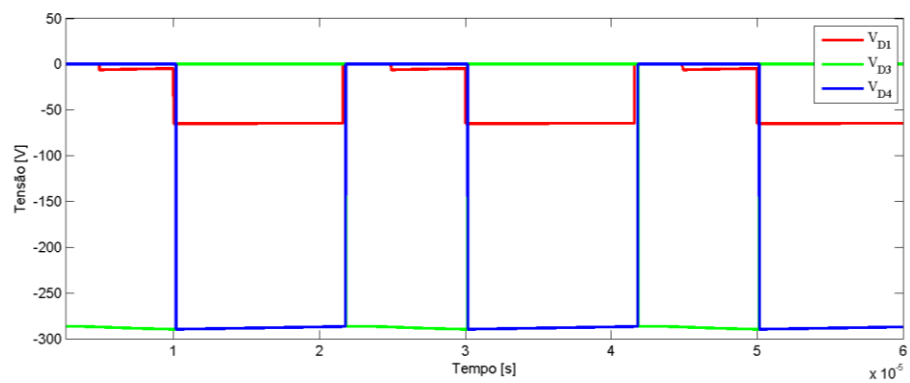


(a) Ciclo de trabalho do conversor



(b) Corrente de entrada i_{in}

(c) Corrente de saída i_o (b) Tensão de saída do sistema v_o (e) Correntes elétricas i_{Lm} , i_{L1} e i_{L2} (f) Tensões elétricas v_{Lo} , v_{L1} e v_{L2}

(g) Tensões elétricas nos capacitores C_1 , C_3 e C_4 (h) Correntes elétricas nos capacitores C_1 , C_3 e C_4 (i) Correntes elétricas nos capacitores D_1 , D_3 e D_4 (j) Tensões elétricas nos capacitores D_1 , D_3 e D_4

Fonte: Autoria própria (2024).

Observa-se a equivalência das formas de onda simuladas com as teóricas apresentadas na seção 3.2. Diversas características intrínsecas à topologia Zeta convencional estão presentes no conversor modificado, tais como a característica de fonte de tensão na entrada e fonte de corrente na saída. Verifica-se também a corrente pulsada na entrada (Figura 40(b)). Com base no estudo da seção 5.2, pode-se concluir que todos os elementos passivos participam diretamente do processo de transferência de energia.

Na simulação, a tensão de saída v_o apresentou uma variação expressiva (tensão de *ripple*) em torno de 50 V. A variação pode ser reduzida ao elevar a indutância L_o . Alternativamente, pode-se colocar um capacitor de filtro C_o em paralelo com a carga. Já a corrente de saída, por sua vez, apresentou um comportamento quase constante, com variação satisfatória.

Quanto às correntes nos indutores (Figura 40(e)), é possível observar a elevada corrente máxima do indutor L_1 (modelo de três parâmetros) e, conseqüentemente, do semiconductor SW . Na prática, isso é um fator que prejudicaria a eficiência do sistema em face do expressivo dispêndio de energia no interruptor. A redução da sobrecorrente pode ocorrer com a elevação da indutância de magnetização L_m .

Na Figura 40(f), é possível visualizar a equivalência das tensões v_{L12} e v_{L13} realizada na seção 5.3. Observa-se que, de fato, as diferenças de tensão em cada subetapa não compromete relevantemente a abordagem realizada. No entanto, para se obter valores mais precisos dos parâmetros do circuito, é importante considerar $v_{L12} = kv_{C1}$.

Pela Figura 40(g), conclui-se que as capacitâncias C_1 , C_2 , C_3 e C_4 foram escolhidas adequadamente, com valores suficientes para manter os respectivos níveis de tensão aproximadamente constantes. Conforme visualizado na Figura 34, verifica-se que o capacitor C_4 possui o maior esforço de tensão requerido.

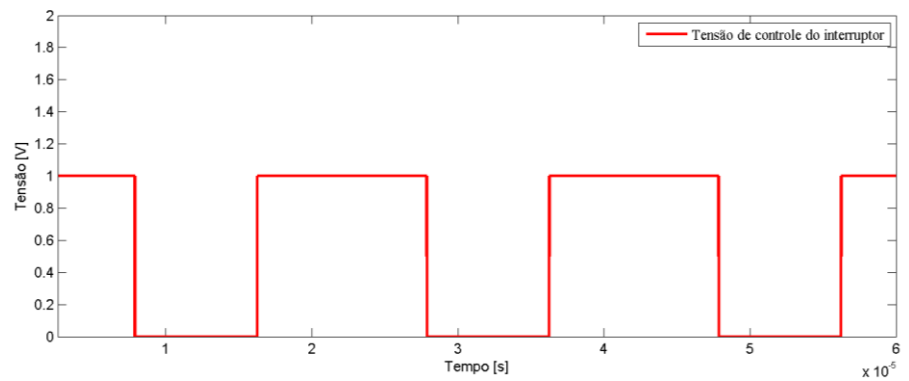
Já em relação às correntes nos capacitores e diodos, por sua vez, observa-se pelas Figura 40(h) e 40(i) que os capacitores C_1 e C_2 e os diodos D_1 e D_2 demandam a maior corrente exigida. A VMC permite que a corrente máxima dos componentes seja reduzida pela metade porque os capacitores C_1 e C_2 ficam em paralelo na segunda etapa, permitindo a divisão da corrente elétrica e a minimização dos esforços dos componentes.

A partir da Figura 40(j), infere-se que os diodos D_3 e D_4 devem ser projetados para suportar elevados níveis de tensão quando reversamente polarizados. A desvantagem em questão foi prevista na seção 3.14. Na simulação em MCC, tais diodos ficaram expostos a tensões próximas de 300 V.

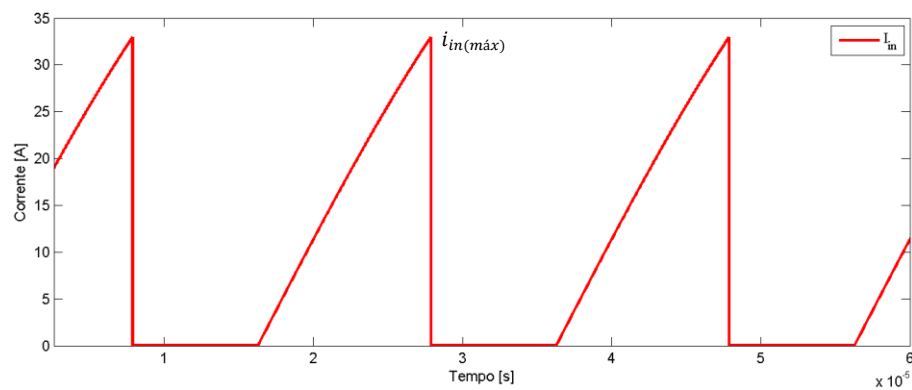
6.3. Simulação da topologia na operação em MCD

Analogamente à etapa 6.2, a Figura 41 detalha as curvas de cada parâmetro do circuito analisado para a operação em MCD. Conforme já dito anteriormente, apenas a indutância de magnetização foi alterada.

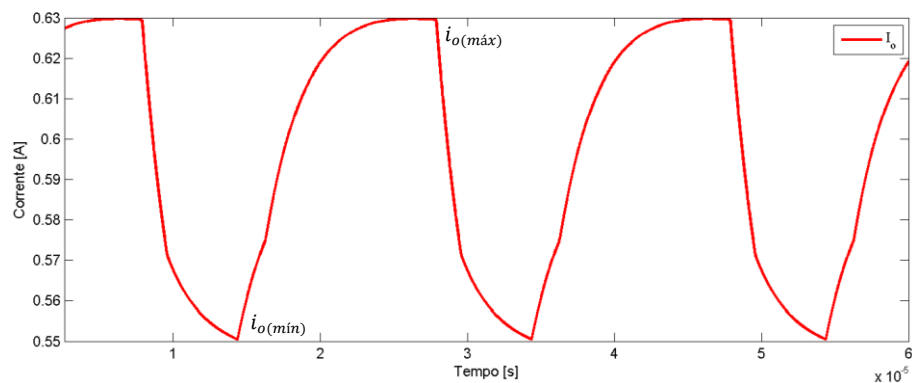
Figura 41 – Simulação do conversor em MCD



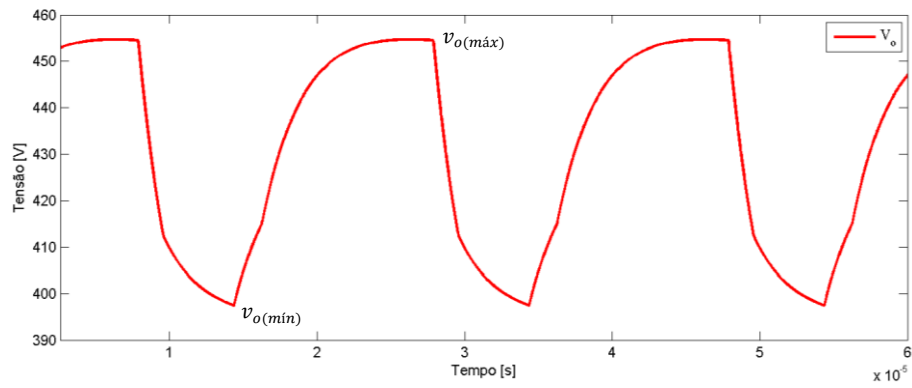
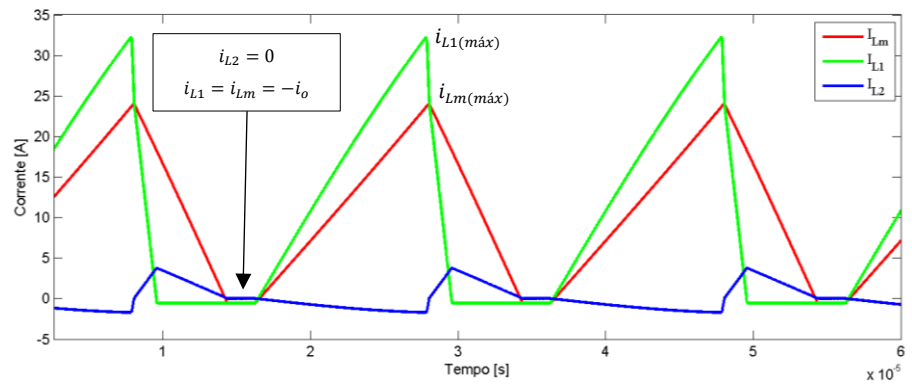
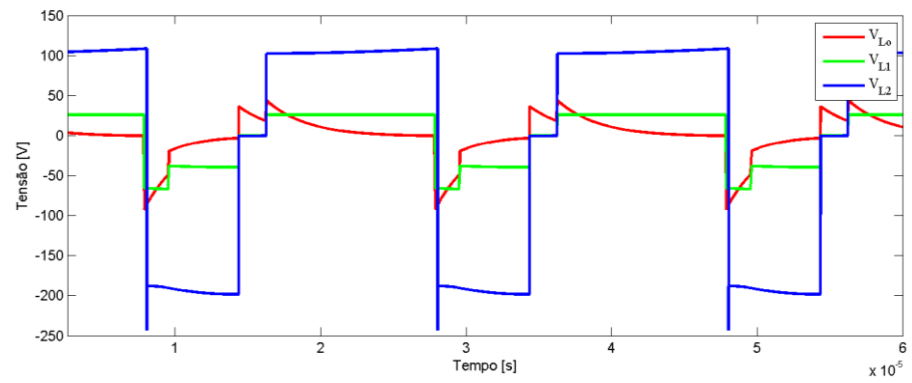
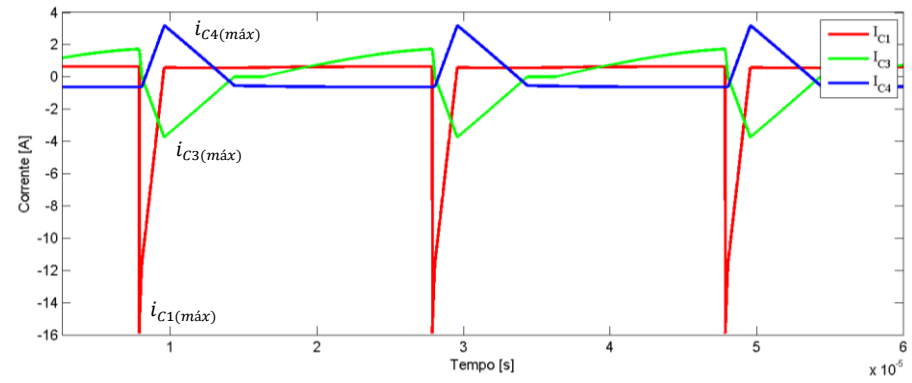
(a) Ciclo de trabalho do conversor

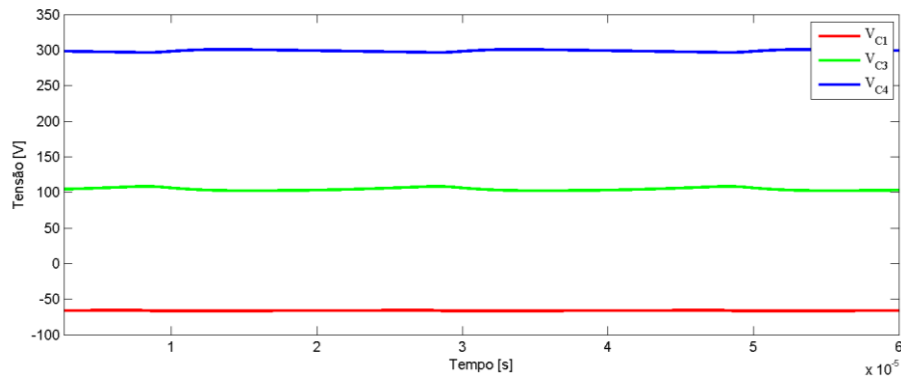
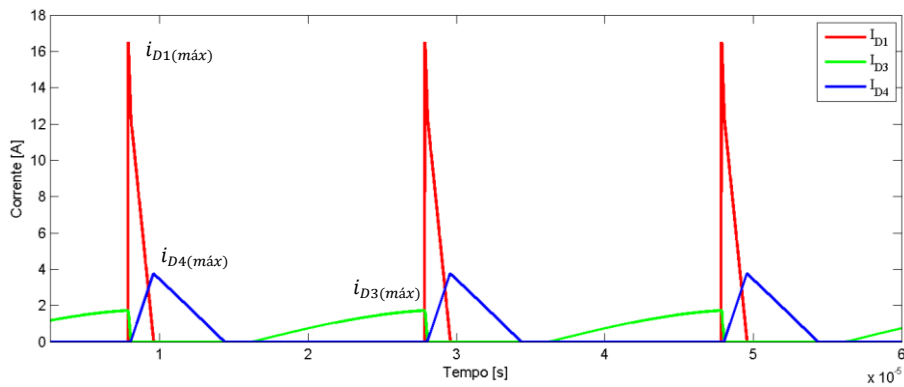
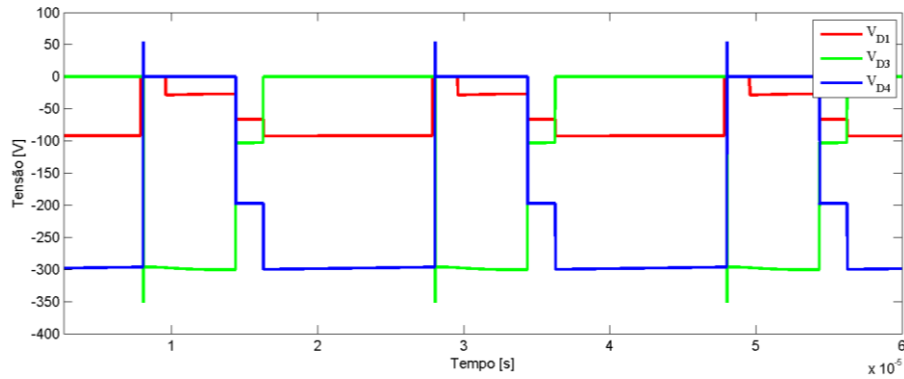


(b) Corrente de entrada i_{in}



(c) Corrente de saída i_o

(d) Tensão de saída do sistema v_o (e) Correntes elétricas i_{Lm} , i_{L1} e i_{L2} (f) Tensões elétricas v_{Lo} , v_{L1} , v_{L2} (g) Correntes elétricas nos capacitores C_1 , C_3 e C_4

(h) Tensões elétricas nos capacitores C_1 , C_3 e C_4 (i) Correntes elétricas nos capacitores D_1 , D_3 e D_4 (j) Tensões elétricas nos capacitores D_1 , D_3 e D_4

Fonte: Autoria própria (2024).

A Figura 41(e) comprova a atuação em MCD do sistema ao mostrar o descarregamento total da indutância de magnetização L_m no início da quarta etapa. Na simulação em MCD, verifica-se que grande parte das considerações relatadas na operação em MCC são válidas. Em geral, observa-se a elevação do ganho de tensão do conversor para um valor médio em torno de 430 V. O ciclo de trabalho pode ser facilmente ajustado para propiciar a tensão de saída de 380 V. Quanto ao *ripple*, não houve mudança expressiva em relação à operação em MCC.

Pela Figura 41(b), infere-se que a corrente máxima de entrada $i_{in(máx)}$ quase duplicou em relação à operação em MCC. O efeito foi similar para diversos outros parâmetros, tais como

a corrente dos capacitores C_1 e C_2 e dos diodos D_1 e D_2 . A causa está relacionada com a diminuição da indutância de magnetização do acoplamento. Em compensação, a corrente média de diversos parâmetros (i_{Lm} , por exemplo) diminuiu em face da presença da quarta etapa no processo.

6.4. Análise comparativa entre os valores calculados e simulados

A Tabela 7 apresenta uma análise comparativa entre alguns valores projetados para a topologia e os valores mensurados na simulação. Como observado, as análises teóricas e simulacionais apresentaram uma enorme convergência entre os resultados, demonstrando a validade das equações de projeto. De um ponto de vista geral, o maior erro relativo do sistema foi inferior à 9%. Isso demonstra que as simplificações da análise realizadas nas seções 5.2 e 5.4 não comprometeram o propósito do estudo.

Tabela 7 – Erros relativos entre valores teóricos e simulados

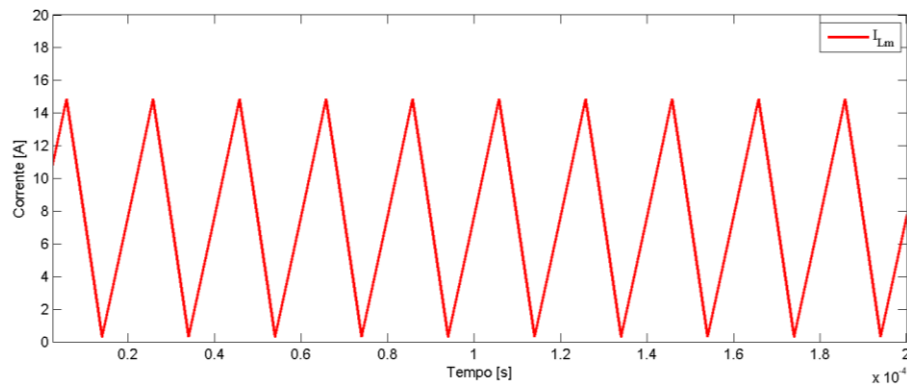
Parâmetro	Valor teórico	Valor simulado	Erro relativo (%)
V_o (V)	380,00	366,14	3,65
G_{MCC}	14,62	14,08	3,65
I_o (A)	0,53	0,51	3,10
i_{in} (A)	7,69	7,16	6,92
I_{Lm} (A)	8,22	7,67	6,68
Δi_{Lm} (A)	5,91	5,58	5,63
$i_{Lm(min)}$ (A)	5,26	4,88	7,26
$i_{Lm(máx)}$ (A)	11,18	10,46	6,40
V_{C1} (V)	-36,35	-39,03	7,37
V_{C4} (V)	303,16	288,13	4,96
V_{C3} (V)	127,72	120,16	5,92
$V_{o(MCD)}$ (V)	467,17	431,40	7,66
G_{MCD}	17,97	16,59	7,66
D_1	0,65	0,66	1,55
D_2	0,83	0,90	8,70

Fonte: Autoria própria (2024).

6.5. Operação da topologia em MCR

Com a indutância de magnetização crítica definida na seção 6.1, realizou-se a simulação da topologia no MCR. A Figura 42 demonstra o comportamento da corrente do indutor de magnetização L_m . Observa-se a enorme semelhança com a Figura 6. O indutor se descarrega completamente, mas não adentra no modo de condução descontínua.

Figura 42 – Simulação do conversor em MCR

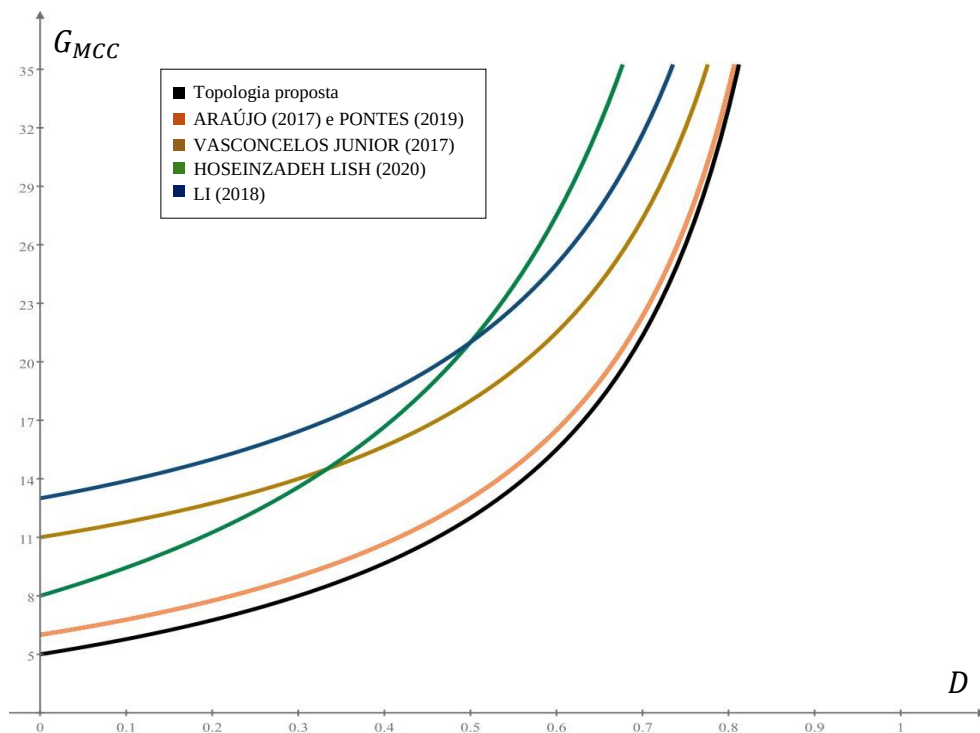


Fonte: Autoria própria (2024).

6.6. Comparação do ganho do conversor com outras topologias

A Figura 43 apresenta os ganhos de tensão das topologias apresentadas na seção 3.14, juntamente com o ganho de tensão da topologia proposta. Observa-se a semelhança dos ganhos do conversor estudado com os conversores de ARAÚJO (2017) e PONTES (2019). Entre os conversores apresentados, o conversor Zeta apresentou o menor ganho de tensão para o mesmo ciclo de trabalho.

Figura 43 – Comparação de ganhos estáticos



Fonte: Autoria própria (2024).

7. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente trabalho teve como objetivo analisar e simular um conversor Zeta CC-CC não isolado de elevado ganho de tensão, composto por acoplamento magnético, VMC e VMR. O sistema de conversão estudado possui alto ganho estático, com característica de fonte de tensão na entrada e fonte de corrente na saída. Para isso, foi realizada uma revisão bibliográfica do assunto, focando no conversor Zeta convencional, nos conversores CC-CC de elevado ganho e nas técnicas de elevação da tensão comumente utilizadas na academia.

Em seguida, foram deduzidas e apresentadas as principais equações inerentes aos modos de condução contínua e descontínua do conversor, tornando possível gerar a característica de carga e determinar a indutância crítica do circuito. Com parâmetros calculados e pré-especificados, realizou-se a simulação do conversor nos modos de condução contínua e descontínua, de modo a validar os equacionamentos obtidos e mostrar os principais aspectos observados. Os resultados apresentaram precisão satisfatória, com erro relativo inferior a 9%.

Do ponto de vista em geral, o conversor apresentou capacidade para operar com elevado ganho de tensão por possuir diversos graus de liberdade, tais como o aumento da relação de espiras n e o aumento da quantidade de VMRs em cascata. O VMR do tipo Cockcroft-Walton permite ampliar a taxa de conversão ao incluir mais redes de capacitores-diodos, trazendo mais flexibilidade para o circuito. Vale ressaltar que o aumento do ganho resultará também em uma maior complexidade (maior quantidade de componentes).

Como sugestão para trabalhos futuros, recomenda-se a realização do estudo dos esforços de corrente e tensão dos componentes, a criação de um protótipo do conversor para mensurar seu desempenho e verificar o seu funcionamento. Além disso, faz-se necessário realizar a análise de pequenos sinais da topologia para examinar o comportamento dinâmico do sistema em torno de um ponto de operação estável, de modo a permitir o projeto de controle preciso, rápido e adequado.

REFERÊNCIAS

- ANDRES, Bernardo; ROMITTI, Leonardo; ANDRADE, António M. S. S.; ROGGIA, Leandro; SCHUCH, Luciano. **A High Step-Up Isolated DC-DC Converter Based on Cascaded Greinacher Voltage Multiplier**. *Eletrônica de Potência, [S. l.]*, v. 28, n. 1, p. 52–62, 2023. DOI: 10.18618/REP.2023.1.0038. Disponível em: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/23>. Acesso em: 20 set. 2024.
- ANDRES, Bernardo et al. **Estudo comparativo de células elevadoras de tensão aplicadas ao conversor SEPIC isolado**. In: Proc. 12th Seminar Power Electron. Control. 2019. p. 1-6. Disponível em: <http://sepoc2019.ct.ufrn.br/sepoc2019/images/arquivos/papers/track1/6.-ESTUDO-COMPARATIVO-DE-CLULAS-ELEVADORAS-DE-TENSO-APLICADAS-AO-CONVERTOR-SEPIC-ISOLADO.pdf>. Acesso em: 20 set. 2024.
- ARAÚJO, Francilino Carneiro de. **Conversor CC-CC de alto ganho com características de fonte de corrente na saída para aplicações em sistemas fotovoltaicos e injeção de corrente em nanorredes**. 2017. 132 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica e da Computação, Universidade Federal do Ceará, Sobral, 2017. Disponível em: <https://repositorio.ufc.br/handle/riufc/28685>. Acesso em: 21 set. 2024.
- AXELROD, B.; BERKOVICH, Y.; IOINOVICI, A. **Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC–DC PWM Converters**. *IEEE Transactions On Circuits And Systems I: Regular Papers, [S.L.]*, v. 55, n. 2, p. 687-696, mar. 2008. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tcsi.2008.916403>. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4432307>. Acesso em: 21 set. 2024.
- AZIZKANDI, Mahmoodreza Eskandarpour; SEDAGHATI, Farzad; SHAYEGHI, Hossein; BLAABJERG, Frede. **A High Voltage Gain DC–DC Converter Based on Three Winding Coupled Inductor and Voltage Multiplier Cell**. *IEEE Transactions On Power Electronics, [S.L.]*, v. 35, n. 5, p. 4558-4567, maio 2020. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <https://ieeexplore.ieee.org/document/8855014>. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4432307>. Acesso em: 21 set. 2024.
- BANDEIRAS, Filipe Alexandre Guido. **Microgrid architecture evaluation for small and medium size industries**. 2017. 141 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica, Escola Superior de Tecnologia de Tomar, Tomar, 2017. Disponível em: https://comum.rcaap.pt/bitstream/10400.26/21510/1/Thesis-Industrial_Microgrids.pdf. Acesso em: 21 out. 2024.
- BETTEN, John. **SEPIC Converter Benefits from Leakage Inductance**. 2010. Disponível em: <https://e2e.ti.com/cfs-file/key/communityserver-discussions-components->

files/196/SEPIC-Converter-Benefits-from-Leakage-Inductance-final.pdf. Acesso em: 21 set. 2024.

BOROYEVICH, Dushan; CVETKOVIC, Igor; DONG, Dong; BURGOS, Rolando; WANG, Fei; LEE, Fred. **Future electronic power distribution systems a contemplative view**. 2010 12Th International Conference On Optimization Of Electrical And Electronic Equipment, [S.L.], v. 12, p. 1369-1380, maio, 2010. IEEE. <http://dx.doi.org/10.1109/optim.2010.5510477>. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5510477>. Acesso em: 21 set. 2024.

BOYLESTAD, Robert L. **Introdução à Análise de Circuitos**. Pearson Universidades, 2011.

CHAPMAN, Stephen J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. AMGH editora, 2013.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA (EPE), “Balanço Energético Nacional de 2023: Ano base 2022”, Rio de Janeiro: EPE, 2023. Disponível em: <<https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-2023>>. Acesso em: 01 de outubro de 2024.

FALIN, Jeff. **Designing DC/DC converters based on ZETA topology**. Analog Applications, 2010. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/pdf/slyt372>. Acesso em: 21 set. 2024.

FERETTI, Paulo Henrique et al. **Conversores CC-CC não isolados com ampla taxa de conversão baseados na célula de comutação de múltiplos estados e células multiplicadoras de tensão**. 2022. 162 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Itajubá, Minas Gerais, 2022. Disponível em: <https://repositorio.unifei.edu.br/jspui/handle/123456789/3334>. Acesso em: 05 out. 2024.

FOROUZESH, Mojtaba; SIWAKOTI, Yam P.; GORJI, Saman A.; BLAABJERG, Frede; LEHMAN, Brad. **Step-Up DC–DC Converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications**. IEEE Transactions On Power Electronics, [S.L.], v. 32, n. 12, p. 9143-9178, dez. 2017. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tpel.2017.2652318>. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7872494>. Acesso em: 25 set. 2024.

FREITAS, Antonio Alisson Alencar. et al. **Non-isolated high step-up DC–DC converter based on coupled inductors, diode-capacitor networks, and voltage multiplier cells**. International Journal Of Circuit Theory And Applications, [S.L.], v. 50, n. 3, p. 944-963, 15 nov. 2021. Wiley. <http://dx.doi.org/10.1002/cta.3182>. Disponível em: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/cta.3182>. Acesso em: 18 set. 2024.

GUEPFRIH, Marcelo Flavio. **Conversores CC-CC não isolados de elevado ganho estático concebidos com acoplamento magnético**. 2021. 284 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica., Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2021. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/229174>. Acesso em: 05 out. 2024.

IEA, *Global EV Outlook 2023*, IEA, Paris <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2023>, Licença: CC BY 4.0. Acesso em: 15 de julho de 2023.

IEA, *Renewables 2022*, IEA, Paris <https://www.iea.org/reports/renewables-2022>, License: CC BY 4.0. Acesso em: 15 de julho de 2023.

LISH, Mana Hoseinzadeh; EBRAHIMI, Reza; KOJABADI, Hossein Madadi; GUERRERO, Josep M.; ESFETANAJ, Naser Nourani; CHANG, Liuchen. **Novel high gain DC–DC converter based on coupled inductor and diode capacitor techniques with leakage inductance effects**. *Iet Power Electronics*, [S.L.], v. 13, n. 11, p. 2380-2389, 18 jun. 2020. Institution of Engineering and Technology (IET). <http://dx.doi.org/10.1049/iet-pel.2020.0117>. Disponível em: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/full/10.1049/iet-pel.2020.0117>. Acesso em: 15 set. 2024.

IOINOVICI, Adrian; CHUNG, Henry. **Power electronics and energy conversion systems: fundamentals and hard-switching converters**. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2013.

IZADI, Mahnaz; MOSALLANEJAD, Ali; ESHKEVARI, Alireza Lahooti. **An improved coupled inductor-based quadratic step-up DC–DC converter with a high step-up factor and reduced voltage overshoot on the power switch**. *Iet Power Electronics*, [S.L.], v. 17, n. 9, p. 986-1004, 7 ago, 2023. Institution of Engineering and Technology (IET). <http://dx.doi.org/10.1049/pel2.12567>. Disponível em: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/full/10.1049/pel2.12567>. Acesso em: 15 set. 2024.

LI, Xinying; ZHANG, Yan; LIU, Jinjun; ZENG, Pengxiang. **High Step-Up DC-DC Converter Based on Multi-Cell Coupled Inductor Diode-Capacitor Network**. 2018 International Power Electronics Conference (Ipec-Niigata 2018 -Ecce Asia), [S.L.], v. 8, p. 2646-2652, maio, 2018. IEEE. <http://dx.doi.org/10.23919/ipecc.2018.8507392>. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8507392>. Acesso em: 21 set. 2024.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados**. 2 ed. Edição dos autores. Florianópolis, 2006.

MELLO, Luiz Fernando Pereira de. **Projetos de fontes chaveadas: teoria e prática**. São Paulo: Érica, 2011.

MOHAN, N. **Eletrônica de potência: curso introdutório**. Tradução: J. R. Souza. 1 ed. Rio de Janeiro: LTC, 2014.

NILSSON, J. W. e RIEDEL, S. A.; **Circuitos elétricos**. 10 ed. Pearson Editora, 2016.

PEDROLLO, Guilherme Rodrigues. **Estudo do conversor Zeta em condução simultânea dos semicondutores aplicada à alimentação de LEDs de potência**. 2015. 208 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2015. Disponível em: <http://tede2.pucrs.br/tede2/handle/tede/6142>. Acesso em: 21 set. 2024.

QUEIROZ, Fernando Viana da Silva. **Conversor CC-CC bidirecional de alto ganho para carregamento de baterias em uma nanorrede CC de prosumidor residencial**. 2019. 139 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2019. Disponível em: <http://www.repositorio.ufc.br/handle/riufc/44457>. Acesso em: 21 set. 2024.

SCHMITZ, Lenon; MARTINS, Denizar C.; COELHO, Roberto F. **Comprehensive Conception of High Step-Up DC–DC Converters With Coupled Inductor and Voltage Multipliers Techniques**. IEEE Transactions On Circuits And Systems I: Regular Papers, [S.L.], v. 67, n. 6, p. 2140-2151, jun. 2020. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tcsi.2020.2973154>. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9011602>. Acesso em: 19 set. 2024.

SHOJAEIAN, Hossein; HASANZADEH, Saeed; SALEHI, Seyed Mohsen. **A Single Switch High Voltage Gain DC-DC Converter Based on Coupled Inductor and Switched-Capacitor for Renewable Energy Systems**. 2021 12Th Power Electronics, Drive Systems, And Technologies Conference (Pedstc), [S.L.], v. 12, n. -, p. 1-6, 2 fev. 2021. IEEE. <http://dx.doi.org/10.1109/pedstc52094.2021.9405931>. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9405931>. Acesso em: 19 set. 2024.

TAVARES, Douglas de Andrade. **Concepção de conversores CC-CC Não Isolados Integrados com Ampla Taxa de Conversão**. 2019. 95 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de São João Del Rei, Minas Gerais, 2019. Disponível em: <https://ufsj.edu.br/portal2-repositorio/File/ppgel/195-2019-03-15-DissertacaoDouglasTavares.pdf>. Acesso em: 21 set. 2024.

TOFOLI, Fernando Lessa. **Conversores CC-CC não isolados: análise, modelagem e controle**. São Paulo: Artliber, 2018. 268 p.

VASCONCELOS JÚNIOR., M. O. **Conversor CC-CC de alto ganho estático C uk com característica de fonte de corrente para aplicação em nanorredes**. 2017. 120 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e da Computação) - Campus de Sobral, Universidade Federal do Ceará, Sobral, 2017. Disponível em: <https://repositorio.ufc.br/handle/riufc/29473>. Acesso em: 21 set. 2024.