



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DOUTORADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

REUBER SARAIVA DE SANTIAGO

**CONVERSORES CC-CC SEPIC-ZETA MULTI-BRAÇOS, COM MODULAÇÃO PWM
INTERCALADA, APLICADOS À MOBILIDADE ELÉTRICA E ELETROLISADORES
DE HIDROGÊNIO VERDE**

FORTALEZA

2026

REUBER SARAIVA DE SANTIAGO

CONVERSORES CC-CC SEPIC-ZETA MULTI-BRAÇOS, COM MODULAÇÃO PWM
INTERCALADA, APLICADOS À MOBILIDADE ELÉTRICA E ELETROLISADORES DE
HIDROGÊNIO VERDE

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Eletrônica de Potência

Orientador: Prof. Dr. Menaouar Berrehil
El Kattel

Coorientador: Prof. Dr. Fernando Luiz
Marcelo Antunes

FORTALEZA

2026

REUBER SARAIVA DE SANTIAGO

CONVERSORES CC-CC SEPIC-ZETA MULTI-BRAÇOS, COM MODULAÇÃO PWM
INTERCALADA, APLICADOS À MOBILIDADE ELÉTRICA E ELETROLISADORES DE
HIDROGÊNIO VERDE

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Eletrônica de Potência

Aprovada em: 08 de maio de 2026

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Menaouar Berrehil El
Kattel (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo
Antunes (Coorientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Samir Ahmad Mussa
Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC)

Prof. Dr. Herminio Miguel de Oliveira Filho
Universidade da Integração Internacional da
Lusofonia Afro-Brasileira (UNILAB)

Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Ao meu pai, Prof. Arnóbio Santiago de Freitas
(in memoriam), e à minha mãe, Profa. Maria
Saraiva de Santiago, por todo o apoio ao longo
da minha trajetória.

À minha esposa, Ana Karine Alves, e aos meus
filhos, Artur Alves de Santiago e Sofia Alves de
Santiago, por serem minha força e motivação.

À minha tia, Profa. Dra. Maria Marlúcia Freitas
Santiago, por todo o incentivo e apoio durante a
minha graduação em engenharia elétrica.

Às minhas irmãs, Profa. Ma. Neide Maria da
Costa Moura, Profa. Dra. Rílvia Saraiva de
Santiago Aguiar, Profa. Dra. Rejane Saraiva de
Santiago e Profa. Ma. Roseane Saraiva de
Santiago Lima, pelo apoio, pelas contribuições
e pelo exemplo de dedicação à vida acadêmica.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Menaouar Berrehil El Kattel (Orientador), pela orientação firme e inspiradora, por indicar os caminhos desta pesquisa. Destaco, ainda, o incentivo constante à publicação em periódicos científicos e participação em congressos, contribuindo para a validação e consolidação das topologias propostas.

Ao Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes (Coorientador), pela valiosa contribuição na orientação do trabalho e pela disponibilização de componentes eletrônicos, essenciais para a montagem do protótipo experimental.

Aos professores membros da banca examinadora, Prof. Dr. Samir Ahmad Mussa, Prof. Dr. Herminio Miguel de Oliveira Filho, Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça e Prof. Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto, pela disponibilidade, pelas valiosas contribuições e pelas pertinentes sugestões, que contribuíram significativamente para o aprimoramento deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Robson Mayer, pelas contribuições acadêmicas e apoio ao desenvolvimento desta pesquisa.

Aos Profs. Raimundo Nonato Moura de Oliveira e Dr. José Willamy Medeiros de Araújo, pela relevante colaboração no desenvolvimento do projeto.

Ao Pedro Augusto de Oliveira, do laboratório, pelo apoio na montagem do protótipo experimental.

Ao Dr. Eng. Adriano Erique de Oliveira Lima, pelo apoio e pela disponibilização de ferramentas que contribuíram significativamente para a realização deste trabalho.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE), pela flexibilização de meus horários de trabalho, que viabilizou minha capacitação, bem como pelo constante incentivo à qualificação de seus servidores na busca pela excelência do ensino.

Registra-se, por fim, que o presente trabalho foi desenvolvido com o apoio da FUNCAP – Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico e da ECITECE – Secretaria da Ciência, Tecnologia e Educação Superior, no âmbito da Rede de Pesquisa e Inovação em Energias Renováveis (Rede VERDES), por meio do processo nº 07548003/2023.

RESUMO

Esta tese apresenta duas topologias de conversores CC-CC. O primeiro conversor é denominado conversor CC-CC SEPIC-ZETA intercalado bidirecional Multi-Braços com Modulação de Interruptores em Paralelo, destinado a aplicações em mobilidade elétrica. Este conversor oferece vantagens relevantes, incluindo a redução da ondulação de corrente e tensão tanto no lado de entrada quanto no de saída, alcançada por meio de uma frequência de ondulação nos terminais seis vezes maior que a frequência de comutação. Adicionalmente, o volume necessário de componentes magnéticos e capacitores é significativamente reduzido, já que a ondulação de corrente no indutor ocorre a uma frequência duas vezes maior que a frequência de comutação, proporcionando menores perdas de potência, redução do estresse nos dispositivos de potência e maior eficiência. A utilização de uma estrutura com múltiplos dispositivos permite uma otimização mais eficiente do volume dos indutores e fornece maior redundância a falhas. Para validar a topologia proposta, foi desenvolvido um protótipo laboratorial de 5 kW, o qual foi testado sob uma ampla faixa de condições de carga, com tensões nas portas de 220 V (V_1) e 450 V (V_2). Os resultados experimentais confirmaram o alto desempenho do conversor, alcançando uma eficiência máxima de 98,6% na potência nominal. O segundo conversor é denominado Conversor CC-CC ZETA Intercalado Multi-Braços com Modulação de Interruptores em Paralelo, destinado a eletrolisadores alimentados por fontes renováveis. O conversor proposto apresenta baixa ondulação de corrente e tensão, menores perdas de potência e volume magnético reduzido. O uso de interruptores em paralelo, combinado com a técnica de PWM intercalada, simplifica o projeto e aprimora o desempenho sem exigir que os indutores sejam proporcionais ao número de braços. Entre os principais benefícios, destacam-se frequências de ondulação de corrente e tensão no eletrolisador seis vezes superiores à frequência de comutação, assim como frequências de ondulação da corrente no capacitor de saída também seis vezes maior que a frequência de comutação. Além disso, as frequências de ondulação das correntes no indutor e no capacitor de acoplamento são o dobro da frequência de comutação, permitindo uma redução significativa no volume e na massa dos componentes passivos, aumentando a densidade de potência. Um protótipo de prova de conceito de 6 kW foi testado experimentalmente com uma tensão de barramento CC de 480V e tensão do eletrolisador de 250V, demonstrando uma eficiência máxima de 98,16%, comprovada por resultados experimentais. Nesta tese são apresentados os princípios de operação em regime permanente no modo de condução contínua, diretrizes de projeto para

seleção de parâmetros, derivações matemáticas abrangentes e uma análise comparativa com conversores CC-CC existentes.

Palavras-chave: eletrônica de potência; conversor CC-CC bidirecional; conversor SEPIC; conversor ZETA; carregadores veiculares; geração distribuída; eletrólise para produção de hidrogênio verde.

ABSTRACT

This thesis presents two DC-DC converter topologies. The first converter is denoted as a high-efficiency, multi-device interleaved bidirectional SEPIC–ZETA DC-DC converter, intended for electric mobility applications. This converter offers several key advantages, including reduced current and voltage ripple on both the input and output sides, achieved through a ripple frequency at the terminals that is six times higher than the switching frequency. Additionally, the required volume of magnetic components and capacitors is significantly reduced, since the inductor current ripple occurs at twice the switching frequency, resulting in lower power losses, reduced stress on power devices, and higher efficiency. The use of a multi-device structure enables more efficient optimization of inductor volume and provides greater fault redundancy. To validate the proposed topology, a 5 kW laboratory prototype was developed and tested over a wide range of load conditions, with port voltages of 220 V (V1) and 450 V (V2). The experimental results confirmed the high performance of the converter, achieving a maximum efficiency of 98.6% at rated power. The second converter is denoted as a Multi-Arm interleaved ZETA DC-DC converter with parallel switch modulation, intended for electrolyzers powered by renewable energy sources. The proposed converter exhibits low current and voltage ripple, reduced power losses, and decreased magnetic volume. The use of parallel switches, combined with the interleaved PWM technique, simplifies the design and enhances performance without requiring the inductors to scale proportionally with the number of arms. Among the main benefits, the current and voltage ripple frequencies at the electrolyzer are six times higher than the switching frequency, while the output capacitor current ripple frequency is also six times higher than the switching frequency. Furthermore, the ripple frequencies of the inductor current and the coupling capacitor current are twice the switching frequency, allowing for a significant reduction in the volume and mass of passive components, thereby increasing power density. A 6 kW proof-of-concept prototype was experimentally tested with a 480 V DC bus voltage and a 250 V electrolyzer voltage, demonstrating a maximum efficiency of 98.16%, as confirmed by experimental results. In addition, this thesis presents the steady-state operating principles under continuous conduction mode, design guidelines for parameter selection, comprehensive mathematical derivations, and a comparative analysis with existing DC-DC converters.

Keywords: power electronics; bidirectional DC-DC converter; SEPIC converter; ZETA converter; vehicle chargers; distributed generation; electrolysis for green hydrogen production.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Aplicação de conversores eletrônicos de potência em sistema de energia renovável.	33
Figura 2 – Sistema de tração com a proposta de dois conversores CC-CC bidirecionais embarcado em EVs ou HEVs.	34
Figura 3 – Aplicação dos conversores propostos no sistema de produção de hidrogênio verde.	36
Figura 4 – Aplicação do segundo conversor proposto integrando célula combustível a um barramento CC.	38
Figura 5 – Classificação dos conversores CC-CC bidirecionais.	43
Figura 6 – Estrutura generalizada dos IBDC.	44
Figura 7 – Conversor CC-CC bidirecional multifásico intercalado com capacitores snubber adicionais, no qual apenas um sensor de corrente é utilizado. O balanceamento passivo de correntes e o controle com frequência de comutação variável são implementados nesta topologia.	45
Figura 8 – Conversores CC-CC bidirecionais de alta densidade de potência com indutores de alto desempenho.	47
Figura 9 – Conversor CC-CC bidirecional intercalado de duas fases com controle assimétrico do limite da razão cíclica para aplicações com ampla faixa de tensão no barramento CC.	47
Figura 10 – Conversor CC-CC bidirecional intercalado de quatro fases baseado em SiC-MOSFET com rendimento superior a 98% e ampla faixa de conversão de tensão.	49
Figura 11 – Diagrama esquemático do conversor CC-CC bidirecional proposto com indutor acoplado (MIBC).	49
Figura 12 – Topologia de circuito do conversor bidirecional proposto.	50
Figura 13 – Configuração do conversor SCIB proposto.	51
Figura 14 – Conversor CC-CC bidirecional (BDC) proposto baseado em indutor acoplado para alcançar a operação RIRC.	53
Figura 15 – Conversor CC-CC bidirecional intercalado com MOSFETs conectados em paralelo.	54

Figura 16 – Conversor CC-CC bidirecional não isolado com comutação suave, utilizando técnica intercalada e transformador integrado (BT).	55
Figura 17 – Diagrama esquemático do conversor BT-BDC.	56
Figura 18 – Arquitetura escalável de um conversor CC-CC intercalado multicélulas de M braços de 15 kW para processamento de energia de alto rendimento em eletrolisadores de hidrogênio verde.	58
Figura 19 – Topologia de um conversor CC-CC intercalado de múltiplos braços com quantidade reduzida de componentes magnéticos.	60
Figura 20 – Conversor CC-CC para Eletrolisadores com Baixa ondulação e Alta Taxa de Redução de Tensão.	61
Figura 21 – Topologia proposta. (a) Estrutura do circuito. (b) Modelo do cátodo de sete eletrolisadores PEM em série. (c) Formas de onda principais da estratégia de eliminação do ripple de corrente.	62
Figura 22 – Conversores Quadráticos Reconfiguráveis para Eletrolisadores Utilizados em Microrredes CC.	63
Figura 23 – Conversor Buck intercalado de três níveis conectado a um eletrolisador PEM.	65
Figura 24 – Conversor CC-CC de Tensão Parcial sem Transformador com Capacidade de Duplo Processamento de Potência.	66
Figura 25 – Conversores CC-CC SEPIC e ZETA.	68
Figura 26 – Conversores CC-CC SEPIC e ZETA simplificado.	69
Figura 27 – Conversores CC-CC SEPIC e ZETA espelhado.	69
Figura 28 – Conversores CC-CC SEPIC e ZETA sobrepostos.	69
Figura 29 – Célula principal da primeira topologia.	70
Figura 30 – Célula principal nova apresentação.	70
Figura 31 – Três células principais sobrepostas.	71
Figura 32 – Primeira topologia versão com um interruptor.	71
Figura 33 – Conversores CC-CC SEPIC-ZETA intercalados bidirecionais de alto ganho de tensão, com três braços e com nova técnica de comando PWM para interruptores conectados em paralelo.	72
Figura 34 – Representação do processo de geração do segundo conversor.	73
Figura 35 – Diagrama dos sinais de comando dos interruptores “S”, de V_1 para V_2 , na região $R1$	76

Figura 36 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R1$ - Primeira etapa.	78
Figura 37 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R1$ - Segunda etapa.	78
Figura 38 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R1$ - Terceira etapa.	79
Figura 39 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R1$ - Quarta etapa.	79
Figura 40 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R1$ - Quinta etapa.	80
Figura 41 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R1$ - Sexta etapa.	81
Figura 42 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R1$ - Sétima etapa.	81
Figura 43 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R1$ - Oitava etapa.	82
Figura 44 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R1$ - Nona etapa.	82
Figura 45 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R1$ - Décima etapa.	83
Figura 46 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R1$ - Décima Primeira etapa.	84
Figura 47 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R1$ - Décima Segunda etapa.	84
Figura 48 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R1$ - Formas de onda teórica.	87
Figura 49 – Ganho estático do conversor no fluxo de potência de V_1 para V_2 em MCC na região $R1$	90
Figura 50 – Sinais de comando dos interruptores e correntes nos indutores em MCCr na região $R1$	94
Figura 51 – Diagrama dos sinais de comando dos interruptores "S", de V_1 para V_2 , na região $R2$	96
Figura 52 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R2$ - Primeira etapa.	97
Figura 53 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R2$ - Segunda etapa.	98
Figura 54 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R2$ - Terceira etapa.	99
Figura 55 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R2$ - Quarta etapa.	100
Figura 56 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R2$ - Quinta etapa.	100
Figura 57 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R2$ - Sexta etapa.	101
Figura 58 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R2$ - Sétima etapa.	102
Figura 59 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R2$ - Oitava etapa.	102
Figura 60 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R2$ - Nona etapa.	103
Figura 61 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R2$ - Décima etapa.	104
Figura 62 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R2$ - Décima Primeira etapa.	105
Figura 63 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R2$ - Décima Segunda etapa.	105
Figura 64 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R2$ - Formas de onda teórica.	108

Figura 65 – Formas de onda em MCC com fluxo de potência de V_1 para V_2 em $R1$ $R2$	111
Figura 66 – Sinais de comando dos interruptores e correntes nos indutores em MCCr na região $R2$	116
Figura 67 – Diagrama dos sinais de comando dos interruptores "S", de V_1 para V_2 , na região $R3$	117
Figura 68 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R3$ - Primeira etapa.	119
Figura 69 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R3$ - Segunda etapa.	119
Figura 70 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R3$ - Terceira etapa.	120
Figura 71 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R3$ - Quarta etapa.	121
Figura 72 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R3$ - Quinta etapa.	121
Figura 73 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R3$ - Sexta etapa.	122
Figura 74 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R3$ - Sétima etapa.	122
Figura 75 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R3$ - Oitava etapa.	123
Figura 76 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R3$ - Nona etapa.	124
Figura 77 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R3$ - Décima etapa.	124
Figura 78 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R3$ - Décima Primeira etapa.	125
Figura 79 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R3$ - Décima Segunda etapa.	126
Figura 80 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R3$ - Formas de onda teórica.	129
Figura 81 – Ganho Estático em MCC com fluxo de potência de V_1 para V_2 nas regiões $R1$, $R2$ e $R3$	131
Figura 82 – Sinais de comando dos interruptores e correntes nos indutores em MCCr na região $R3$	135
Figura 83 – Diagrama dos sinais de comando dos interruptores "Q", de V_2 para V_1 , na região $R1$	139
Figura 84 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Primeira etapa.	140
Figura 85 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Segunda etapa.	141
Figura 86 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Terceira etapa.	142
Figura 87 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Quarta etapa.	142
Figura 88 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Quinta etapa.	143
Figura 89 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Sexta etapa.	143
Figura 90 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Sétima etapa.	144
Figura 91 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Oitava etapa.	144

Figura 92 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Nona etapa.	144
Figura 93 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Décima etapa.	145
Figura 94 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Décima Primeira etapa.	145
Figura 95 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Décima Segunda etapa.	145
Figura 96 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Formas de onda teórica.	147
Figura 97 – Diagrama dos sinais de comando dos interruptores "Q", de V_2 para V_1 , na região $R2$	149
Figura 98 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R2$ - Primeira etapa.	151
Figura 99 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R2$ - Segunda etapa.	151
Figura 100 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R2$ - Terceira etapa.	152
Figura 101 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R2$ - Quarta etapa.	152
Figura 102 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R2$ - Quinta etapa.	153
Figura 103 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R2$ - Sexta etapa.	153
Figura 104 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R2$ - Sétima etapa.	154
Figura 105 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R2$ - Oitava etapa.	154
Figura 106 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R2$ - Nona etapa.	155
Figura 107 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R2$ - Décima etapa.	155
Figura 108 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R2$ - Décima Primeira etapa.	156
Figura 109 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R2$ - Décima Segunda etapa.	157
Figura 110 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R2$ - Formas de onda teórica.	158
Figura 111 – Diagrama dos sinais de comando dos interruptores "Q", de V_2 para V_1 , na região $R3$	161
Figura 112 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R3$ - Primeira etapa.	162
Figura 113 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R3$ - Segunda etapa.	163
Figura 114 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R3$ - Terceira etapa.	163
Figura 115 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R3$ - Quarta etapa.	164
Figura 116 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R3$ - Quinta etapa.	164
Figura 117 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R3$ - Sexta etapa.	164
Figura 118 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R3$ - Sétima etapa.	165
Figura 119 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R3$ - Oitava etapa.	165
Figura 120 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R3$ - Nona etapa.	165
Figura 121 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R3$ - Décima etapa.	165

Figura 122–Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R3$ - Décima Primeira etapa.	166
Figura 123–Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R3$ - Décima Segunda etapa.	166
Figura 124–Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R3$ - Formas de onda teórica.	167
Figura 125–Correntes média, eficaz e máxima parametrizadas dos interruptores "S".	175
Figura 126–Correntes média, eficaz e máxima parametrizadas dos diodos internos dos interruptores "Q".	178
Figura 127–Corrente eficaz parametrizada dos capacitores C_4 , C_1 , C_2 e C_3	182
Figura 128–Formas de onda dos sinais de comando e das correntes dos indutores L_1 , L_2 , L_3 e I_1 na região $R1$ no MCC.	183
Figura 129–Formas de onda dos sinais de comando e das correntes dos indutores L_1 , L_2 , L_3 e I_1 na região $R2$ no MCC.	186
Figura 130–Formas de onda dos sinais de comando e das correntes dos indutores L_1 , L_2 , L_3 e I_1 na região $R3$ no MCC.	188
Figura 131–Parametrização da ondulação de corrente da fonte V_1 em função da razão cíclica.	191
Figura 132–Parametrização da ondulação de tensão dos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 em função da razão cíclica.	193
Figura 133–Protótipo do primeiro conversor e seus principais componentes.	196
Figura 134–Formas de onda experimentais de V_1 para V_2 : (Ch1) tensão em V_1 ; (Ch2) tensão em V_2 ; (Ch3) corrente em V_1 (I_1); (Ch4) corrente em V_2 (I_2).	198
Figura 135–Formas de onda experimentais de V_1 para V_2 : (Ch1) sinal de acionamento de S_1 ; (Ch2) corrente i_{L3} do indutor L_3 ; (Ch3) corrente i_{L2} do indutor L_2 ; (Ch4) corrente i_{L1} do indutor L_1	198
Figura 136–Formas de onda experimentais de V_1 para V_2 : (Ch1) tensão no indutor L_1 ; (Ch4) corrente no indutor L_1 ; (Ch2) tensão no indutor L_2 ; (Ch3) corrente no indutor L_2	199
Figura 137–Formas de onda experimentais de V_1 para V_2 : (Ch1) tensão no interruptor S_3 ; (Ch2) tensão no interruptor S_5 ; (Ch3) tensão no interruptor S_1	200
Figura 138–Formas de onda experimentais de V_1 para V_2 : (Ch1) tensão no diodo de Q_1 ; (Ch2) tensão no diodo de Q_3 ; (Ch3) tensão no diodo de Q_5	200
Figura 139–Formas de onda experimentais de V_1 para V_2 : (Ch2) corrente i_{L5} do indutor L_5 ; (Ch3) corrente i_{L6} do indutor L_6 ; (Ch4) corrente i_{L4} do indutor L_4	201

Figura 140–Rendimento do conversor proposto durante o fluxo de potência de V_1 para V_2 .	202
Figura 141–Perdas no fluxo de potência de V_1 para V_2	203
Figura 142–Formas de onda experimentais de V_2 para V_1 : (Ch1) tensão em V_1 ; (Ch2) tensão em V_2 ; (Ch3) corrente em V_1 (I_1); (Ch4) corrente em V_2 (I_2).	204
Figura 143–Formas de onda experimentais de V_2 para V_1 : (Ch1) tensão em L_6 , (Ch3) corrente em L_6 ; (Ch2) tensão em L_5 e (Ch4) corrente em L_5	204
Figura 144–Formas de onda experimentais de V_2 para V_1 : (Ch1) tensão no interruptor Q_5 ; (Ch2) tensão no interruptor Q_3 ; (Ch3) tensão no interruptor Q_1	205
Figura 145–Formas de onda experimentais de V_2 para V_1 : (Ch1) corrente I_{L6} do indutor L_6 ; (Ch3) corrente I_{C2} do capacitor C_3 ; (Ch4) corrente I_{C1} do capacitor C_1 . . .	206
Figura 146–Formas de onda experimentais de V_2 para V_1 : (Ch1) tensão no diodo de S_1 ; (Ch2) tensão no diodo de S_3 ; (Ch3) corrente no diodo de S_1 ; (Ch4) corrente no diodo de S_3	207
Figura 147–Rendimento do conversor proposto durante o fluxo de potência de V_2 para V_1 .	207
Figura 148–Perdas no fluxo de potência de V_2 para V_1	209
Figura 149–Segundo conversor proposto.	213
Figura 150–Diagrama dos sinais de comando dos interruptores "T" do segundo conversor, na região $R1$	215
Figura 151–Segundo Conversor em MCC, em $R1$ - Primeira etapa.	215
Figura 152–Segundo Conversor em MCC, em $R1$ - Segunda Etapa.	216
Figura 153–Segundo Conversor em MCC, em $R1$ - Terceira etapa.	217
Figura 154–Segundo Conversor em MCC, em $R1$ - Quinta etapa.	217
Figura 155–Segundo Conversor - Formas de onda teórica em $R1$	219
Figura 156–Diagrama dos sinais de comando dos interruptores "T" do segundo conversor, na região $R2$	220
Figura 157–Segundo Conversor em MCC, em $R2$ - Primeira etapa.	220
Figura 158–Segundo Conversor em MCC, em $R2$ - Segunda etapa.	221
Figura 159–Segundo Conversor em MCC, em $R2$ - Terceira etapa.	222
Figura 160–Segundo Conversor em MCC, em $R2$ - Quarta etapa.	222
Figura 161–Segundo Conversor em MCC, em $R2$ - Quinta etapa.	223
Figura 162–Segundo Conversor em MCC, em $R2$ - Sexta etapa.	223
Figura 163–Segundo Conversor - Formas de onda teórica em $R2$	224

Figura 164–Diagrama dos sinais de comando dos interruptores "T" do segundo conversor, na região $R3$	225
Figura 165–Segundo Conversor em MCC, em $R3$ - Primeira etapa.	226
Figura 166–Segundo Conversor em MCC, em $R3$ - Segunda etapa.	227
Figura 167–Segundo Conversor em MCC, em $R3$ - Terceira etapa.	227
Figura 168–Segundo Conversor em MCC, em $R3$ - Quarta etapa.	228
Figura 169–Segundo Conversor em MCC, em $R3$ - Quinta etapa.	228
Figura 170–Segundo Conversor em MCC, em $R3$ - Sexta etapa.	229
Figura 171–Segundo Conversor - Formas de onda teórica em $R3$	230
Figura 172–Ganhos de tensão do Segundo Conversor nas regiões $R1$, $R2$ e $R3$	233
Figura 173–Corrente média, máxima e eficaz parametrizada nos interruptores "T" em função da razão cíclica.	236
Figura 174–Corrente média, máxima e eficaz parametrizada nos diodos "D".	238
Figura 175–Segundo Conversor. Corrente em L_4 , L_5 e L_6 na região $R1$	240
Figura 176–Segundo Conversor. Corrente em L_4 , L_5 e L_6 na região $R2$	240
Figura 177–Segundo Conversor. Corrente em L_4 , L_5 e L_6 na região $R3$	241
Figura 178–Ondulação da corrente parametrizada da fonte V_1	243
Figura 179–Protótipo do segundo conversor proposto e seus principais componentes. . .	245
Figura 180–Formas de onda experimentais: (Ch1) tensão do barramento CC (V_{dc}); (Ch2) tensão do eletrolisador (V_{el}); (Ch3) corrente do eletrolisador (I_{el}); (Ch4) corrente do barramento CC (I_{dc}).	246
Figura 181–Formas de onda experimentais: (Ch1) corrente no indutor I_{L1} ; (Ch2) corrente no indutor I_{L2} ; (Ch3) corrente no indutor I_{L3} ; (Ch4) tensão no indutor L_2 . . .	246
Figura 182–Formas de onda experimentais: (Ch1) corrente no indutor I_{L4} ; (Ch2) corrente no indutor I_{L6} ; (Ch3) corrente no indutor I_{L5} ; (Ch4) tensão no indutor L_5 . . .	247
Figura 183–Formas de onda experimentais: (Ch1) tensão no interruptor T_5 ; (Ch2) tensão no interruptor T_3 ; (Ch4) tensão no interruptor T_1	248
Figura 184–Formas de onda experimentais: (Ch1) tensão no diodo D_2 ; (Ch2) tensão no diodo D_3 ; (Ch4) tensão no diodo D_1	248
Figura 185–Formas de onda experimentais: (Ch1) corrente no capacitor I_{C2} ; (Ch2) corrente no capacitor I_{C3} ; (Ch3) corrente no capacitor I_{C1}	249

Figura 186–Rendimento do conversor proposto em função da potência de saída em regime permanente.	250
Figura 187–Perdas do Segundo Conversor.	251
Figura 188–Diagrama esquemático da fonte de alimentação.	268
Figura 189–Diagrama esquemático do Circuito Auxiliar.	269
Figura 190–Diagrama esquemático do <i>drive</i>	270
Figura 191–(PCB) Placa de Circuito Impresso - <i>Top Layer</i>	271
Figura 192–(PCB) Placa de Circuito Impresso - <i>Bottom Layer</i>	272
Figura C.1 –Projeto da distribuição dos componentes do protótipo.	273
Figura C.2 –Base de madeira para afixar os indutores no protótipo.	274
Figura C.3 –Núcleos dos indutores.	274
Figura C.4 –Indutor sobre a base de madeira.	275
Figura C.5 –Montagem inicial do protótipo.	275
Figura D.1 –Ábaco de seleção de núcleos toroidais Kool Mu® em função do produto LI^2	279
Figura D.2 –Características geométricas do núcleo Kool M μ 0077102A7 (Sendust).	279

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Regiões de operação, respectivas razões cíclicas e condições de condução dos interruptores.	75
Tabela 2 – Razão cíclica e simultaneidade em $R1$	76
Tabela 3 – Razão cíclica e simultaneidade em $R2$	96
Tabela 4 – Razão cíclica e simultaneidade em $R3$	117
Tabela 5 – Regiões de operação, respectivas razões cíclicas e interruptores em condução.	138
Tabela 6 – Razão cíclica e simultaneidade em $R1$	139
Tabela 7 – Razão cíclica e simultaneidade em $R2$	149
Tabela 8 – Razão cíclica e simultaneidade em $R3$	160
Tabela 9 – Parâmetros experimentais e especificações dos componentes	195
Tabela 10 – Lista de componentes do protótipo do primeiro conversor.	196
Tabela 11 – Comparação de desempenho do primeiro conversor proposto com outras topologias da literatura.	211
Tabela 12 – Regiões de operação, respectivas razões cíclicas e interruptores em condução.	214
Tabela 13 – Razão cíclica e simultaneidade em $R1$	214
Tabela 14 – Razão cíclica e simultaneidade em $R2$	218
Tabela 15 – Razão cíclica e simultaneidade em $R3$	225
Tabela 16 – Especificações técnicas e principais componentes do conversor.	244
Tabela 17 – Comparação de desempenho do segundo conversor com outros conversores da literatura.	253
Tabela 18 – Trabalhos submetidos, aprovados e/ou apresentados.	266
Tabela D.1 – Parâmetros do projeto para o primeiro conversor	276
Tabela D.2 – Especificações elétricas e dimensionais do condutor AWG 26 sólido, conforme dados do fabricante.	281
Tabela E.1 – Parâmetros do projeto para o segundo conversor	296

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

APF	Active Power Filter - Filtro Ativo de Potência
BDCs	Conversores CC-CC Bidirecionais
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC-CC	Corrente Contínua-Corrente Contínua
CPCs	Cargas de Potência Constante
CPs	Conversores de Potência
EMI	Interferência Eletromagnética
EVs	Veículos Totalmente Elétricos
EVSE	Electric Vehicle Supply Equipment - Abastecimento do veículo elétrico
FC	Fuel Cell - Células de Combustível
GPEC	Grupo de Processamento em Energia e Controle
H2FCEVS	Green Hydrogen Fuel Cell Electric Vehicles - Veículos Elétricos com Célula a Combustível de Hidrogênio Verde
HEVs	Veículos Elétricos Híbridos
IBC	<i>Interleaved Buck Converter</i> (Conversor Buck Intercalado)
IBDC	Conversor CC-CC Bidirecional Isolado
IGBTs	Transistores Bipolares de Porta Isolada
IPWM	Interleaved Pulse-Width Modulation
MCC	Modo de Condução Contínuo
MCCr	Modo de Condução Crítico
MCD	Modo de Condução Descontínuo
MOSFETs	Transistores de Efeito de Campo de Semicondutor de Óxido Metálico
NIBDC	Conversor CC-CC Bidirecional Não Isolado
OBCS	On-Board Chargers - Carregadores Integrados
PCI	Placa de Circuito Impresso
PEM	Membrana de Troca de Prótons
PV	Photovoltaic Systems - Sistemas Fotovoltaicos
PWM	Modulação por largura de pulso
RED	Recursos Energéticos Distribuídos
RESs	Sistemas de Energia Renovável

SAER	Sistemas Autônomos de Energia Renovável
UPS	Fonte Ininterrupta de Energia
V2G	Vehicle-to-grid – Integração de Veículos para rede
V2H	Vehicle to Home - Veículo para Casa
ZCS	Comutação com Corrente Nula
ZVS	Comutação com Tensão Nula

LISTA DE SÍMBOLOS

I	Corrente elétrica
V	Tensão elétrica
P	Potência elétrica
C	Capacitor
L	Indutor
R	Resistor
D	Diodo
S	Interruptor S
Q	Interruptor Q
T	Interruptor T
SD	Diodo intrínseco ao interruptor S
QD	Diodo intrínseco ao interruptor Q
TD	Diodo intrínseco ao interruptor T
$R1$	Região de operação R1
$R2$	Região de operação R2
$R3$	Região de operação R3
t	Instante de tempo
Δt	Intervalo de tempo
med	Valor médio
max	Valor máximo
ef	Valor eficaz

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	29
1.1	Contribuição da tese	29
1.2	Estrutura da tese	38
1.3	Conclusão	40
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PROPOSTA DA TESE	42
2.1	Conversores CC-CC bidirecionais intercalados	42
2.1.1	<i>Classificação dos conversores CC-CC bidirecionais</i>	<i>43</i>
2.1.2	<i>Conversores CC-CC bidirecionais intercalados não isolados</i>	<i>44</i>
2.1.2.1	<i>Conversores CC-CC bidirecionais intercalados para armazenamento de energia</i>	<i>45</i>
2.1.2.2	<i>Conversores CC-CC unidirecionais intercalados para eletrolisadores para produção de hidrogênio verde</i>	<i>56</i>
2.2	Derivação passo a passo do primeiro conversor proposto	67
2.3	Derivação passo a passo do segundo conversor proposto	72
2.4	Conclusão	73
3	ANÁLISE DO PRIMEIRO CONVERSOR PROPOSTO NO FLUXO DE POTÊNCIA DE V_1 PARA V_2	75
3.1	Análise do primeiro conversor em MCC para o fluxo de potência de V_1 para V_2, na região R1	75
3.1.1	<i>Intervalos de tempo das etapas de operação do primeiro conversor para o fluxo de potência de V_1 para V_2, na região R1</i>	<i>76</i>
3.1.2	<i>Descrição das etapas de operação do primeiro conversor em MCC para o fluxo de potência de V_1 para V_2, na região R1</i>	<i>77</i>
3.1.3	<i>Formas de onda teóricas e equacionamento instantâneo dos principais componentes para o fluxo de potência de V_1 para V_2, na região R1</i>	<i>84</i>
3.1.4	<i>Ganho estático em MCC para o fluxo de potência de V_1 para V_2, na região R1</i>	<i>87</i>
3.1.5	<i>Cálculo dos valores das indutâncias e das capacitâncias para o fluxo de potência de V_1 para V_2, na região R1</i>	<i>90</i>
3.1.6	<i>Indutância crítica para fluxo de potência de V_1 para V_2 na região R1</i>	<i>93</i>
3.2	Análise do primeiro conversor em MCC para o fluxo de potência de V_1 para V_2, na região R2	95

3.2.1	<i>Intervalos de tempo das etapas de operação para o fluxo de potência de V_1 para V_2, na região na R2</i>	95
3.2.2	<i>Descrição das etapas de operação em MCC para o fluxo de potência de V_1 para V_2, na região R2</i>	97
3.2.3	<i>Formas de onda teóricas e equacionamento instantâneo dos principais componentes para o fluxo de potência de V_1 para V_2, na região R2</i>	106
3.2.4	<i>Ganho estático em MCC para fluxo de potência de V_1 para V_2 nas regiões R1 e R2</i>	109
3.2.5	<i>Cálculo dos valores das indutâncias e das capacitâncias para fluxo de potência de V_1 para V_2 na região R2</i>	111
3.2.6	<i>Indutância crítica para fluxo de potência de V_1 para V_2 na região R2</i>	114
3.3	Análise do primeiro conversor em MCC para o fluxo de potência de V_1 para V_2, na região R3	116
3.3.1	<i>Intervalos de tempo das etapas de operação para o fluxo de potência de V_1 para V_2, na região R3</i>	117
3.3.2	<i>Descrição das etapas do funcionamento em MCC para o fluxo de potência de V_1 para V_2, na região R3</i>	118
3.3.3	<i>Formas de onda teóricas e equacionamento instantâneo dos principais componentes para o fluxo de potência de V_1 para V_2, na região R3</i>	126
3.3.4	<i>Ganho estático em MCC para fluxo de potência de V_1 para V_2 na região R3</i>	128
3.3.5	<i>Cálculo dos valores das indutâncias e das capacitâncias para fluxo de potência de V_1 para V_2 na região R3</i>	131
3.3.6	<i>Indutância crítica para fluxo de potência de V_1 para V_2 na região R3</i>	134
3.4	Conclusão	136
4	ANÁLISE DO PRIMEIRO CONVERSOR NO FLUXO DE POTÊNCIA DE V_2 PARA V_1	138
4.1	Análise do primeiro conversor em MCC para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R1	138
4.1.1	<i>Intervalos de tempo das etapas de operação para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R1</i>	138
4.1.2	<i>Descrição das etapas de operação em MCC para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R1</i>	139

4.1.3	<i>Formas de onda teóricas dos principais componentes para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R1</i>	146
4.1.4	<i>Ganho estático em MCC para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R1</i>	146
4.1.5	<i>Cálculo dos valores das indutâncias, das capacitâncias em MCC e indutâncias críticas para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R1</i>	148
4.2	Análise do primeiro conversor em MCC para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R2	148
4.2.1	<i>Intervalos de tempo das etapas de operação para o fluxo de potência V_2 para V_1 na região R2</i>	149
4.2.2	<i>Descrição das etapas de operação em MCC para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R2</i>	150
4.2.3	<i>Formas de onda teóricas dos principais componentes para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R2</i>	157
4.2.4	<i>Ganho estático em MCC para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R2</i>	158
4.2.5	<i>Cálculo dos valores das indutâncias, das capacitâncias e indutâncias críticas para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R2</i>	160
4.3	Análise do primeiro conversor em MCC para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R3	160
4.3.1	<i>Intervalos de tempo das etapas de operação para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R3</i>	160
4.3.2	<i>Descrição das etapas de operação em MCC para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R3</i>	161
4.3.3	<i>Formas de onda teóricas dos principais componentes para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R3</i>	166
4.3.4	<i>Ganho estático em MCC para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R3</i>	168
4.3.5	<i>Cálculo dos valores das indutâncias, das capacitâncias e das indutâncias críticas para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R3</i>	169
4.4	Conclusão	169
5	DIMENSIONAMENTO DOS ESFORÇOS DO PRIMEIRO CONVERSOR NO MCC	171
5.1	Análise os esforços do primeiro conversor no fluxo de potência de V_1 para V_2	171

5.1.1	<i>Esforços de corrente nos indutores L_1 e L_4 para o fluxo de potência de V_1 para V_2</i>	171
5.1.2	<i>Esforços nos interruptores "S", para o fluxo de potência de V_1 para V_2</i>	172
5.1.3	<i>Esforços nos interruptores Q_1, Q_2 e Q_3, para o fluxo de potência de V_1 para V_2</i>	175
5.1.4	<i>Esforços nos capacitores C_1, C_2, C_3 e C_4, de V_1 para V_2</i>	178
5.1.5	<i>Ondulação de corrente da fonte V_1</i>	181
5.1.5.1	<i>Análise da Ondulação de Corrente da Fonte V_1 na Região R1</i>	182
5.1.5.2	<i>Análise da Ondulação de Corrente da Fonte V_1 na Região R2</i>	185
5.1.5.3	<i>Análise da Ondulação de Corrente da Fonte V_1 na Região R3</i>	187
5.1.5.4	<i>Parametrização da Ondulação de Corrente na Fonte V_1</i>	189
5.1.6	<i>Estudo Paramétrico das Ondulações de Tensão nos Capacitores C_1, C_2, C_3 e C_4</i>	190
5.2	<i>Análise os esforços do primeiro conversor no fluxo de potência de V_2 para V_1</i>	192
5.3	<i>Conclusão</i>	193
6	IMPLEMENTAÇÃO DO PRIMEIRO CONVERSOR E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	195
6.1	Resultados experimentais do primeiro conversor	196
6.1.1	<i>Resultados experimentais para fluxo de Potência de V_1 para V_2</i>	197
6.1.2	<i>Resultados experimentais para fluxo de Potência de V_2 para V_1</i>	202
6.2	Análise comparativa do primeiro conversor proposto com conversores existentes	209
6.3	Conclusão	212
7	ANÁLISE DO SEGUNDO CONVERSOR EM MCC	213
7.1	Análise do segundo conversor em MCC na região R1	214
7.1.1	<i>Intervalos de tempo das etapas de operação na região R1</i>	214
7.1.2	<i>Descrição das etapas de operação em MCC na região R1</i>	214
7.1.3	<i>Formas de onda teóricas e equacionamento instantâneo dos principais componentes na região R1</i>	218
7.2	Análise do segundo conversor em MCC na região R2	218
7.2.1	<i>Intervalos de tempo das etapas de operação na região R2</i>	218
7.2.2	<i>Descrição das etapas de operação do segundo conversor na região R2</i>	218

7.2.3	<i>Formas de onda teóricas e equacionamento instantâneo dos principais componentes na região R2</i>	223
7.3	Análise do segundo conversor em MCC na região R3	225
7.3.1	<i>Intervalos de tempo das etapas de operação na região R3</i>	225
7.3.2	<i>Descrição das etapas de operação do segundo conversor na região R3</i> . . .	226
7.3.3	<i>Formas de onda teóricas e equacionamento instantâneo dos principais componentes na região R3</i>	229
7.4	Conclusão	229
8	DIMENSIONAMENTO DOS ESFORÇOS DO SEGUNDO CONVERSOR EM MCC	231
8.1	Ganho de tensão CC, dimensionamento dos elementos passivos e análise de esforço nos componentes	231
8.2	Cálculo das indutâncias	232
8.3	Análise da ondulação de corrente no terminal do eletrolisador (V_{el}) . . .	239
8.4	Conclusão	242
9	IMPLEMENTAÇÃO DO SEGUNDO CONVERSOR E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	244
9.1	Resultados experimentais do segundo conversor	244
9.2	Análise comparativa do segundo conversor com conversores existentes .	251
9.3	Conclusão	254
10	CONCLUSÃO GERAL	255
	REFERÊNCIAS	256
	APÊNDICES	266
	APÊNDICE A – Trabalhos Publicados	266
	APÊNDICE B – Placa de Circuito Impresso - PCI	267
	APÊNDICE C – Montagem do protótipo	273
	APÊNDICE D – Projeto do PRIMEIRO CONVERSOR	276
D.1	Cálculos preliminares	276
D.2	Projeto físico dos indutores L_1	277
D.2.1	<i>Valor da indutância L_1, L_2 e L_3</i>	277
D.2.2	<i>Corrente média, eficaz e máxima dos indutores L_1, L_2 e L_3</i>	277
D.2.3	<i>Corrente média, eficaz e máxima dos indutores L_4, L_5 e L_6</i>	278

D.2.4	<i>Determinação do produto LI^2</i>	278
D.2.5	<i>Número de espiras (Nesp)</i>	278
D.2.6	<i>Seleção do condutor de cobre dos indutores</i>	280
D.2.7	<i>Profundidade de penetração da corrente (efeito skin)</i>	280
D.2.8	<i>Escolha do número de fios em paralelo para os indutores</i>	281
D.2.9	<i>Área do cobre ocupada pelo enrolamento dos indutores</i>	282
D.2.10	<i>Fator de ocupação pelo enrolamento do indutor</i>	282
D.2.11	<i>O comprimento médio de uma espira</i>	282
D.2.12	<i>Cálculo do comprimento do chicote e do enrolamento total</i>	284
D.2.13	<i>Cálculo das perdas nos indutores</i>	284
D.3	<i>Especificações dos interruptores</i>	288
D.3.1	<i>Corrente e tensão nos interruptores “S”</i>	288
D.3.2	<i>As perdas nos interruptores “S”</i>	288
D.3.3	<i>Corrente e tensão nos diodos dos interruptores “Q”</i>	289
D.3.4	<i>As perdas nos diodos dos interruptores “Q”</i>	289
D.4	<i>Dimensionamento dos capacitores C_1, C_2 e C_3 e C_4</i>	290
D.4.1	<i>Corrente eficaz e tensão máxima nos capacitores C_1, C_2 e C_3</i>	290
D.4.2	<i>As perdas nos capacitores C_1, C_2 e C_3</i>	291
D.4.3	<i>Corrente eficaz e tensão máxima no capacitor C_4</i>	291
D.4.4	<i>As perdas no capacitor C_4</i>	291
D.5	<i>Rendimento teórico para o fluxo de potência V_1 para V_2</i>	291
D.6	<i>Rendimento e perdas para o fluxo de potência V_2 para V_1</i>	292
D.6.1	<i>Cálculo da razão cíclica para fluxo de potência de V_2 para V_1</i>	292
D.6.2	<i>Cálculo dos esforços e das perdas nos interruptores</i>	292
D.6.3	<i>Corrente e tensão nos interruptores “Q”</i>	292
D.6.4	<i>As perdas nos interruptores “Q”</i>	293
D.6.5	<i>As correntes nos diodos dos interruptores “S”</i>	294
D.6.6	<i>As perdas nos diodos dos interruptores “S”</i>	294
D.7	<i>Dimensionamento dos capacitores C_1, C_2, C_3 e C_5</i>	294
D.7.1	<i>Corrente eficaz e tensão máxima no capacitor C_5</i>	295
D.7.2	<i>As perdas no capacitor C_5</i>	295
D.7.3	<i>Rendimento teórico para o fluxo de potência V_2 para V_1</i>	295

	APÊNDICE E – Projeto do SEGUNDO CONVERSOR	296
E.1	Cálculos preliminares	296
E.2	Projeto físico dos indutores	296
<i>E.2.1</i>	<i>Os valores das indutâncias L_1–L_6</i>	<i>297</i>
<i>E.2.2</i>	<i>A corrente média, eficaz e máxima dos indutores</i>	<i>297</i>
<i>E.2.3</i>	<i>Determinação do produto LI^2</i>	<i>297</i>
<i>E.2.4</i>	<i>Número de espiras N_{esp}</i>	<i>297</i>
<i>E.2.5</i>	<i>Seleção do condutor de cobre dos indutores</i>	<i>298</i>
<i>E.2.6</i>	<i>Profundidade de penetração da corrente (efeito skin)</i>	<i>298</i>
<i>E.2.7</i>	<i>Escolha do número de fios em paralelo para os indutores</i>	<i>298</i>
<i>E.2.8</i>	<i>Área do cobre ocupada pelo enrolamento dos indutores</i>	<i>299</i>
<i>E.2.9</i>	<i>O comprimento médio de uma espira</i>	<i>299</i>
<i>E.2.10</i>	<i>Cálculo do comprimento do chicote e do encordoamento total</i>	<i>299</i>
E.3	Especificações dos interruptores “T” e dos diodos “D”	301
<i>E.3.1</i>	<i>Corrente e tensão nos interruptores “T”</i>	<i>301</i>
<i>E.3.2</i>	<i>As perdas nos interruptores “T”</i>	<i>302</i>
<i>E.3.3</i>	<i>Corrente e tensão nos diodos “D”</i>	<i>302</i>
<i>E.3.4</i>	<i>As perdas nos diodos “D”</i>	<i>303</i>
E.4	Dimensionamento dos capacitores C_1, C_2, C_3 e C_{el}	304
<i>E.4.1</i>	<i>Corrente eficaz e tensão máxima nos capacitores C_1, C_2 e C_3</i>	<i>304</i>
<i>E.4.2</i>	<i>As perdas nos capacitores C_1, C_2 e C_3</i>	<i>304</i>
<i>E.4.3</i>	<i>Corrente eficaz e tensão máxima no capacitor C_{el}</i>	<i>304</i>
<i>E.4.4</i>	<i>As perdas no capacitor C_{el}</i>	<i>305</i>
E.5	Rendimento teórico	305

1 INTRODUÇÃO GERAL

Este capítulo apresenta a contextualização técnica e científica que fundamenta o desenvolvimento deste trabalho, delimitando seu escopo e introduzindo os conceitos necessários à compreensão das topologias de conversores CC-CC propostas. Inicialmente, são discutidas as tendências atuais associadas à transição energética, com destaque para sistemas baseados em fontes renováveis, mobilidade elétrica e produção de hidrogênio verde. Nesse cenário, destacam-se os desafios relacionados à conversão eficiente de energia elétrica em corrente contínua, especialmente aqueles ligados à obtenção de elevada densidade de potência, à redução de perdas e à melhoria da qualidade das grandezas elétricas processadas.

Em seguida, são apresentados os princípios fundamentais dos conversores de potência utilizados nesses sistemas, ressaltando o papel dos conversores CC-CC na interligação de diferentes níveis de tensão e na gestão do fluxo de energia entre subsistemas elétricos. Nesse contexto, especial atenção é dedicada às topologias bidirecionais intercaladas, cuja aplicação tem se ampliado em sistemas que exigem elevado rendimento, modularidade e confiabilidade.

O foco deste trabalho está no estudo e no desenvolvimento de topologias de conversores CC-CC bidirecionais intercalados, bem como na análise de variantes unidirecionais obtidas por modificações estruturais mínimas. Ao longo da pesquisa, são investigados os principais atributos dessas estruturas, incluindo características operacionais, desempenho elétrico, limitações e vantagens em relação às arquiteturas convencionais. Também são discutidos desafios presentes nas estruturas intercaladas mais recentes, particularmente aqueles associados à complexidade de controle, à distribuição de corrente entre dispositivos semicondutores e ao dimensionamento adequado dos componentes passivos.

Por fim, são apresentadas as aplicações-alvo das topologias propostas, estabelecendo a base conceitual para os capítulos subsequentes, nos quais são detalhadas as análises teóricas, as modelagens matemáticas, as diretrizes de projeto e as validações experimentais das soluções desenvolvidas.

1.1 Contribuição da tese

A presente tese apresenta uma contribuição relevante ao propor, analisar, modelar e validar experimentalmente duas novas topologias de conversores CC-CC intercalados, concebidas para aplicações que demandam alto rendimento, alta confiabilidade e fornecimento de energia

em corrente contínua com características elétricas aprimoradas. As soluções propostas exploram estratégias de intercalamento associadas a arquiteturas multi-braços e à utilização de múltiplos dispositivos de potência, com o objetivo de reduzir ondulações de corrente e tensão, minimizar perdas e otimizar o dimensionamento de componentes passivos.

A **primeira contribuição**, denominada nesta tese de **PRIMEIRO CONVERSOR**, consiste no desenvolvimento do Conversor CC-CC SEPIC-ZETA Intercalado Bidirecional de Três Braços, baseado na aplicação de modulação PWM independente. Essa estratégia permite que as portas de entrada e saída operem com frequência de ondulação de corrente e tensão até seis vezes superior à frequência de comutação, o que resulta em maior densidade de potência, melhor distribuição de esforços elétricos e redução das perdas nos dispositivos semicondutores. Além disso, a corrente nos indutores apresenta frequência de ondulação equivalente ao dobro da frequência de comutação, permitindo a redução do volume necessário de componentes magnéticos e capacitivos, bem como a diminuição do estresse elétrico sobre os dispositivos de potência.

A topologia opera em modo *Buck-Boost* bidirecional, com razão cíclica variando de 0 a 0,5, assegurando ampla faixa de conversão de tensão em ambos os sentidos de fluxo de energia. A utilização de uma estrutura com múltiplos dispositivos permite uma melhor otimização do volume dos indutores e proporciona maior tolerância a falhas. Além disso, essa configuração aumenta a confiabilidade do sistema, pois possibilita a continuidade de operação mesmo na ocorrência de falhas em parte dos dispositivos.

Em virtude dessas características, o conversor apresenta elevada adequação para sistemas de gerenciamento de energia em veículos elétricos, permitindo a transferência de energia entre diferentes barramentos de tensão e subsistemas do veículo. Para validação da topologia proposta, foi desenvolvido um protótipo experimental com potência nominal de 5 kW, operando com tensões de 220 V na porta V_1 e 450 V na porta V_2 , o qual foi submetido a ensaios em ampla faixa de condições de carga. Os resultados experimentais confirmaram o elevado desempenho da estrutura, com rendimento máximo de 98,6% na potência nominal.

A **segunda contribuição**, denominada nesta tese de **SEGUNDO CONVERSOR**, refere-se à proposição do Conversor CC-CC ZETA Intercalado Unidirecional Multi-Braços com Modulação de Interruptores em Paralelo, direcionado ao acionamento de eletrolisadores empregados na produção de hidrogênio verde a partir de fontes renováveis. A proposta resulta da combinação arquitetural entre uma estrutura modular multi-braços e uma estratégia de modulação

intercalada associada à operação de interruptores em paralelo. Essa abordagem possibilita a divisão de corrente entre os dispositivos semicondutores, reduzindo o estresse elétrico individual e simplificando o projeto do conversor, sem exigir que o dimensionamento dos indutores seja proporcional ao número de braços utilizados.

Entre as principais características da topologia destacam-se a ampliação das frequências de ondulação de corrente e tensão no eletrolisador para valores equivalentes a até seis vezes a frequência de comutação, bem como a elevação da frequência de ondulação da corrente no capacitor de saída para a mesma ordem. Adicionalmente, as correntes nos indutores e no capacitor de acoplamento apresentam frequência de ondulação correspondente ao dobro da frequência de comutação, o que permite reduzir significativamente o volume e a massa dos componentes passivos, contribuindo para o aumento da densidade de potência do sistema. Assim como a primeira topologia, o conversor opera em modo *Buck-Boost*, com razão cíclica variando de 0 a 0,5, garantindo ampla flexibilidade de conversão de tensão. A arquitetura proposta apresenta ainda elevada escalabilidade, permitindo expansão para múltiplos braços sem aumento proporcional no número de indutores. Para comprovação experimental da proposta, foi desenvolvido um protótipo de 6 kW, operando com tensão de barramento CC de 480 V e tensão no eletrolisador de 250 V, alcançando rendimento máximo de 98,16%, validado por resultados experimentais.

As contribuições apresentadas nesta tese foram fundamentadas por análises qualitativas e quantitativas, modelagem matemática detalhada e validações experimentais em laboratório. De forma geral, os resultados obtidos demonstram a viabilidade técnica das topologias propostas e evidenciam suas vantagens em termos de rendimento, redução de ondulações, otimização de componentes passivos e elevada densidade de potência. Em síntese, esta tese amplia o estado da arte em conversão CC-CC ao apresentar soluções com potencial real de aplicação em dois setores estratégicos da transição energética: sistemas de mobilidade elétrica, por meio da topologia SEPIC-ZETA bidirecional, e plantas de produção de hidrogênio verde e microrredes baseadas em fontes renováveis, por meio da topologia ZETA multi-braços.

Antes de apresentar os fundamentos teóricos detalhados no Capítulo 2, são discutidas nesta seção as principais aplicações das topologias propostas, com o objetivo de contextualizar sua relevância em sistemas de energia renovável e mobilidade elétrica.

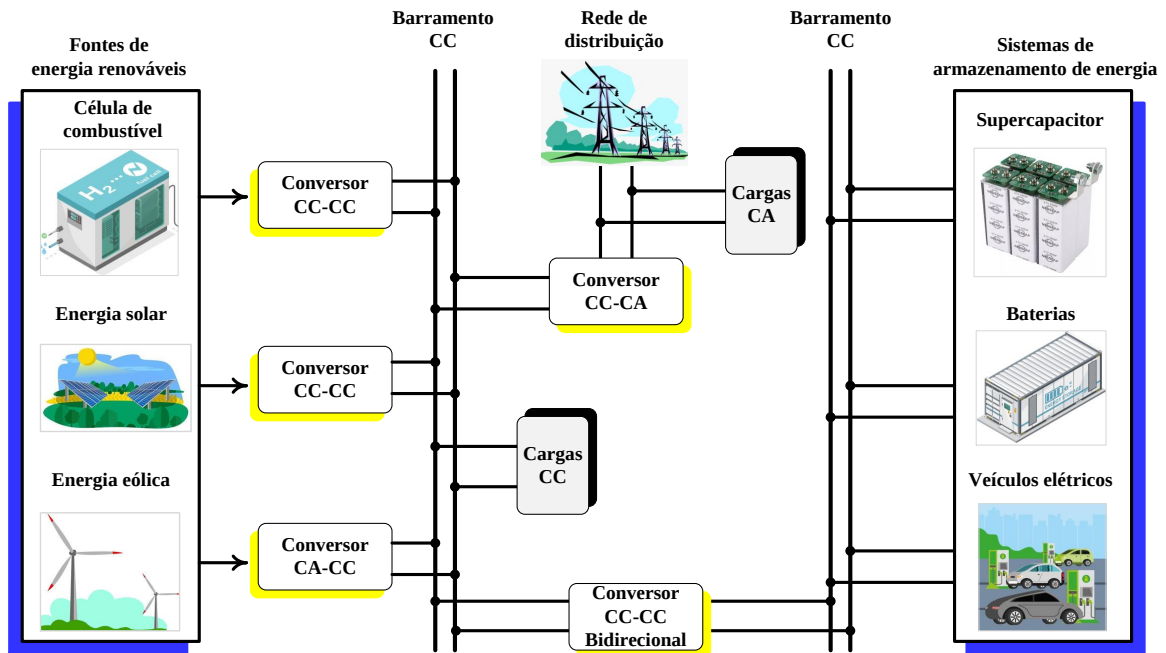
A crescente conscientização sobre os efeitos nocivos da produção de energia a partir de fontes convencionais de combustíveis fósseis impulsionou a transição para fontes renováveis e limpas, como energia solar, eólica, hidrelétrica e geotérmica, que agora estão mais presentes

do que nunca (Sinha S.; Chandel, 2015) e (Khare *et al.*, 2013). Estima-se que a quantidade de energia que a Terra recebe do Sol a cada hora seja equivalente a toda a energia consumida pela humanidade em um ano (Viswanathan, 2017). Portanto, a exploração desse recurso abundante tem o potencial de reduzir gradualmente a dependência de fontes de energia convencionais e contribuir para a mitigação do aquecimento global, promovendo um ambiente mais limpo e sustentável. A utilização dessas fontes de energia renovável como RED pode evitar a necessidade de implementação de sistemas caros de transmissão e distribuição em áreas montanhosas e rurais. Ao operar os RED como SAER, é possível garantir o fornecimento de energia elétrica em áreas remotas a custos acessíveis (Sivakumar *et al.*, 2016). Nos próximos anos, fontes de energia renovável, como sistemas PV, FC, parques eólicos e produção de hidrogênio verde, liderarão a geração de energia em todo o mundo (Eccher *et al.*, 2015) e (Duran *et al.*, 2011).

Por exemplo, uma característica das fontes fotovoltaicas é sua produção de baixa tensão CC, o que as torna impróprias para uso direto em microrredes. Geralmente, os módulos fotovoltaicos são conectados em série para aumentar a tensão, o que requer um grande número de componentes fotovoltaicos e espaço físico. Para aproveitar melhor as fontes de energia renovável, são necessários conversores CC-CC que possam elevar essa baixa tensão para níveis mais altos. Tais conversores devem atender a requisitos específicos, como baixo custo, leveza, baixa tensão de comutação e alta densidade de potência (Saravanan e Babu, 2017). Como resultado, as técnicas de conversão CA-CC/CC-CC têm recebido uma atenção significativa da pesquisa atualmente, visando alcançar uma melhor rendimento na conversão de energia (Zhang *et al.*, 2016). A Figura 1 ilustra a aplicação de diferentes conversores eletrônicos de potência em sistemas de energia renovável.

Diversos estudiosos têm explorado uma variedade de conversores CC-CC para aplicações de armazenamento e uso de energia renovável, buscando aprimorar o rendimento e superar as limitações existentes nos conversores disponíveis. Esses conversores CC-CC são agrupados em três categorias principais de tecnologia, levando em consideração seus modos de operação (Outeiro *et al.*, 2013), (Outeiro *et al.*, 2014) e (Richelli *et al.*, 2021). Os conversores do tipo Buck, Boost, Buck-Boost, Cuk, SEPIC e ZETA exemplificam topologias comutadas rígidas que carecem de isolamento galvânico (ou seja, são não isolados) e são reconhecidos como circuitos *Chopper*. No entanto, quando esses conversores são alimentados pela rede elétrica, a presença de isolamento galvânico (através de transformador) torna-se uma necessidade por razões de segurança. Os CPs, munidos de suas estratégias de controle, desempenham um papel

Figura 1 – Aplicação de conversores eletrônicos de potência em sistema de energia renovável.



Fonte: Elaboração própria.

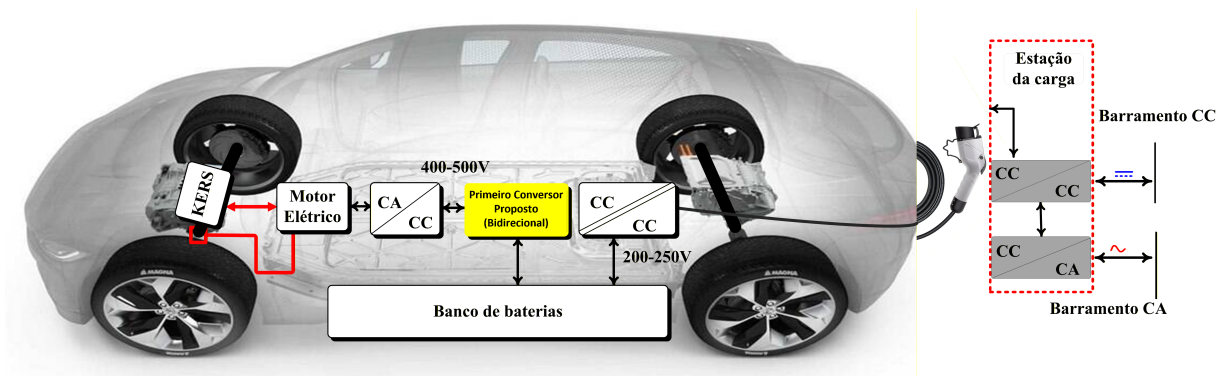
crucial na regulação das tensões nos barramentos de microrredes que abastecem uma variedade de cargas, incluindo resistivas, indutivas, não lineares, de potência constante ou críticas. Contudo, as CPCs podem comprometer a estabilidade da tensão na saída dos CPs e, frequentemente, são desafiadoras de regular com as técnicas de controle tradicionais (Monsalve-Rueda *et al.*, 2019) e (Ali *et al.*, 2021).

Os conversores bidirecionais CC-CC estão se tornando cada vez mais proeminentes tanto em contextos acadêmicos quanto industriais, sendo amplamente empregados para garantir a confiabilidade dos sistemas e servir como interface entre baterias e supercapacitores, que atuam como dispositivos de armazenamento (Ravi *et al.*, 2018). Sua aplicação abrange uma variedade de cenários que demandam fluxo de potência em ambas as direções, incluindo, mas não se limitando a, sistemas de armazenamento de energia, fontes de alimentação ininterrupta, veículos elétricos e sistemas de energia renovável. A classificação e os diferentes tipos de conversores bidirecionais são apresentados em detalhes no capítulo 2 (Gorji *et al.*, 2019).

Os conversores propostos têm um amplo campo de aplicação, incluindo carregadores de baterias para EVs, HEVs e H2FCEVS, bem como em eletrolisadores. A seguir, são detalhadas as aplicações e os motivos pelos quais esses conversores são candidatos ideais para estes setores industriais. A utilização de estruturas de conversores bidirecionais intercalados em OBCS tem ganhado destaque devido às diversas vantagens que oferecem. Essas vantagens incluem a V2G,

conforme (Mayer, 2019), e a possibilidade de conexão em residências V2H. Os EVs, com sua grande capacidade de armazenamento de energia nas baterias, podem atender às demandas locais, operar como no-break para manter cargas vitais em funcionamento, e atuar como APF para compensação de energia reativa e regulação de tensão quando muitos veículos estiverem conectados ao sistema (Choi *et al.*, 2014), (Choi *et al.*, 2012), (Monteiro *et al.*, 2012), (Rodrigues *et al.*, 2013a), (Rodrigues *et al.*, 2013b) e (Hou e Emadi, 2017). A Figura 2 ilustra a aplicação dos conversores propostos, conforme detalhado em (Mayer, 2019). Nessa abordagem, a utilização dos conversores é limitada a pontos de recarga externos distribuídos pela cidade. Esses conversores podem ser integrados ao EVSE e instalados de maneira adequada nas garagens onde os veículos realizam a recarga das baterias, evitando, assim, o aumento de volume no veículo durante a condução ou quando a fonte de alimentação CA não for necessária. Apenas o estágio CC-CC, isolado, permanece a bordo, podendo ser conectado a fontes de corrente contínua de sistemas de distribuição, como uma microrrede, que utiliza fontes geradoras renováveis, como energia eólica e solar. Esses sistemas distribuídos têm se mostrado importantes alternativas para o fornecimento sustentável das demandas energéticas atuais e futuras.

Figura 2 – Sistema de tração com a proposta de dois conversores CC-CC bidirecionais embarcado em EVs ou HEVs.



Fonte: Elaboração própria.

Conforme ilustrado na Figura 2, os sistemas de distribuição em corrente contínua para residências, como as microrredes, têm atraído crescente interesse tanto no meio comercial quanto na comunidade científica. Esse aumento de interesse está relacionado à introdução de tecnologias que utilizam fontes renováveis para a geração de energia elétrica, muitas das quais já produzem energia em corrente contínua, como é o caso dos painéis fotovoltaicos e das células a combustível (Mayer, 2019), (Roggia *et al.*, 2013), (Mouli *et al.*, 2015) e (Hu e Liaw, 2016).

Para minimizar as perdas, as células dos eletrolisadores normalmente operam com

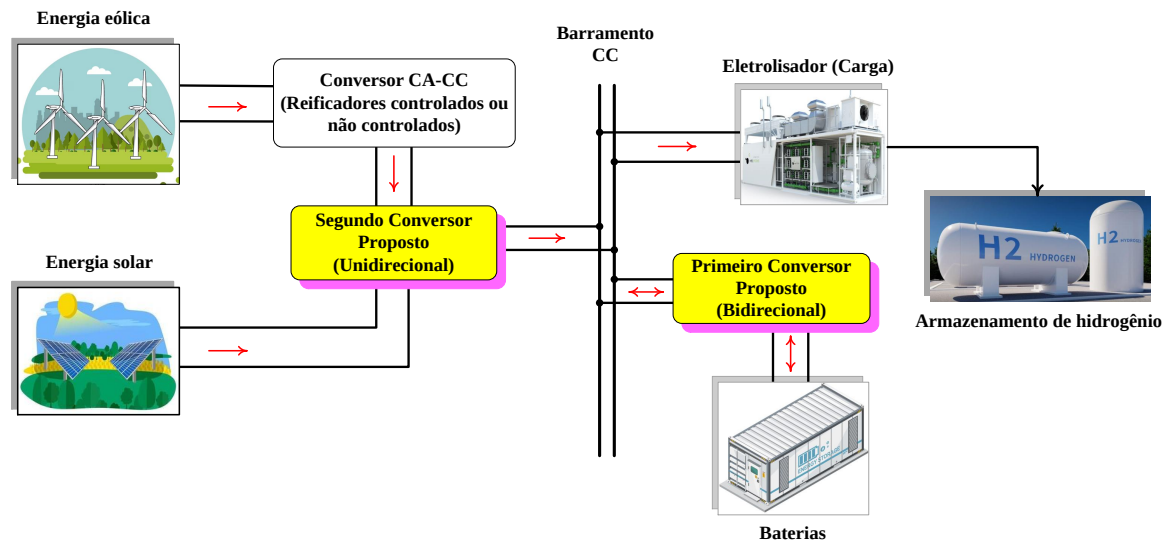
baixa tensão. Em instalações comerciais, é comum que essas células sejam conectadas em série para aumentar a produção de hidrogênio, elevando a tensão total do sistema proporcionalmente ao número de células. No entanto, as tensões resultantes frequentemente ficam abaixo das tensões das redes CC que fornecem energia. Isso torna fundamental a utilização de conversores CC-CC abaixadores no estágio de entrada do eletrolisador. Assim como acontece com as FC, conforme demonstrado nas referências (Guilbert *et al.*, 2017), (Naik e Samuel, 2016) e (Kabalo *et al.*, 2010), os conversores CC-CC para eletrolisadores devem cumprir diversos requisitos, incluindo: Alto rendimento; Alta densidade de potência; Alto ganho de tensão CC; Baixas interferências eletromagnéticas; Baixa ondulação de corrente de saída; Baixo custo; Confiabilidade em caso de falhas nos interruptores de potência.

Conversores *Buck* Intercalados, reconhecidos por sua alta densidade de potência, representam uma topologia significativa, conforme destacado nas referências (Azer e Emadi, 2020), (Villarruel-Parra e Forsyth, 2019), (Esteki *et al.*, 2015), (Kattel *et al.*, 2022), (Kattel *et al.*, 2020), (Babaei e Saadatizadeh, 2017), (Paja *et al.*, 2011) e (Feretti *et al.*, 2019). Esta configuração inclui N conversores *Buck* paralelos ou n braços. Ela distribui eficientemente a corrente pelos braços. Essa distribuição reduz significativamente o estresse de corrente, facilitando a acomodação de altos níveis de potência. Uma vantagem adicional da topologia IBC é sua capacidade de manter a operação parcial em caso de falha em um dos braços, aumentando sua confiabilidade (Guilbert *et al.*, 2017). Os sinais de controle para os diferentes braços são defasados por $1/n \cdot f_s$, resultando em uma diminuição na ondulação total da corrente de saída, embora em uma frequência mais alta. Estudos têm destacado a adequação das topologias de conversores intercalados para aplicações com células de combustível, como no modo Boost (Kolli *et al.*, 2015), (Kabalo *et al.*, 2010), (Somkun *et al.*, 2015), (Guilbert *et al.*, 2016), (Mahmoudi *et al.*, 2018), (Bayat e Bayat, 2024), (Dhananjaya *et al.*, 2023) e (Tang *et al.*, 2021). As características que tornam os conversores intercalados atraentes para a pesquisa com células de combustível, nomeadamente alta densidade de potência e baixa ondulação de corrente, também os tornam vantajosos para uso em sistemas de eletrolisadores.

A Figura 3 ilustra uma configuração de um sistema de produção de hidrogênio verde, onde a carga principal é um eletrolisador. Este eletrolisador é alimentado por fontes de energia renovável, especificamente energia eólica e energia solar. A aplicação de tais fontes renováveis é fundamental para a produção de hidrogênio verde, pois garante que o processo seja sustentável e ambientalmente amigável. A energia solar captada por painéis fotovoltaicos deve ser processada

por conversores CC-CC para que possa ser utilizada adequadamente pelo eletrolisador. Estes conversores são responsáveis por ajustar os níveis de tensão e corrente da energia solar captada, de modo a atender às especificações técnicas do eletrolisador. Assim, a energia solar pode ser eficientemente utilizada no processo de eletrólise, contribuindo para a produção de hidrogênio de forma sustentável.

Figura 3 – Aplicação dos conversores propostos no sistema de produção de hidrogênio verde.



Fonte: Elaboração própria.

A energia eólica produzida por turbinas eólicas é tipicamente de CA. Para que esta energia possa ser utilizada pelo eletrolisador, é necessário primeiro convertê-la em CC utilizando retificadores. Os retificadores podem ser controlados ou não controlados, dependendo da complexidade e rendimento desejados no sistema. Após a conversão inicial por meio dos retificadores, a corrente contínua pode ser ajustada aos níveis apropriados para o eletrolisador através de conversores CC-CC propostos, tal como ocorre com a energia solar.

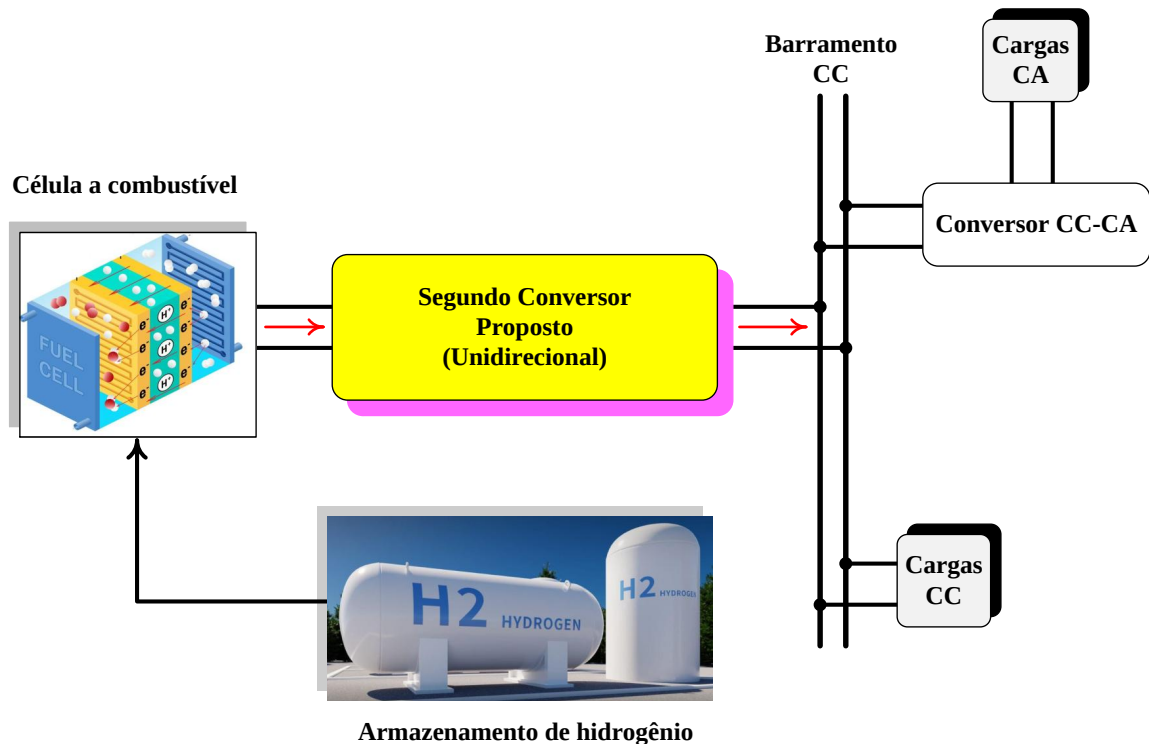
A integração de ambas as fontes de energia renovável - solar e eólica - requer um sistema de controle avançado que possa gerenciar a variabilidade e intermitência dessas fontes. Tal sistema de controle deve ser capaz de monitorar constantemente a produção de energia, ajustar os conversores CC-CC propostos e os retificadores conforme necessário, e garantir que o eletrolisador opere dentro dos parâmetros ideais. Além disso, pode ser necessário armazenar a energia excedente em baterias ou outros sistemas de armazenamento de energia. Esse armazenamento também pode ser feito pelo conversor CC-CC bidirecional proposto, para garantir a continuidade da produção de hidrogênio durante períodos de baixa geração de energia renovável.

A produção de hidrogênio verde utilizando energia renovável tem diversos benefícios ambientais e econômicos. Reduz a dependência de combustíveis fósseis, diminui as emissões de gases de efeito estufa, e promove o uso de tecnologias limpas e sustentáveis. O hidrogênio produzido pode ser utilizado em diversas aplicações, desde a geração de energia em células a combustível até o uso industrial e transporte.

A Figura 4 ilustra uma configuração de um sistema de fornecimento de energia elétrica baseado em uma célula a combustível. Neste arranjo, a célula a combustível atua como a fonte primária de energia, que é direcionada para um conjunto de conversores integrados ao barramento de energia. Este barramento, por sua vez, é responsável por distribuir a energia para diferentes tipos de cargas elétricas. Para atender às cargas CC, o sistema utiliza o segundo conversor CC-CC proposto que ajusta os níveis de tensão e corrente de acordo com as necessidades específicas das cargas conectadas. Esse conversor é essencial para garantir que a energia fornecida seja compatível e segura para cada aplicação de CC, otimizando o rendimento e minimizando perdas. Adicionalmente, para alimentar as cargas que operam em CA, o sistema incorpora conversores CC-CA. Estes conversores desempenham a função crucial de transformar a energia CC proveniente do barramento em CA, mantendo a frequência e a tensão adequadas para o funcionamento correto dos dispositivos elétricos CA. Este processo de conversão é fundamental para integrar diversos tipos de cargas ao sistema, aumentando sua versatilidade e capacidade de adaptação.

A abordagem descrita evidencia a versatilidade do conversor na distribuição e utilização eficaz da energia elétrica. A integração do conversor CC-CC proposto e conversores CC-CA no sistema permite uma conversão eficiente da energia gerada pela célula a combustível, garantindo um fornecimento estável e adequado tanto para cargas de corrente contínua quanto de corrente alternada. Essa flexibilidade é essencial para atender às diversas demandas energéticas de diferentes equipamentos, promovendo uma operação segura. Além disso, o uso de uma célula a combustível como fonte primária de energia traz benefícios adicionais, como a redução de emissões de gases poluentes e a possibilidade de utilização de fontes renováveis de hidrogênio. Este sistema não só melhora o rendimento geral, mas também contribui para a sustentabilidade ambiental, tornando-se uma solução promissora para a geração e distribuição de energia elétrica em diversas aplicações. Em resumo, a configuração descrita na Figura 4 destaca a importância do conversor proposto na adaptação da energia fornecida pela célula a combustível, proporcionando um fornecimento contínuo e confiável de energia.

Figura 4 – Aplicação do segundo conversor proposto integrando célula combustível a um barramento CC.



Fonte: Elaboração própria.

1.2 Estrutura da tese

No capítulo 1, é apresentada a contextualização do problema de pesquisa, fundamentando a importância da inserção de fontes renováveis e da conversão de energia em sistemas modernos, com ênfase em microrredes, armazenamento de energia, veículos elétricos e produção de hidrogênio verde. São discutidos os desafios associados às fontes de baixa tensão em corrente contínua, bem como o papel estratégico dos conversores CC-CC bidirecionais nesse cenário. O capítulo também delimita o escopo do trabalho, explicita os objetivos e detalha as principais contribuições científicas da tese, incluindo a proposição das novas topologias intercaladas. Por fim, apresenta a organização estrutural do documento, descrevendo o conteúdo de cada capítulo.

No capítulo 2, foi apresentada uma revisão bibliográfica detalhada, explorando os principais tipos de conversores CC-CC e suas capacidades de operação. Apresenta-se suas características, vantagens e limitações, fornecendo uma base sólida para compreender o estado da arte nessa área. Neste capítulo, examina-se profundamente os diferentes tipos de conversores CC-CC não isolados, desde os tradicionais até os mais recentes avanços tecnológicos. Analisamos suas topologias, princípios de funcionamento e aplicações específicas. Destacamos as tendências

de pesquisa recentes sobre esses conversores em sistemas de alta tensão.

No capítulo 3, apresenta-se uma exposição detalhada do princípio de funcionamento do primeiro conversor, incorporando uma análise quantitativa abrangente no MCC, especificamente no fluxo de potência de V_1 para V_2 em todas as três regiões de operação. Adicionalmente, são determinados os valores dos componentes de filtragem, como indutores e capacitores, bem como os ganhos estáticos, essenciais para o funcionamento adequado do sistema.

No capítulo 4, é conduzida uma análise comparável àquela realizada no capítulo 3, também do primeiro conversor, entretanto, voltada para o fluxo de potência de V_2 para V_1 em todas as três regiões de operação. Este capítulo oferece uma descrição minuciosa do princípio de funcionamento do conversor, abrangendo uma análise quantitativa completa no modo de condução contínuo.

No capítulo 5, são realizados os cálculos dos esforços de corrente e tensão nos dois sentidos do fluxo de potência do primeiro conversor. O objetivo é validar o princípio de funcionamento e as análises teóricas do conversor proposto, conforme descrito anteriormente nos capítulos 3 e 4. Para tanto, serão apresentadas as parametrizações dos esforços de correntes média e eficaz, bem como as ondulações de tensão e corrente nos principais componentes do conversor em MCC.

No capítulo 6, é apresentada a implementação prática da primeira topologia proposta, descrevendo a especificação e o dimensionamento dos componentes ativos e passivos do conversor CC-CC SEPIC intercalado bidirecional de alto ganho de tensão, com nova técnica de modulação PWM. São detalhados os parâmetros de projeto e as condições de ensaio em laboratório, com operação em modo de condução contínua e potência nominal de 5 kW. Por fim, são analisados os resultados experimentais em malha aberta, incluindo formas de onda, desempenho do conversor e comparação entre os resultados práticos e a modelagem teórica previamente desenvolvida.

No capítulo 7, é apresentada a segunda topologia proposta para acionamento de eletrolisadores de PEM voltados à produção de hidrogênio verde em sistemas híbridos eólico-solares. Inicialmente, são discutidos os desafios técnicos associados à eletrólise, como a necessidade de alto rendimento, elevado ganho de tensão e baixa ondulação de corrente. Em seguida, realiza-se uma revisão das principais topologias CC-CC aplicadas à produção de hidrogênio, com base nesses requisitos, justificando a escolha do conversor ZETA intercalado. Por fim, são detalhadas as contribuições da topologia proposta, destacando elevado ganho de tensão,

cancelamento de ondulação, tolerância a falhas e alto rendimento e validação experimental por meio de um protótipo desenvolvido em laboratório.

No capítulo 8, é apresentada a modelagem em regime permanente da segunda topologia proposta, com foco na determinação do ganho de tensão em CC, no dimensionamento dos elementos passivos e na análise dos esforços elétricos nos semicondutores. A partir da aplicação do princípio do balanço volt-segundo aos indutores, considerando operação em MCC, são deduzidas as expressões do ganho estático e das tensões internas do conversor. Em seguida, são estabelecidos os critérios de projeto para indutores e capacitores com base nas ondulações admissíveis de corrente e tensão. Por fim, é realizada a análise dos esforços de corrente e tensão normalizados em interruptores e diodos, fornecendo subsídios para a correta seleção e especificação dos dispositivos de potência.

No capítulo 9, é apresentada a implementação prática da segunda topologia proposta, descrevendo a especificação e o dimensionamento dos componentes ativos e passivos do conversor ZETA com a técnica de modulação intercalada multi-braços. São detalhados os parâmetros de projeto e as condições de ensaio em laboratório, com operação em modo de condução contínua e potência nominal de 6 kW. Por fim, são analisados os resultados experimentais em malha aberta, incluindo formas de onda, desempenho do conversor e comparação entre os resultados práticos e a modelagem teórica previamente desenvolvida.

No capítulo 10, é apresentada a síntese dos principais resultados obtidos ao longo da tese, destacando as contribuições científicas relacionadas às duas topologias CC-CC intercaladas propostas. São discutidas as validações teóricas, numéricas e experimentais realizadas, evidenciando o desempenho dos conversores quanto ao alto ganho de tensão, redução de ondulação de corrente, elevado rendimento e adequação a aplicações em microrredes, veículos elétricos e produção de hidrogênio verde. Por fim são apresentadas sugestões para pesquisas futuras.

1.3 Conclusão

O presente capítulo apresentou a contextualização técnica e científica que fundamenta o desenvolvimento desta tese, destacando a crescente demanda por sistemas de conversão de energia no cenário da transição energética, com ênfase em aplicações envolvendo fontes renováveis, mobilidade elétrica e produção de hidrogênio verde.

Foram discutidos os principais desafios associados à conversão de energia em corrente contínua, especialmente aqueles relacionados à elevada densidade de potência, à redução

de perdas e à melhoria da qualidade das grandezas elétricas processadas, evidenciando o papel estratégico dos conversores CC-CC na interligação de diferentes níveis de tensão e na gestão do fluxo de potência entre subsistemas.

Foram também apresentados os conceitos fundamentais e as motivações que justificam o estudo de topologias bidirecionais intercaladas, destacando suas vantagens em termos de rendimento, modularidade e confiabilidade, bem como os desafios associados ao seu projeto e operação.

Por fim, foram delimitados os objetivos e as principais contribuições desta tese, estabelecendo a base conceitual necessária para o desenvolvimento das análises teóricas, matemáticas e validações experimentais apresentadas nos capítulos subsequentes.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PROPOSTA DA TESE

2.1 Conversores CC-CC bidirecionais intercalados

Para garantir um fluxo contínuo de energia nos sistemas de energia renovável, os conversores CC-CC bidirecionais desempenham um papel crucial. Eles atuam como interface entre os sistemas de armazenamento de energia, os recursos energéticos e as cargas, mitigando as flutuações na produção de energia resultantes das variações climáticas. Além disso, são essenciais na transferência de energia entre a fonte de energia e motores alimentados por baterias (Ravi *et al.*, 2018). Dispositivos de média potência, como supercapacitores e baterias, são comumente utilizados para armazenamento de energia. Nesse contexto, a troca de energia entre esses dispositivos e os demais componentes do sistema requer a presença de conversores CC-CC. Tais conversores devem ser capazes de direcionar o fluxo de energia bidirecionalmente e possuir um controle adaptável para operar em todos os modos de operação (Karshenas *et al.*, 2011) e (Wang *et al.*, 2019).

Os BDCs desempenham um papel crucial na regulação do nível de tensão, permitindo o fluxo de energia em ambos os sentidos. Esses dispositivos são amplamente empregados para gerenciar o fluxo de energia no barramento CC, onde a potência flui tanto no sentido direto quanto no reverso. A conversão de um conversor CC-CC unidirecional em um bidirecional é viabilizada pela integração de um interruptor bidirecional, acompanhado de um diodo, permitindo o fluxo de corrente em ambos os sentidos. Esse processo é realizado com o emprego de componentes como IGBTs ou MOSFETs, que realizam a comutação de forma controlada. É importante destacar que os conversores CC-CC bidirecionais se dividem em dois tipos, com base na presença ou ausência de isolamento galvânico entre a entrada e a saída: IBDC e NIBDC (Bai e Mi, 2008) e (Wang *et al.*, 2017).

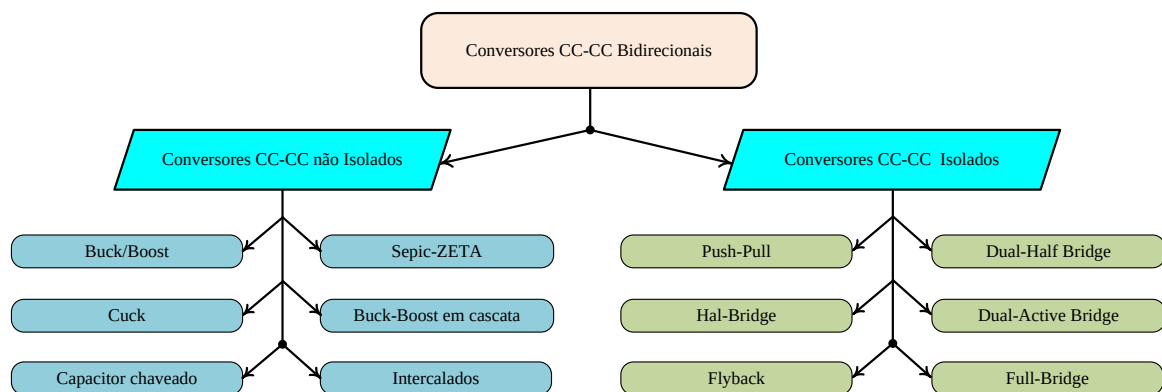
A adaptabilidade do sistema de armazenamento de energia pode ser significativamente aprimorada mediante a utilização de conversores CC-CC isolados em alta frequência, os quais permitem a substituição de transformadores operando na frequência da rede. De modo geral, as topologias desses conversores são organizadas de forma assimétrica, possibilitando o acoplamento entre dois barramentos em corrente contínua com níveis de tensão distintos, tipicamente variando de dezenas a centenas de volts (Pramanik e Pati, 2021), ou podem ser NIBDC integrados com conversores CA-CC (sejam controlados ou não), conforme demandado pela aplicação específica. Os conversores bidirecionais estão ganhando mais destaque, substituindo os

conversores unidirecionais convencionais, uma vez que possibilitam o fluxo de energia em ambas as direções. Sua utilização é predominante em HEVs, EVs, UPS, redes inteligentes, RESs e aplicações aeroespaciais; ademais, são empregados em outros sistemas que fazem uso de baterias (Gorji *et al.*, 2019).

2.1.1 Classificação dos conversores CC-CC bidirecionais

Como mencionado na seção anterior, os conversores CC-CC bidirecionais podem ser classificados em dois tipos principais: IBDC e NIBDC. A classificação, apresentada na Figura 5, é feita com base no critério de isolamento galvânico. A seguir, detalhamos cada tipo, destacando suas características, vantagens e aplicações específicas.

Figura 5 – Classificação dos conversores CC-CC bidirecionais.



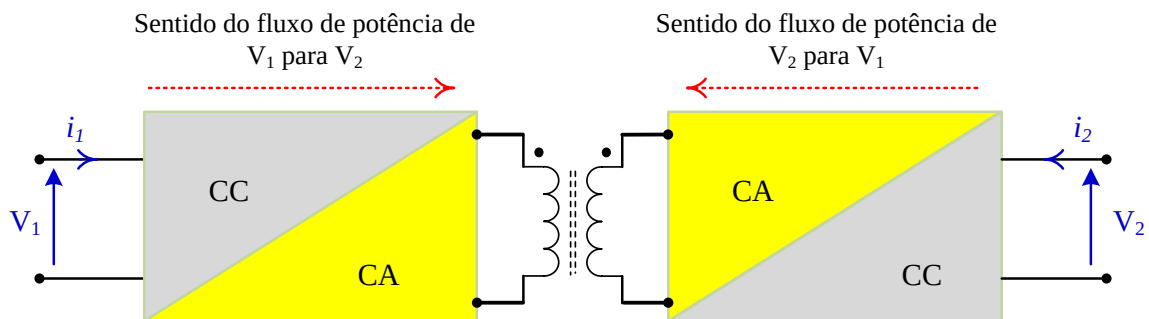
Fonte: Elaboração própria.

Os NIBDC são consideravelmente mais eficientes em aplicações de ampla faixa de potência devido à sua facilidade de controle e leveza. Os conversores CC-CC bidirecionais não isolados foram avaliados em termos de facilidade de controle, simplicidade das configurações de circuito, baixo EMI e alto rendimento por diversos pesquisadores (Oliveira *et al.*, 2017), (Tytelmaier *et al.*, 2016) e (Khodabakhsh e Moschopoulos, 2018).

Em diversas aplicações, especialmente no que diz respeito à sobrecarga para a segurança da fonte, o isolamento galvânico é essencial. Além disso, é crucial para reduzir a interferência e coordenar a tensão entre diferentes condições (Reddy e Samuel, 2016). A maioria dos IBDC apresenta estruturas semelhantes, conforme ilustrado na Figura 6. Este tipo de conversor opera em dois estágios: comutação em alta frequência pelo conversor CC-CA e o uso de um transformador de alta frequência para manter o isolamento galvânico entre duas fontes. Adicionalmente, são utilizados transformadores para ajustar a tensão entre vários

estágios, visando o melhor planejamento e otimização de desempenho (Karshenas *et al.*, 2011) e (Joshi e Samanta, 2013). Conversores CC-CC bidirecionais isolados com estrutura básica foram propostos por (Karshenas *et al.*, 2011) para atuar como uma interface flexível no processamento de energia entre o sistema de armazenamento de energia e os demais componentes do sistema. Por outro lado, este conversor apresenta desvantagens, como a perda de comutação suave em condições de carga leve, e esse controle é sensível a uma pequena variação de fluxo, especialmente quando as tensões de barramento são altas. Uma fraqueza adicional é que as correntes que fluem nos barramentos CC apresentam grande conteúdo de ondulação; isso exige circuitos de filtragem adequados, o que torna o circuito complexo (Joshi e Samanta, 2013) e (Bodravara *et al.*, 2015). Um conversor isolado possui várias topologias, como o IBDC *push-pull*, IBDC *forward*, IBDC *fly-back*, IBDC de dupla ponte meia, IBDC de Cuk e IBDC de dupla ponte completa ativa (Lee *et al.*, 2012b), (Kashif, 2012), (Shen *et al.*, 2017) e (Wu e Ke, 2021). Os rendimentos das topologias de ponte completa e meia ponte as tornam atraentes para muitas aplicações (Hirose e Matsuo, 2010) e (Pan *et al.*, 2019).

Figura 6 – Estrutura generalizada dos IBDC.



Fonte: Kattel (2018).

2.1.2 Conversores CC-CC bidirecionais intercalados não isolados

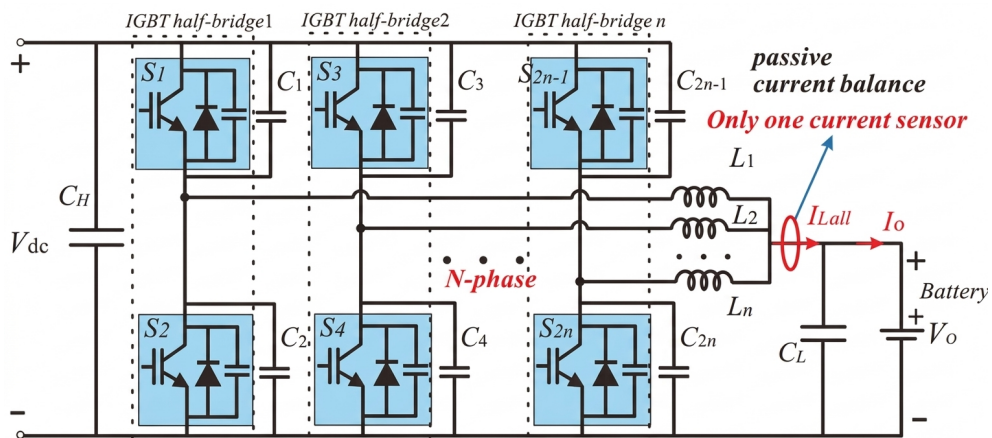
Nesta seção, serão discutidas as principais topologias dos conversores CC-CC bidirecionais intercalados, juntamente com suas respectivas vantagens e desvantagens, com base em publicações acadêmicas relevantes. É fundamental compreender as diferentes configurações desses conversores, pois isso influencia diretamente seu rendimento, confiabilidade e aplicabilidade em diversos contextos.

2.1.2.1 Conversores CC-CC bidirecionais intercalados para armazenamento de energia

(Yao e Lu, 2019) apresentam um conversor bidirecional CC-CC intercalado de múltiplas fases (Figura 7), que combina operação em modo de condução crítico próximo (*near-CRM*) e comutação suave (*soft-switching*) para alcançar elevado rendimento, atingindo até 99,1% em um protótipo experimental de 20 kW. A topologia emprega capacitores *snubber* para melhorar o balanceamento passivo das correntes entre as fases, eliminando a necessidade de sensores de corrente individuais. Além disso, a estrutura intercalada reduz as ondulações de corrente e possibilita a utilização de componentes passivos de menor volume, contribuindo para o aumento da densidade de potência e do rendimento do sistema.

A abordagem proposta inclui a modelagem do comportamento ressonante do circuito, o controle por frequência variável e a definição de parâmetros de projeto voltados à otimização do desempenho em diferentes condições operacionais. No entanto, algumas limitações são observadas, como o aumento da complexidade de projeto e de controle, a necessidade de ajustes precisos nos tempos mortos e nos valores de capacitância dos *snubbers*, além da possibilidade de oscilações parasitárias em altas frequências. Adicionalmente, o uso de componentes extras pode aumentar o custo e o volume do sistema. Destaca-se também que o número de indutores cresce proporcionalmente ao número de fases, o que pode representar um desafio em aplicações de alta potência. Ainda assim, o conversor proposto apresenta potencial para aplicações em sistemas de armazenamento de energia e no setor automotivo, devido à combinação de alto rendimento e à redução da complexidade associada à eliminação de circuitos de medição de corrente por fase.

Figura 7 – Conversor CC-CC bidirecional multifásico intercalado com capacitores snubber adicionais, no qual apenas um sensor de corrente é utilizado. O balanceamento passivo de correntes e o controle com frequência de comutação variável são implementados nesta topologia.

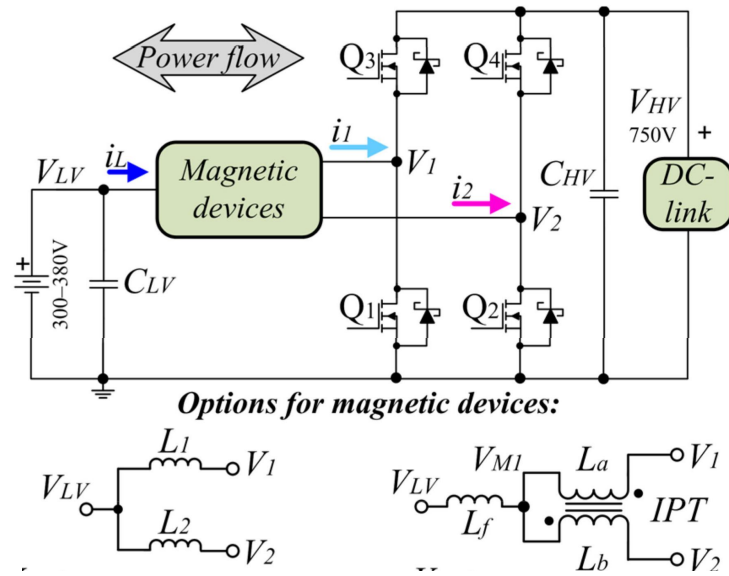


Fonte: Yao e Lu (2019).

De forma relacionada, em (Calderon-Lopez *et al.*, 2019), é apresentado um conversor CC-CC bidirecional intercalado de duas fases com foco em alta densidade de potência, no qual são empregados indutores de alto desempenho, incluindo configurações com indutores acoplados ou estruturas equivalentes a transformadores, conforme ilustrado na Figura 8. A topologia mantém o princípio de intercalação entre fases, permitindo a divisão da corrente e a redução das ondulações, porém enfatiza o projeto avançado dos componentes magnéticos como elemento central para a melhoria do desempenho. Essa abordagem diferencia-se da topologia anterior ao priorizar a otimização dos componentes magnéticos, em vez de estratégias de controle e comutação suave. Os autores demonstram que o uso de indutores otimizados possibilita reduzir significativamente o volume e as perdas magnéticas, contribuindo para o aumento da densidade de potência do conversor. Os resultados experimentais demonstram que um protótipo de conversor bidirecional de 80 kW pode alcançar densidade de potência de 31,4 kW/L e potência específica de 15,7 kW/kg, com rendimento médio próximo de 97%, evidenciando a aplicabilidade da topologia em sistemas de alta potência. Esses resultados indicam que a metodologia de otimização proposta pelos autores é adequada para o projeto de conversores CC-CC bidirecionais de alta potência. Entretanto, a utilização de indutores acoplados ou estruturas magnéticas mais complexas pode aumentar a dificuldade de projeto e fabricação, além de impor desafios relacionados ao acoplamento magnético, dispersão de fluxo e perdas adicionais. Dessa forma, embora a abordagem proposta apresente ganhos relevantes em termos de densidade de potência, ela também evidencia a importância do compromisso entre desempenho, complexidade de projeto e viabilidade de implementação em aplicações de maior potência.

Em (Lai *et al.*, 2024), é apresentado um conversor CC-CC bidirecional intercalado de duas fases destinado a aplicações em sistemas de armazenamento de energia e veículos elétricos. A topologia proposta pode ser interpretada como uma evolução do conversor bidirecional Buck-Boost intercalado convencional, uma vez que incorpora um circuito do tipo *charge-pump*, permitindo o aumento do ganho de tensão e a melhoria do desempenho global do sistema. A estrutura do conversor é apresentada na Figura 9, na qual se observa a configuração intercalada com defasagem de 180° entre as fases. Essa técnica possibilita a divisão da corrente entre os braços do conversor, reduzindo significativamente a ondulação de corrente nos indutores e melhorando o desempenho dinâmico. Além disso, a intercalação contribui para uma distribuição mais uniforme das correntes nos dispositivos semicondutores, reduzindo os esforços elétricos e as perdas por condução. Os autores desenvolveram e avaliaram um protótipo experimental

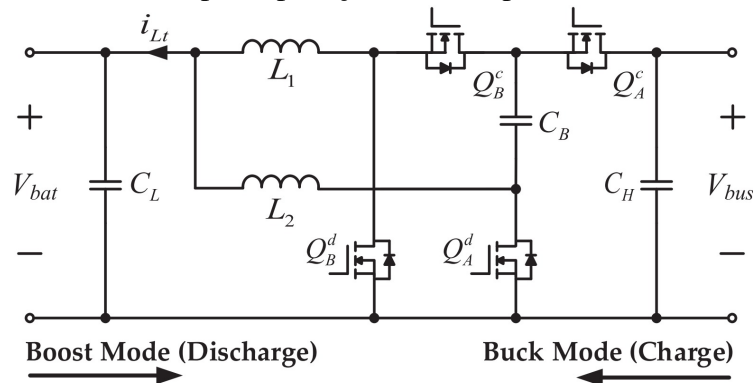
Figura 8 – Conversores CC-CC bidirecionais de alta densidade de potência com indutores de alto desempenho.



Fonte: Calderon-Lopez *et al.* (2019).

com potência nominal de 500 W, destinado à aplicação em uma micro-rede DC conectada a veículos elétricos. O sistema opera com tensão aproximada de 60 V no lado da bateria, enquanto o barramento DC varia aproximadamente entre 200 V e 380 V, evidenciando a capacidade do conversor de operar em uma ampla faixa de ganho de tensão. Apesar das vantagens apresentadas, algumas limitações também podem ser observadas. A implementação de múltiplas fases implica maior complexidade no circuito de controle e na sincronização dos semicondutores, bem como a necessidade de um número maior de dispositivos de potência em comparação com conversores monofásicos, o que pode resultar em aumento do custo e da complexidade de implementação do sistema.

Figura 9 – Conversor CC-CC bidirecional intercalado de duas fases com controle assimétrico do limite da razão cíclica para aplicações com ampla faixa de tensão no barramento CC.

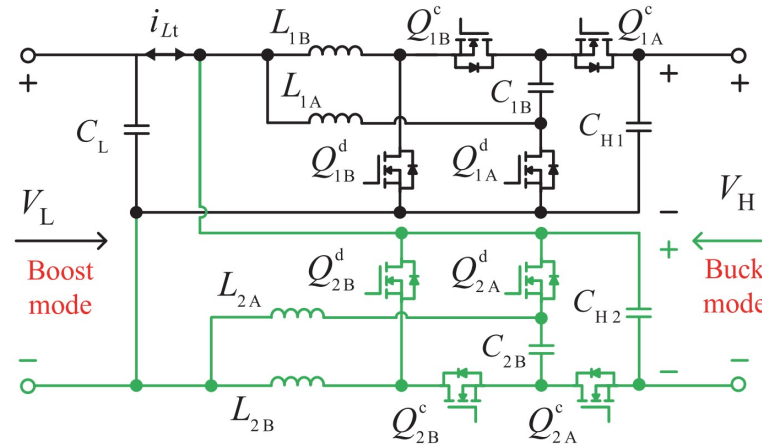


Fonte: Lai *et al.* (2024).

A partir da proposta de (Lai *et al.*, 2024), os autores (Liu *et al.*, 2024) propõem um conversor CC-CC bidirecional intercalado de quatro fases baseado em dispositivos SiC-MOSFET, que pode ser interpretado como uma evolução direta da topologia intercalada convencional. A estrutura proposta, apresentada na Figura 10, amplia o número de fases e incorpora uma configuração flutuante, permitindo alcançar maiores ganhos de tensão e melhorar ainda mais a divisão de corrente entre os ramos do conversor. O aumento do número de fases contribui para a redução adicional da ondulação de corrente e para a melhoria do desempenho térmico e elétrico dos dispositivos. Adicionalmente, é introduzida uma estratégia de controle denominada *asymmetric duty limit control*, que possibilita o balanceamento das correntes médias nos indutores ao longo de toda a faixa de operação, sem a necessidade de circuitos auxiliares complexos. Além disso, a utilização de dispositivos SiC-MOSFET permite operar em frequências de comutação mais elevadas, reduzindo as perdas e aumentando o rendimento do sistema. A proposta foi validada por meio de um protótipo experimental com potência nominal de 1 kW e frequência de comutação de 50 kHz, utilizando dispositivos SiC-MOSFET. O sistema opera com tensão de aproximadamente 72 V no lado de baixa tensão, enquanto o barramento de alta tensão varia entre 400 V e 800 V, evidenciando a capacidade da topologia de operar em uma ampla faixa de conversão de tensão. Os resultados experimentais indicam rendimento máximo de aproximadamente 98,3% no modo Buck e 97,6% no modo Boost, confirmando o elevado desempenho e a viabilidade prática da topologia proposta. No entanto, o aumento do número de fases e a adoção de uma estrutura mais complexa resultam em maior complexidade de controle, maior número de componentes e possíveis desafios relacionados ao balanceamento dinâmico entre as fases. Adicionalmente, topologias que utilizam estruturas baseadas em capacitores ou *charge-pump* podem apresentar limitações em aplicações de alta potência devido às elevadas correntes RMS nos capacitores, o que pode impactar a confiabilidade do sistema.

Em (Mayer *et al.*, 2021), é apresentado um conversor CC-CC bidirecional multifases intercalado utilizando indutores magneticamente acoplados, destinado a aplicações de alta densidade de potência, como veículos elétricos e sistemas de armazenamento de energia. A utilização de indutores acoplados permite o compartilhamento natural de corrente entre as fases do conversor, reduzindo o desequilíbrio de corrente e diminuindo as ondulações de corrente no sistema. Além disso, a técnica de intercalamento aumenta a frequência das ondulações de corrente, possibilitando a utilização de componentes passivos menores e contribuindo para maior densidade de potência. A topologia do conversor proposto é apresentada na Figura 11, na qual

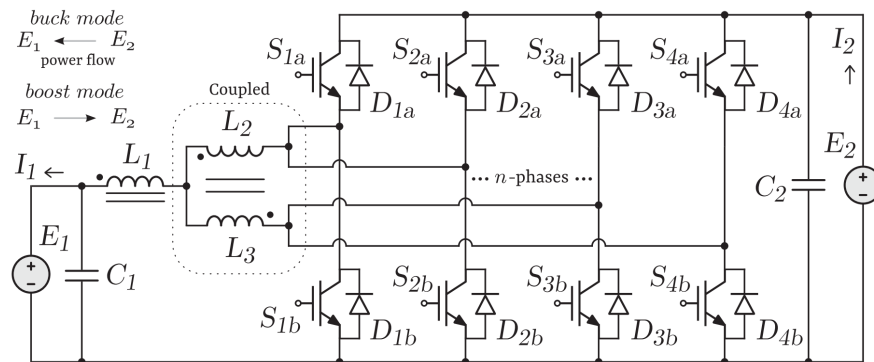
Figura 10 – Conversor CC-CC bidirecional intercalado de quatro fases baseado em SiC-MOSFET com rendimento superior a 98% e ampla faixa de conversão de tensão.



Fonte: (Liu *et al.*, 2024).

se observa a configuração do indutor acoplado responsável pelo acoplamento magnético entre as fases. Resultados experimentais demonstram elevado rendimento e redução significativa das ondulações de corrente quando comparado a conversores intercalados convencionais. Entretanto, a utilização de indutores acoplados pode aumentar a complexidade do projeto magnético e exigir o desenvolvimento de componentes personalizados, especialmente em aplicações de alta potência, nas quais a disponibilidade comercial desses dispositivos é limitada.

Figura 11 – Diagrama esquemático do conversor CC-CC bidirecional proposto com indutor acoplado (MIBCI).

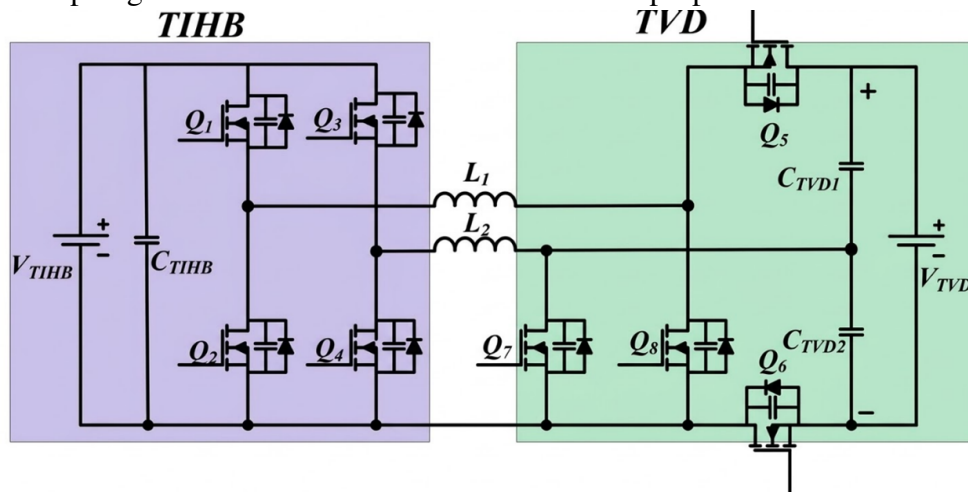


Fonte: (Mayer *et al.*, 2021).

Em contraste com as topologias baseadas em indutores acoplados, outras abordagens têm sido propostas na literatura para ampliar a faixa de conversão de tensão em conversores bidirecionais. Nesse contexto, em (Teng *et al.*, 2021), é apresentado um conversor CC-CC bidirecional configurável em circuito, desenvolvido para aplicações envolvendo baterias reutilizadas provenientes de veículos elétricos. A topologia proposta combina um conversor Half-bridge intercalado com um estágio dobrador de tensão, permitindo que o conversor opere em diferentes

modos de conversão, incluindo Boost, Buck e Buck-Boost, dependendo da relação entre as tensões de entrada e saída. A estrutura do conversor é apresentada na Figura 12, na qual se observa a integração entre o estágio intercalado e o circuito dobrador de tensão responsável pela ampliação da faixa de conversão de tensão. Essa configuração permite operar com ampla faixa de tensão, característica importante em sistemas de armazenamento de energia baseados em baterias reutilizadas. No entanto, a topologia apresenta maior número de dispositivos semicondutores quando comparada a conversores bidirecionais convencionais, o que pode resultar em aumento das perdas de comutação e da complexidade do circuito de acionamento. Além disso, devido à operação em múltiplos modos de funcionamento, o sistema de controle e as estratégias de modulação PWM tornam-se mais complexos, sendo necessário garantir transições adequadas entre os diferentes modos de operação.

Figura 12 – Topologia de circuito do conversor bidirecional proposto.

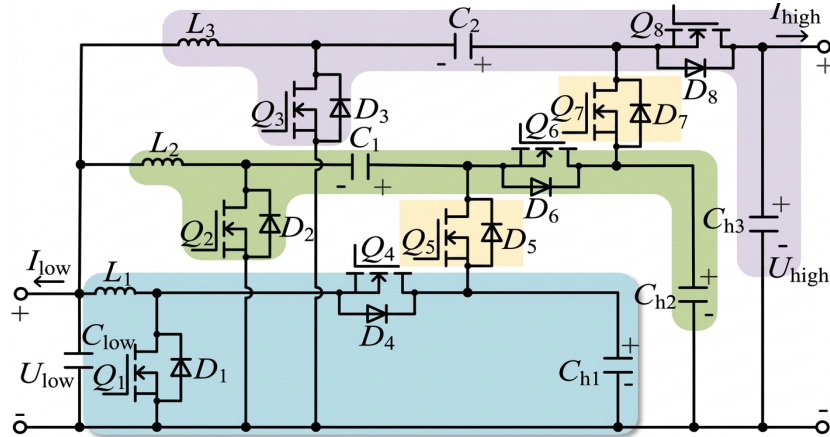


Fonte: (Teng *et al.*, 2021).

Diferentemente das topologias baseadas em indutores acoplados ou estruturas configuráveis, outras abordagens têm explorado o uso de técnicas baseadas em capacitores chaveados para ampliar a capacidade de conversão de tensão em conversores bidirecionais. Nesse contexto, em 13, é apresentado um conversor CC-CC bidirecional intercalado baseado em capacitores chaveados (*switched-capacitor interleaved bidirectional converter*). A topologia proposta combina a técnica de intercalamento com uma rede de capacitores chaveados, permitindo obter maior ganho de tensão sem a necessidade de transformadores ou indutores magneticamente acoplados. A estrutura do conversor é apresentada na Figura 13, na qual se observa a configuração dos interruptores e da rede de capacitores responsáveis pelo processo de transferência de energia entre os barramentos de baixa e alta tensão.

A utilização da técnica de intercalação contribui para a redução das ondulações de corrente na entrada e na saída do conversor, além de melhorar o compartilhamento de corrente entre as fases. Adicionalmente, a presença da rede de capacitores chaveados permite aumentar o ganho de tensão do conversor sem a necessidade de relações de espiras elevadas ou indutores de grande volume, contribuindo para maior densidade de potência. Resultados experimentais apresentados pelos autores demonstram a viabilidade da topologia proposta, evidenciando bom desempenho em aplicações de conversão bidirecional de energia. Apesar das vantagens associadas ao aumento do ganho de tensão e à redução da dependência de componentes magnéticos complexos, a utilização de redes de capacitores chaveados pode introduzir algumas limitações práticas. Entre elas destacam-se o aumento do número de dispositivos semicondutores e capacitores no circuito, o que pode elevar o custo e a complexidade do sistema. Além disso, o balanceamento de tensão nos capacitores e a coordenação adequada das estratégias de modulação PWM tornam-se aspectos críticos para garantir a operação estável do conversor. Outro fator relevante refere-se às correntes de pico que podem surgir durante os processos de carga e descarga dos capacitores, podendo aumentar os esforços elétricos nos dispositivos semicondutores.

Figura 13 – Configuração do conversor SCIB proposto.

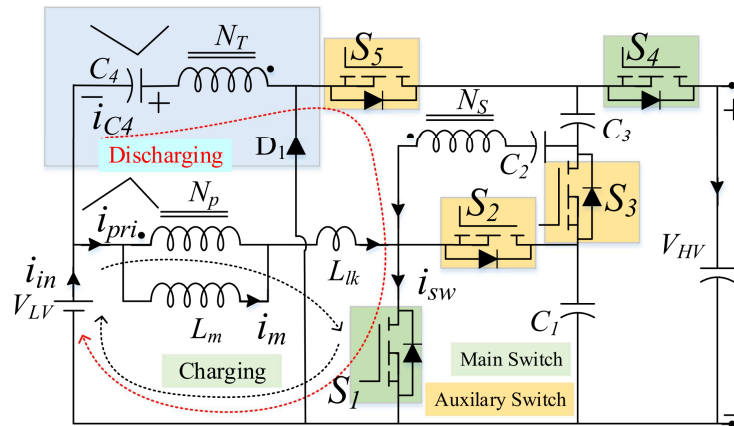


Fonte: (Zhang *et al.*, 2020).

Em (Santra *et al.*, 2023), é apresentado um conversor CC-CC bidirecional de alto ganho baseado em indutor acoplado com técnica de comutação suave (soft-switching). A topologia proposta tem como objetivo melhorar o ganho de tensão e reduzir as perdas de comutação em aplicações que exigem grande diferença entre os níveis de tensão de entrada e saída, como sistemas de armazenamento de energia e integração com fontes renováveis. O conversor utiliza um indutor magneticamente acoplado associado a um circuito auxiliar que possibilita a obtenção de comutação suave nos dispositivos semicondutores, contribuindo para a

redução das perdas de comutação e para o aumento do rendimento do sistema. A estrutura do conversor proposto é apresentada na Figura 14, na qual se observa a configuração do indutor acoplado e dos elementos auxiliares responsáveis pelo processo de transferência de energia entre os barramentos de baixa e alta tensão. A utilização do indutor acoplado permite aumentar o ganho de tensão do conversor sem a necessidade de razões de cíclica extremamente elevadas, além de contribuir para a redução das ondulações de corrente. Adicionalmente, a técnica de comutação suave possibilita reduzir significativamente as perdas associadas aos processos de comutação, o que favorece a operação em frequências de comutação mais elevadas e melhora o rendimento global do conversor. Resultados experimentais demonstram a viabilidade da topologia proposta em um protótipo de 250 W operando entre 48 V e 380 V, com bom desempenho na conversão bidirecional de energia. Apesar das vantagens associadas ao elevado ganho de tensão e à redução das perdas de comutação, a topologia apresenta algumas limitações. Entre elas destaca-se o aumento da complexidade do projeto magnético devido à utilização do indutor acoplado, bem como a necessidade de um maior número de componentes passivos e semicondutores auxiliares para garantir a condição de comutação suave. Além disso, a disponibilidade comercial de indutores acoplados para aplicações de alta potência pode ser limitada, o que pode exigir o desenvolvimento de componentes magnéticos personalizados. Essa limitação pode ser observada a partir de (Mayer *et al.*, 2021). Em comparação com a topologia baseada em capacitores chaveados proposta por (Zhang *et al.*, 2020), observa-se que ambas as abordagens buscam aumentar o ganho de tensão do conversor bidirecional sem a necessidade de transformadores de alta relação de espiras. No entanto, enquanto a topologia de (Zhang *et al.*, 2020) utiliza redes de capacitores chaveados para elevar o ganho de tensão e reduzir a dependência de componentes magnéticos complexos, a abordagem de (Santra *et al.*, 2023) emprega indutores acoplados e técnicas de comutação suave para melhorar o rendimento e reduzir as perdas de comutação. Por outro lado, as topologias baseadas em capacitores chaveados tendem a apresentar maior número de capacitores e possíveis correntes de pico durante os processos de carga e descarga, enquanto as topologias baseadas em indutores acoplados podem apresentar maior complexidade no projeto magnético e limitações relacionadas à fabricação desses componentes.

Figura 14 – Conversor CC-CC bidirecional (BDC) proposto baseado em indutor acoplado para alcançar a operação RIRC.

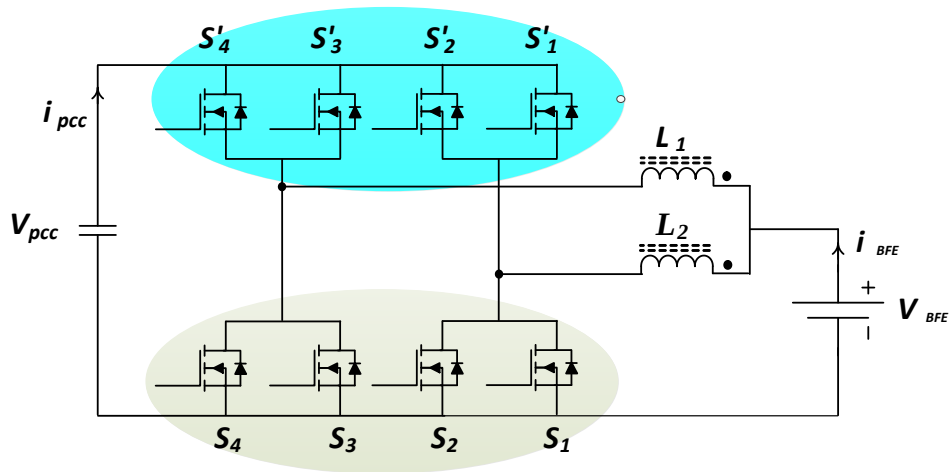


Fonte: (Santra *et al.*, 2023).

Além dos trabalhos propostos por (Mayer *et al.*, 2021) e (Yao e Lu, 2019), destaca-se o estudo de (Kattel *et al.*, 2022), que apresenta uma estrutura semelhante, porém com contribuições distintas. Nesse trabalho, é proposto um conversor CC-CC bidirecional intercalado, utilizando uma técnica de modulação denominada IPWM, conforme ilustrado na Figura 15. A principal contribuição dessa estratégia consiste na reorganização dos sinais de acionamento dos interruptores, permitindo que uma estrutura de duas fases apresente comportamento equivalente ao de um sistema de quatro fases, sem a necessidade de indutores acoplados ou de um número de indutores diretamente proporcional ao número de fases. A aplicação da modulação IPWM resulta em melhorias significativas no desempenho do conversor. Observa-se um aumento da frequência da ondulação de corrente, que pode atingir quatro vezes maior que a frequência de comutação, contribuindo para a redução do volume dos elementos passivos. Além disso, há uma diminuição expressiva da ondulação da corrente na bateria, fator essencial para aumentar a vida útil dos sistemas de armazenamento. Outro aspecto relevante refere-se ao ganho de tensão. Diferentemente das técnicas convencionais, a estratégia proposta permite alcançar maiores níveis de ganho com menores razões cíclicas, o que reduz as perdas de condução e melhora o rendimento do sistema. Resultados experimentais demonstram rendimentos superiores a 98%, podendo atingir até 99% em condições de baixa potência (250 W) e para tensões de entrada entre 10 V e 14 V, elevadas para 24 V, em diferentes modos de operação, evidenciando a viabilidade da abordagem para aplicações de média potência. Apesar das vantagens, a técnica apresenta algumas limitações. A implementação da modulação IPWM requer a sincronização precisa entre os sinais de acionamento, e a razão cíclica é limitada a 0,5, embora essa restrição não limite o

ganho estático. De forma geral, a abordagem analisada mostra-se promissora para aplicações que exigem alto rendimento e baixa ondulação de corrente, como sistemas de armazenamento de energia, fontes ininterruptas e mobilidade elétrica. No entanto, sua adoção prática deve considerar o compromisso entre desempenho e complexidade de implementação de IPWM.

Figura 15 – Conversor CC-CC bidirecional intercalado com MOSFETs conectados em paralelo.

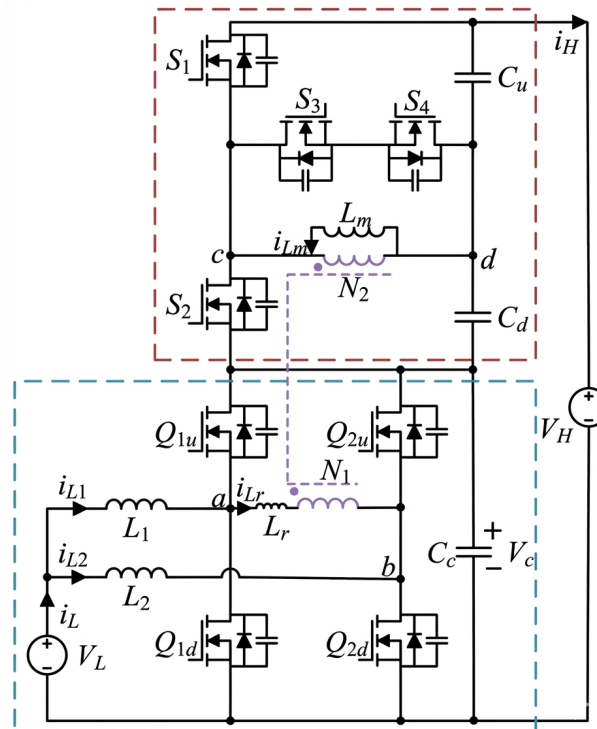


Fonte: (Kattel *et al.*, 2022).

No contexto das topologias intercaladas, têm sido propostas técnicas associadas à comutação suave com o objetivo de melhorar o rendimento, reduzir perdas e ampliar a faixa de operação. Dentre essas contribuições, destaca-se a proposta de (Yan *et al.*, 2019) de um conversor bidirecional intercalado não isolado com alto ganho de tensão e operação com comutação suave em toda a faixa de operação (full-range ZVS), cuja topologia é apresentada na Figura 16. A topologia incorpora uma estrutura baseada em um transformador integrado (built-in transformer), associada a um arranjo do tipo neutral-point-clamped, permitindo elevar significativamente o ganho de tensão, ao mesmo tempo em que reduz os esforços de tensão nos dispositivos semicondutores. A estratégia de controle baseada em defasagem (phase-shift control) possibilita o controle do fluxo de potência de forma independente da razão cíclica, enquanto a condição de comutação sob tensão nula (ZVS Zero Voltage Switching - ZVS) é mantida em uma ampla faixa de operação. Esse aspecto é particularmente relevante, pois contribui para a redução das perdas de comutação e para o aumento do rendimento global do sistema. Os resultados experimentais validam a proposta por meio de um protótipo de 1 kW, operando com frequência de comutação de 50 kHz, conectando um lado de baixa tensão na faixa de 40 a 60 V a um barramento de alta tensão fixo em 400 V. Adicionalmente, a estrutura intercalada contribui para a redução da ondulação de corrente no lado de baixa tensão, uma característica importante em aplicações

com baterias. A combinação entre alto ganho de tensão e baixa ondulação de corrente torna a topologia adequada para aplicações em sistemas de armazenamento de energia e na integração com barramentos CC de média e alta tensão. Apesar das vantagens, a topologia apresenta algumas limitações. A utilização de redes auxiliares e de uma estrutura mais complexa implica um aumento no número de componentes e maior dificuldade no projeto e no controle do sistema. Além disso, o dimensionamento adequado dos elementos magnéticos e a sincronização dos sinais de controle são fatores críticos para garantir a operação em ZVS e o desempenho esperado. De forma geral, o conversor proposto se apresenta como uma solução para aplicações que exigem alto ganho de tensão, operação bidirecional e elevado rendimento, sendo especialmente indicado para sistemas de armazenamento de energia e microrredes CC. No entanto, sua aplicação prática requer uma análise cuidadosa do compromisso entre desempenho, complexidade e custo.

Figura 16 – Conversor CC-CC bidirecional não isolado com comutação suave, utilizando técnica intercalada e transformador integrado (BT).

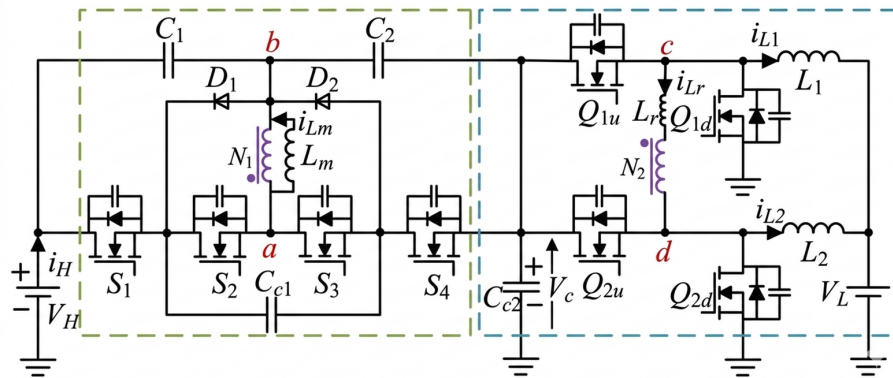


Fonte: (Yan *et al.*, 2019).

Posteriormente, em um segundo trabalho, o mesmo autor propõe um conversor bidirecional com comutação suave, focado na obtenção de alto ganho de tensão com redução do estresse nos dispositivos semicondutores, conforme apresentado na Figura 17. Essa topologia mantém a operação bidirecional e apresenta condições de ZVS, sendo validada experimentalmente também por meio de um protótipo de 1 kW, operando na mesma faixa de tensão (40-60

V / 400 V). Em comparação com o trabalho anterior, essa proposta apresenta uma estrutura mais simples e com menor número de componentes, o que pode facilitar sua implementação. No entanto, a obtenção das condições de comutação suave ocorre em uma faixa de operação mais restrita, o que pode limitar sua flexibilidade em aplicações com variações significativas de carga ou tensão. Dessa forma, ao analisar conjuntamente os dois trabalhos, verifica-se uma clara relação entre desempenho e complexidade. A primeira topologia apresenta maior robustez operacional, garantindo ZVS em toda a faixa de operação, maior ganho de tensão e melhor distribuição de esforços, ao custo de maior complexidade de implementação. Por outro lado, a segunda proposta busca simplificar a estrutura do conversor, reduzindo o número de componentes, porém com limitações na faixa de operação com comutação suave. Apesar dos avanços apresentados, ambas as topologias ainda enfrentam desafios relevantes para implementação em níveis mais elevados de potência. Esses desafios estão associados principalmente à complexidade estrutural, à sensibilidade a elementos parasitas e à necessidade de estratégias de controle mais sofisticadas. Além disso, a escalabilidade dessas soluções pode ser limitada por aspectos como o balanceamento de corrente entre fases, o dimensionamento dos elementos magnéticos e a gestão térmica do sistema.

Figura 17 – Diagrama esquemático do conversor BT-BDC.



Fonte: (Yan *et al.*, 2021).

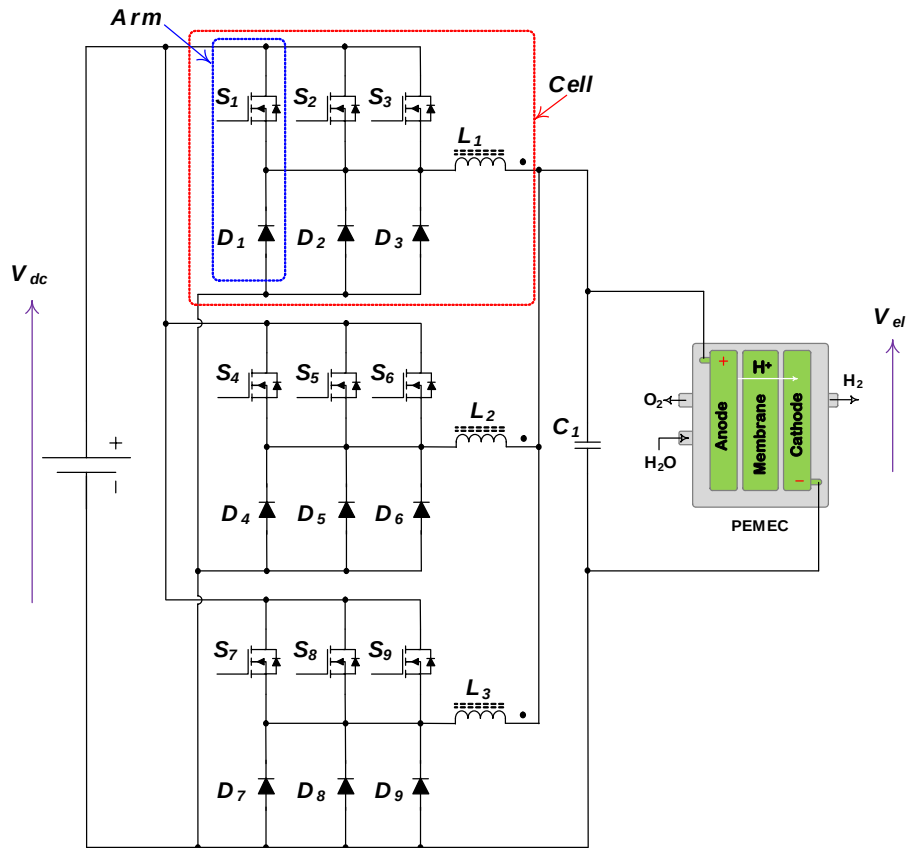
2.1.2.2 Conversores CC-CC unidirecionais intercalados para eletrolisadores para produção de hidrogênio verde

Os conversores CC-CC intercalados para aplicações na produção de hidrogênio verde têm sido amplamente investigados na literatura. Dentre as soluções propostas, destaca-se a arquitetura apresentada por (Kattel *et al.*, 2025a), também protegida por pedido de patente (Barreto *et al.*, 2024), voltada a aplicações de alta potência em sistemas de eletrólise. A proposta

baseia-se em uma estrutura do tipo Buck multicélula intercalada, composta por múltiplos braços (M-arms), visando elevado rendimento, alta densidade de potência e redução significativa da ondulação de corrente no eletrolisador. A topologia proposta é formada por diversas células operando em intercalamento, sendo que cada célula contém múltiplos braços compostos por interruptores e diodos. Um aspecto relevante da arquitetura é a utilização de apenas um indutor por célula para a transferência de energia, contribuindo para a redução do volume e do peso dos componentes passivos. A estrutura geral do conversor proposto pode ser observada na Figura 18, onde são evidenciadas as células intercaladas e a configuração dos múltiplos braços em cada estágio. A modulação baseia-se em PWM com intercalação por defasagem entre os braços, com sinais distribuídos uniformemente no período de comutação. Essa estratégia garante compartilhamento equilibrado de corrente entre braços e células e eleva a frequência da ondulação para Mfs nos indutores e $kMfs$ no eletrolisador, onde M é o número de braços e k o número de células. Como resultado, reduz-se a ondulação de corrente e tensão na saída, permitindo o uso de elementos menores. A topologia é escalável, pois o ganho estático depende do número de braços e da razão cíclica, permitindo adaptação a diferentes níveis de tensão e potência sem alteração do princípio de operação. A validação experimental foi realizada com um protótipo de 15 kW, com entrada de 600 V, saída de 350 V e frequência de 20 kHz, atingindo rendimento máximo de 98,14%. Além disso, foi observado um baixo nível de ondulação na corrente de saída, com frequência significativamente superior à frequência de comutação, atingindo múltiplos da frequência de comutação devido ao intercalamento. Entre as principais vantagens da proposta, destaca-se o alto rendimento, fator essencial em aplicações de elevada potência como sistemas de eletrólise. A redução significativa da ondulação de corrente contribui diretamente para aumentar a vida útil e o desempenho dos eletrolisadores. A alta densidade de potência, resultante da redução dos componentes passivos, também representa um benefício importante. Adicionalmente, a escalabilidade da arquitetura permite sua aplicação em diferentes cenários, enquanto o compartilhamento de corrente entre os múltiplos braços melhora a distribuição térmica e a confiabilidade do sistema. Por outro lado, a topologia apresenta algumas limitações. A estratégia de modulação exige sincronização precisa entre múltiplos sinais PWM, enquanto o projeto do conversor torna-se mais complexo, requerendo análise das regiões de operação e dimensionamento adequado dos componentes. Além disso, há restrições no valor máximo da razão cíclica, dependentes da configuração, que podem limitar a operação em determinadas condições. Em síntese, o trabalho de (Kattel *et al.*, 2025a) apresenta uma solução

promissora para aplicações de conversão de energia em sistemas de produção do hidrogênio verde, combinando alto rendimento, redução de ondulação de corrente e tensão e flexibilidade de projeto.

Figura 18 – Arquitetura escalável de um conversor CC-CC intercalado multicélulas de M braços de 15 kW para processamento de energia de alto rendimento em eletrolisadores de hidrogênio verde.



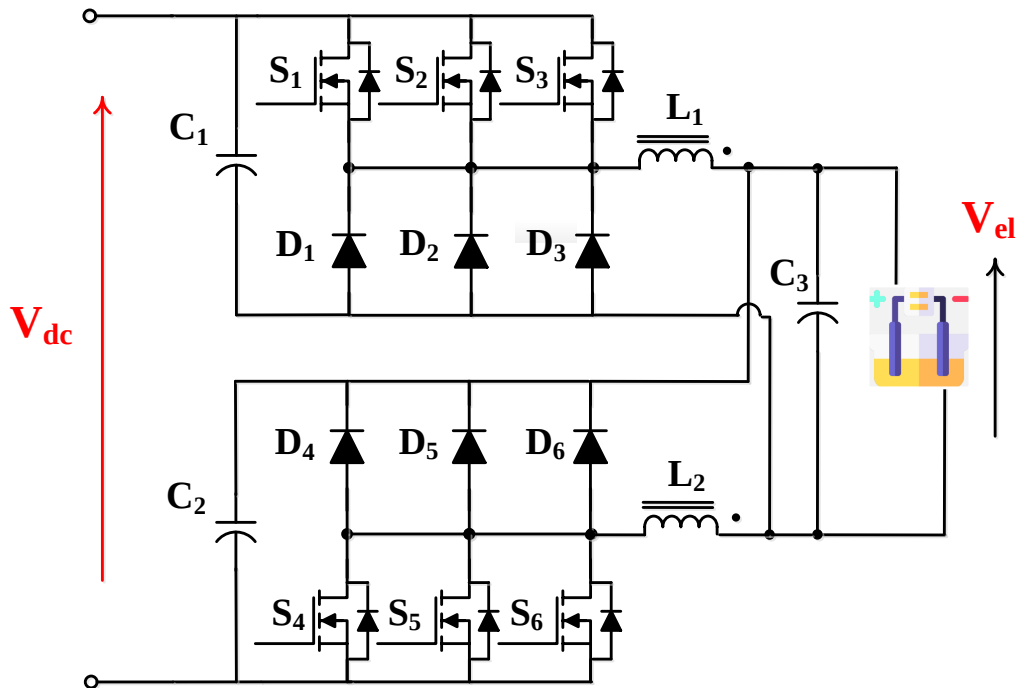
Fonte: (Kattel *et al.*, 2025a) e (Barreto *et al.*, 2024).

No mesmo contexto da proposta anterior apresentada por (Kattel *et al.*, 2025a), os mesmos autores, em (Kattel *et al.*, 2025b), propõem uma nova topologia de conversor CC-CC flutuante, também protegida por pedido de patente (Kattel *et al.*, 2025a). A topologia baseia-se em uma estrutura multibraços intercalados com característica flutuante, na qual múltiplos braços operam de forma defasada, promovendo o compartilhamento de corrente e a redução da ondulação no eletrolisador. A configuração do conversor pode ser observada na Figura 19, onde se destacam os braços intercalados e o uso reduzido de componentes magnéticos, contribuindo para o aumento da densidade de potência.

A topologia se destaca pela utilização de um número reduzido de componentes magnéticos, empregando essencialmente um único indutor principal para o processamento

de energia, o que contribui significativamente para o aumento da densidade de potência. A estratégia de operação baseia-se em modulação PWM com defasagem de fase entre todos os braços, caracterizando a intercalação. Os sinais de acionamento são uniformemente distribuídos ao longo do período de comutação, assegurando o compartilhamento equilibrado da corrente. Como resultado, a frequência da ondulação de corrente no eletrolisador é elevada para seis vezes a frequência de comutação, enquanto nos indutores atinge três vezes essa frequência, reduzindo significativamente sua amplitude e permitindo a utilização de filtros mais compactos. Essa característica, aliada à estrutura multibraços, contribui para a redução de perdas e melhora do desempenho em regime permanente. Além disso, a distribuição de corrente entre os braços favorece a dissipação térmica, aumentando a confiabilidade do conversor. A configuração flutuante promove ainda uma melhor divisão das tensões internas, reduzindo o estresse elétrico nos dispositivos semicondutores. A validação experimental foi realizada em um protótipo de 10 kW, no qual foram avaliados o rendimento e a qualidade da corrente de saída. Os resultados demonstraram rendimento próximo de 98%, confirmando o alto desempenho da topologia. Entre as principais vantagens da proposta, destaca-se a redução do número de componentes magnéticos, o que resulta em maior densidade de potência e menor volume do sistema. Por outro lado, a topologia apresenta algumas limitações, sendo a principal associada à restrição do valor máximo da razão cíclica. Adicionalmente, a análise dinâmica do sistema torna-se mais complexa, exigindo estudos complementares para garantir a estabilidade em diferentes condições de operação. Apesar dessas limitações, o trabalho de (Kattel *et al.*, 2025a) apresenta uma solução eficiente e compacta para conversão de energia em sistemas de eletrólise, destacando-se pela estrutura flutuante multibraços e pela redução significativa de componentes magnéticos. Em comparação com a proposta anterior de (Kattel *et al.*, 2025a), esta apresenta maior adequação para aplicações de alta potência, além de maior frequência de ondulação de corrente, que pode atingir até nove vezes a frequência de comutação.

Figura 19 – Topologia de um conversor CC-CC intercalado de múltiplos braços com quantidade reduzida de componentes magnéticos.

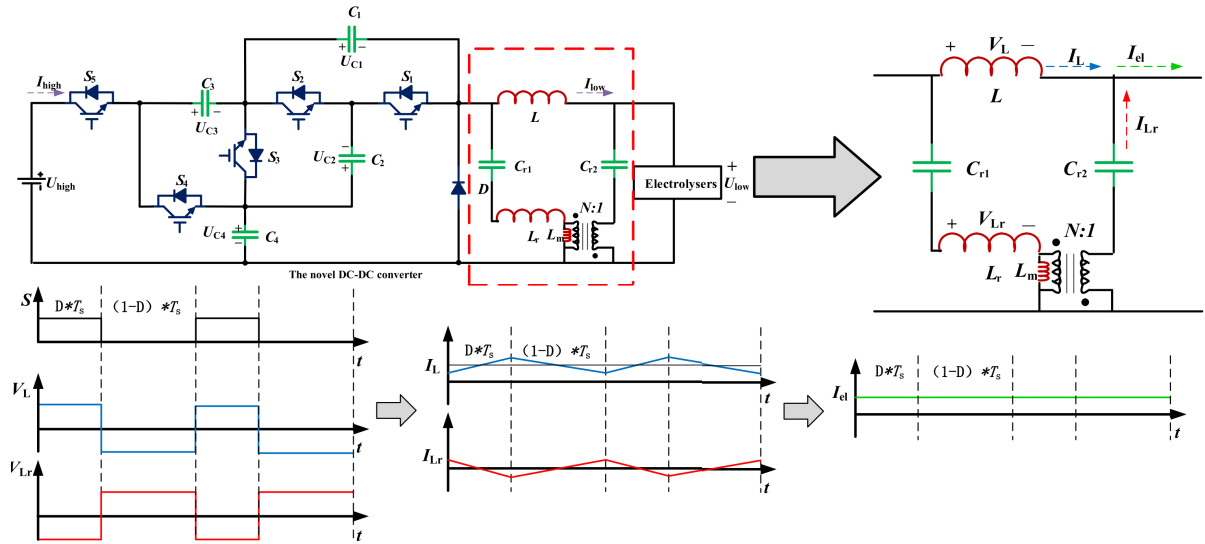


Fonte: (Kattel *et al.*, 2025a) e (Kattel *et al.*, 2025b).

(Guo *et al.*, 2024) propõem uma topologia intitulada “Conversor CC-CC para eletrolisadores com baixa ondulação e alta taxa de redução de tensão”, conforme apresentado na Figura 20. Trata-se de uma topologia CC-CC não isolada, baseada em capacitores chaveados e em um indutor de saída, aplicada a sistemas de eletrólise. O conversor utiliza cinco interruptores ativos, quatro capacitores e um indutor principal, sendo complementado por um circuito auxiliar de cancelamento passivo de ondulação composto por transformador de alta frequência, indutor de espelhamento e capacitores. Esse circuito atua como uma “Indutância do espelho de ondulação”, permitindo o cancelamento quase completo da ondulação de corrente no eletrolisador. A estratégia de controle baseia-se em modulação PWM com malha dupla (tensão e corrente), com operação em ZVS, reduzindo perdas de comutação. A topologia apresenta ganho estático do tipo $D/3$ e limita o estresse de tensão nos interruptores a aproximadamente um terço da tensão de entrada. A validação experimental foi realizada em bancada, operando com 90 V/14 V e corrente de 5 A (~80 W), apresentando rendimento de aproximadamente 93% e mantendo a característica de baixa ondulação. Como vantagens, destacam-se a eliminação da ondulação de corrente sem controle ativo adicional, elevada capacidade de abaixamento e baixo estresse nos dispositivos. Por outro lado, a topologia requer um maior número de componentes passivos e ajuste preciso dos parâmetros magnéticos, além de apresentar maior complexidade de acionamento e possíveis

picos de corrente. Adicionalmente, a estrutura não é uma boa candidata para aplicações em altas potências, devido à configuração da topologia, na qual há capacitores em série, o que impõe desafios de projeto e térmicos.

Figura 20 – Conversor CC-CC para Eletrolisadores com Baixa ondulação e Alta Taxa de Redução de Tensão.

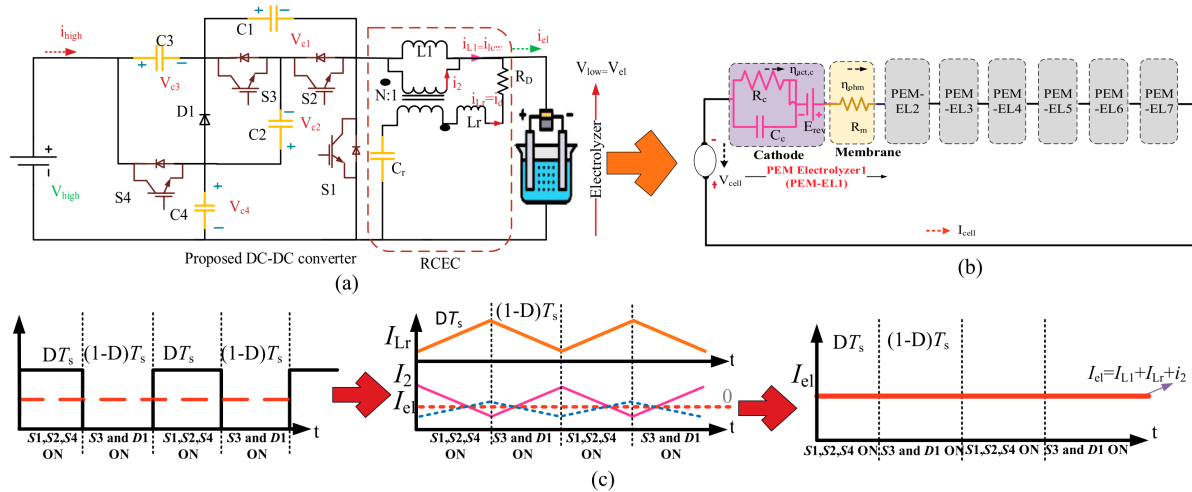


Fonte: (Guo *et al.*, 2024).

Em continuidade à discussão das arquiteturas baseadas em conversores CC-CC para aplicações em eletrólise, que utilizam a técnica de cancelamento da ondulação de corrente por meio de um circuito de indutância de espelhamento de ondulação e capacitores chaveados, (Syed *et al.*, 2025) apresentam um conversor intitulado “Novo Conversor CC-CC com Alto Ganho de Abaixamento e Baixa Ondulação para Aplicações em Eletrolisadores”, no qual é proposta uma topologia de conversor CC-CC não isolado com foco na obtenção de elevada razão de abaixamento de tensão e redução significativa da ondulação de corrente na saída, conforme mostrado na Figura 21. A topologia apresentada é semelhante à proposta de (Guo *et al.*, 2024), sendo a principal diferença a disposição dos componentes e a forma de conexão do circuito auxiliar de cancelamento de corrente. Ambas as propostas apresentam vantagens e desvantagens semelhantes. Em comparação com as propostas de (Kattel *et al.*, 2025a) e (Kattel *et al.*, 2025b), as propostas de (Syed *et al.*, 2025) e (Guo *et al.*, 2024) são mais adequadas para aplicações em eletrolisadores de baixa potência, enquanto as propostas de (Kattel *et al.*, 2025a) e (Kattel *et al.*, 2025b) são mais indicadas para aplicações de alta potência. Em síntese, o trabalho de (Guo *et al.*, 2024) apresenta uma solução para aplicações em eletrólise, combinando alta razão de abaixamento e baixa ondulação de corrente em uma estrutura não isolada. No entanto,

as vantagens obtidas vêm acompanhadas de desafios relacionados ao aumento do número de componentes passivos e à necessidade de balanceamento adequado das tensões internas.

Figura 21 – Topologia proposta. (a) Estrutura do circuito. (b) Modelo do cátodo de sete eletrolisadores PEM em série. (c) Formas de onda principais da estratégia de eliminação do ripple de corrente.

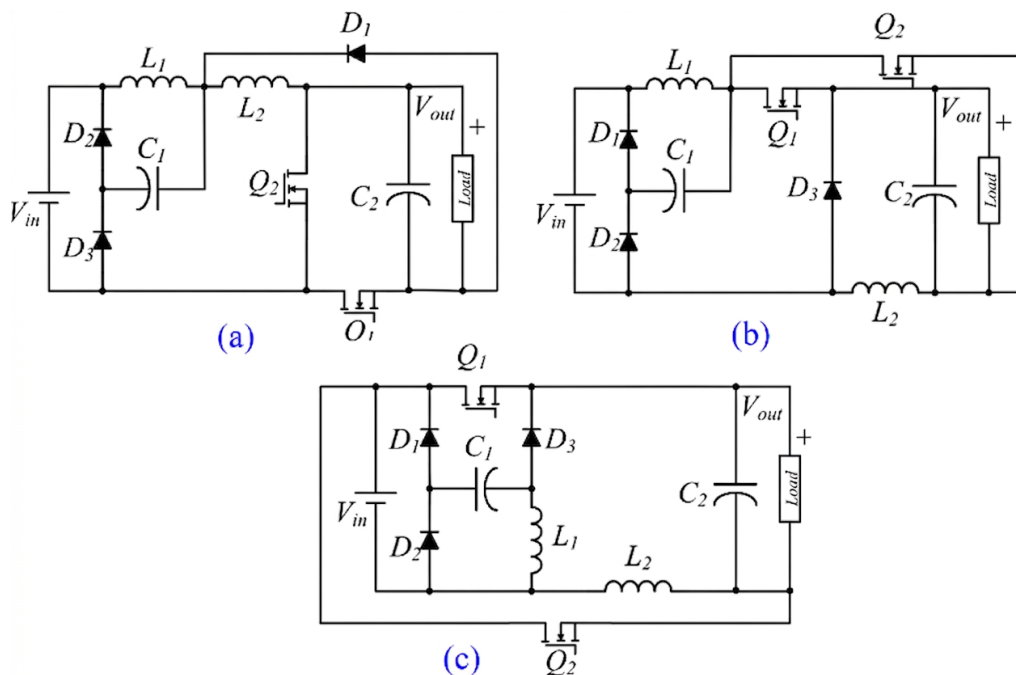


Fonte: (Syed *et al.*, 2025).

Segundo (Gorji, 2022), o trabalho intitulado “Conversores Quadráticos Reconfiguráveis para Eletrolisadores Utilizados em Microrredes CC”, apresenta uma abordagem inovadora no desenvolvimento de conversores CC-CC aplicados à alimentação de eletrolisadores em microrredes CC, com foco na produção de hidrogênio verde. A proposta central do autor é conversores quadráticos reconfiguráveis (Figura 22), capazes de operar em diferentes modos topológicos de forma automática, garantindo a continuidade do fornecimento de energia mesmo na ocorrência de falhas. Em condições normais, o sistema opera como um conversor quadrático Buck, enquanto, em caso de falha por circuito aberto em um dos interruptores, o conversor é reconfigurado para operar como um semi-quadrático Buck-Boost, preservando a alimentação da carga. As topologias propostas por (Gorji, 2022) não são totalmente inéditas do ponto de vista estrutural, sendo derivadas de conversores quadráticos clássicos introduzidos por (Maksimovic e Cuk, 1991) e (Lu *et al.*, 2014), os quais apresentam ganho de tensão proporcional ao quadrado da razão cíclica. Além disso, o conceito de reconfiguração empregado no trabalho baseia-se em estudos anteriores sobre conversores tolerantes a falhas, nos quais múltiplos interruptores são utilizados para garantir a continuidade de operação em caso de defeito. A síntese das novas topologias é realizada por meio de técnicas baseadas em teoria de grafos, originalmente desenvolvidas

por (Maksimović, 1989) e (Zhou, 1996), permitindo a combinação sistemática de diferentes estruturas de conversores em uma única topologia reconfigurável. Os resultados experimentais confirmam a viabilidade da proposta. Os testes foram realizados com 24 V de entrada, 6 V de saída e potência de 100 W. Em operação normal, o conversor é estável e eficiente. Em caso de falha e reconfiguração, há aumento das correntes nos componentes, indicando maior estresse elétrico. Ainda assim, o sistema mantém operação contínua, com redução do rendimento de aproximadamente 92% para 88%. Dentre as principais vantagens, destacam-se o aumento da confiabilidade, a capacidade de operação contínua sob falhas e a elevada capacidade de conversão de tensão. Por outro lado, o sistema apresenta limitações, como o aumento das tensões e correntes nos componentes durante o modo de falha e a maior complexidade de controle. Além disso, as topologias apresentam limitações estruturais que comprometem sua aplicação em eletrolisadores de alta potência, uma vez que sua configuração topológica não é adequada para escalabilidade em potência.

Figura 22 – Conversores Quadráticos Reconfiguráveis para Eletrolisadores Utilizados em Microrredes CC.



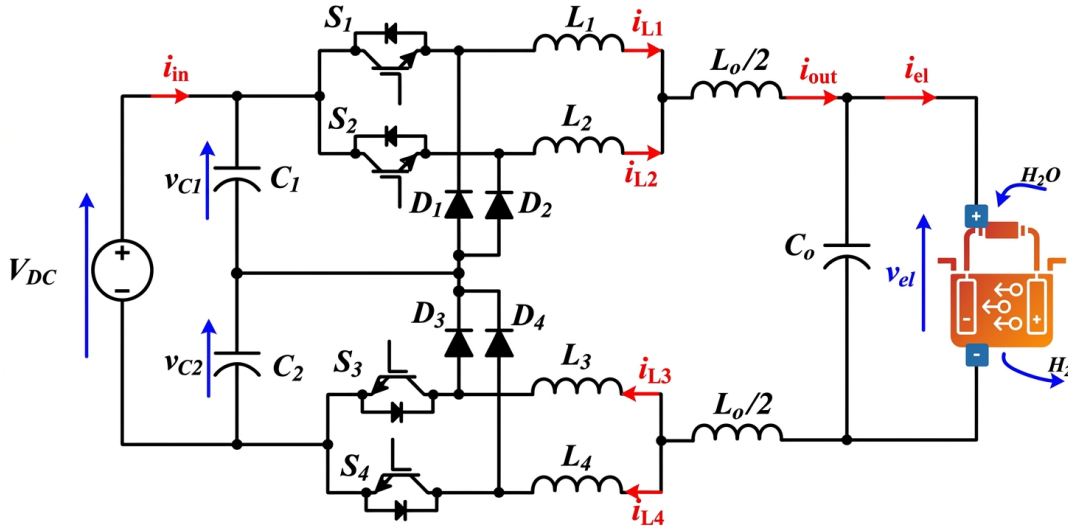
Fonte: (Gorji, 2022).

De acordo com (Yodwong *et al.*, 2024), o estudo apresenta o desenvolvimento de uma estratégia avançada de controle não linear aplicada a sistemas de produção de hidrogênio alimentados por fontes renováveis. A topologia do sistema proposto é apresentada na Figura 23, destacando a utilização de um conversor CC-CC do tipo Buck intercalado de três níveis

(TLIBC). A principal contribuição consiste na implementação de um controlador baseado em modo deslizante aprimorado (Improved Sliding Mode Control – SMC), com o objetivo de garantir elevado desempenho dinâmico, robustez e rendimento na alimentação de um eletrolisador do tipo PEM. A principal inovação do (Yodwong *et al.*, 2024) é a integração entre o conversor TLIBC, a modelagem do eletrolisador e um controlador não linear independente do ponto de operação. Diferentemente de controladores lineares (PI/PID), o método proposto é robusto a variações na tensão de entrada, comuns em fontes renováveis. Além disso, o método garante uma resposta rápida, estabilidade e o balanceamento das tensões nos capacitores de entrada, aumentando a confiabilidade do sistema. A proposta de (Yodwong *et al.*, 2024) fundamenta-se em diferentes linhas de pesquisa previamente consolidadas. Inicialmente, baseia-se nos estudos relacionados a conversores CC-CC aplicados a eletrolisadores, nos quais são amplamente utilizados conversores Buck convencionais devido à sua simplicidade (Sahin *et al.*, 2014), (Albarghot e Rolland, 2017) e (Dahbi *et al.*, 2016). No entanto, tais topologias apresentam limitações importantes, como elevada ondulação de corrente, baixo rendimento em altas razões de conversão e ausência de tolerância a falhas (Gautam e Bhat, 2013). Nesse contexto, o conversor TLIBC surge como uma alternativa promissora, oferecendo alta taxa de conversão, baixa ondulação de corrente e capacidade de operação mesmo em condições de falha. Na validação experimental, o sistema foi testado com uma turbina eólica de 5 kW, um conversor TLIBC e um emulador de eletrolisador PEM de 400 W. A tensão de entrada variou entre 100 V e 200 V, enquanto a corrente de saída foi ajustada entre 3 A e 10 A, com tensão em torno de 8 V. O conversor operou a 10 kHz, visando reduzir perdas e aumentar o rendimento. Os resultados evidenciam desempenho superior do controlador proposto em relação ao PI, com tempo de acomodação de aproximadamente 0,2 ms (em comparação a cerca de 30 ms), mantendo estabilidade e precisão no rastreamento de corrente sob variações da tensão de entrada. Destacam-se ainda o balanceamento das tensões nos capacitores, a redução dos esforços elétricos e o aumento da confiabilidade, bem como a baixa ondulação de corrente, que favorece maior rendimento e reduz a degradação do eletrolisador. Apesar das contribuições relevantes, o trabalho apresenta limitações. A implementação do controlador SMC envolve maior complexidade em comparação com abordagens lineares, exigindo maior esforço no ajuste de parâmetros e maior capacidade computacional. De modo geral, o trabalho contribui de forma significativa para a eletrônica de potência aplicada à produção de hidrogênio, ao propor uma solução robusta para o controle de conversores alimentados por fontes renováveis. A combinação entre a topologia TLIBC e o controle por modo deslizante aprimorado demonstra

elevado potencial para aplicações futuras, especialmente em sistemas de geração de hidrogênio em larga escala, nos quais rendimento, confiabilidade e desempenho dinâmico são requisitos fundamentais.

Figura 23 – Conversor Buck intercalado de três níveis conectado a um eletrolisador PEM.

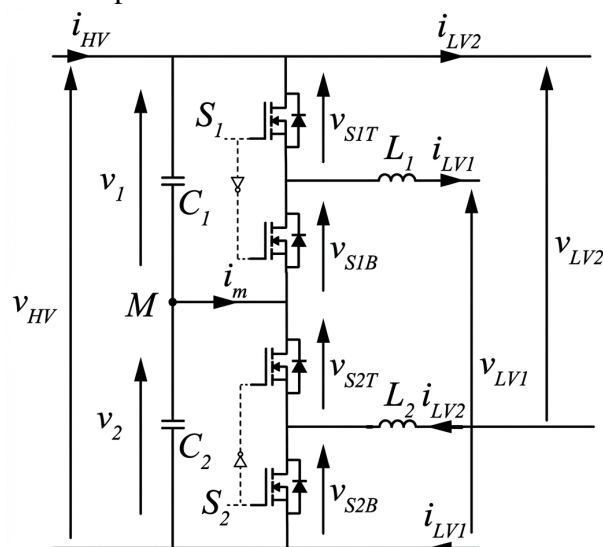


Fonte: (Yodwong *et al.*, 2024).

Além das propostas apresentadas na literatura anterior, (Meynard *et al.*, 2025) propõe uma abordagem inovadora baseada no desenvolvimento de uma nova topologia de conversor CC-CC fundamentada no conceito de processamento parcial de potência, conforme mostrado na figura 24, denominada Conversor CC-CC de Tensão Parcial sem Transformador com Capacidade de Duplo Processamento de Potência. Nesse contexto, o objetivo central do estudo é superar limitações observadas em conversores de potência parcial convencionais, especialmente aqueles que utilizam transformadores de alta frequência, os quais acarretam aumento de custo, volume, peso e perdas no sistema. Tais limitações são amplamente reportadas na literatura de conversores de potência parcial (Santos *et al.*, 2022), (Zapata *et al.*, 2019), (Renaudineau *et al.*, 2024) e (Concha *et al.*, 2021), na qual se evidencia que a maioria das topologias emprega estruturas com isolamento magnético para a transferência de energia. Dessa forma, o trabalho propõe uma arquitetura inovadora capaz de realizar a conversão de energia sem o uso de transformador, explorando o fato de que, em diversas aplicações eletroquímicas, a tensão de operação varia em uma faixa relativamente estreita. Adicionalmente, o artigo utiliza como base comparativa topologias clássicas de conversores CC-CC, tais como Buck, Buck Intercalado, dual Buck e conversores multinível com capacitor flutuante, evidenciando as limitações dessas estruturas em termos de esforço nos semicondutores e rendimento global do sistema. A partir dessa análise

comparativa, torna-se possível destacar de forma mais clara os avanços proporcionados pela topologia proposta. No que se refere à validação experimental, esta foi realizada por meio de um protótipo operando até 300 V e 3,2 kW, o qual demonstrou rendimento superior a 98,5%, com pico próximo de 99,5%. Quando comparado ao conversor dual Buck, a proposta apresenta uma faixa mais ampla de operação em alto rendimento. Além disso, a versão com indutores acoplados aprimora ainda mais o desempenho, reduzindo significativamente a ondulação de corrente. De maneira complementar, o estudo proposto apresenta elevado rendimento, redução das perdas de comutação, melhor utilização dos semicondutores e eliminação do transformador, resultando em menor volume e custo do sistema. Adicionalmente, a topologia possui balanceamento natural de corrente e permite redução da ondulação por meio do acoplamento magnético, reforçando seu potencial em aplicações de média e alta potência. Por outro lado, como limitação, sua aplicação é restrita a sistemas com cargas ou fontes com características semelhantes e baixa variação de tensão (tipicamente entre 50% e 100%). Além disso, podem ocorrer desvios no ponto médio em condições de altos ciclos de trabalho, o que pode afetar o desempenho do sistema. De forma geral, (Meynard *et al.*, 2025) apresentam uma topologia inovadora, caracterizada por alto rendimento, elevada densidade de potência e menor complexidade estrutural. Apesar das limitações identificadas, a proposta mostra-se promissora para aplicações em baterias, células a combustível, eletrolisadores e sistemas de produção de hidrogênio verde, especialmente em cenários onde a variação de tensão é limitada.

Figura 24 – Conversor CC-CC de Tensão Parcial sem Transformador com Capacidade de Duplo Processamento de Potência.



Fonte: (Meynard *et al.*, 2025).

2.2 Derivação passo a passo do primeiro conversor proposto

O primeiro conversor proposto nasceu na busca de atender as necessidades tecnológicas atuais, como, por exemplo, carregadores de veículos elétricos e eletrolisadores para produção de hidrogênio verde. Ambas no sentido de viabilizar cada vez mais a mobilidade de pessoas e transporte de cargas com energia limpa. Algumas das características desejadas deste novo conversor são a possibilidade de abaixar e elevar a tensão, a bidirecionalidade e o alto rendimento. Neste sentido, buscando na literatura, iniciou-se o estudo a partir de conversores existentes que pudessem ser rearranjados para esta finalidade. Foram escolhidos os conversores SEPIC e ZETA, pois ambos são abaixadores e elevadores de tensão, conforme apresentado na Figura 25.

Nesse contexto, o conversor proposto deve atender a um conjunto de requisitos técnicos fundamentais, dentre os quais se destacam a capacidade de elevar e reduzir o nível de tensão, a operação bidirecional do fluxo de potência e o elevado rendimento, mesmo sob condições operacionais variáveis. Tais características são particularmente relevantes em sistemas baseados em fontes renováveis e dispositivos de armazenamento de energia, nos quais as variações de tensão e potência são inerentes ao processo de geração e consumo.

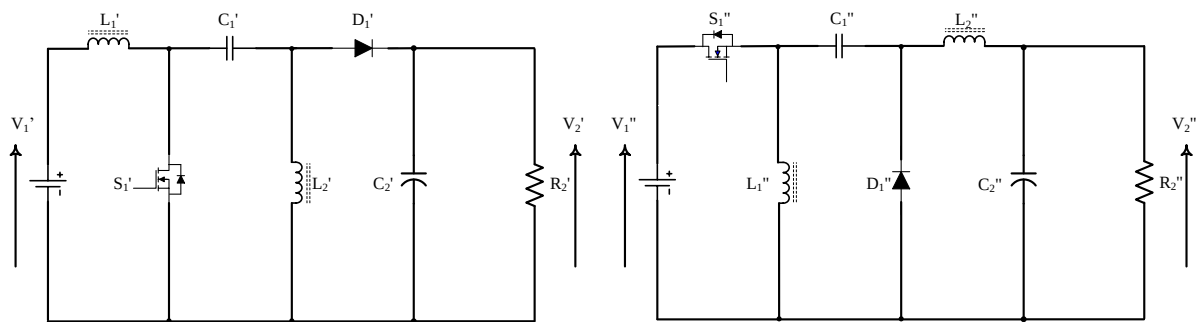
Com o objetivo de atender a esses requisitos, realizou-se inicialmente uma investigação detalhada da literatura técnica, buscando topologias consolidadas que pudessem ser adaptadas ou rearranjadas para a aplicação pretendida. Nesse processo, foram selecionados os conversores SEPIC (Single-Ended Primary Inductor Converter) e ZETA, uma vez que ambos apresentam a característica de operar como conversores abaixadores e elevadores de tensão, além de manterem a mesma polaridade entre a entrada e a saída. O conversor SEPIC, introduzido e analisado de forma sistemática nos trabalhos clássicos de Middlebrook e Čuk, destaca-se por sua capacidade de operar com ampla variação da tensão de entrada, sendo amplamente discutido na literatura fundamental de eletrônica de potência (He e Khaligh, 2017), (Higa *et al.*, 2015) e (Doncker *et al.*, 1991). De forma análoga, o conversor ZETA pode ser interpretado como a topologia dual do SEPIC, apresentando propriedades semelhantes de conversão de tensão e sendo abordado em estudos clássicos de síntese e modelagem de conversores CC-CC (Higa *et al.*, 2015), (Doncker *et al.*, 1991) e (Solero *et al.*, 1996). Ambas as topologias são ilustradas na Figura 25.

Além disso, as estruturas dos conversores SEPIC e ZETA oferecem flexibilidade para a incorporação de recursos de bidirecionalidade, possibilitando a adaptação do fluxo de potência conforme as condições do sistema, uma característica essencial em aplicações como o

carregamento e descarregamento de baterias e a operação reversível de eletrolisadores. Trabalhos clássicos e contemporâneos demonstram que tais topologias podem ser rearranjadas ou estendidas para operação bidirecional, mantendo elevado rendimento e bom desempenho dinâmico (Doncker *et al.*, 1991), (Solero *et al.*, 1996) e (Kheraluwala *et al.*, 1992).

Dessa forma, a escolha dos conversores SEPIC e ZETA como ponto de partida fundamenta-se não apenas em suas propriedades intrínsecas de conversão de tensão, mas também em seu sólido embasamento teórico e histórico na literatura da eletrônica de potência. Assim, a primeira topologia proposta nesta tese é concebida a partir do rearranjo e da integração conceitual dessas estruturas clássicas, visando explorar suas vantagens e superar limitações existentes, resultando em uma solução adequada para aplicações modernas de mobilidade elétrica e produção de hidrogênio verde. A Figura 25 apresenta os conversores clássicos SEPIC e ZETA.

Figura 25 – Conversores CC-CC SEPIC e ZETA.



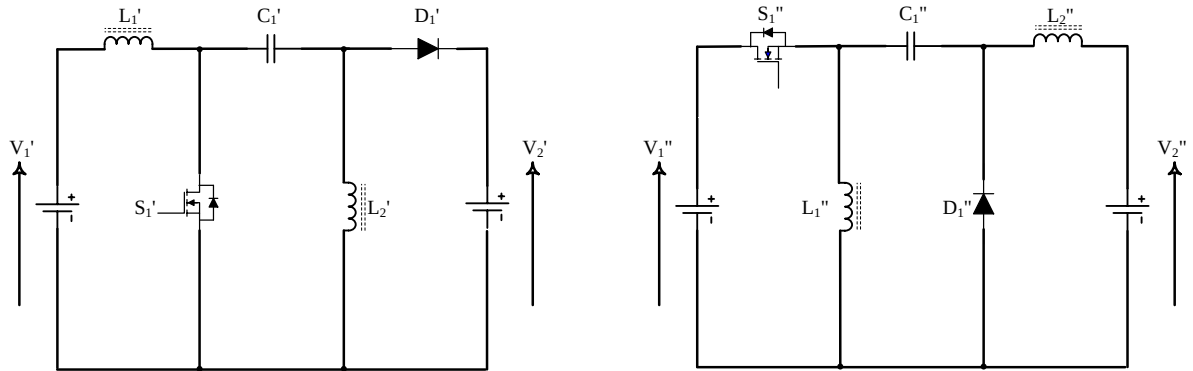
Fonte: Elaboração própria.

Substituindo nas saídas de ambos os conversores os capacitores e resistores por uma fonte de tensão, tem-se a seguinte representação dos conversores SEPIC e ZETA, apresentados na Figura 26.

Espelhando horizontalmente o conversor ZETA e mantendo o conversor SEPIC, chega-se a Figura 27.

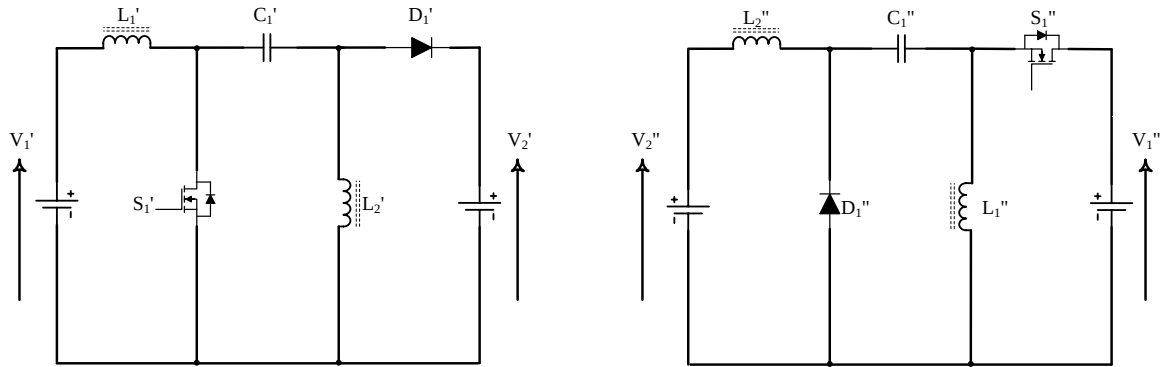
Agora sobrepondo o conversor ZETA sobre o SEPIC, observa-se várias semelhanças e aponta-se para alguns ajustes, conforme a Figura 28. As fontes de entrada e saída podem ser substituídas por uma só fonte de entrada e uma só fonte de saída, respectivamente, confirmando a bidirecionalidade do novo conversor. Os indutores e capacitores ficam sobrepostos, podendo então, ser representado por um único componente, e os interruptores podem assumir o papel do diodo, utilizando os diodos intrínsecos aos componentes.

Figura 26 – Conversores CC-CC SEPIC e ZETA simplificado.



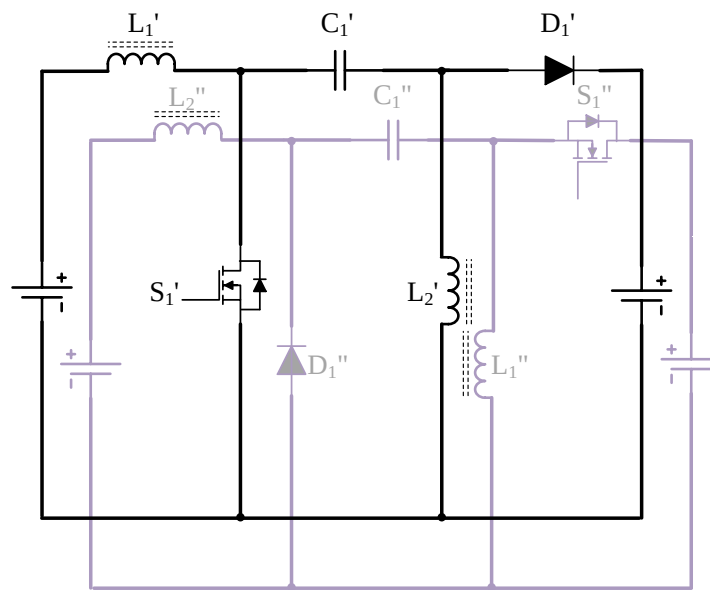
Fonte: Elaboração própria.

Figura 27 – Conversores CC-CC SEPIC e ZETA espelhado.



Fonte: Elaboração própria.

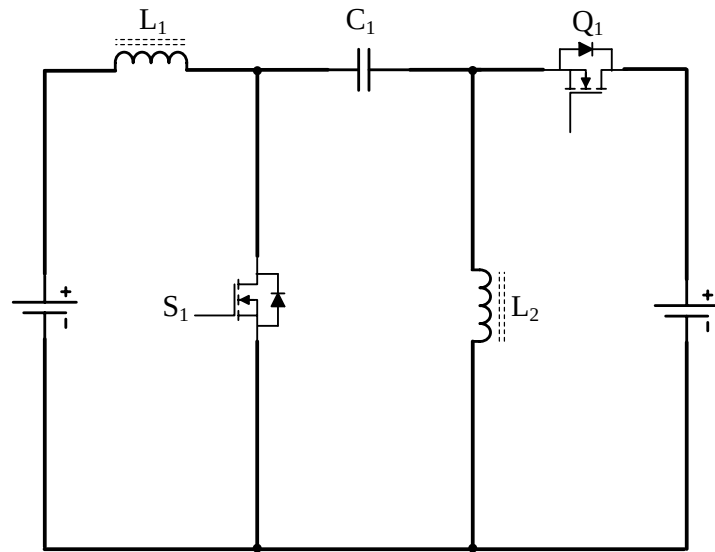
Figura 28 – Conversores CC-CC SEPIC e ZETA sobrepostos.



Fonte: Elaboração própria.

Após os ajustes apontados na figura anterior, chega-se a célula principal da primeira topologia proposta desta tese, conforme apresentada na Figura 29.

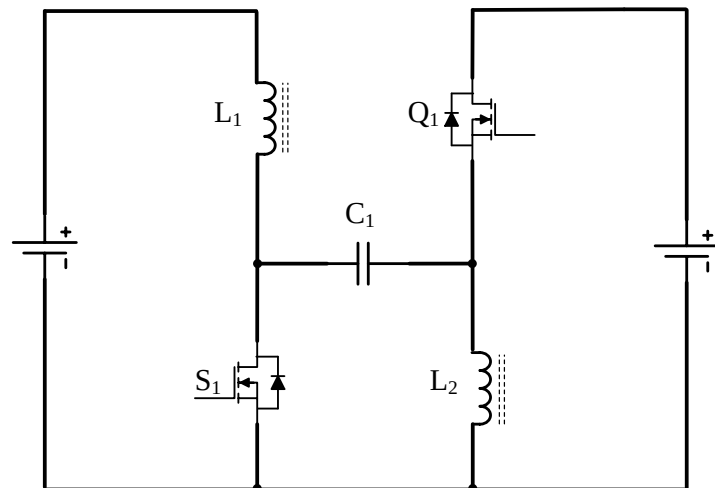
Figura 29 – Célula principal da primeira topologia.



Fonte: Elaboração própria.

Uma outra forma de desenhar o esquema elétrico da célula principal do primeiro conversor, é apresentada na Figura 30. Onde o indutor L_1 e o interruptor Q_1 são colocados na vertical e o capacitor C_1 é deslocado para o centro do desenho. Este ajuste prepara o conversor para receber novas estruturas em paralelo, facilitando a compreensão do funcionamento.

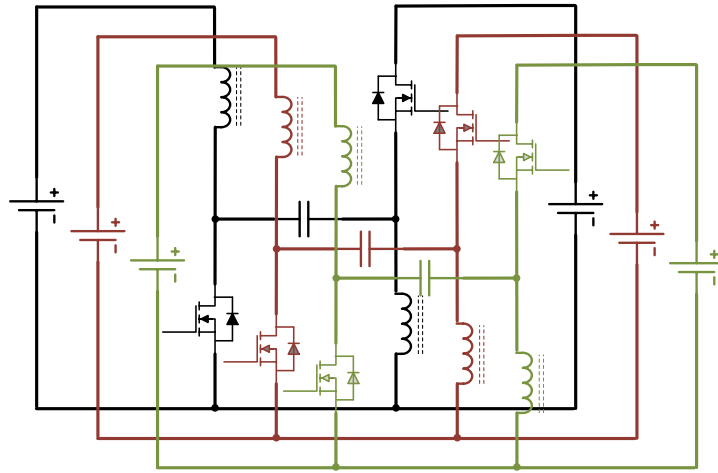
Figura 30 – Célula principal nova apresentação.



Fonte: Elaboração própria.

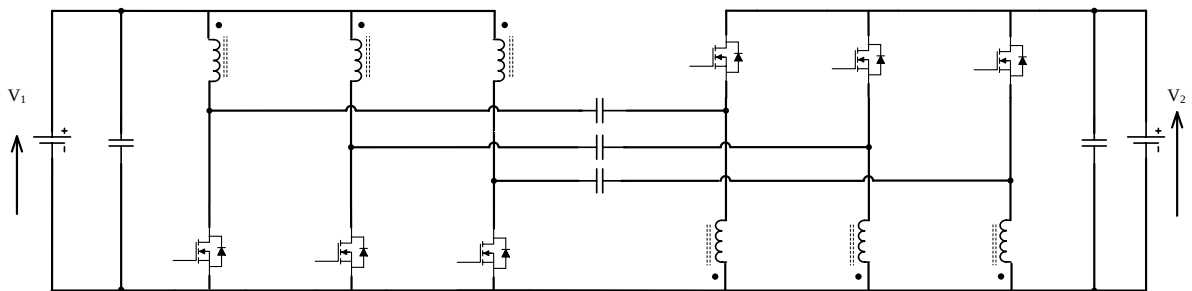
Triplmando a estrutura e sobrepondo-as, possibilita-se a modulação com comutação intercalada, diminuindo a ondulação de corrente de saída, conforme apresentado na Figura 31. Uma outra forma de visualizar a estrutura é apresentada na Figura 32 com um interruptor por braço.

Figura 31 – Três células principais sobrepostas.



Fonte: Elaboração própria.

Figura 32 – Primeira topologia versão com um interruptor.

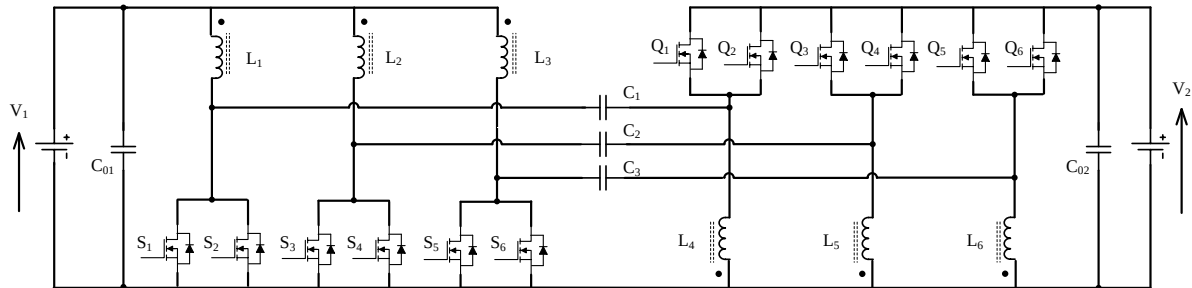


Fonte: Elaboração própria.

Nasce, então, o conversor CC-CC SEPIC-ZETA intercalado bidirecional de alto ganho de tensão, com três braços e com nova técnica de comando PWM para interruptores conectados em paralelo, conforme ilustrado na Figura 33. O referido conversor foi analisado na faixa de variação da razão cíclica ($0 \leq D \leq 0,5$), em modo de condução contínuo. O conversor possui seis indutores ($L_1, L_2, \dots, L_6$) e doze interruptores controlados. Os interruptores "S" são acionados enquanto os interruptores "Q" permanecem desligados quando se deseja o fluxo de potência de V_1 para V_2 ; a situação se inverte quando o fluxo de potência desejado é de V_2 para V_1 . O conversor também conta com três capacitores (C_1, C_2 e C_3), onde o capacitor C_{02} está conectado do lado V_2 e o capacitor C_{01} do lado V_1 . A aplicação desse sistema permite aumentar a frequência de operação dos filtros de duas portas, reduzir seu volume e peso, além de equilibrar a distribuição das perdas, possibilitando a utilização de interruptores de baixo custo.

Este conversor, com sua modulação, é simples e utiliza menos componentes magnéticos do que as topologias intercaladas de seis braços de cada lado. Ele emprega três braços intercalados com interruptores conectados em paralelo. Com a modulação aplicada, o conversor

Figura 33 – Conversores CC-CC SEPIC-ZETA intercalados bidirecionais de alto ganho de tensão, com três braços e com nova técnica de comando PWM para interruptores conectados em paralelo.



Fonte: Elaboração própria.

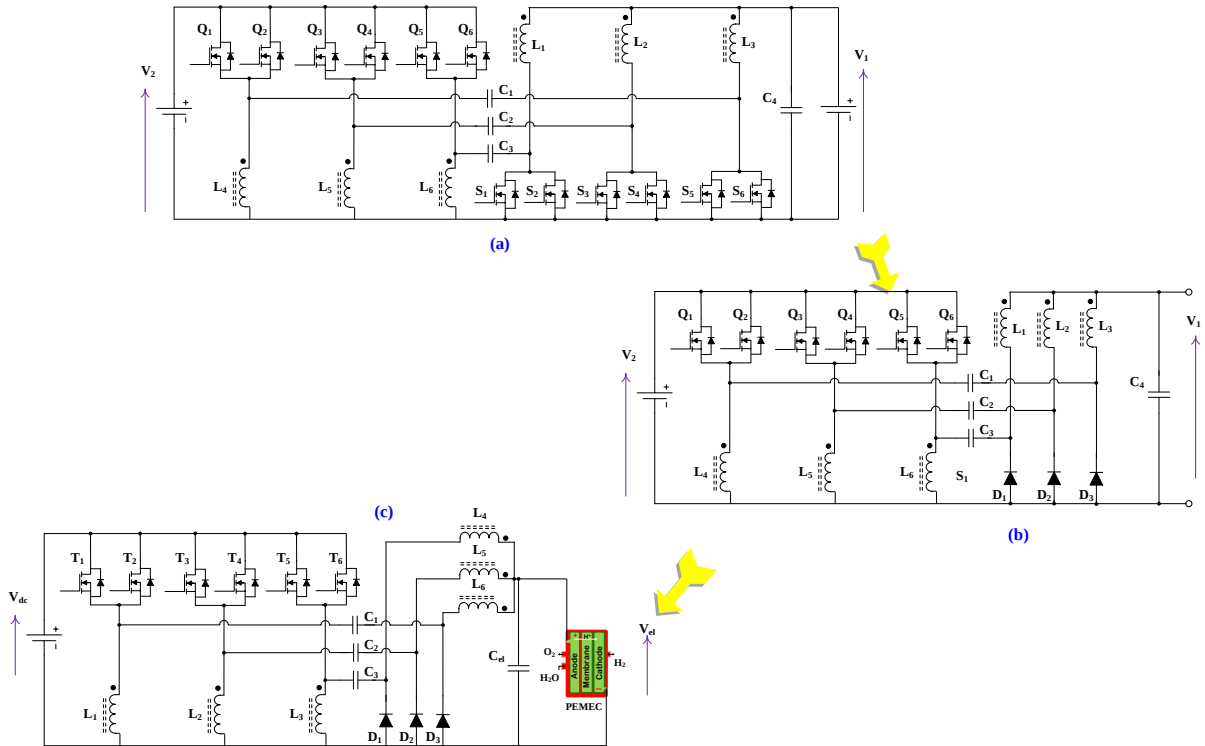
funciona como uma topologia CC-CC intercalada de seis braços, mas com apenas três indutores. A vantagem desse conversor é obter um alto ganho de tensão CC sem precisar de uma grande razão cíclica. A frequência de ondulação da corrente nas duas portas é seis vezes maior que a frequência de comutação, enquanto a ondulação da corrente nos indutores e capacitores é duas vezes maior que a frequência de comutação. No decorrer deste trabalho, serão apresentados os detalhes da operação deste conversor e os resultados experimentais obtidos.

2.3 Derivação passo a passo do segundo conversor proposto

A Figura 34 apresenta as configurações (a), (b) e (c), as quais ilustram, de forma sistemática, o processo evolutivo que conduz à obtenção da segunda topologia do conversor proposto. Inicialmente, na Figura 34(a), é apresentada a topologia base do conversor CC-CC bidirecional do tipo SEPIC-ZETA da primeira topologia proposta na tese, em configuração espelhada, a qual evidencia a simetria estrutural entre os estágios de conversão e constitui o ponto de partida para o procedimento de derivação. Na etapa subsequente, conforme ilustrado na Figura 34(b), procede-se à simplificação do circuito mediante a substituição seletiva dos interruptores ativos por dispositivos passivos. Em particular, os interruptores S_1 e S_2 são substituídos pelo diodo D_1 . De forma análoga, os interruptores S_3 e S_4 são substituídos pelos diodos D_2 , enquanto os interruptores S_5 e S_6 são substituídos pelo diodo D_3 . Como resultado dessas transformações, obtém-se a topologia final apresentada na Figura 34(c), a qual mantém as características essenciais de operação do conversor original, ao mesmo tempo em que reduz o número de dispositivos semicondutores ativos. Adicionalmente, os interruptores foram renomeados como T_1 a T_6 , visando à padronização da nomenclatura adotada ao longo deste trabalho. A fonte de alimentação é definida como uma fonte de tensão contínua (V_{dc}), enquanto a carga é representada por um

eletrolisador (V_{el}). Observa-se, ainda, que a topologia obtida se caracteriza como um conversor CC-CC do tipo ZETA intercalado de natureza unidirecional, no qual a entrada comporta-se como uma fonte de tensão e a saída como uma fonte de corrente.

Figura 34 – Representação do processo de geração do segundo conversor.



Fonte: Elaboração própria.

2.4 Conclusão

O presente capítulo apresentou uma revisão abrangente das principais topologias de conversores CC-CC não isolados, destacando seus princípios de funcionamento, características operacionais, vantagens e limitações no contexto de aplicações modernas em sistemas de energia. Foram analisadas diferentes estruturas, desde configurações clássicas até topologias mais recentes, com ênfase na capacidade de adaptação a diferentes níveis de tensão, no rendimento e na qualidade das grandezas elétricas processadas.

Adicionalmente, foram discutidas as tendências atuais associadas ao emprego desses conversores em aplicações como microrredes, veículos elétricos, sistemas de armazenamento de energia e produção de hidrogênio verde, evidenciando a crescente demanda por soluções com elevada densidade de potência, bidirecionalidade e redução de ondulações de corrente e tensão.

A análise crítica realizada permitiu identificar lacunas e desafios presentes nas

topologias convencionais, especialmente no que se refere à complexidade de controle, ao dimensionamento dos componentes passivos e à distribuição de corrente entre dispositivos semicondutores.

De forma geral, os resultados desta revisão fornecem uma base teórica consistente para o desenvolvimento das topologias propostas nesta tese, justificando as escolhas estruturais adotadas e estabelecendo os fundamentos necessários para as análises teóricas, modelagens e validações apresentadas nos capítulos subsequentes.

3 ANÁLISE DO PRIMEIRO CONVERSOR PROPOSTO NO FLUXO DE POTÊNCIA DE V_1 PARA V_2

Neste capítulo, é detalhado o estudo qualitativo e quantitativo da primeira topologia proposta, no fluxo de potência de V_1 para V_2 , operando nas regiões $R1$, $R2$ e $R3$ para o MCC e MCCr das correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 . São discutidos tópicos como ganho estático, princípios de funcionamento, principais formas de onda, equações fundamentais e características de saída.

A análise e descrição das etapas de operação da topologia baseiam-se nas seguintes premissas:

- O conversor está operando em regime permanente;
- O capacitor de saída é suficientemente grande para que a tensão de saída seja considerada constante;
- Os componentes passivos e ativos são considerados ideais;
- A frequência de operação dos interruptores é constante, com PWM.

As regiões de operação, as razões cíclicas e a simultaneidade de condução dos interruptores, são apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Regiões de operação, respectivas razões cíclicas e condições de condução dos interruptores.

Região	Razão Cíclica	Simultaneidade
$R1$	$0 < D < 1/6$	Um interruptor
$R2$	$1/6 < D < 1/3$	Um a dois interruptores
$R3$	$1/3 < D < 1/2$	Dois a três interruptores

Fonte: Elaboração própria.

3.1 Análise do primeiro conversor em MCC para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , na região $R1$

Nesta seção, são detalhadas as etapas de operação e as principais características do conversor analisado, considerando tanto o MCC quanto o MCCr na região $R1$. Discute-se o ganho estático, bem como os princípios de funcionamento, as equações fundamentais e as formas de onda do conversor.

3.1.1 Intervalos de tempo das etapas de operação do primeiro conversor para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , na região R1

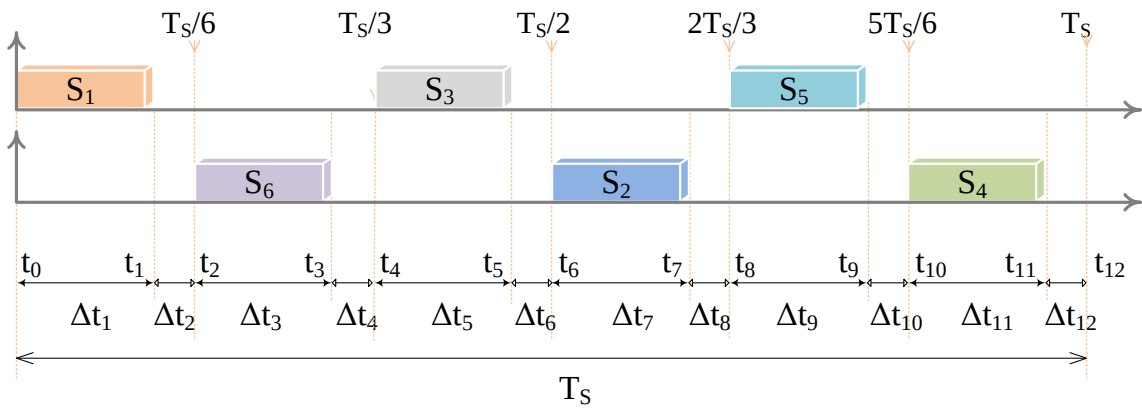
A operação do primeiro conversor na região R1, com relação ao tempo e ao número de interruptores em condução simultânea, é detalhada na Tabela 2. Esta região R1 é a única onde, em determinados momentos, os seis interruptores estarão bloqueados. O diagrama simplificado dos sinais de comando para esta região, é apresentado na Figura 35, onde destaca os intervalos em que todos os interruptores permanecem bloqueados.

Tabela 2 – Razão cíclica e simultaneidade em R1.

Região	Razão Cíclica	Simultaneidade
R1	$0 < D < 1/6$	Um interruptor

Fonte: Elaboração própria.

Figura 35 – Diagrama dos sinais de comando dos interruptores “S”, de V_1 para V_2 , na região R1.



Fonte: Elaboração própria.

O intervalo de tempo de cada etapa de operação é dado pela Equação 3.1.

$$\begin{cases} \Delta t_1 = t_1 - t_0, \Delta t_2 = t_2 - t_1, \Delta t_3 = t_3 - t_2, \Delta t_4 = t_4 - t_3, \\ \Delta t_5 = t_5 - t_4, \Delta t_6 = t_6 - t_5, \Delta t_7 = t_7 - t_6, \Delta t_8 = t_8 - t_7, \\ \Delta t_9 = t_9 - t_8, \Delta t_{10} = t_{10} - t_9, \Delta t_{11} = t_{11} - t_{10}, \Delta t_{12} = t_{12} - t_{11} \end{cases} \quad (3.1)$$

Dado que os sinais de comando na Figura 35 são simétricos, pode-se concluir que os tempos ímpares são iguais entre si, assim como os tempos pares são iguais entre si. Dessa forma, é possível reescrever esses intervalos de tempo em função da razão cíclica D e do período de comutação T_s , conforme a Equação 3.2.

$$\begin{cases} \Delta t_1 = D \cdot T_s \\ \Delta t_2 = \frac{1-6D}{6} \cdot T_s \end{cases} \quad (3.2)$$

3.1.2 Descrição das etapas de operação do primeiro conversor em MCC para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , na região R1

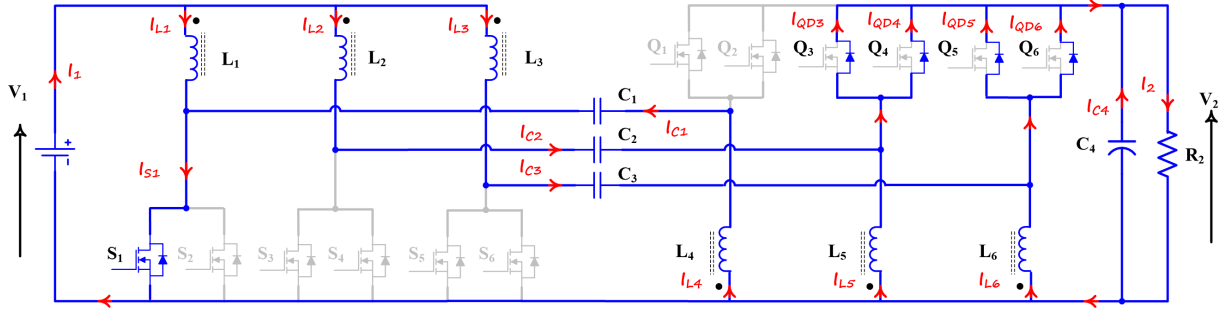
Nesta seção, são detalhadas as etapas de operação e as características do conversor proposto em MCC. Este modo é caracterizado pela corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 , bem como em L_4 , L_5 e L_6 , que não atinge o valor zero durante um período de comutação. No funcionamento em MCC, um período de comutação é dividido em 12 (doze) etapas. Em cada etapa, os componentes pelos quais a corrente flui são destacados em azul, conforme ilustrado nos circuitos equivalentes que serão apresentados a seguir. Como o comportamento das tensões V_{C2} e V_{C3} são iguais a tensão em V_{C1} , daqui em diante no texto, todas estas tensões serão consideradas V_{C1} .

Primeira etapa [$t_0 \leq t \leq t_1$]: No instante inicial t_0 , o interruptor S_1 está conduzindo, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Durante essa etapa, os indutores L_1 e L_4 armazenam energia, enquanto os indutores L_2 , L_3 , L_5 e L_6 transferem energia. O capacitor C_1 realiza o processo de descarga, enquanto os capacitores C_2 e C_3 se carregam. A tensão nos indutores L_1 e L_4 é igual a V_1 e V_{C1} , respectivamente. A tensão nos indutores L_2 e L_3 , bem como nos indutores L_5 e L_6 , é dada por $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A tensão em todos os interruptores, exceto S_1 , é $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ é dada por $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, onde a corrente através do interruptor S_1 , $i_{S1}(t)$, é igual a $i_{L1}(t) + i_{C1}(t)$, e as correntes nos diodos internos de Q_3 , Q_4 , Q_5 e Q_6 , $i_{QD3}(t)$, $i_{QD4}(t)$, $i_{QD5}(t)$ e $i_{QD6}(t)$, são expressas como $(i_{L6}(t) + i_{C3}(t))/2$. Esta etapa termina em t_1 , e o circuito equivalente correspondente é ilustrado na Figura 36. A duração desta etapa é determinada pela Equação 3.3.

$$\Delta t_1 = D \cdot T_s \quad (3.3)$$

Segunda etapa [$t_1 \leq t \leq t_2$]: No instante inicial t_1 , o interruptor S_1 entra em bloqueio, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Durante esta etapa, todos os indutores transferem energia. Os capacitores C_1 , C_2 e C_3 são carregados. A tensão nos indutores L_1 ,

Figura 36 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R1 - Primeira etapa.

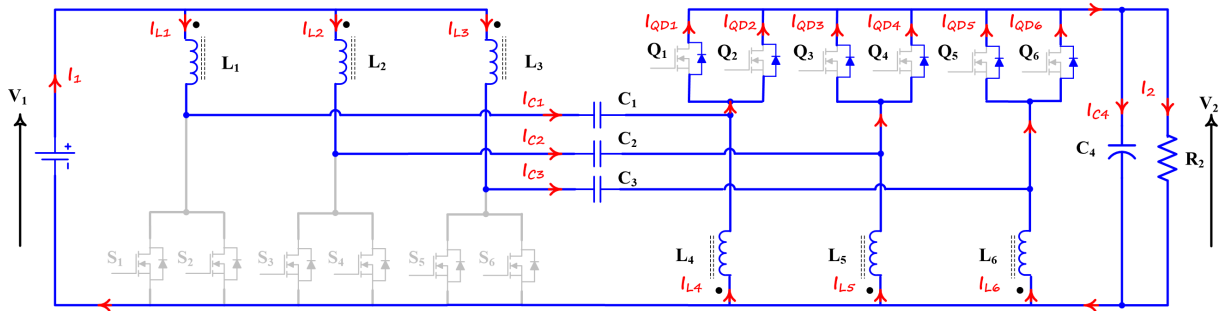


Fonte: Elaboração própria.

L_2 e L_3 é igual a $V_1 - (V_{C1} + V_2)$, enquanto a tensão nos indutores L_4 , L_5 e L_6 é igual a $-V_2$, respectivamente. A tensão em todos os interruptores é $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ é expressa como $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, onde as correntes nos diodos internos de Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 , Q_5 e Q_6 , $i_{QD1}(t)$, $i_{QD2}(t)$, $i_{QD3}(t)$, $i_{QD4}(t)$, $i_{QD5}(t)$ e $i_{QD6}(t)$, são expressas como $(i_{L6}(t) + i_{C3}(t))/2$. Esta etapa termina em t_2 , e o circuito equivalente correspondente é ilustrado na Figura 37. A duração desta etapa é determinada pela Equação 3.4.

$$\Delta t_2 = \frac{(1 - 6D)}{6} \cdot T_s \quad (3.4)$$

Figura 37 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R1 - Segunda etapa.



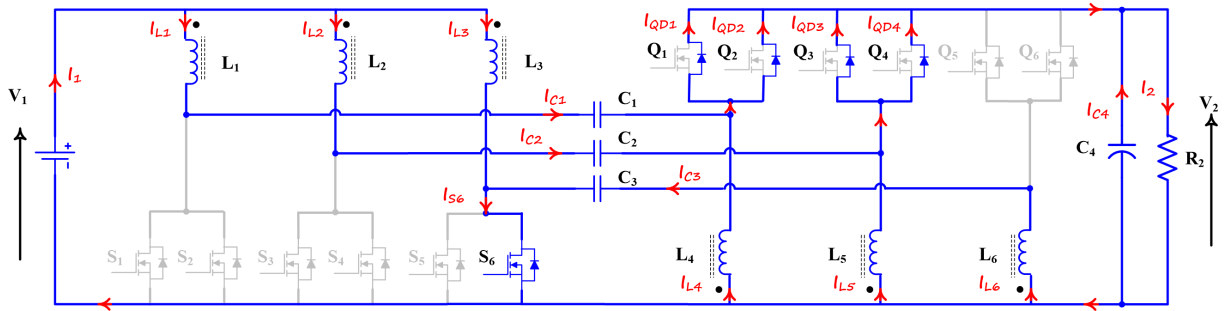
Fonte: Elaboração própria.

Terceira etapa [$t_2 \leq t \leq t_3$]: No instante inicial t_2 , o interruptor S_6 começa a conduzir, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Durante essa etapa, os indutores L_3 e L_6 armazenam energia, enquanto os indutores L_1 , L_2 , L_4 e L_5 transferem energia. O capacitor C_3 realiza a descarga, enquanto os capacitores C_1 e C_2 são carregados. A tensão nos indutores L_3 e L_6 é igual a $V_1 + V_{C1}$, respectivamente. A tensão nos indutores L_1 e L_2 , assim como nos indutores L_4 e L_5 , é dada por $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A tensão em todos os interruptores, exceto S_6 , é $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ é dada por $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, onde a corrente

através do interruptor S_6 , $i_{S6}(t)$, é igual a $i_{L3}(t) + i_{C3}(t)$, e as correntes nos diodos internos de Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 são, respectivamente, $i_{QD1}(t)$, $i_{QD2}(t)$, $i_{QD3}(t)$ e $i_{QD4}(t)$, e são expressas por $(i_{L4}(t) + i_{C1}(t))/2$. Esta etapa termina em t_3 , e o circuito equivalente correspondente é ilustrado na Figura 38. A duração desta etapa é dada pela Equação 3.5.

$$\Delta t_3 = D \cdot T_s \quad (3.5)$$

Figura 38 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R1 - Terceira etapa.

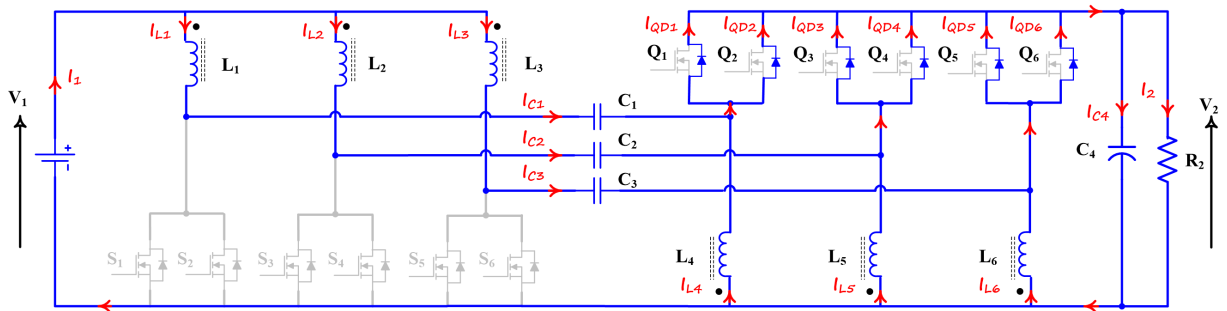


Fonte: Elaboração própria.

Quarta etapa [$t_3 \leq t \leq t_4$]: No instante inicial t_3 , o interruptor S_6 entra em bloqueio, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Esta etapa é idêntica à segunda etapa, finalizando em t_4 , e o circuito equivalente correspondente é ilustrado na Figura 39. A duração desta etapa é determinada pela Equação 3.6.

$$\Delta t_4 = \frac{(1 - 6D)}{6} \cdot T_s \quad (3.6)$$

Figura 39 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R1 - Quarta etapa.



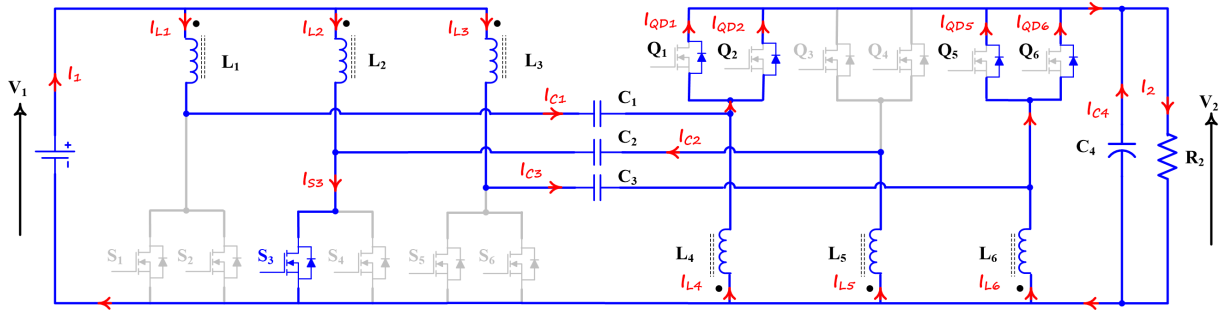
Fonte: Elaboração própria.

Quinta etapa [$t_4 \leq t \leq t_5$]: No instante inicial t_4 , o interruptor S_3 entra em condução, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Nesta etapa, os indutores L_2 e L_5

acumulam energia, enquanto L_1 , L_3 , L_4 e L_6 realizam a transferência de energia. O capacitor C_2 realiza a descarga, enquanto os capacitores C_1 e C_3 são carregados. As tensões nos indutores L_2 e L_5 correspondem a V_1 e V_{C1} , respectivamente. Já as tensões nos indutores L_1 e L_3 , assim como nos indutores L_4 e L_6 , são dadas por $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A tensão em todos os interruptores, exceto S_3 , é $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ é determinada por $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, enquanto a corrente através do interruptor S_3 , $i_{S3}(t)$, é dada por $i_{L2}(t) + i_{C2}(t)$. As correntes nos diodos internos de Q_1 , Q_2 , Q_5 e Q_6 , representadas como $i_{QD1}(t)$, $i_{QD2}(t)$, $i_{QD5}(t)$ e $i_{QD6}(t)$, são expressas por $(i_{L4}(t) + i_{C1}(t))/2$. Esta etapa se encerra em t_5 , com o circuito equivalente correspondente ilustrado na Figura 40. A duração desta etapa é determinada pela Equação 3.7.

$$\Delta t_5 = D \cdot T_s \quad (3.7)$$

Figura 40 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R1 - Quinta etapa.



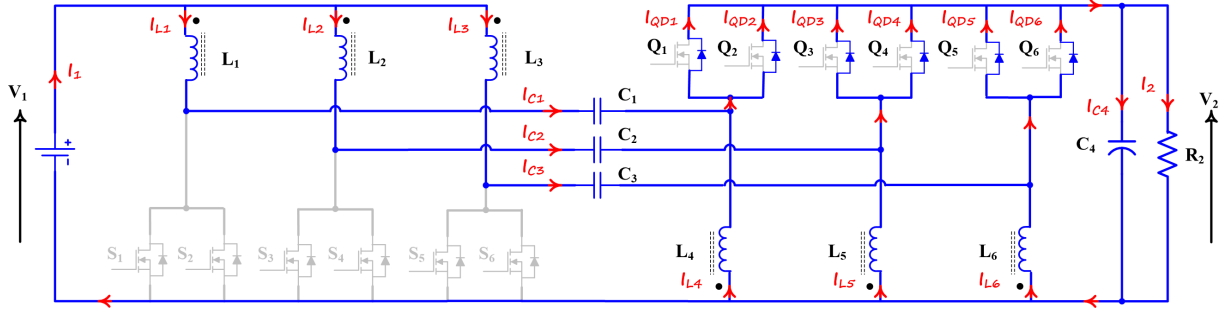
Fonte: Elaboração própria.

Sexta etapa [$t_5 \leq t \leq t_6$]: No instante inicial t_5 , o interruptor S_3 entra em bloqueio, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Esta etapa é idêntica à segunda e à quarta etapas, finalizando em t_6 . O circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 41, e a duração desta etapa é determinada pela Equação 3.8.

$$\Delta t_6 = \frac{(1 - 6D)}{6} \cdot T_s \quad (3.8)$$

Sétima etapa [$t_6 \leq t \leq t_7$]: No instante inicial t_6 , o interruptor S_2 entra em condução, enquanto os demais interruptores continuam desligados. Durante esta etapa, os indutores L_1 e L_4 acumulam energia, enquanto os indutores L_2 , L_3 , L_5 e L_6 transferem energia. O capacitor C_1 realiza o processo de descarga, enquanto os capacitores C_2 e C_3 são carregados simultaneamente. As tensões nos indutores L_1 e L_4 correspondem a V_1 e V_{C1} , respectivamente. As tensões nos

Figura 41 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R1 - Sexta etapa.

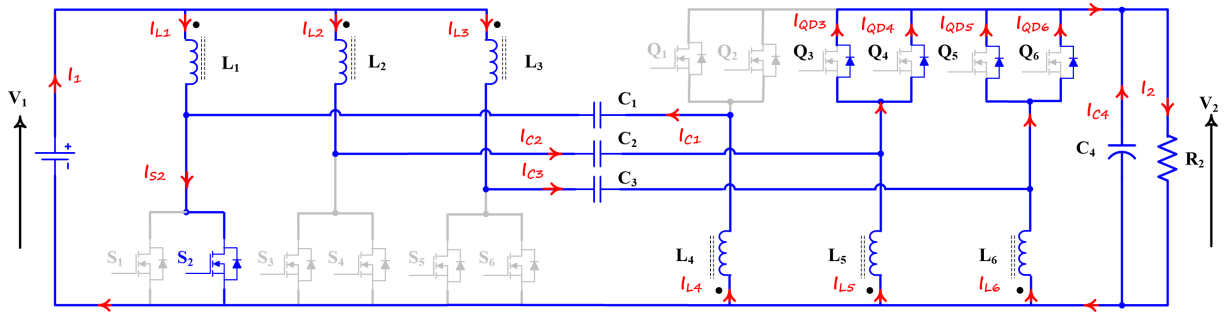


Fonte: Elaboração própria.

indutores L_2 e L_3 , assim como nos indutores L_5 e L_6 , são dadas por $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A tensão em todos os interruptores, à exceção de S_2 , é $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ é determinada por $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, onde a corrente através do interruptor S_2 , nomeada de $i_{S2}(t)$, é dada por $i_{L1}(t) + i_{C1}(t)$. As correntes nos diodos internos de Q_3 , Q_4 , Q_5 e Q_6 , representadas como $i_{QD3}(t)$, $i_{QD4}(t)$, $i_{QD5}(t)$ e $i_{QD6}(t)$, são expressas por $(i_{L6}(t) + i_{C3}(t))/2$. Esta etapa se encerra em t_7 , com o circuito equivalente ilustrado na Figura 42. A duração desta etapa é determinada pela Equação 3.9.

$$\Delta t_7 = D \cdot T_s \quad (3.9)$$

Figura 42 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R1 - Sétima etapa.

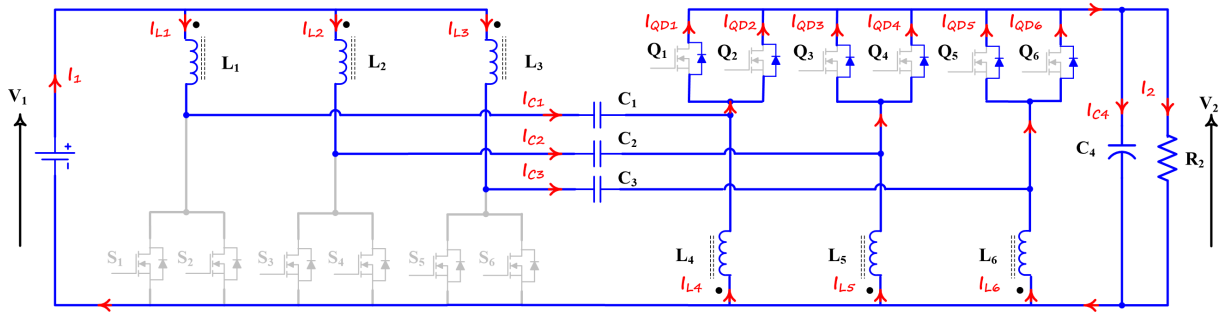


Fonte: Elaboração própria.

Oitava etapa [$t_7 \leq t \leq t_8$]: No instante inicial t_7 , o interruptor S_2 deixa de conduzir, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Esta etapa é semelhante à segunda, quarta e sexta etapas, encerrando-se em t_8 . O circuito equivalente correspondente é mostrado na Figura 43, e a duração desta etapa é determinada pela Equação 3.10.

$$\Delta t_8 = \frac{(1 - 6D)}{6} \cdot T_s \quad (3.10)$$

Figura 43 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R1 - Oitava etapa.

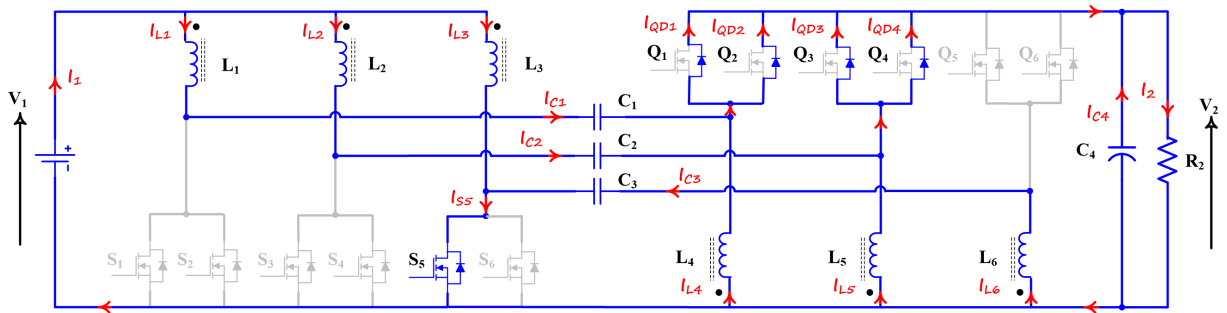


Fonte: Elaboração própria.

Nona etapa [$t_8 \leq t \leq t_9$]: No instante inicial t_8 , o interruptor S_5 inicia a condução, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Nessa etapa, os indutores L_3 e L_6 acumulam energia, enquanto os indutores L_1 , L_2 , L_4 e L_5 transferem energia para o circuito. O capacitor C_3 realiza o processo de descarga, enquanto os capacitores C_1 e C_2 são carregados. As tensões nos indutores L_3 e L_6 são iguais a V_1 e V_{C1} , respectivamente. As tensões nos indutores L_1 e L_2 , assim como nos indutores L_4 e L_5 , são dadas por $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A tensão nos interruptores, com exceção de S_5 , é $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ é definida como $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, onde a corrente que passa pelo interruptor S_5 , $i_{S5}(t)$, corresponde a $i_{L3}(t) + i_{C3}(t)$. Já as correntes nos diodos internos de Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 , representadas por $i_{QD1}(t)$, $i_{QD2}(t)$, $i_{QD3}(t)$ e $i_{QD4}(t)$, são expressas como $(i_{L4}(t) + i_{C1}(t))/2$. Essa etapa se encerra em t_9 , com o circuito equivalente ilustrado na Figura 44. A duração dessa etapa é determinada pela Equação 3.11.

$$\Delta t_9 = D \cdot T_s \quad (3.11)$$

Figura 44 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R1 - Nona etapa.



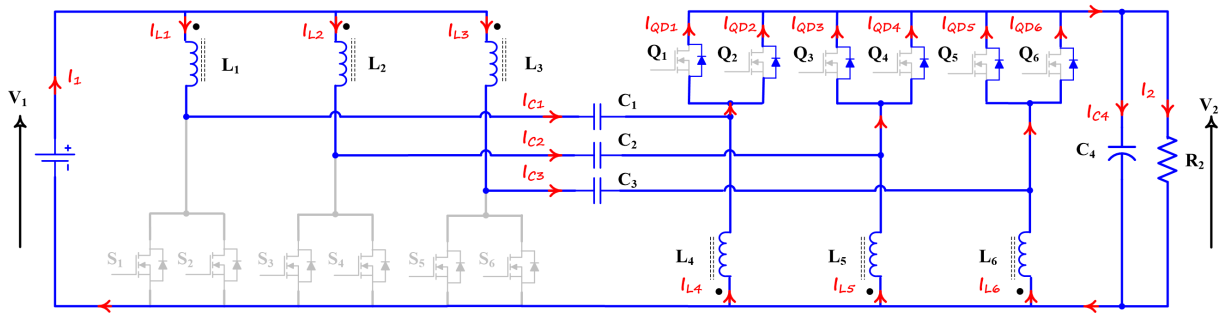
Fonte: Elaboração própria.

Décima etapa [$t_9 \leq t \leq t_{10}$]: No instante inicial t_9 , o interruptor S_5 interrompe a con-

dução, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Esta etapa assemelha-se à segunda, quarta, sexta e oitava etapas, encerrando-se em t_{10} . O circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 45, e a duração dessa etapa é determinada pela Equação 3.12.

$$\Delta t_{10} = \frac{(1 - 6D)}{6} \cdot T_s \quad (3.12)$$

Figura 45 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R1 - Décima etapa.



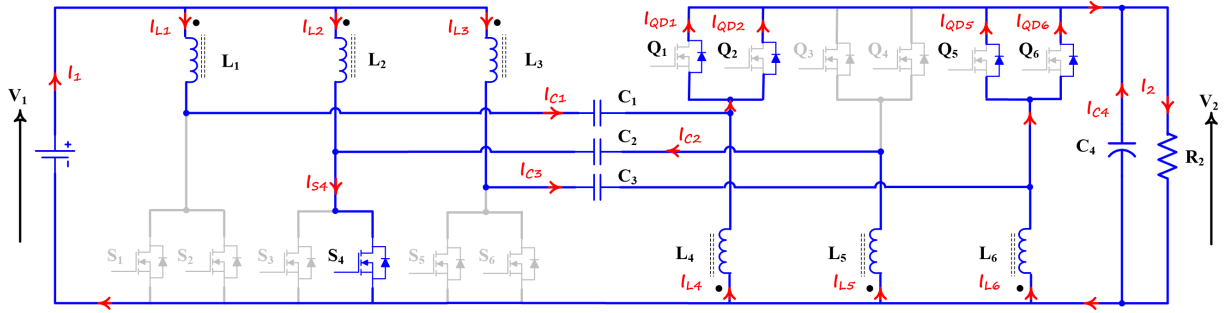
Fonte: Elaboração própria.

Décima Primeira etapa [$t_{10} \leq t \leq t_{11}$]: No instante inicial t_{10} , o interruptor S_4 começa a conduzir, enquanto os demais interruptores continuam desligados. Durante essa fase, os indutores L_2 e L_5 acumulam energia, enquanto L_1 , L_3 , L_4 e L_6 realizam a transferência de energia. O capacitor C_2 passa pelo processo de descarga, enquanto os capacitores C_1 e C_3 são carregados. As tensões nos indutores L_2 e L_5 são equivalentes a V_1 e V_{C1} , respectivamente. Por sua vez, as tensões nos indutores L_1 e L_3 , assim como nos indutores L_4 e L_6 , são expressas por $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A tensão em todos os interruptores, exceto S_4 , é $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ é determinada como $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, enquanto a corrente que passa pelo interruptor S_4 , $i_{S4}(t)$, é dada por $i_{L2}(t) + i_{C2}(t)$. As correntes nos diodos internos de Q_1 , Q_2 , Q_5 e Q_6 , representadas por $i_{QD1}(t)$, $i_{QD2}(t)$, $i_{QD5}(t)$ e $i_{QD6}(t)$, são expressas como $(i_{L4}(t) + i_{C1}(t))/2$. Esta etapa termina em t_{11} , com o circuito equivalente correspondente ilustrado na Figura 46. A duração dessa etapa é definida pela Equação 3.13.

$$\Delta t_{11} = D \cdot T_s \quad (3.13)$$

Décima Segunda etapa [$t_{11} \leq t \leq t_{12}$]: No instante inicial t_{11} , o interruptor S_4 deixa de conduzir, enquanto os demais interruptores continuam desligados. Esta etapa é análoga à

Figura 46 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R1 - Décima Primeira etapa.

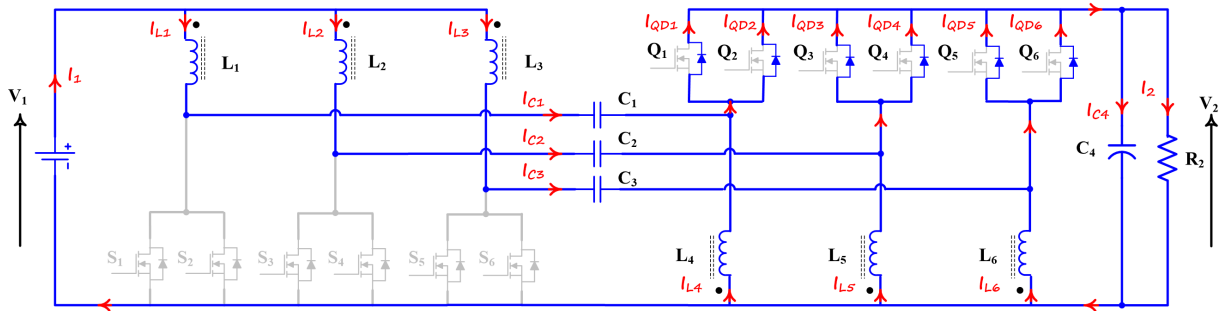


Fonte: Elaboração própria.

segunda, quarta, sexta, oitava e décima etapas, finalizando em t_{12} , com o término de um ciclo de comutação. O circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 47, e a duração dessa etapa é determinada pela Equação 3.14.

$$\Delta t_{12} = \frac{(1 - 6D)}{6} \cdot T_s \quad (3.14)$$

Figura 47 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R1 - Décima Segunda etapa.



Fonte: Elaboração própria.

3.1.3 Formas de onda teóricas e equacionamento instantâneo dos principais componentes para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , na região R1

Na Figura 48, são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente nos principais componentes do conversor em MCC na região R1. As formas de onda foram geradas com base nos sinais de controle PWM aplicados aos interruptores S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 e S_6 durante um período de comutação T_s . Observa-se que a frequência da ondulação das correntes nos indutores e nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 é duas vezes maior que a frequência de comutação, enquanto a ondulação da corrente nas portas V_1 e V_2 , assim como no capacitor C_4 , apresenta uma frequência

seis vezes maior que a frequência de comutação. As tensões instantâneas nos indutores L_1 e L_4 são representadas pelas expressões 3.15 e 3.16, respectivamente, válidas durante metade de um período de comutação.

$$V_{L1}(t) = \begin{cases} V_1, & ; \Delta t_1 \\ V_1 - (V_{C1} + V_2), & ; \Delta t_2, \Delta t_3, \Delta t_4, \Delta t_5, \Delta t_6 \end{cases} \quad (3.15)$$

$$V_{L4}(t) = \begin{cases} V_{C1}, & ; \Delta t_1 \\ -V_2, & ; \Delta t_2, \Delta t_3, \Delta t_4, \Delta t_5, \Delta t_6 \end{cases} \quad (3.16)$$

No intervalo correspondente à metade de um período de comutação, a corrente instantânea através dos indutores L_1 e L_4 é calculada a partir das expressões 3.17 e 3.18.

$$i_{L1}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t_0) + \frac{V_1}{L_1} \cdot (t - t_0) & ; t_0 \leq t \leq t_1 \\ i_{L1}(t_1) + \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{L_1} \cdot (t - t_1) & ; t_1 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.17)$$

$$i_{L4}(t) = \begin{cases} i_{L4}(t_0) + \frac{V_{C1}}{L_4} \cdot (t - t_0) & ; t_0 \leq t \leq t_1 \\ i_{L4}(t_1) - \frac{V_2}{L_4} \cdot (t - t_1) & ; t_1 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.18)$$

A Equação 3.19 representa a corrente instantâneas no capacitor C_1 durante metade de um período de comutação.

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} -i_{L4}(t_0) - \frac{V_{C1}}{L_4} \cdot (t - t_0) & ; t_0 \leq t \leq t_1 \\ i_{L1}(t_1) + \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{L_1} \cdot (t - t_1) & ; t_1 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.19)$$

Durante um período de comutação, a tensão no capacitor é igual à tensão na porta V_1 , conforme descrito pela expressão 3.20.

$$V_{C1}(t) = V_1 \quad ; t_0 \leq t \leq T_S \quad (3.20)$$

A corrente e a tensão instantâneas no interruptor S_1 são expressas pelas equações 3.21 e 3.22, respectivamente.

$$i_{S1}(t) = i_{L1}(t_0) + \frac{V_1}{L_1} \cdot (t - t_0) + i_{L4}(t_0) + \frac{V_{C1}}{L_4} \cdot (t - t_0) \quad ; t_0 \leq t \leq t_1 \quad (3.21)$$

$$V_{S1}(t) = V_{C1} + V_2 \quad ; \Delta t_2, \Delta t_3, \Delta t_4, \Delta t_5, \Delta t_6 \quad (3.22)$$

A corrente e a tensão instantâneas no diodo interno do interruptor Q_1 são expressas pelas equações 3.23 e 3.24, respectivamente, durante metade de um período de comutação.

$$i_{QD1}(t) = \frac{i_{L1}(t_1)}{2} + \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{2L_1} \cdot (t - t_6) + \frac{i_{L4}(t_1)}{2} - \frac{V_2}{2L_4} \cdot (t - t_6) \quad ; t_1 \leq t \leq t_6 \quad (3.23)$$

$$V_{QD1}(t) = V_{C1} + V_2 \quad ; \Delta t_1 \text{ e } \Delta t_7 \quad (3.24)$$

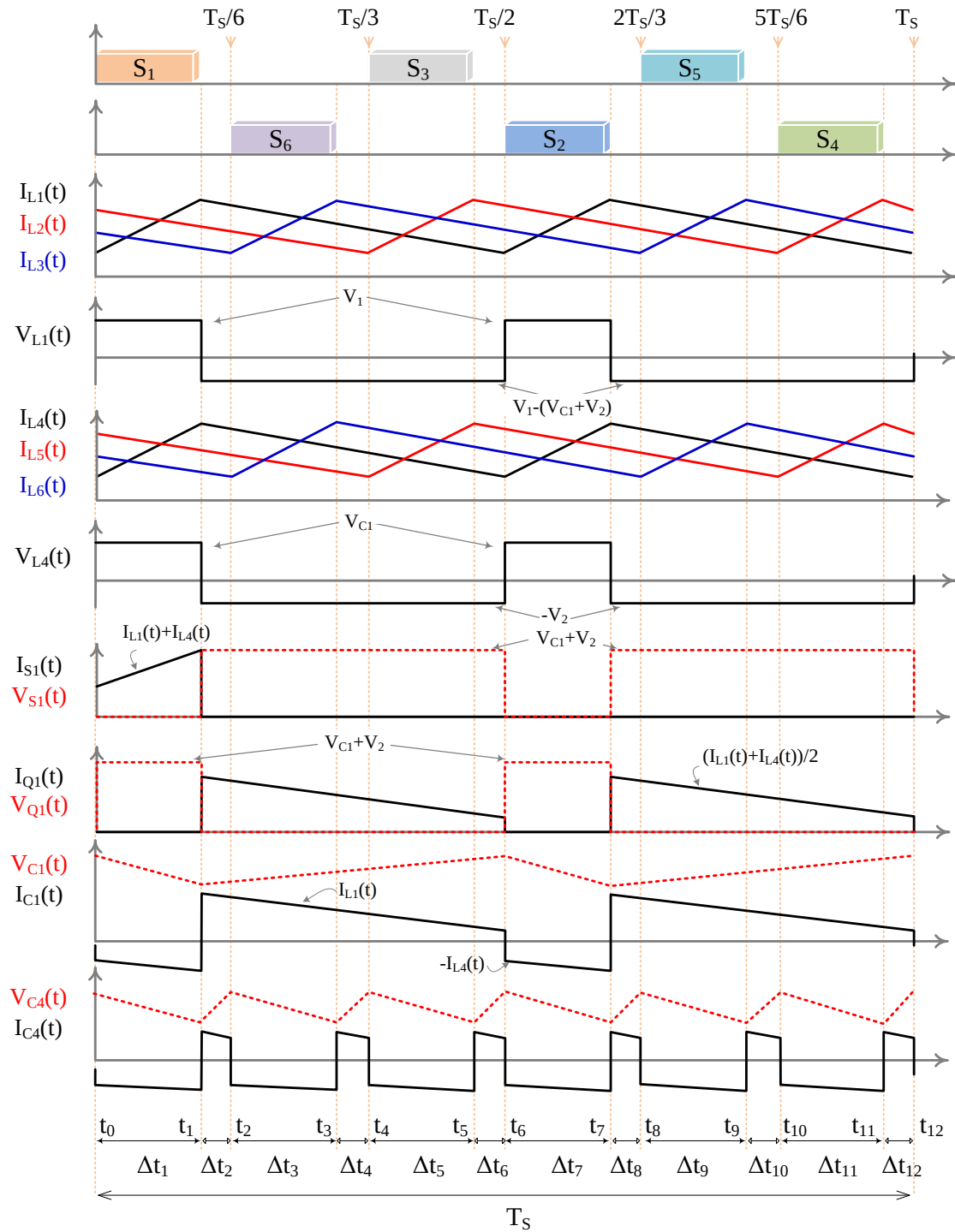
A expressão 3.25 representa a corrente instantânea que atravessa o capacitor C_4 durante um intervalo equivalente a um sexto do período de comutação.

$$i_{C4}(t) = \begin{cases} i_2(t) - 4 \left(\frac{i_{L1}(t_0)}{2} + \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{2L_1} \cdot (t - t_0) + \frac{i_{L4}(t_0)}{2} - \frac{V_2}{2L_4} \cdot (t - t_0) \right) ; t_0 \leq t \leq t_1 \\ 6 \left(\frac{i_{L1}(t_1)}{2} + \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{2L_1} \cdot (t - t_1) + \frac{i_{L4}(t_1)}{2} - \frac{V_2}{2L_4} \cdot (t - t_1) \right) - i_2(t) ; t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (3.25)$$

A Equação 3.26 define a tensão instantânea do capacitor C_4 , que permanece igual à tensão da porta V_2 durante um período de comutação.

$$V_{C4}(t) = V_2, \quad ; T_s \quad (3.26)$$

Figura 48 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R1 - Formas de onda teórica.



Fonte: Elaboração própria.

3.1.4 Ganho estático em MCC para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , na região R1

Neste fluxo de potência de V_1 para V_2 e na região R1, o ganho estático do conversor define a relação entre o valor médio da tensão de saída (V_2) e o valor médio da tensão de entrada (V_1), conforme estabelecido pela Equação 3.27.

$$G_{MCCR1(V_1 \rightarrow V_2)} = \frac{V_2}{V_1} \quad (3.27)$$

Como mencionado anteriormente, a frequência da corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 é o dobro da frequência de comutação. Assim, um período da ondulação da corrente no indutor L_1 é definido pelo tempo total das primeiras seis etapas de operação, sendo igual a $T_s/2$. A energia armazenada no indutor L_1 durante o intervalo Δt_1 é transferida para a carga ao longo dos intervalos $\Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6$. A expressão integral que define o ganho estático no MCC na região R1 é obtida a partir do cálculo do valor médio da tensão no indutor L_1 , ou em qualquer um dos indutores, conforme apresentado na Equação 3.28.

$$V_{L1} = \frac{2}{T_s} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_1} V_{L1} dt + \int_0^{2\Delta t_1 + 3\Delta t_2} V_{L1} dt \right) \quad (3.28)$$

Ao substituir os valores dos intervalos 3.3 e 3.4 juntamente com os valores de tensão do indutor L_1 3.15, obtém-se a Equação 3.29.

$$V_{L1} = \frac{2}{T_s} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_s} V_1 dt + \int_0^{(2D \cdot T_s + 3 \left(\frac{1-6D}{6} \right) \cdot T_s)} (V_1 - V_{C1} - V_2) dt \right) \quad (3.29)$$

É conhecido que, entre as propriedades fundamentais de um indutor, o valor médio de sua tensão é zero em regime permanente. Dessa forma, a solução integral da Equação 3.29 é expressa pelas equações 3.30 e 3.31.

$$0 = \frac{2}{T_s} \cdot \left[\int_0^{D \cdot T_s} V_1 dt + \int_0^{2D \cdot T_s + \frac{(1-6D)}{6} \cdot T_s} (V_1 - V_{C1} - V_2) dt \right] \quad (3.30)$$

$$0 = V_1 - V_2 - V_{C1} + 2D \cdot V_2 + 2D \cdot V_{C1} \quad (3.31)$$

Para eliminar a tensão V_{C1} da Equação 3.31, aplicando o princípio da conservação da tensão média no indutor L_4 , obtém-se a Equação 3.32.

$$V_{L4} = \frac{2}{T_s} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_1} V_{L4} dt + \int_0^{2\Delta t_1 + 3\Delta t_2} V_{L4} dt \right) \quad (3.32)$$

Substituindo os valores dos intervalos 3.3 e 3.4 e as tensões no indutor L_4 3.16, obtém-se a Equação 3.33.

$$0 = \frac{2}{T_s} \cdot \left[\int_0^{D \cdot T_s} V_{C1} dt + \int_0^{2D \cdot T_s + 3 \cdot \frac{(1-6D)}{6} T_s} (-V_2) dt \right] \quad (3.33)$$

A resolução da Equação 3.33 resulta nas equações 3.34 e 3.35.

$$0 = 2D \cdot V_2 - V_2 + 2D \cdot V_{C1} \quad (3.34)$$

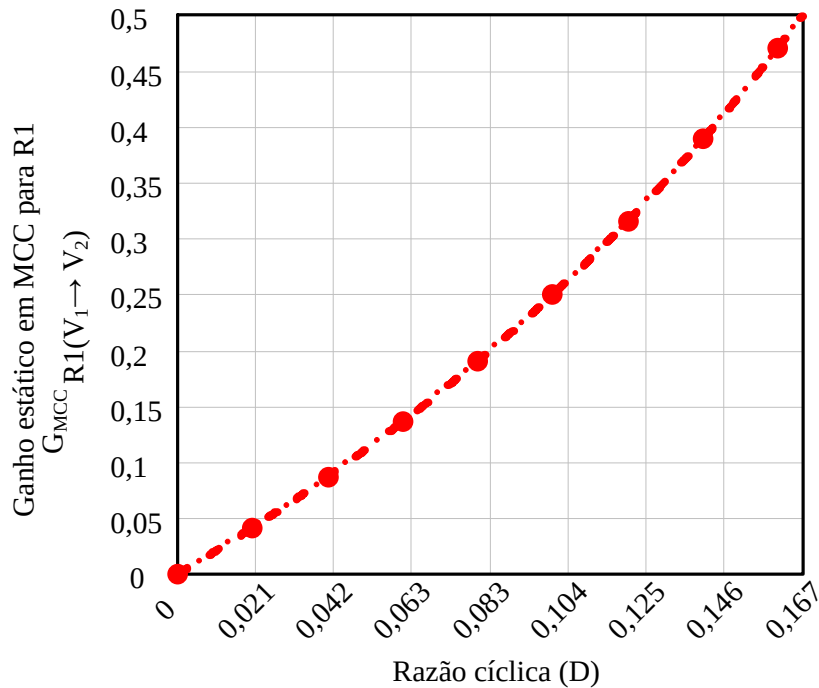
$$V_{C1} = V_2 \cdot \frac{1 - 2D}{2D} \quad (3.35)$$

Substituindo a Equação 3.35 na Equação 3.31, chega-se à expressão 3.36, que determina o ganho estático do conversor em MCC na região $R1$ para o fluxo de potência de V_1 para V_2 .

$$G_{MCCR1(V_1 \rightarrow V_2)} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{2D}{1 - 2D} \quad (3.36)$$

A característica ideal de transferência do conversor revela o comportamento do conversor, para diferentes valores das variações da razão cíclica D . A expressão 3.36 define o comportamento do conversor em MCC na região $R1$ para o fluxo de potência de V_1 para V_2 . Esse comportamento é representado graficamente na Figura 49, onde se observa que o conversor proposto pode funcionar como conversor abaixador de tensão.

Figura 49 – Ganho estático do conversor no fluxo de potência de V_1 para V_2 em MCC na região R1.



Fonte: Elaboração própria.

3.1.5 Cálculo dos valores das indutâncias e das capacitâncias para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , na região R1

Aqui, apresenta-se um cálculo detalhado do indutor e do capacitor, bem como as vantagens, como a frequência da ondulação da corrente.

A análise da ondulação da corrente nos indutores e da tensão de saída (V_2) é crucial para o dimensionamento preciso dos indutores e dos capacitores C_1 , C_2 , C_3 , bem como do capacitor de filtragem de saída C_4 . As correntes nos indutores, juntamente com a corrente e a tensão nos capacitores C_1 e C_4 , são representadas na Figura 48.

A relação entre a tensão V_L induzida em um indutor e a taxa de variação da corrente I_L que o atravessa é descrita pela Equação 3.37, de acordo com a Lei de Faraday da Indução Eletromagnética. Vale ressaltar que, durante a primeira etapa, a tensão no indutor L_1 é V_1 , e a duração dessa etapa é dada por $D \cdot T_s$. Substituindo esta informação na Equação 3.37, obtém-se a expressão para a tensão no indutor L_1 em 3.38.

$$V_L = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (3.37)$$

$$V_1 = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{D \cdot T_s} \quad (3.38)$$

A partir da Equação do ganho, a tensão V_1 é igual a $V_2 \cdot (1 - 2 \cdot D) / 2 \cdot D$. Substituindo essa expressão na Equação 3.38, obtém-se a Equação 3.39 que determina o valor da indutância L_1 , a qual também é válida para as indutâncias dos indutores L_2 e L_3 .

$$L_1 = L_2 = L_3 = \frac{V_2}{2 \Delta I_{L1} \cdot f_s} \cdot (1 - 2D) \quad (3.39)$$

Durante a primeira etapa, a tensão no indutor L_4 é V_{C1} , sendo que V_{C1} é determinada pela Equação 3.20. A duração dessa etapa é dada por $D \cdot T_s$. Ao substituir essa informação na Equação da Lei de Faraday, obtém-se a expressão que descreve a indutância do indutor L_4 , já que essa relação também se aplica a esses indutores L_5 e L_6 .

$$L_4 = L_5 = L_6 = \frac{V_2}{2 \Delta I_{L4} \cdot f_s} \cdot (1 - 2D) \quad (3.40)$$

Para o cálculo da ondulação da tensão de saída, considera-se a simplificação de que o capacitor de saída atua como uma fonte de tensão constante. Com base na forma de onda da corrente no capacitor de saída C_4 , apresentada na Figura 48, observa-se que, durante o intervalo de tempo Δt_2 , a corrente no capacitor de saída é positiva, o que implica no carregamento do mesmo. Assim, a variação da tensão pode ser expressa conforme a Equação 3.41.

$$\Delta V_2 = \frac{1}{C_4} \int_0^{\Delta t_2} i_{C4}(t) dt \quad (3.41)$$

Observa-se que, no intervalo de tempo Δt_2 , a corrente que atravessa o capacitor C_4 pode ser descrita por:

$$i_{C4}(t) = 6 i_{QD4}(t) - i_2(t) \quad ; t_1 \leq t \leq t_2 \quad (3.42)$$

O valor médio da corrente através dos diodos internos dos interruptores Q durante o intervalo $2\Delta t_1 + 3\Delta t_2$ é determinado em função da corrente I_2 , conforme a seguinte expressão:

$$i_{QD_{med(2\Delta t_1 + 3\Delta t_2)}} = \frac{I_2}{1 - 2D} \quad ; t_1 \leq t \leq t_6 \quad (3.43)$$

Substituindo a Equação 3.43 na Equação 3.42, obtém-se a corrente média no capacitor C_4 durante o intervalo Δt_2 .

$$i_{C4}(t) = \frac{2I_2 \cdot D}{1 - 2D} \quad ; t_1 \leq t \leq t_2 \quad (3.44)$$

Ao inserir a expressão 3.44 na Equação 3.41, obtém-se a Equação que descreve a ondulação da tensão no capacitor C_4 na região $R1$.

$$\Delta V_2 = \frac{I_2}{3f_s \cdot C_4} \cdot \frac{(1 - 6D) \cdot D}{1 - 2D} \quad (3.45)$$

O valor da capacitância necessária do capacitor C_4 é determinado com base no valor da ondulação da tensão de saída, sendo expresso por:

$$C_4 = \frac{I_2}{3f_s \cdot \Delta V_2} \cdot \frac{(1 - 6D) \cdot D}{1 - 2D} \quad (3.46)$$

Para determinar os valores das capacitâncias dos capacitores C_1 , C_2 e C_3 , aplica-se o mesmo procedimento adotado para o capacitor C_4 . Durante o intervalo $t_1 < t < t_6$, o capacitor C_1 encontra-se em processo de carregamento (conforme ilustrado na Figura 48), sendo a sua corrente média, nesse intervalo, equivalente à corrente média do indutor L_1 . Assim, utilizando a Equação 3.47, é possível calcular a capacitância C_1 . De acordo com a Figura 48, a duração do intervalo $t_1 < t < t_6$ é dada por $2\Delta t_1 + 3\Delta t_2$.

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{2\Delta t_1 + 3\Delta t_2} i_{L1_{med}}(t) dt \quad (3.47)$$

Sabe-se que a corrente média no indutor L_1 corresponde a um terço da corrente I_1 . A partir da Equação do ganho, a relação entre I_1 e I_2 é dada por $I_1 = I_2 \cdot GMCC$. Substituindo essas definições na Equação 3.47, obtém-se:

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{2D \cdot T_s + 3 \frac{(1-6D)}{6} \cdot T_s} I_2 \cdot \frac{2D}{3(1-2D)} dt \quad (3.48)$$

Ao resolver a integral da Equação 3.48, obtém-se a Equação 3.49, que expressa a ondulação da corrente no capacitor C_1 em $R1$.

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_2}{3f_s \cdot C_1} \cdot D \quad (3.49)$$

A partir da Equação 3.49, o valor da capacitância requerida para o capacitor C_1 é determinado pela Equação 3.50, a qual também é utilizada para o cálculo das capacitâncias dos capacitores C_2 e C_3 em $R1$.

$$C_1 = C_2 = C_3 = \frac{I_2}{3f_s \cdot \Delta V_{C1}} \cdot D \quad (3.50)$$

3.1.6 Indutância crítica para fluxo de potência de V_1 para V_2 na região $R1$

A operação do conversor no MCCr é definida como o limite entre o MCC e MCD. Nesse regime, a corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 atinge zero exatamente ao final de metade do período de comutação. Essa condição caracteriza-se pelo instante em que a corrente mínima nos indutores se torna nula, indicando que a variação de corrente (ΔI_L) atinge seu valor máximo (I_{Lmax}). No modo de condução crítica, ΔI_L corresponde exatamente ao pico da corrente (I_{Lmax}). Dessa forma, o valor máximo da corrente no indutor L_1 durante a condução do interruptor S_1 pode ser calculado pela Equação 3.51.

$$\Delta I_{L1} = I_{L1max} = \frac{V_1 \cdot D}{L_1 \cdot f_s} \quad (3.51)$$

Com base na Figura 50, o valor médio da corrente no MCCr é determinado pela Equação 3.52.

$$I_{L1med} = \frac{2}{T_s} \left(\int_0^{\Delta t_1} \frac{I_{L1max}}{2} dt + \int_0^{2\Delta t_2 + 3\Delta t_2} \frac{I_{L1max}}{2} dt \right) \quad (3.52)$$

Resolvendo a integral da Equação 3.52, obtém-se a expressão da Equação 3.53.

$$I_{L1max} = 2I_{L1med} \quad (3.53)$$

A corrente média do indutor L_1 , em função da corrente I_2 e da razão cíclica, é expressa da seguinte forma:

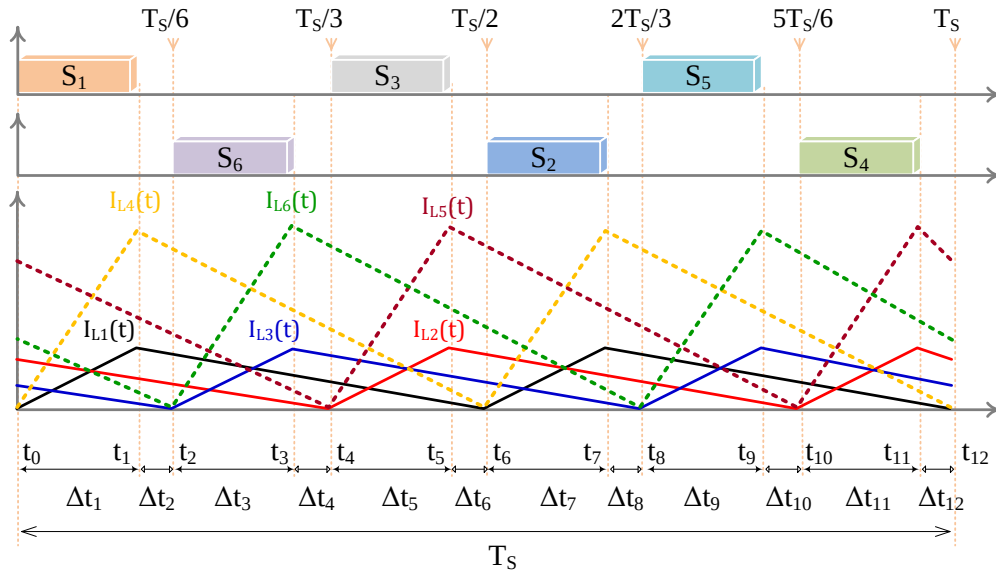
$$I_{L1_{med}} = \frac{I_1}{3} = I_2 \cdot \frac{2D}{3(1-2D)} \quad (3.54)$$

Substituindo a Equação 3.53 na Equação 3.51 e igualando-a à Equação 3.54, obtém-se a expressão final apresentada na Equação 3.55.

$$L_1 = V_1 \cdot \frac{3-6D}{4I_2 \cdot f_s} \quad (3.55)$$

Com base na Equação do ganho 3.36, a tensão V_1 é expressa como $V_2 \cdot (1-2 \cdot D)/2D$. Substituindo essa relação na Equação 3.55, obtém-se a Equação 3.56, que define a indutância crítica na região R1. Esse valor corresponde ao mínimo necessário para garantir a condução contínua ou o ponto crítico ao final de metade do período de comutação ($T_s/2$), conforme ilustrado na Figura 50.

Figura 50 – Sinais de comando dos interruptores e correntes nos indutores em MCCr na região R1.



Fonte: Elaboração própria.

$$L_{1,2,3Cr} = \frac{V_2}{8I_2 \cdot f_s} \cdot \frac{(1-2D) \cdot (3-6D)}{D} \quad (3.56)$$

Como os indutores L_4 , L_5 e L_6 processam uma corrente maior em comparação com L_1 , L_2 e L_3 , a Equação 3.56 não assegura o modo de condução crítica (Lcr) para os indutores L_4 ,

L_5 e L_6 . Seguindo o mesmo procedimento anterior e com base na Figura 50, a corrente máxima em L_4 , L_5 e L_6 em função de I_2 é determinada pela Equação 3.57.

$$I_{L4_{\max}} = \frac{2I_2}{3} \quad (3.57)$$

Durante a primeira etapa de operação, a indutância L_4 é definida pela Equação 3.58, considerando a substituição de $V_{C1} = V_1 = V_2 \cdot (1 - 2D)/2D$.

$$L_4 = \frac{V_2}{2I_{L4_{\max}} \cdot f_s} \cdot (1 - 2D) \quad (3.58)$$

A substituição da Equação 3.57 na Equação 3.58 resulta na expressão que estabelece a indutância crítica dos indutores L_4 , L_5 e L_6 . Este valor corresponde ao limite mínimo necessário para garantir a operação em condução contínua ou atingir o ponto crítico ao término de metade do período de comutação ($T_S/2$), conforme ilustrado na Figura 50.

$$L_{4,5,6Cr} = \frac{3V_2}{4I_2 \cdot f_s} \cdot (1 - 2D) \quad (3.59)$$

Alternativamente, a indutância crítica dos indutores L_4 , L_5 e L_6 pode ser determinada em função da indutância crítica dos indutores L_1 , L_2 e L_3 . Dividindo a Equação 3.59 pela Equação 3.56, obtém-se a seguinte relação:

$$I_{L4_{Cr}} = I_{L1_{Cr}} \cdot \frac{2D}{1 - 2D} \quad (3.60)$$

3.2 Análise do primeiro conversor em MCC para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , na região R2

Esta seção apresenta as etapas de operação e as características do conversor proposto em MCC e MCCr na região R2, abordando o ganho estático, os princípios de funcionamento, as principais formas de onda e as equações fundamentais associadas ao conversor.

3.2.1 Intervalos de tempo das etapas de operação para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , na região na R2

A operação do conversor na região de operação R2, quanto ao tempo e ao número de interruptores em condução simultânea, é detalhada na Tabela 3. O esquema de comando

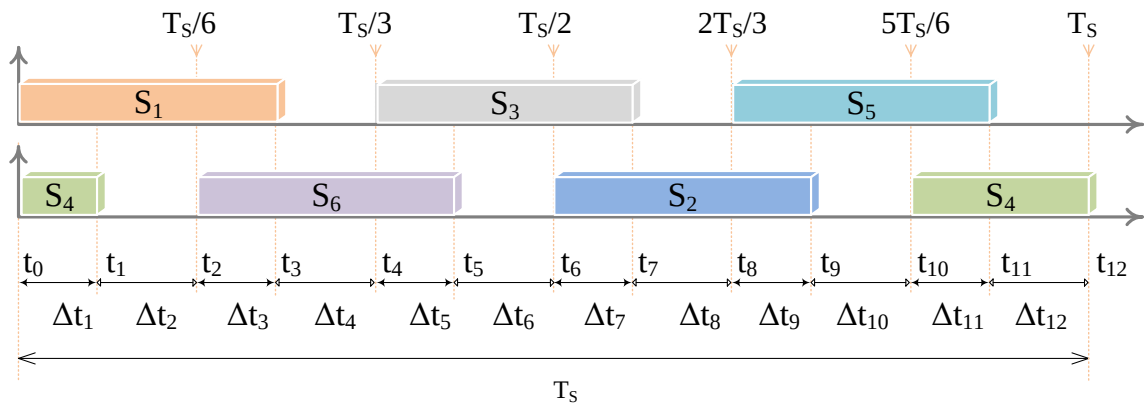
simplificado para esta região é ilustrado na Figura 51.

Tabela 3 – Razão cíclica e simultaneidade em $R2$.

Região	Razão Cíclica	Simultaneidade
$R2$	$1/6 < D < 1/3$	Um a dois interruptores

Fonte: Elaboração própria.

Figura 51 – Diagrama dos sinais de comando dos interruptores "S", de V_1 para V_2 , na região $R2$.



Fonte: Elaboração própria.

O intervalo de tempo de cada etapa de operação do conversor na região $R2$ é dado pela Equação 3.61

$$\begin{cases} \Delta t_1 = t_1 - t_0, \Delta t_2 = t_2 - t_1, \Delta t_3 = t_3 - t_2, \Delta t_4 = t_4 - t_3, \\ \Delta t_5 = t_5 - t_4, \Delta t_6 = t_6 - t_5, \Delta t_7 = t_7 - t_6, \Delta t_8 = t_8 - t_7, \\ \Delta t_9 = t_9 - t_8, \Delta t_{10} = t_{10} - t_9, \Delta t_{11} = t_{11} - t_{10}, \Delta t_{12} = t_{12} - t_{11} \end{cases} \quad (3.61)$$

Considerando a simetria dos sinais de comando na Figura 51, é possível inferir que os tempos ímpares são idênticos entre si, assim como os tempos pares também o são. Portanto, é viável reescrever esses intervalos de tempo em termos da razão cíclica D e do período de comutação T_s , conforme expresso pela Equação 3.62.

$$\begin{cases} \Delta t_1 = \frac{6D-1}{6} \cdot T_s \\ \Delta t_2 = \frac{1-3D}{3} \cdot T_s \end{cases} \quad (3.62)$$

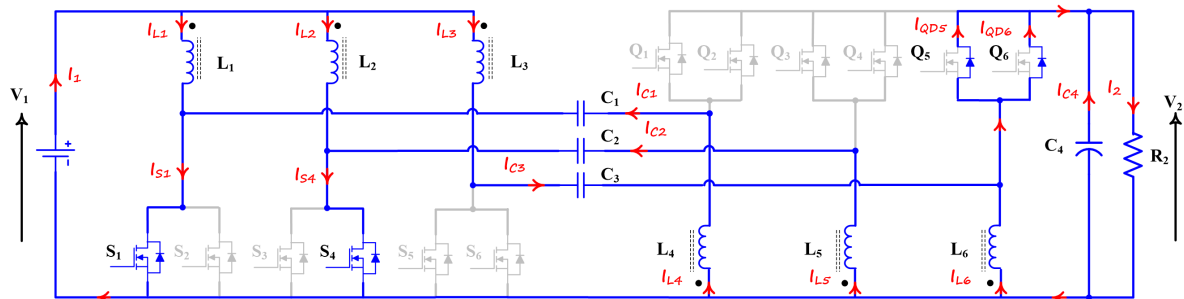
3.2.2 Descrição das etapas de operação em MCC para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , na região R2

Nesta seção, descreve-se as etapas e características do conversor proposto em MCC, onde a corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 não atinge zero durante um período de comutação. O funcionamento em MCC divide o período de comutação em doze etapas, destacando em azul os componentes pelos quais a corrente flui em cada uma delas, conforme demonstrado nos circuitos equivalentes correspondentes.

Primeira etapa $[t_0 \leq t \leq t_1]$: No instante inicial t_0 , os interruptores S_1 e S_4 encontram-se em condução, enquanto os demais permanecem desligados. Durante esta etapa, observa-se que os indutores L_1 , L_2 , L_4 e L_5 armazenam energia, enquanto os indutores L_3 e L_6 transferem energia. Os capacitores C_1 e C_2 descarregam, enquanto o capacitor C_3 carrega. As tensões nos indutores L_1 e L_2 , assim como nos indutores L_4 e L_5 , são expressas por V_1 e V_{C1} , respectivamente. As tensões nos indutores L_3 e L_6 são representadas por $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A tensão nos interruptores, com exceção de S_1 e S_4 , é dada por $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ é expressa como a soma de $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ e $i_{L3}(t)$, enquanto $i_{S1}(t)$ e $i_{S4}(t)$ são dadas por $i_{L1}(t) + i_{C1}(t)$ e $i_{L2}(t) + i_{C2}(t)$, respectivamente. As correntes nos diodos internos de Q_5 e Q_6 , $i_{QD5}(t)$ e $i_{QD6}(t)$, são expressas como $(i_{L6}(t) + i_{C3}(t))/2$. Esta etapa concluir-se-á no instante t_1 , e o circuito equivalente correspondente está ilustrado na Figura 52. A duração dessa etapa é estabelecida pela Equação 3.63.

$$\Delta t_1 = \frac{6D - 1}{6} \cdot T_s \quad (3.63)$$

Figura 52 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R2 - Primeira etapa.



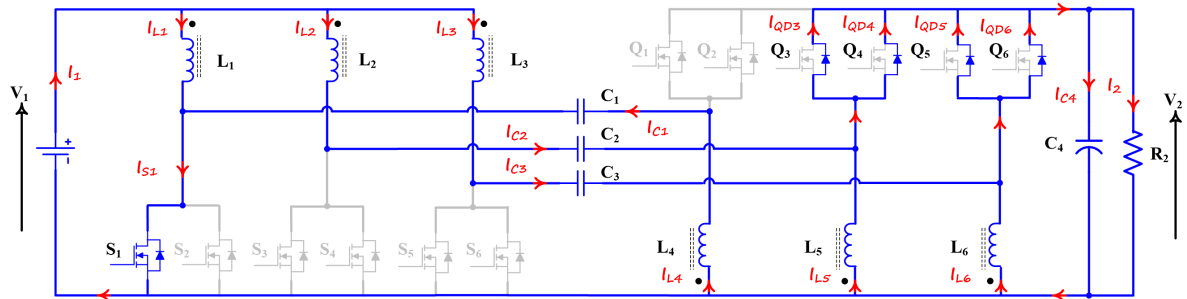
Fonte: Elaboração própria.

Segunda etapa $[t_1 \leq t \leq t_2]$: No instante inicial t_1 , o interruptor S_1 encontra-se em condução, enquanto S_4 entra em bloqueio, com os demais interruptores permanecendo desligados.

Durante essa etapa, os indutores L_1 e L_4 ficam responsáveis por armazenar energia, enquanto os indutores L_2 , L_3 , L_5 e L_6 efetuam a transferência de energia. O capacitor C_1 executa o processo de descarga, ao passo que os capacitores C_2 e C_3 se carregam. A tensão nos indutores L_1 e L_4 é igual a V_1 e V_{C1} , respectivamente. A tensão nos indutores L_2 e L_3 , bem como nos indutores L_5 e L_6 , se encontra dada por $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A tensão em todos os interruptores, exceto S_1 , é $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ se expressa como $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, sendo que a corrente através do interruptor S_1 , $i_{S1}(t)$, corresponde a $i_{L1}(t) + i_{C1}(t)$, e as correntes nos diodos internos de Q_3 , Q_4 , Q_5 e Q_6 , $i_{QD3}(t)$, $i_{QD4}(t)$, $i_{QD5}(t)$ e $i_{QD6}(t)$, são definidas por $(i_{L6}(t) + i_{C3}(t))/2$. Esta etapa conclui-se em t_2 , e o circuito equivalente correspondente está ilustrado na Figura 53. A duração desta etapa é determinada pela Equação 3.64.

$$\Delta t_2 = \frac{1 - 3D}{3} \cdot T_s \quad (3.64)$$

Figura 53 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R2 - Segunda etapa.



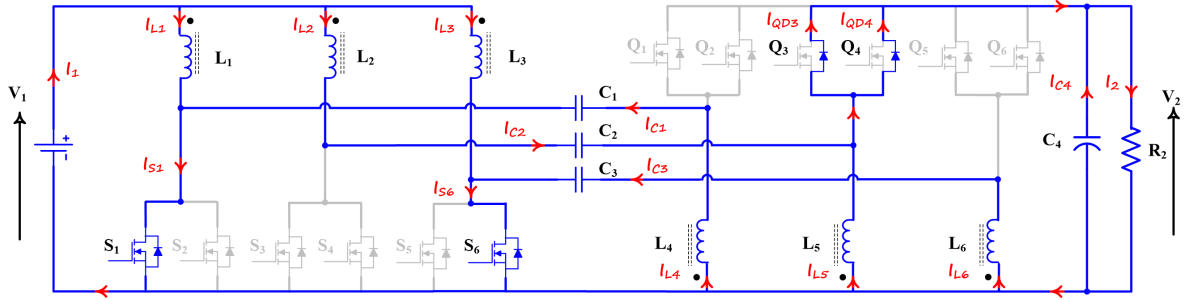
Fonte: Elaboração própria.

Terceira etapa [$t_2 \leq t \leq t_3$]: No instante inicial t_2 , o interruptor S_1 mantém-se conduzindo, e o interruptor S_6 inicia a condução, enquanto todos os outros interruptores permanecem desligados. Durante essa etapa, os indutores L_1 , L_3 , L_4 e L_6 são responsáveis por armazenar energia, enquanto os indutores L_2 e L_5 realizam a transferência de energia. Os capacitores C_1 e C_3 efetuam a descarga, enquanto o capacitor C_2 se carrega. A tensão nos indutores L_1 e L_3 , bem como nos indutores L_4 e L_6 , é determinada como V_1 e V_{C1} , respectivamente. A tensão nos indutores L_2 e L_5 é descrita como $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A tensão sobre todos os interruptores, exceto S_1 e S_6 , é dada por $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ se expressa como $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, onde as correntes pelos interruptores S_1 e S_6 , $i_{S1}(t)$ e $i_{S6}(t)$, são dadas por $i_{L1}(t) + i_{C1}(t)$ e $i_{L3}(t) + i_{C3}(t)$, respectivamente. As correntes nos diodos internos de Q_3 e Q_4 , $i_{QD3}(t)$ e $i_{QD4}(t)$, são expressas como $(i_{L5}(t) + i_{C2}(t))/2$. Essa etapa conclui-se em t_3 , e o

circuito equivalente correspondente encontra-se ilustrado na Figura 54. A duração dessa etapa é definida pela Equação 3.65.

$$\Delta t_3 = \frac{6D - 1}{6} \cdot T_s \quad (3.65)$$

Figura 54 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R2 - Terceira etapa.



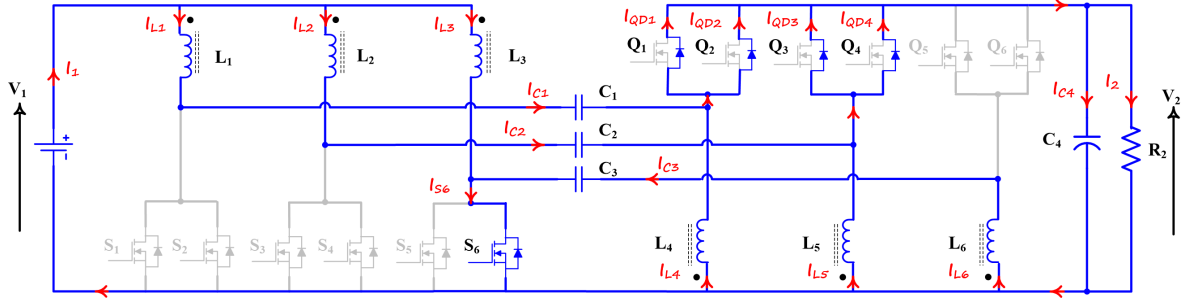
Fonte: Elaboração própria.

Quarta etapa $[t_3 \leq t \leq t_4]$: No instante inicial t_3 , o interruptor S_1 entra em bloqueio, enquanto o interruptor S_6 permanece em condução, e os demais interruptores continuam desligados. Durante essa etapa, os indutores L_3 e L_6 são incumbidos de armazenar energia, enquanto os indutores L_1 , L_2 , L_4 e L_5 executam a transferência de energia. O capacitor C_3 realiza a descarga, enquanto os capacitores C_1 e C_2 se carregam. A tensão nos indutores L_3 e L_6 é expressa como V_1 e V_{C1} , respectivamente. A tensão nos indutores L_1 e L_2 , bem como nos indutores L_4 e L_5 , é definida por $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A tensão sobre todos os interruptores, exceto S_6 , é dada por $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ é representada como $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, onde a corrente através do interruptor S_6 , $i_{S6}(t)$, é igual a $i_{L3}(t) + i_{C3}(t)$, e as correntes nos diodos internos de Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 , $i_{QD1}(t)$, $i_{QD2}(t)$, $i_{QD3}(t)$ e $i_{QD4}(t)$, são expressas como $(i_{L4}(t) + i_{C1}(t))/2$. Essa etapa conclui-se em t_4 , e o circuito equivalente correspondente encontra-se ilustrado na Figura 55. A duração dessa etapa é determinada pela Equação 3.66.

$$\Delta t_4 = \frac{1 - 3D}{3} \cdot T_s \quad (3.66)$$

Quinta etapa $[t_4 \leq t \leq t_5]$: No instante inicial t_4 , o interruptor S_3 entra em condução, enquanto o interruptor S_6 permanece conduzindo, e todos os demais interruptores continuam desligados. Durante esta etapa, os indutores L_2 , L_3 , L_5 e L_6 são responsáveis pelo armazenamento de energia, enquanto os indutores L_1 e L_4 realizam a transferência de energia. Os capacitores C_2 e C_3 efetuam a descarga, enquanto o capacitor C_1 processa o carregamento. A tensão nos

Figura 55 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R2$ - Quarta etapa.

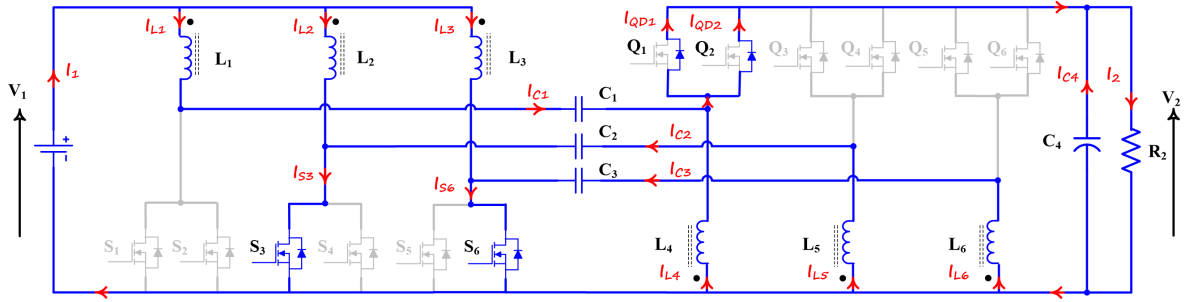


Fonte: Elaboração própria.

indutores L_2 e L_3 , assim como nos indutores L_5 e L_6 , é expressa por V_1 e V_{C1} , respectivamente. A tensão nos indutores L_1 e L_4 é definida como $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A corrente $i_1(t)$ é determinada como $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, enquanto as correntes nos interruptores S_3 e S_6 , $i_{S3}(t)$ e $i_{S6}(t)$, são determinadas por $i_{L2}(t) + i_{C2}(t)$ e $i_{L3}(t) + i_{C3}(t)$, respectivamente. As correntes nos diodos internos de Q_1 e Q_2 , denotadas como $i_{QD1}(t)$ e $i_{QD2}(t)$, são expressas como $(i_{L4}(t) + i_{C1}(t))/2$. Essa etapa se encerra em t_5 , e o circuito equivalente correspondente é ilustrado na Figura 56. A duração dessa etapa é determinada pela Equação 3.67.

$$\Delta t_5 = \frac{6D - 1}{6} \cdot T_s \quad (3.67)$$

Figura 56 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R2$ - Quinta etapa.



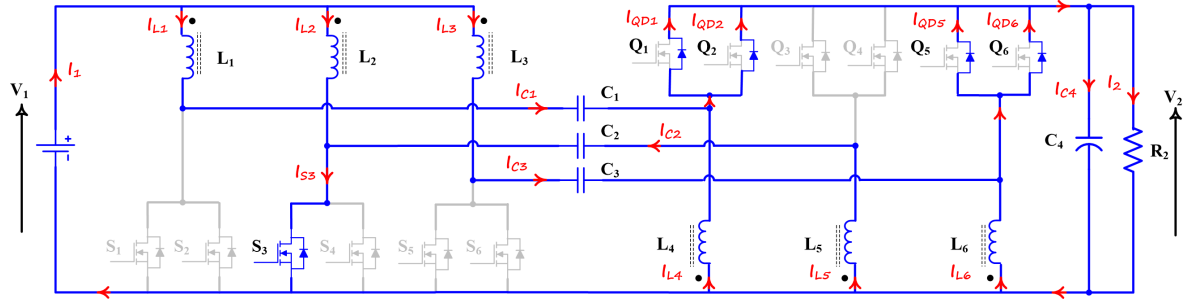
Fonte: Elaboração própria.

Sexta etapa [$t_5 \leq t \leq t_6$]: No instante inicial t_5 , o interruptor S_3 segue em condução, enquanto o interruptor S_6 passa a entrar em bloqueio, e os demais interruptores permanecem desligados. Durante esta etapa, os indutores L_2 e L_5 acumulam energia, enquanto os indutores L_1 , L_3 , L_4 e L_6 efetuam a transferência de energia. O capacitor C_2 executa a descarga, enquanto os capacitores C_1 e C_3 realizam o carregamento. As tensões nos indutores L_2 e L_5 são representadas por V_1 e V_{C1} , respectivamente. As tensões nos indutores L_1 e L_3 , bem como nos indutores L_4 e L_6 , podem ser expressas como $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A tensão sobre

todos os interruptores, exceto S_3 , é dada por $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ é obtida por meio de $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, enquanto a corrente que atravessa o interruptor S_3 , $i_{S3}(t)$, é dada por $i_{L2}(t) + i_{C2}(t)$. As correntes nos diodos internos de Q_1 , Q_2 , Q_5 e Q_6 , designadas como $i_{QD1}(t)$, $i_{QD2}(t)$, $i_{QD5}(t)$ e $i_{QD6}(t)$, são expressas por $(i_{L4}(t) + i_{C1}(t))/2$. Esta etapa será finalizada em t_6 , e o circuito equivalente correspondente é ilustrado na Figura 57. A duração dessa etapa é determinada pela Equação 3.68.

$$\Delta t_6 = \frac{1 - 3D}{3} \cdot T_s \quad (3.68)$$

Figura 57 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R2 - Sexta etapa.

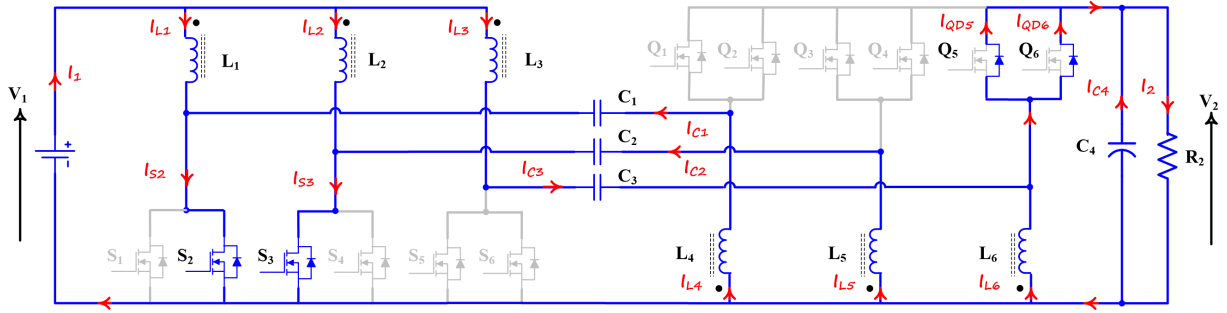


Fonte: Elaboração própria.

Sétima etapa $[t_6 \leq t \leq t_7]$: No instante inicial t_6 , o interruptor S_2 começa a conduzir, enquanto o interruptor S_3 permanece em condução, com todos os outros interruptores permanecendo desligados. Durante esse intervalo, os indutores L_1 , L_2 , L_4 e L_5 armazenam energia, enquanto os indutores L_3 e L_6 transferem energia. O capacitor C_1 e o capacitor C_2 descarregam, enquanto o capacitor C_3 inicia o processo de carregamento. As tensões nos indutores L_1 e L_2 , assim como em L_4 e L_5 , são dadas por V_1 e V_{C1} , respectivamente. Já as tensões nos indutores L_3 e L_6 são expressas como $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A corrente $i_1(t)$ pode ser descrita como $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, enquanto as correntes nos interruptores S_2 e S_3 , $i_{S2}(t)$ e $i_{S3}(t)$, são expressas como $i_{L1}(t) + i_{C1}(t)$ e $i_{L2}(t) + i_{C2}(t)$, respectivamente. As correntes nos diodos internos de Q_5 e Q_6 , denotadas por $i_{QD5}(t)$ e $i_{QD6}(t)$, são dadas por $(i_{L6}(t) + i_{C3}(t))/2$. A etapa se conclui em t_7 , sendo que o circuito equivalente correspondente é mostrado na Figura 58. A duração dessa etapa é determinada pela Equação 3.69.

$$\Delta t_7 = \frac{6D - 1}{6} \cdot T_s \quad (3.69)$$

Figura 58 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R2 - Sétima etapa.

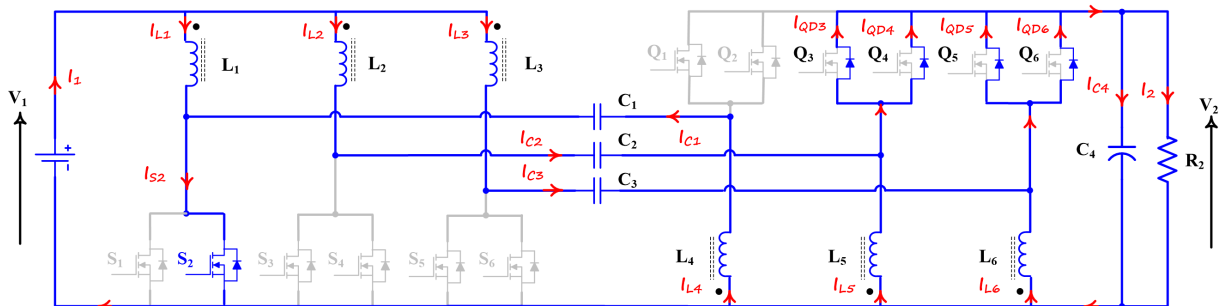


Fonte: Elaboração própria.

Oitava etapa [$t_7 \leq t \leq t_8$]: No instante inicial t_7 , o interruptor S_2 continua em condução, enquanto o interruptor S_3 entra em bloqueio, mantendo-se os demais interruptores desligados. Durante esta fase, os indutores L_1 e L_4 assumem a função de armazenamento de energia, enquanto os indutores L_2 , L_3 , L_5 e L_6 realizam a transferência de energia. O capacitor C_1 processa a descarga, ao passo que os capacitores C_2 e C_3 são simultaneamente carregados. As tensões nos indutores L_1 e L_4 são expressas como V_1 e V_{C1} , respectivamente. As tensões nos indutores L_2 e L_3 , bem como nos indutores L_5 e L_6 , são descritas por $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A tensão em todos os interruptores, exceto S_2 , é dada por $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ é expressa pela soma de $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, enquanto a corrente através do interruptor S_2 , $i_{S2}(t)$, é definida como $i_{L1}(t) + i_{C1}(t)$. As correntes nos diodos internos de Q_3 , Q_4 , Q_5 e Q_6 , denotadas por $i_{QD3}(t)$, $i_{QD4}(t)$, $i_{QD5}(t)$ e $i_{QD6}(t)$, são representadas como $(i_{L6}(t) + i_{C3}(t))/2$. Essa etapa se encerra em t_8 , com o circuito equivalente correspondente ilustrado na Figura 59. A duração dessa etapa é dada pela Equação 3.70.

$$\Delta t_8 = \frac{1 - 3D}{3} \cdot T_s \quad (3.70)$$

Figura 59 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R2 - Oitava etapa.

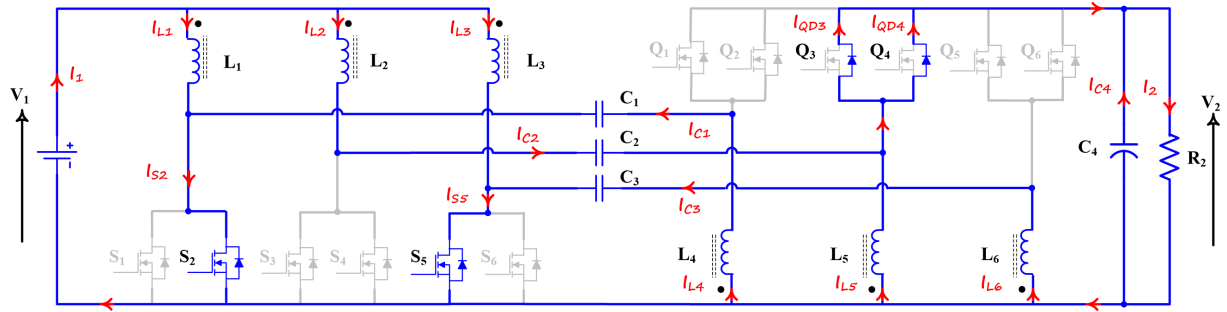


Fonte: Elaboração própria.

Nona etapa [$t_8 \leq t \leq t_9$]: No instante inicial t_8 , o interruptor S_5 inicia sua condução, enquanto o interruptor S_2 continua conduzindo, com todos os demais interruptores mantendo-se desligados. Durante este intervalo, os indutores L_1 , L_3 , L_4 e L_6 acumulam energia, enquanto os indutores L_2 e L_5 realizam a transferência de energia. Os capacitores C_1 e C_3 efetuam a descarga, enquanto o capacitor C_2 está no processo de carregamento. As tensões nos indutores L_1 e L_3 , assim como nos indutores L_4 e L_6 , são determinadas por V_1 e V_{C1} , respectivamente. As tensões nos indutores L_2 e L_5 são expressas como $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A corrente $i_1(t)$ é representada por $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, enquanto as correntes nos interruptores S_2 e S_5 , $i_{S2}(t)$ e $i_{S5}(t)$, são descritas por $i_{L1}(t) + i_{C1}(t)$ e $i_{L3}(t) + i_{C3}(t)$, respectivamente. As correntes nos diodos internos de Q_3 e Q_4 , denotadas como $i_{QD3}(t)$ e $i_{QD4}(t)$, são calculadas por $(i_{L5}(t) + i_{C2}(t))/2$. A etapa se conclui em t_9 , com o circuito equivalente correspondente representado na Figura 60. A duração dessa etapa é dada pela Equação 3.71.

$$\Delta t_9 = \frac{6D - 1}{6} \cdot T_s \quad (3.71)$$

Figura 60 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R2 - Nona etapa.



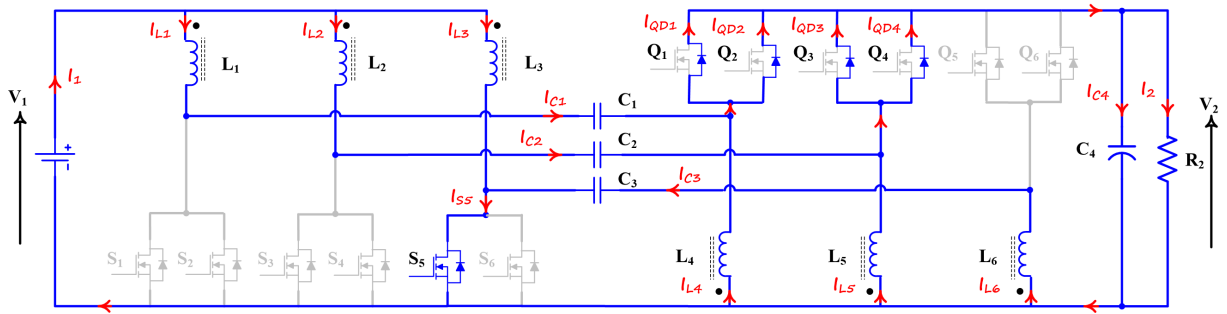
Fonte: Elaboração própria.

Décima etapa [$t_9 \leq t \leq t_{10}$]: No instante inicial t_9 , o interruptor S_5 permanecerá em condução, enquanto o interruptor S_2 passa a ser bloqueado, com os demais interruptores mantendo-se desligados. Durante essa fase, os indutores L_3 e L_6 armazenam energia, enquanto os indutores L_1 , L_2 , L_4 e L_5 realizam a transferência de energia para o circuito. O capacitor C_3 continua o processo de descarga, ao passo que os capacitores C_1 e C_2 estão sendo carregados. As tensões nos indutores L_3 e L_6 são expressas como V_1 e V_{C1} , respectivamente, enquanto as tensões nos indutores L_1 e L_2 , juntamente com os indutores L_4 e L_5 , podem ser determinadas por $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A tensão nos interruptores, exceto no S_5 , é equivalente a $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ é representada por $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, enquanto a corrente

associada ao interruptor S_5 , $i_{S5}(t)$, é dada por $i_{L3}(t) + i_{C3}(t)$. As correntes nos diodos internos de Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 , designadas como $i_{QD1}(t)$, $i_{QD2}(t)$, $i_{QD3}(t)$ e $i_{QD4}(t)$, são calculadas pela expressão $(i_{L4}(t) + i_{C1}(t))/2$. A etapa finaliza em t_{10} , e o circuito equivalente é ilustrado na Figura 61. A duração dessa etapa pode ser obtida pela Equação 3.72.

$$\Delta t_{10} = \frac{1 - 3D}{3} \cdot T_s \quad (3.72)$$

Figura 61 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R2 - Décima etapa.



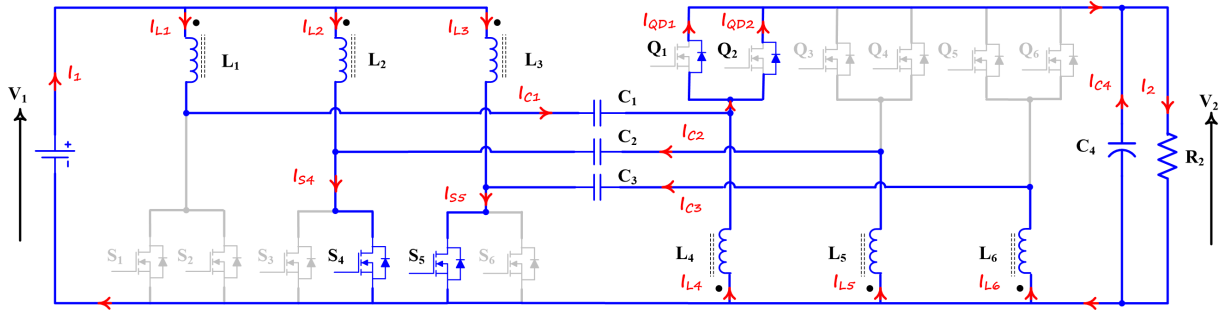
Fonte: Elaboração própria.

Décima Primeira etapa $[t_{10} \leq t \leq t_{11}]$: No instante inicial t_{10} , o interruptor S_4 entra em condução, enquanto o interruptor S_5 permanece conduzindo, com todos os demais interruptores mantendo-se desligados. Durante este intervalo, os indutores L_2 , L_3 , L_5 e L_6 armazenam energia, ao passo que os indutores L_1 e L_4 realizam a transferência de energia para o circuito. Os capacitores C_2 e C_3 continuam o processo de descarga, enquanto o capacitor C_1 inicia seu carregamento. As tensões nos indutores L_2 e L_3 , bem como nos indutores L_5 e L_6 , são definidas como V_1 e V_{C1} , respectivamente. Por outro lado, as tensões nos indutores L_1 e L_4 são dadas por $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A corrente $i_1(t)$ é descrita pela soma $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, enquanto as correntes associadas aos interruptores S_4 e S_5 , $i_{S4}(t)$ e $i_{S5}(t)$, são determinadas por $i_{L2}(t) + i_{C2}(t)$ e $i_{L3}(t) + i_{C3}(t)$, respectivamente. As correntes nos diodos internos de Q_1 e Q_2 , indicadas como $i_{QD1}(t)$ e $i_{QD2}(t)$, são calculadas pela expressão $(i_{L4}(t) + i_{C1}(t))/2$. Esta etapa é concluída em t_{11} , com o circuito equivalente correspondente representado na Figura 62. A duração desta etapa é definida pela Equação 3.73.

$$\Delta t_{11} = \frac{6D - 1}{6} \cdot T_s \quad (3.73)$$

Décima Segunda etapa $[t_{11} \leq t \leq t_{12}]$: No instante inicial t_{11} , o interruptor S_4 permanece conduzindo, enquanto o interruptor S_5 deixa de conduzir, e os demais interruptores

Figura 62 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R2 - Décima Primeira etapa.

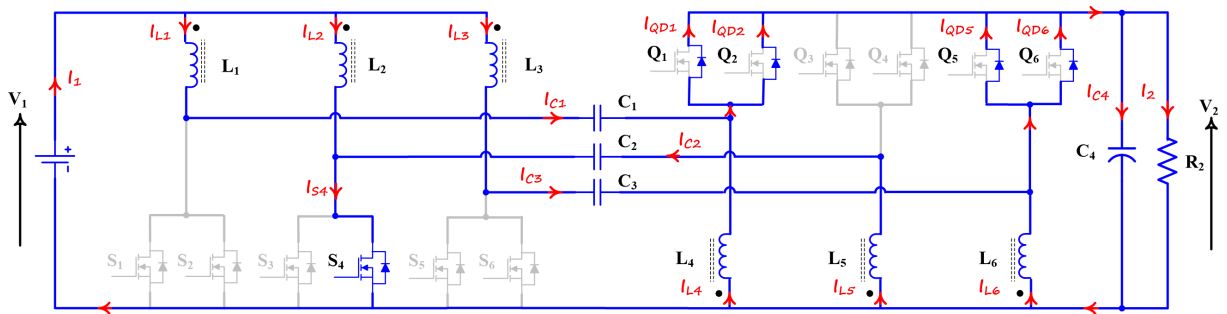


Fonte: Elaboração própria.

permanecem desligados. Nesta fase, os indutores L_2 e L_5 acumulam energia, enquanto os indutores L_1 , L_3 , L_4 e L_6 transferem energia para o circuito. O capacitor C_2 descarrega, enquanto os capacitores C_1 e C_3 estão sendo carregados simultaneamente. As tensões nos indutores L_2 e L_5 são iguais a V_1 e V_{C1} , respectivamente. Por outro lado, as tensões nos indutores L_1 e L_3 , bem como nos indutores L_4 e L_6 , podem ser descritas por $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A tensão que atua em todos os interruptores, com exceção de S_4 , é dada por $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ é definida como a soma de $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ e $i_{L3}(t)$, enquanto a corrente no interruptor S_4 , $i_{S4}(t)$, corresponde a $i_{L2}(t) + i_{C2}(t)$. As correntes nos diodos internos de Q_1 , Q_2 , Q_5 e Q_6 , representadas por $i_{QD1}(t)$, $i_{QD2}(t)$, $i_{QD5}(t)$ e $i_{QD6}(t)$, são determinadas pela Equação $(i_{L4}(t) + i_{C1}(t))/2$. Esta etapa se encerra em t_{12} , sendo o circuito equivalente apresentado na Figura 63. A duração dessa etapa é obtida por meio da Equação 3.74.

$$\Delta t_{12} = \frac{1 - 3D}{3} \cdot T_s \quad (3.74)$$

Figura 63 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R2 - Décima Segunda etapa.



Fonte: Elaboração própria.

3.2.3 Formas de onda teóricas e equacionamento instantâneo dos principais componentes para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , na região R2

A Figura 64 ilustra as formas de onda de tensão e corrente associadas aos componentes principais do conversor operando em MCC na região R2. As formas de onda foram geradas a partir dos sinais PWM aplicados aos interruptores S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 e S_6 ao longo de um período de comutação T_s . Observa-se que, para os indutores e para os capacitores C_1, C_2 e C_3 , a frequência de ondulação das correntes é o dobro da frequência de comutação. Por outro lado, nas portas V_1 e V_2 e no capacitor C_4 , a ondulação exibe uma frequência que corresponde a seis vezes a frequência de comutação. As Equações 3.75 e 3.76 representam as tensões instantâneas nos indutores L_1 e L_4 , respectivamente, sendo válidas para a primeira metade de um período de comutação.

$$V_{L1}(t) = \begin{cases} V_1 & ; \Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3 \\ V_1 - (V_{C1} + V_2) & ; \Delta t_4, \Delta t_5, \Delta t_6 \end{cases} \quad (3.75)$$

$$V_{L4}(t) = \begin{cases} V_{C1} & ; \Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3 \\ -V_2 & ; \Delta t_4, \Delta t_5, \Delta t_6 \end{cases} \quad (3.76)$$

Na primeira metade de um período de comutação, as correntes instantâneas que fluem pelos indutores L_1 e L_4 podem ser calculadas pelas Equações 3.77 e 3.78, respectivamente.

$$i_{L1}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t_0) + \frac{V_1}{L_1} \cdot (t - t_0) & ; t_0 \leq t \leq t_3 \\ i_{L1}(t_3) + \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{L_1} \cdot (t - t_3) & ; t_3 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.77)$$

$$i_{L4}(t) = \begin{cases} i_{L4}(t_0) + \frac{V_{C1}}{L_4} \cdot (t - t_0) & ; t_0 \leq t \leq t_3 \\ i_{L4}(t_3) - \frac{V_2}{L_4} \cdot (t - t_3) & ; t_3 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.78)$$

A corrente instantânea no capacitor C_1 durante a primeira metade de um período de comutação é dada pela Equação 3.79.

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} -i_{L4}(t_0) - \frac{V_{C1}}{L_4} \cdot (t - t_0) & ; t_0 \leq t \leq t_3 \\ i_{L1}(t_3) + \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{L_1} \cdot (t - t_3) & ; t_3 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.79)$$

Ao longo de um período de comutação, a tensão no capacitor C_1 é igual à tensão na porta V_1 , conforme expressa a Equação 3.80.

$$V_{C1}(t) = V_1 \quad ; T_s \quad (3.80)$$

As Equações 3.81 e 3.82 descrevem, respectivamente, a corrente e a tensão instantâneas no interruptor S_1 durante a primeira metade de um período de comutação.

$$i_{S1}(t) = i_{L1}(t_0) + \frac{V_1}{L_1} \cdot (t - t_0) + i_{L4}(t_0) + \frac{V_{C1}}{L_4} \cdot (t - t_0) \quad ; t_0 \leq t \leq t_3 \quad (3.81)$$

$$V_{S1}(t) = V_{C1} + V_2 \quad ; \Delta t_4, \Delta t_5, \Delta t_6 \quad (3.82)$$

As Equações 3.83 e 3.84 descrevem, respectivamente, a corrente e a tensão instantâneas no diodo interno do interruptor Q_1 durante a primeira metade de um período de comutação.

$$i_{QD1}(t) = \frac{i_{L1}(t_3)}{2} + \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{2L_1} \cdot (t - t_3) + \frac{i_{L4}(t_3)}{2} - \frac{V_2}{2L_4} \cdot (t - t_3) \quad ; t_3 \leq t \leq t_6 \quad (3.83)$$

$$V_{QD1}(t) = V_{C1} + V_2 \quad ; \Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3 \quad (3.84)$$

A corrente instantânea que passa pelo capacitor C_4 durante um intervalo correspondente a um sexto do período de comutação é dada pela Equação 3.85.

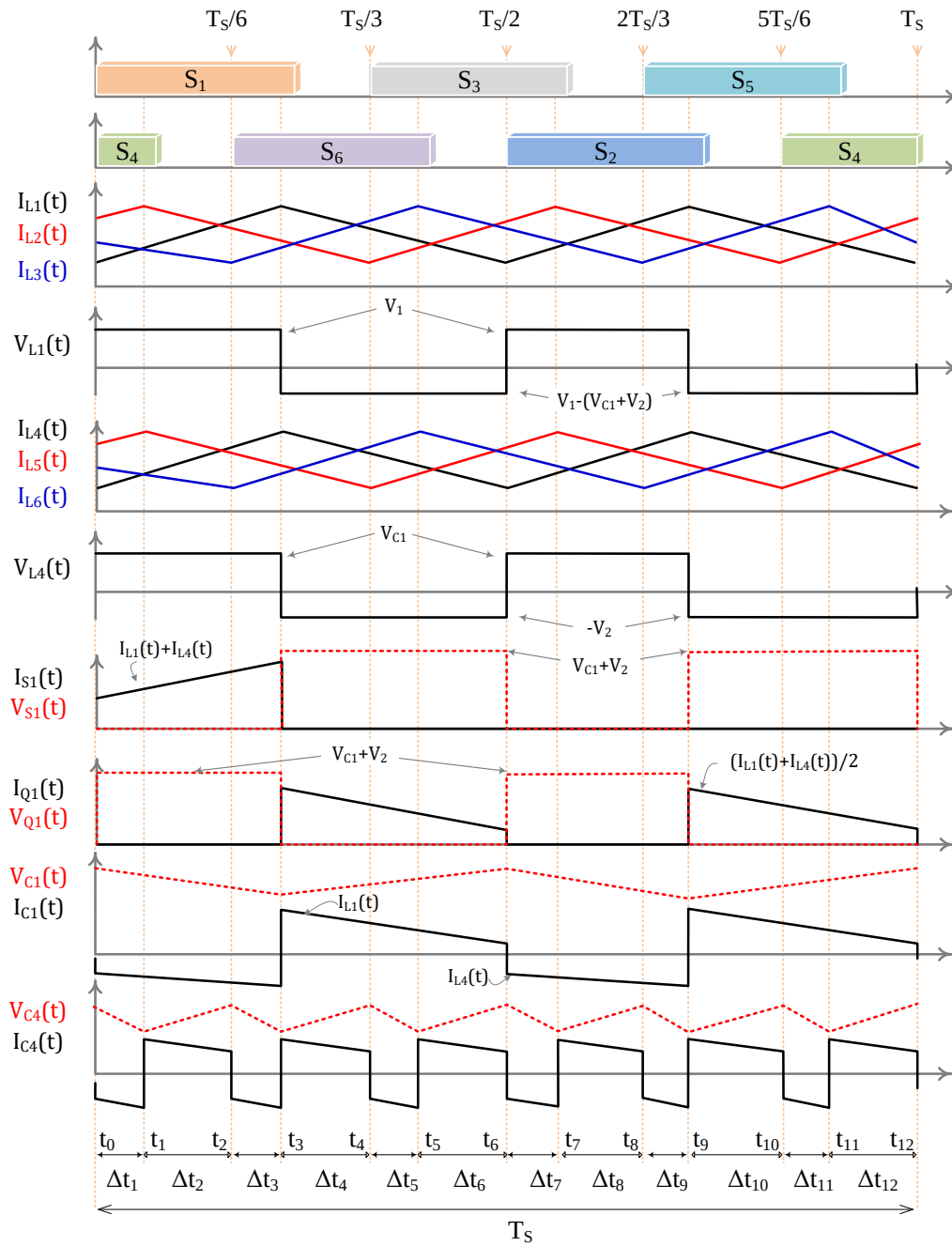
$$i_{C4}(t) = \begin{cases} i_2(t) - 2 \left(\frac{i_{L3}(t_0)}{2} + \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{2L_3} \cdot (t - t_0) + \frac{i_{L6}(t_0)}{2} - \frac{V_2}{2L_6} \cdot (t - t_0) \right) & ; t_0 \leq t \leq t_1 \\ 4 \left(\frac{i_{L3}(t_1)}{2} + \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{2L_3} \cdot (t - t_1) + \frac{i_{L6}(t_1)}{2} - \frac{V_2}{2L_6} \cdot (t - t_1) \right) - i_2(t) & ; t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases}$$

(3.85)

A tensão instantânea do capacitor C_4 é expressa pela Equação 3.86, e permanece igual à tensão na porta V_2 ao longo de todo o período de comutação

$$V_{C4}(t) = V_2 \quad ; T_s \quad (3.86)$$

Figura 64 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em $R2$ - Formas de onda teóricas.



Fonte: Elaboração própria.

3.2.4 Ganho estático em MCC para fluxo de potência de V_1 para V_2 nas regiões $R1$ e $R2$

No contexto do fluxo de potência de V_1 para V_2 , na região $R2$, a relação entre a tensão de saída média (V_2) e a tensão de entrada média (V_1) é determinada pelo ganho estático do conversor, conforme definido pela Equação geral 3.87. Esse ganho é fundamental para caracterizar o desempenho do conversor e sua capacidade de converter energia entre as tensões de entrada e saída na região $R2$.

$$G_{MCCR2(V_1 \rightarrow V_2)} = \frac{V_2}{V_1} \quad (3.87)$$

Como foi previamente mencionado, a frequência da corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 é o dobro da frequência de comutação. Dessa forma, um período da ondulação da corrente no indutor L_1 é determinado pelo tempo total das primeiras seis etapas de operação, correspondendo a $T_s/2$. A energia acumulada no indutor L_1 durante o intervalo $\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3$ é transferida para a carga ao longo dos intervalos $\Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6$. A expressão integral que define o ganho estático em MCC na $R2$ é derivada do cálculo do valor médio da tensão no indutor L_1 , conforme ilustrado pela Equação 3.88.

$$V_{L1} = \frac{2}{T_s} \left(\int_0^{2\Delta t_1 + \Delta t_2} V_{L1}(t) dt + \int_0^{\Delta t_1 + 2\Delta t_2} V_{L1}(t) dt \right) \quad (3.88)$$

Ao substituir os valores correspondentes aos intervalos conforme Equações 3.63 e 3.64 e os valores de tensão no indutor L_1 , conforme estabelecido na Equação 3.75, obtém-se a expressão dada pela Equação 3.89.

$$V_{L1} = \frac{2}{T_s} \left(\int_0^{2\frac{(6D-1)}{6} \cdot T_s + \frac{(1-3D)}{3} \cdot T_s} V_1 dt + \int_0^{\frac{(6D-1)}{6} \cdot T_s + 2\frac{(1-3D)}{3} \cdot T_s} (V_1 - (V_{C1} + V_2)) dt \right) \quad (3.89)$$

É sabido que, em regime permanente, o valor médio da tensão no indutor é igual a zero. Assim, a solução integral da Equação 3.89 pode ser representada pela Equação 3.90.

$$0 = V_1 - V_2 - V_{C1} + 2D \cdot V_2 + 2D \cdot V_{C1} \quad (3.90)$$

Para eliminar a tensão V_{C1} da Equação 3.90, adota-se o mesmo procedimento utilizado na região $R1$. Ao aplicar o princípio da conservação da tensão média no indutor L_4 , obtém-se a Equação 3.91.

$$V_{L4} = \frac{2}{T_s} \left(\int_0^{2\Delta t_1 + \Delta t_2} V_{L4}(t) dt + \int_0^{\Delta t_1 + 2\Delta t_2} V_{L4}(t) dt \right) \quad (3.91)$$

Substituindo os valores correspondentes aos intervalos conforme Equações 3.63 e 3.64 e as expressões das tensões no indutor L_4 (Equação 3.76), chega-se à Equação 3.92.

$$0 = \frac{2}{T_s} \left(\int_0^{2\frac{(6D-1)}{6} \cdot T_s + \frac{(1-3D)}{3} \cdot T_s} V_{C1} dt + \int_0^{\frac{(6D-1)}{6} \cdot T_s + 2\frac{(1-3D)}{3} \cdot T_s} (-V_2) dt \right) \quad (3.92)$$

A resolução da Equação 3.92 leva à obtenção da Equação 3.93, na qual se observa que a tensão no capacitor C_1 permanece a mesma tanto em $R1$ quanto em $R2$.

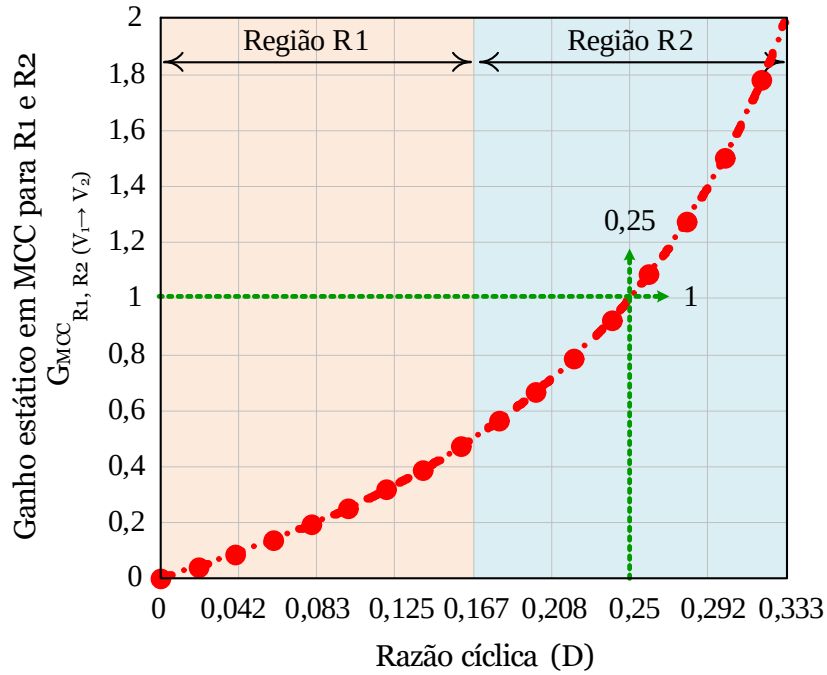
$$V_{C1} = V_2 \cdot \frac{1-2D}{2D} \quad (3.93)$$

Substituindo a Equação 3.93 na Equação 3.90, obtém-se a expressão 3.94, que define o ganho estático do conversor em MCC na região $R2$ para o fluxo de potência de V_1 para V_2 .

$$G_{MCCR2(V_1 \rightarrow V_2)} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{2D}{1-2D} \quad (3.94)$$

As equações 3.36 e 3.94 que descrevem os ganhos estáticos nas regiões $R1$ e $R2$, para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , são apresentadas na Figura 65 em função da razão cíclica. Conforme mencionado anteriormente, observa-se que a operação do conversor na região $R1$ apresenta a característica de abaixador de tensão. Já na região $R2$, o conversor possui uma característica de abaixador-elevador de tensão, operando como abaixador na faixa de razão cíclica entre $1/6$ e $1/4$ e como elevador na faixa de razão cíclica entre $1/4$ e $1/3$.

Figura 65 – Formas de onda em MCC com fluxo de potência de V_1 para V_2 em R1 R2.



Fonte: Elaboração própria.

3.2.5 Cálculo dos valores das indutâncias e das capacitâncias para fluxo de potência de V_1 para V_2 na região R2

A ondulação da corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 será calculada com base no intervalo de tempo $2\Delta t_1 + \Delta t_2$ na região R2, utilizando-se os princípios fundamentais da teoria de circuitos elétricos ou a Equação da Lei de Faraday. Durante esse intervalo, a tensão aplicada ao indutor L_1 igual a V_1 , e a duração correspondente é $D \cdot T_s$. Assim, a tensão no indutor L_1 , em função da razão cíclica, da frequência de comutação, da ondulação de corrente e da indutância L_1 , será expressa por:

$$V_1 = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{D \cdot T_s} \quad (3.95)$$

A partir da Equação do ganho, a tensão V_1 pode ser expressa como $V_2 \cdot (1 - 2D)/2D$. Ao substituir essa expressão na Equação 3.95, obtém-se a Equação 3.96, que determina o valor da indutância L_1 . Essa relação também é aplicável às indutâncias dos indutores L_2 e L_3 .

$$L_{1,2,3} = \frac{V_2}{2\Delta I_{L1} \cdot f_s} \cdot (1 - 2D) \quad (3.96)$$

Durante o intervalo $2\Delta t_1 + \Delta t_2$, a tensão no indutor L_4 é representada por V_{C1} , a qual é determinada pela Equação 3.80. A duração desse intervalo é dada por $D \cdot T_s$. Ao substituir essa informação na Equação da Lei de Faraday, obtém-se a expressão que descreve a indutância do indutor L_4 , sendo que essa relação também é válida para os indutores L_5 e L_6 .

$$L_{4,5,6} = \frac{V_2}{2\Delta I_{L4} \cdot f_s} \cdot (1 - 2D) \quad (3.97)$$

Observa-se que, ao calcular as indutâncias L_1 a L_6 nas regiões $R1$ e $R2$ para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , as mesmas expressões foram obtidas em ambas as condições. Esse resultado indica que o comportamento indutivo do sistema é independente da região de operação considerada, o que evidencia a consistência das relações matemáticas derivadas. De acordo com a forma de onda da corrente no capacitor de saída C_4 , ilustrada na Figura 64, observa-se que, durante o intervalo de tempo Δt_2 , a corrente que circula através do capacitor é positiva, o que resulta no processo de carregamento do mesmo. Em consequência, a variação da tensão sobre o capacitor pode ser expressa pela Equação 3.98.

$$\Delta V_2 = \frac{1}{C_4} \int_0^{\Delta t_2} i_{C4}(t) dt \quad (3.98)$$

Constata-se que, no intervalo de tempo Δt_2 , a corrente que flui através do capacitor C_4 pode ser descrita pela Equação 3.99:

$$i_{C4}(t) = 4i_{QD3}(t) - i_2(t) \quad ; t_1 \leq t \leq t_2 \quad (3.99)$$

O valor médio da corrente nos diodos internos dos interruptores "Q" durante o intervalo $\Delta t_1 + 2\Delta t_2$ é calculado em função da corrente I_2 , de acordo com a seguinte fórmula:

$$i_{QD\text{med}(\Delta t_1 + 2\Delta t_2)} = \frac{I_2}{6(1 - 2D)} \quad ; t_3 \leq t \leq t_6 \quad (3.100)$$

Ao substituir a Equação 3.100 na Equação 3.99, obtém-se a expressão para a corrente média no capacitor C_4 durante o intervalo Δt_2 .

$$i_{C4}(t) = I_2 \cdot \frac{6D - 1}{3 - 6D} \quad ; t_1 \leq t \leq t_2 \quad (3.101)$$

Ao substituir a expressão 3.101 na Equação 3.98, obtém-se a Equação que descreve a variação da tensão no capacitor C_4 na região $R2$.

$$\Delta V_2 = \frac{I_2}{9f_s \cdot C_4} \cdot \frac{(1 - 3D) \cdot (6D - 1)}{1 - 2D} \quad (3.102)$$

A capacitância requerida para o capacitor C_4 é calculada com base no valor da ondulação da tensão de saída, sendo expressa pela seguinte Equação:

$$C_4 = \frac{I_2}{9f_s \cdot \Delta V_2} \cdot \frac{(1 - 3D) \cdot (6D - 1)}{1 - 2D} \quad (3.103)$$

A determinação dos valores das capacitâncias dos capacitores C_1 , C_2 e C_3 segue o mesmo procedimento adotado para C_1 na análise da região $R1$. No intervalo $t_0 < t < t_3$, o capacitor C_1 está em fase de descarregamento, conforme ilustrado na Figura 64, e sua corrente média durante esse período é igual à corrente média do indutor L_4 . Com base na Equação 3.104, torna-se possível calcular o valor da capacitância C_1 . De acordo com a Figura 64, o tempo correspondente ao intervalo $t_0 < t < t_3$ é definido por $2\Delta t_1 + \Delta t_2$.

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{2\Delta t_1 + \Delta t_2} i_{L4_med}(t) dt \quad (3.104)$$

A corrente média no indutor L_4 é equivalente a um terço da corrente I_2 . Substituindo essas definições na Equação 3.104, chega-se à seguinte expressão:

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{2 \cdot \frac{(6D-1)}{6} \cdot T_s + \frac{(1-3D)}{3} \cdot T_s} \frac{I_2}{3} dt \quad (3.105)$$

Ao resolver a integral apresentada na Equação 3.105, obtém-se a expressão descrita pela Equação 3.106, a qual representa a ondulação da corrente no capacitor C_1 durante a operação na região $R2$.

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_2}{3f_s \cdot C_1} \cdot D \quad (3.106)$$

A partir da Equação 3.106, o valor da capacitância requerida para o capacitor C_1 é determinado pela Equação 3.107, a qual também é utilizada para o cálculo das capacitâncias dos capacitores C_2 e C_3 em $R1$.

$$C_1 = C_2 = C_3 = \frac{I_2}{3f_s \cdot \Delta V_{C1}} \cdot D \quad (3.107)$$

Verifica-se que, ao determinar as capacitâncias C_1 a C_3 nas regiões $R1$ e $R2$ para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , foram obtidas expressões idênticas em ambas as condições. Esse resultado revela que o comportamento capacitivo do sistema não depende da região de operação analisada, evidenciando, assim, a consistência e a validade das relações matemáticas estabelecidas.

3.2.6 Indutância crítica para fluxo de potência de V_1 para V_2 na região $R2$

Na Região $R2$, a análise da operação do conversor em MCC segue os mesmos princípios estabelecidos para a Região $R1$. Nesse regime, a corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 também atinge zero exatamente ao final de metade do período de comutação. Essa condição caracteriza-se pelo instante em que a corrente mínima nos indutores se torna nula, indicando que a variação de corrente (ΔI_L) atinge seu valor máximo (I_{Lmax}). Similarmente, no modo de condução crítica, ΔI_L equivale ao pico da corrente (I_{Lmax}). Consequentemente, o valor máximo da corrente no indutor L_1 durante a condução do interruptor S_1 pode ser determinado pela Equação 3.108.

$$\Delta I_{L1} = I_{L1max} = \frac{V_1}{L_1} (2\Delta t_1 + \Delta t_2) \quad (3.108)$$

Ao substituir a duração do intervalo $2 \cdot \Delta t_1 + \Delta t_2$, definida como $D \cdot T_s$, chega-se à Equação 3.109.

$$I_{L1max} = \frac{V_1}{L_1 \cdot f_s} \cdot D \quad (3.109)$$

De acordo com a Figura 66, o valor médio da corrente em MCCr é expresso pela Equação 3.110.

$$I_{L1med} = \frac{2}{T_s} \left(\int_0^{2\Delta t_1 + \Delta t_2} \frac{I_{L1max}}{2} dt + \int_0^{\Delta t_1 + 2\Delta t_2} \frac{I_{L1max}}{2} dt \right) \quad (3.110)$$

Ao resolver a integral da Equação 3.110, obtém-se a expressão apresentada na Equação 3.111.

$$I_{L1_{\max}} = 2I_{L1_{\text{med}}} \quad (3.111)$$

A corrente média no indutor L_1 , em termos da corrente I_2 e da razão cíclica, pode ser representada da seguinte maneira:

$$I_{L1_{\text{med}}} = \frac{I_1}{3} = I_2 \cdot \frac{2D}{3(1-2D)} \quad (3.112)$$

Substituindo a Equação 3.111 na Equação 3.108 e igualando-a à mesma a 3.112, obtém-se a expressão final, conforme detalhado na Equação 3.113.

$$L_1 = V_1 \cdot \frac{3-6D}{4I_2 \cdot f_s} \quad (3.113)$$

De maneira semelhante à região $R1$, considerando a Equação do ganho 3.97, a tensão V_1 pode ser expressa como $V_2 \cdot (1-2D)/2D$. Ao substituir essa relação na Equação 3.113, obtém-se a Equação 3.114, que define a indutância crítica na região $R2$. Esse valor representa o mínimo necessário para assegurar a condução contínua ou o ponto crítico ao final de metade do período de comutação ($T_S/2$), conforme ilustrado na Figura 66.

$$L_{1,2,3_{Cr}} = \frac{V_2}{8I_2 \cdot f_s} \cdot \frac{(1-2D) \cdot (3-6D)}{D} \quad (3.114)$$

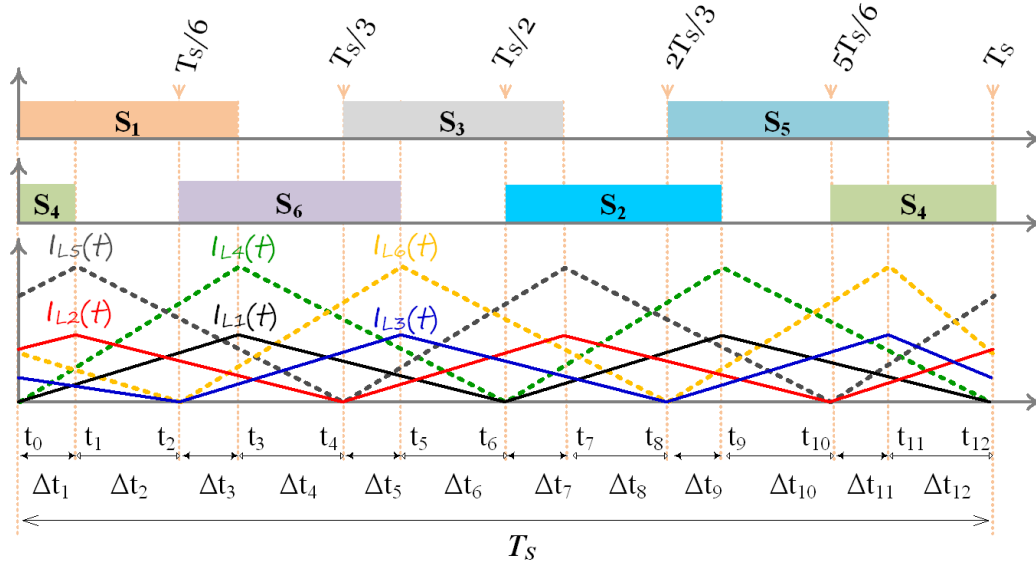
De maneira semelhante à análise realizada para os indutores L_1 , L_2 e L_3 , observa-se que, devido ao maior processamento de corrente pelos indutores L_4 , L_5 e L_6 , a Equação 3.114 não garante o modo de condução crítica para esses indutores. Seguindo o mesmo procedimento adotado anteriormente e com base na Figura 66, a corrente máxima nos indutores L_4 , L_5 e L_6 , em função de I_2 , é determinada pela Equação 3.115.

$$I_{L4_{\max}} = \frac{2I_2}{3} \quad (3.115)$$

No intervalo $2\Delta t_1 + \Delta t_2$, a indutância L_4 é determinada pela Equação 3.116, levando em consideração a substituição de $V_{C1} = V_2 \cdot (1-2D)/2D$.

$$L_4 = \frac{V_2}{2I_{L4_{\max}} f_s} \cdot (1-2D) \quad (3.116)$$

Figura 66 – Sinais de comando dos interruptores e correntes nos indutores em MCCr na região R2.



Fonte: Elaboração própria.

A substituição da Equação 3.115 na Equação 3.116 gera a expressão que define a indutância crítica dos indutores L_4 , L_5 e L_6 . Esse valor representa o limite mínimo requerido para assegurar a operação em condução contínua ou atingir o ponto crítico ao final de metade do período de comutação ($T_s/2$), conforme ilustrado na Figura 66.

$$L_{4,5,6Cr} = \frac{3V_2}{2I_2 \cdot f_s} \cdot (1 - 2D) \quad (3.117)$$

A indutância crítica L_4 em função da indutância crítica L_1 é expressa pela Equação 3.118. Verifica-se que a relação entre as indutâncias críticas dos indutores L_1 , L_2 e L_3 e a indutância crítica dos indutores L_4 , L_5 e L_6 a mesma tanto na região R1 quanto na região R2.

$$L_{4Cr} = L_{1Cr} \cdot \frac{2D}{1 - 2D} \quad (3.118)$$

3.3 Análise do primeiro conversor em MCC para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , na região R3

Nesta seção, são apresentados os detalhes das etapas de operação e as características principais do conversor analisado, considerando tanto o MCC quanto o MCCr na região R3. São abordados o ganho estático, os princípios operacionais, as equações fundamentais e as formas de onda do conversor.

3.3.1 Intervalos de tempo das etapas de operação para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , na região R3

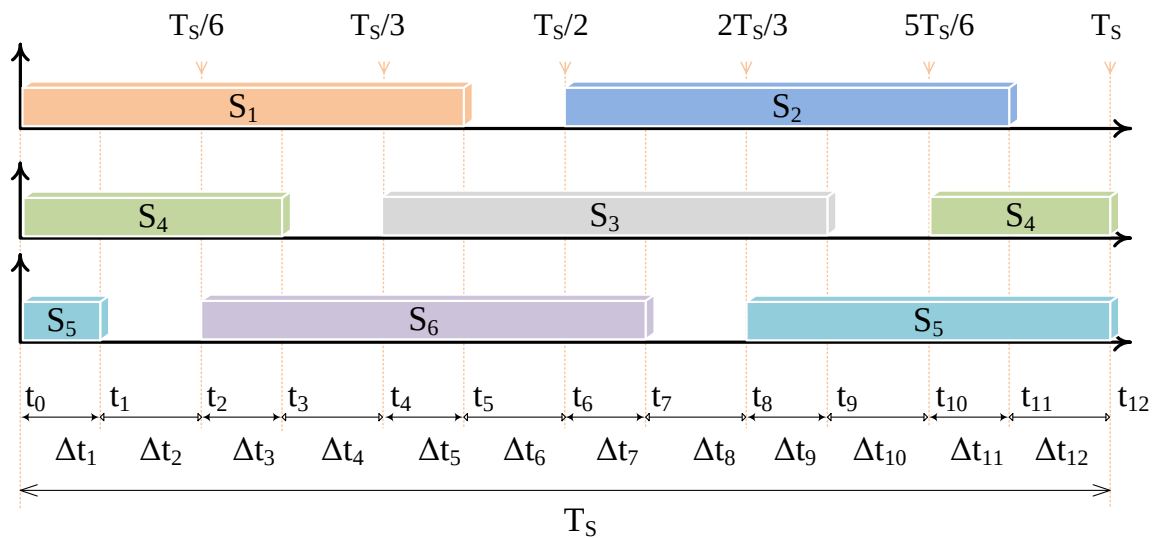
O funcionamento do conversor na região de operação R3, em termos de tempo e número de interruptores em condução simultânea, está descrito na Tabela 4. O diagrama de comando simplificado para esta região é apresentado na Figura 67.

Tabela 4 – Razão cíclica e simultaneidade em R3.

Região	Razão Cíclica	Simultaneidade
R3	$1/3 < D < 1/2$	Dois a três interruptores

Fonte: Elaboração própria.

Figura 67 – Diagrama dos sinais de comando dos interruptores "S", de V_1 para V_2 , na região R3.



Fonte: Elaboração própria.

O intervalo de tempo de cada etapa de operação do conversor na região R3 é dado pela Equação 3.119.

$$\begin{cases} \Delta t_1 = t_1 - t_0, \Delta t_2 = t_2 - t_1, \Delta t_3 = t_3 - t_2, \Delta t_4 = t_4 - t_3, \\ \Delta t_5 = t_5 - t_4, \Delta t_6 = t_6 - t_5, \Delta t_7 = t_7 - t_6, \Delta t_8 = t_8 - t_7, \\ \Delta t_9 = t_9 - t_8, \Delta t_{10} = t_{10} - t_9, \Delta t_{11} = t_{11} - t_{10}, \Delta t_{12} = t_{12} - t_{11} \end{cases} \quad (3.119)$$

Dada a simetria dos sinais de comando na Figura 67, pode-se concluir que os tempos ímpares são iguais entre si, assim como os tempos pares. Assim, esses intervalos de tempo

podem ser reescritos em função da razão cíclica D e do período de comutação T_S , conforme a Equação 3.120.

$$\begin{cases} \Delta t_1 = \frac{3D-1}{3} \cdot T_S \\ \Delta t_2 = \frac{1-2D}{2} \cdot T_S \end{cases} \quad (3.120)$$

3.3.2 Descrição das etapas do funcionamento em MCC para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , na região R_3

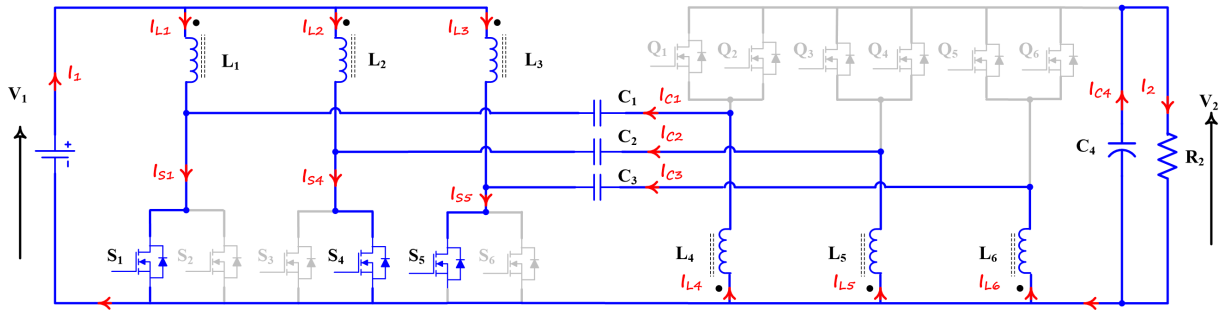
Nesta seção, descreve-se a operação do conversor na região R_3 , a qual segue os mesmos princípios previamente apresentados para as regiões R_1 e R_2 no MCC. Nesse modo de operação, as correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 permanecem contínuas ao longo de todo o período de comutação, não atingindo valor nulo em nenhum instante. O período de comutação é dividido em doze etapas distintas. Em cada etapa, os elementos do circuito pelos quais a corrente circula são destacados em azul nos respectivos circuitos equivalentes, de modo a facilitar a compreensão dos caminhos de condução.

Primeira etapa $[t_0, t_1]$: No instante inicial t_0 , os interruptores S_1 , S_4 e S_5 encontram-se conduzindo, enquanto os demais permanecem desligados. Durante esta etapa, todos os indutores acumulam energia, enquanto os capacitores C_1 , C_2 e C_3 realizam o processo de descarga simultaneamente. As tensões presentes nos indutores L_1 a L_3 , bem como naqueles designados como L_4 a L_6 , são descritas pelas expressões V_1 e V_{C1} , respectivamente. A tensão nos interruptores, com exceção de S_1 , S_4 e S_5 , é dada por $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ é definida como a soma de $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ e $i_{L3}(t)$, enquanto as correntes $i_{S1}(t)$, $i_{S4}(t)$ e $i_{S5}(t)$ são expressas, respectivamente, por $i_{L1}(t) + i_{C1}(t)$, $i_{L2}(t) + i_{C2}(t)$ e $i_{L3}(t) + i_{C3}(t)$. As correntes nos diodos internos dos interruptores Q são nulas, e o capacitor C_4 fornecerá a energia necessária para alimentar a carga. Esta etapa será concluída no instante t_1 , e o circuito equivalente correspondente está representado na Figura 68. A duração dessa etapa é determinada pela Equação 3.121.

$$\Delta t_1 = \frac{3D-1}{3} \cdot T_S \quad (3.121)$$

Segunda etapa $[t_1, t_2]$: No instante inicial t_1 , os interruptores S_1 e S_4 permanecem em condução, enquanto o interruptor S_5 entra em bloqueio, com os demais interruptores mantendo-se desligados. Durante essa fase, observa-se que os indutores L_1 , L_2 , L_4 e L_5 acumulam energia,

Figura 68 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R3 - Primeira etapa.

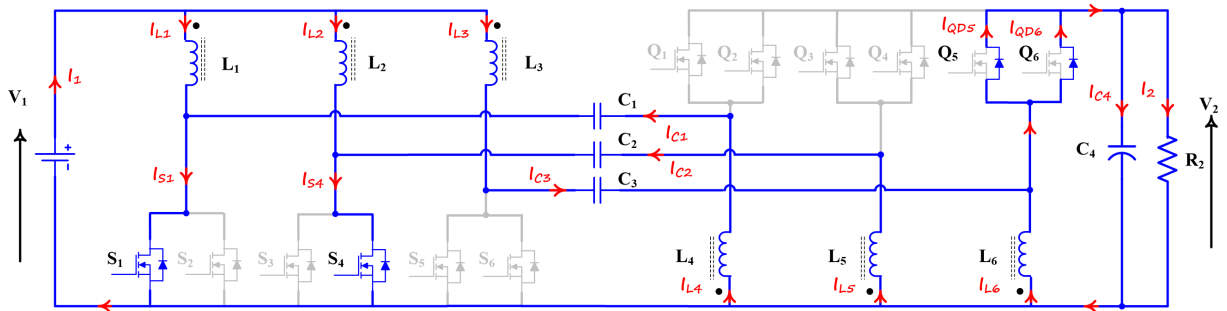


Fonte: Elaboração própria.

enquanto os indutores L_3 e L_6 realizam a transferência de energia. Os capacitores C_1 e C_2 continuam no processo de descarga, enquanto o capacitor C_3 inicia o processo de carga. As tensões nos indutores L_1 e L_2 , assim como nos indutores L_4 e L_5 , são expressas por V_1 e V_{C1} , respectivamente. As tensões nos indutores L_3 e L_6 são definidas por $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A tensão nos interruptores, com exceção de S_1 e S_4 , é dada por $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ é expressa como a soma das correntes $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ e $i_{L3}(t)$, enquanto as correntes nos interruptores S_1 e S_4 , $i_{S1}(t)$ e $i_{S4}(t)$, são descritas por $i_{L1}(t) + i_{C1}(t)$ e $i_{L2}(t) + i_{C2}(t)$, respectivamente. As correntes nos diodos internos de Q_5 e Q_6 , representadas por $i_{QD5}(t)$ e $i_{QD6}(t)$, são expressas por $(i_{L6}(t) + i_{C3}(t))/2$. Esta etapa será concluída no instante t_2 , e o circuito equivalente correspondente está ilustrado na Figura 69. A duração dessa etapa é definida pela Equação 3.122.

$$\Delta t_2 = \frac{1 - 2D}{2} \cdot T_S \quad (3.122)$$

Figura 69 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R3 - Segunda etapa.



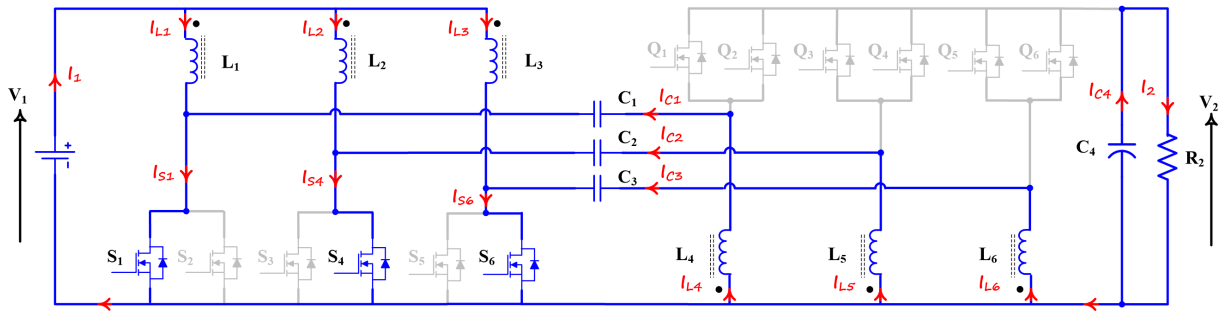
Fonte: Elaboração própria.

Terceira etapa $[t_2, t_3]$: No instante inicial t_2 , o interruptor S_6 passa a conduzir, enquanto os interruptores S_1 e S_4 mantêm-se em condução, e os demais interruptores permanecem

em estado desligado. Esta etapa apresenta semelhanças com a primeira etapa, sendo concluída no instante t_3 . O circuito equivalente correspondente encontra-se ilustrado na Figura 70, e a duração desta etapa é definida pela Equação 3.123.

$$\Delta t_3 = \frac{3D - 1}{3} \cdot T_S \quad (3.123)$$

Figura 70 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R3 - Terceira etapa.



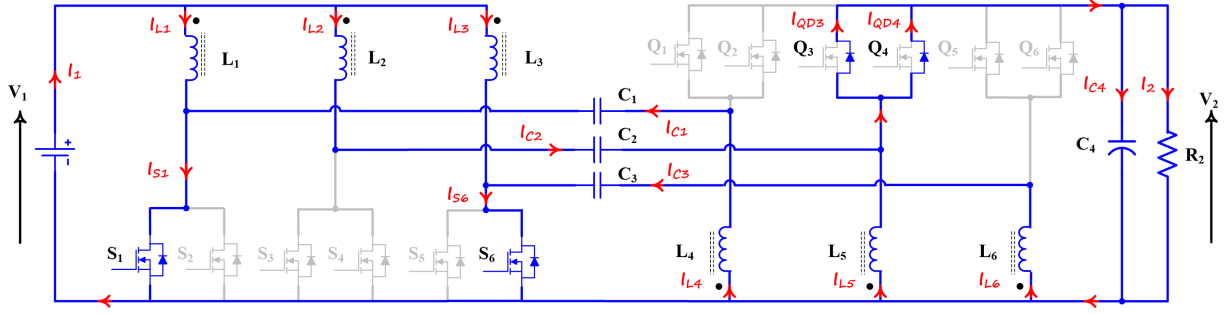
Fonte: Elaboração própria.

Quarta etapa $[t_3, t_4]$: No instante inicial t_3 , o interruptor S_1 e o interruptor S_6 permanecem em condução, enquanto o interruptor S_4 entra em estado de bloqueio. Os demais interruptores continuam desligados. Durante esta etapa, os indutores L_1 , L_3 , L_4 e L_6 estão armazenando energia, ao passo que os indutores L_2 e L_5 realizam a transferência de energia para o circuito. Os capacitores C_1 e C_3 continuam descarregando, enquanto o capacitor C_2 inicia o processo de carga. As tensões nos indutores L_1 e L_3 , assim como nos indutores L_4 e L_6 , são determinadas por V_1 e V_{C1} , respectivamente. Já as tensões nos indutores L_2 e L_5 são expressas por $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A tensão nos interruptores, exceto S_1 e S_6 , é dada por $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ é representada pela soma das correntes $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ e $i_{L3}(t)$, enquanto as correntes nos interruptores S_1 e S_6 , $i_{S1}(t)$ e $i_{S6}(t)$, são descritas como $i_{L1}(t) + i_{C1}(t)$ e $i_{L3}(t) + i_{C3}(t)$, respectivamente. As correntes nos diodos internos de Q_3 e Q_4 , $i_{QD3}(t)$ e $i_{QD4}(t)$, são expressas pela média de $(i_{L5}(t) + i_{C2}(t))/2$. Esta etapa será concluída no instante t_4 , e o circuito equivalente correspondente encontra-se ilustrado na Figura 71. A duração desta etapa é determinada pela Equação 3.124.

$$\Delta t_4 = \frac{1 - 2D}{2} \cdot T_S \quad (3.124)$$

Quinta etapa $[t_4, t_5]$: No instante inicial t_4 , o interruptor S_3 passa a conduzir, enquanto os interruptores S_1 e S_6 permanecem em condução, e os demais interruptores continuam

Figura 71 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R3 - Quarta etapa.

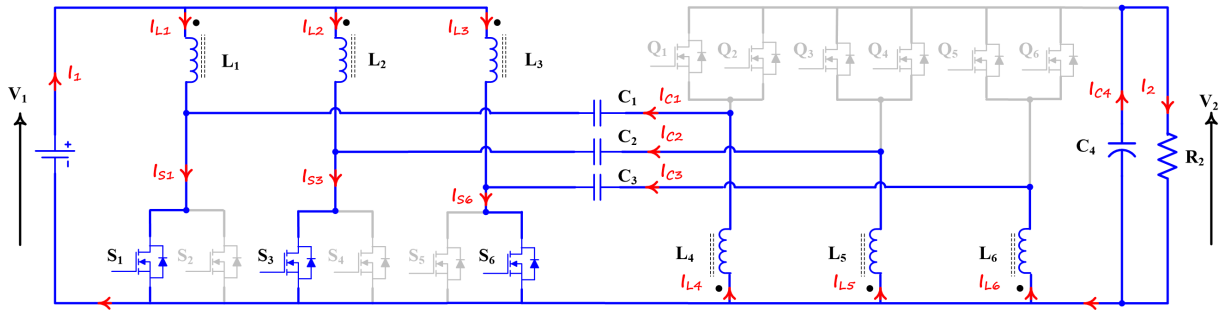


Fonte: Elaboração própria.

desligados. Esta etapa apresenta características semelhantes às da primeira e da terceira etapas, sendo encerrada no instante t_5 . O circuito equivalente correspondente está representado na Figura 72, e o tempo de duração desta etapa é definido pela Equação 3.125.

$$\Delta t_5 = \frac{3D - 1}{3} \cdot T_s \quad (3.125)$$

Figura 72 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R3 - Quinta etapa.



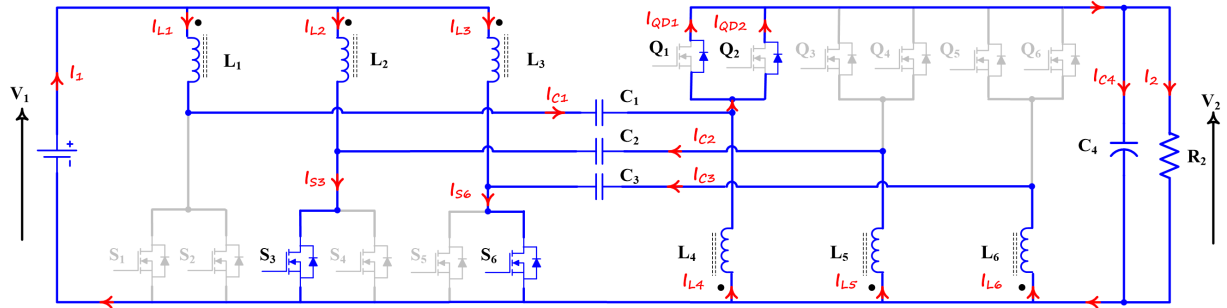
Fonte: Elaboração própria.

Sexta etapa $[t_5, t_6]$: No instante inicial t_5 , enquanto os interruptores S_3 e S_6 permanecem em condução, o interruptor S_1 entra em bloqueio. Durante essa etapa, os indutores L_2 , L_3 , L_5 e L_6 estão acumulando energia, enquanto L_1 e L_4 realizam a transferência de energia. Os capacitores C_2 e C_3 continuam descarregando, enquanto o capacitor C_1 inicia o processo de carregamento. A tensão nos indutores L_2 e L_3 , bem como nos indutores L_5 e L_6 , é dada por V_1 e V_{C1} , respectivamente, enquanto nos indutores L_1 e L_4 , a tensão é expressa por $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A corrente $i_1(t)$ é expressa como a soma de $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ e $i_{L3}(t)$, e as correntes nos interruptores S_3 e S_6 , $i_{S3}(t)$ e $i_{S6}(t)$, são definidas por $i_{L2}(t) + i_{C2}(t)$ e $i_{L3}(t) + i_{C3}(t)$, respectivamente. As correntes nos diodos internos de Q_1 e Q_2 , representadas por $i_{QD1}(t)$ e $i_{QD2}(t)$, são calculadas como $(i_{L4}(t) + i_{C1}(t))/2$. Esta etapa se encerra no instante t_6 , e o circuito

equivalente correspondente está ilustrado na Figura 73. A duração dessa etapa é estabelecida pela Equação 3.126.

$$\Delta t_6 = \frac{1 - 2D}{2} \cdot T_s \quad (3.126)$$

Figura 73 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R3 - Sexta etapa.

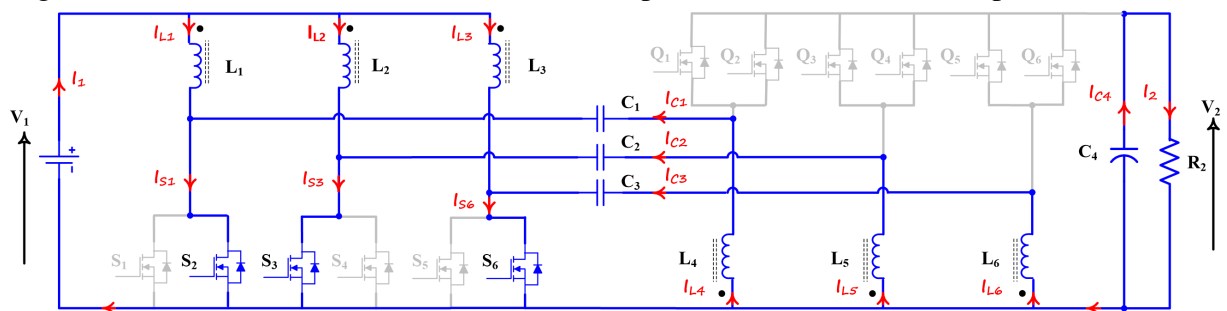


Fonte: Elaboração própria.

Sétima etapa $[t_6, t_7]$: No instante inicial t_6 , o interruptor S_2 inicia a condução, enquanto os interruptores S_3 e S_6 mantêm-se em condução. Os demais interruptores continuam desligados. Esta etapa apresenta características semelhantes às da primeira, terceira e quinta etapas, sendo concluída no instante t_7 . O circuito equivalente correspondente é mostrado na Figura 74, e o tempo de duração dessa etapa é definido pela Equação 3.127.

$$\Delta t_7 = \frac{3D - 1}{3} \cdot T_s \quad (3.127)$$

Figura 74 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R3 - Sétima etapa.



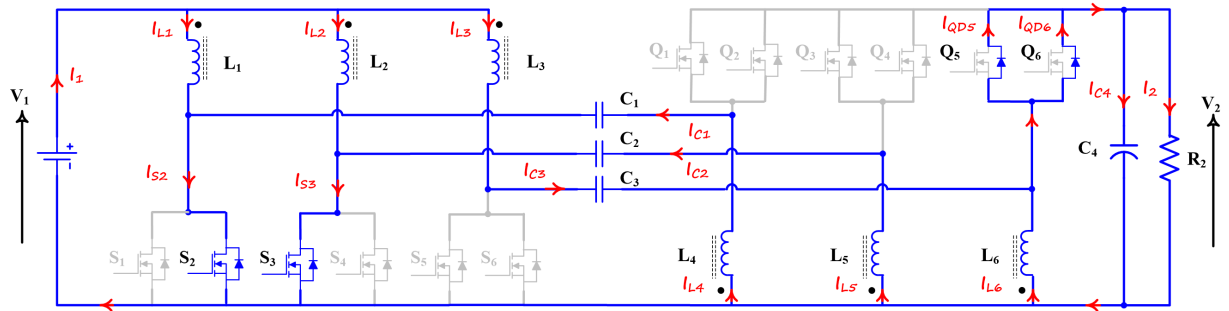
Fonte: Elaboração própria.

Oitava etapa $[t_7, t_8]$: No instante inicial t_7 , o interruptor S_6 entra em estado de bloqueio, enquanto os interruptores S_2 e S_3 permanecem conduzindo, com os demais interruptores

mantendo-se desligados. Os capacitores C_1 e C_2 continuam pelo processo de descarga, enquanto o capacitor C_3 inicia o processo de carregamento. Durante este intervalo, os indutores L_3 e L_6 promovem a transferência de energia, enquanto os indutores L_1 , L_2 , L_4 e L_5 realizam o armazenamento de energia. As correntes nos interruptores S_2 e S_3 , $i_{S2}(t)$ e $i_{S3}(t)$, são determinadas por $i_{L1}(t) + i_{C1}(t)$ e $i_{L2}(t) + i_{C2}(t)$, respectivamente. A corrente $i_1(t)$ pode ser descrita como $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$. As correntes nos diodos internos de Q_5 e Q_6 , denotadas por $i_{QD5}(t)$ e $i_{QD6}(t)$, são definidas por $(i_{L6}(t) + i_{C3}(t))/2$. As tensões nos indutores L_1 e L_2 , bem como em L_4 e L_5 , são descritas por V_1 e V_{C1} , respectivamente. Por outro lado, as tensões nos indutores L_3 e L_6 são expressas como $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. Esta etapa é concluída no instante t_8 , sendo o circuito equivalente correspondente ilustrado na Figura 75. O período de duração dessa etapa é estabelecido pela Equação 3.128.

$$\Delta t_8 = \frac{1 - 2D}{2} \cdot T_s \quad (3.128)$$

Figura 75 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R3 - Oitava etapa.



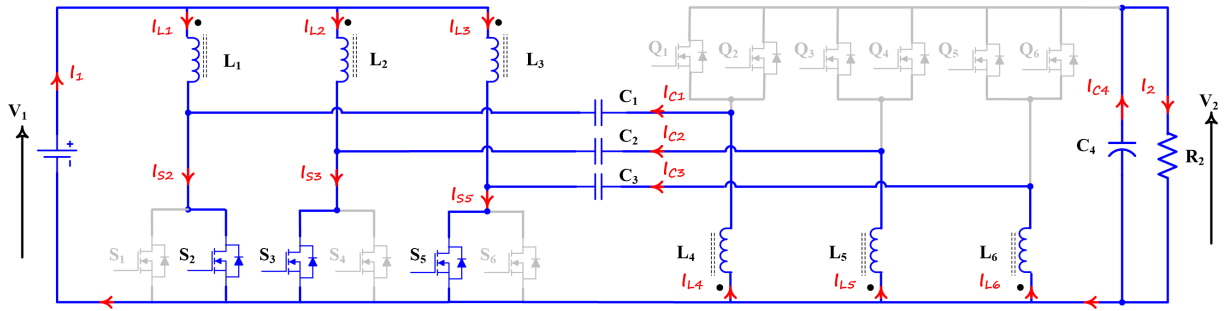
Fonte: Elaboração própria.

Nona etapa $[t_8, t_9]$: No instante inicial t_8 , o interruptor S_5 inicia seu estado de condução, enquanto os interruptores S_3 e S_6 continuam conduzindo. Os demais interruptores permanecem em estado desligado. Esta etapa compartilha características com as etapas primeira, terceira, quinta e sétima, encerrando-se no instante t_9 . O circuito equivalente desta etapa está representado na Figura 76, enquanto a duração correspondente é definida pela Equação 3.129.

$$\Delta t_9 = \frac{3D - 1}{3} \cdot T_s \quad (3.129)$$

Décima etapa $[t_9, t_{10}]$: No instante inicial t_9 , o interruptor S_3 cessa sua condução, enquanto os interruptores S_2 e S_6 permanecem em estado de condução, e os demais interruptores

Figura 76 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R3 - Nona etapa.

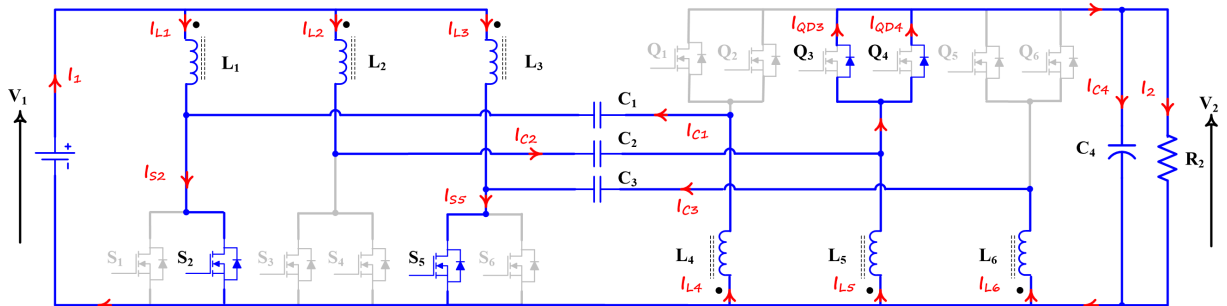


Fonte: Elaboração própria.

mantêm-se desligados. Durante este intervalo, ocorre o armazenamento de energia nos indutores L_1 , L_3 , L_4 e L_6 , enquanto os indutores L_2 e L_5 são responsáveis pela transferência de energia. Simultaneamente, os capacitores C_1 e C_3 encontram-se em processo de descarga, ao passo que o capacitor C_2 inicia o processo de carregamento. As tensões presentes nos indutores L_1 e L_3 , assim como nos indutores L_4 e L_6 , são definidas por V_1 e V_{C1} , respectivamente. Por outro lado, as tensões nos indutores L_2 e L_5 são representadas pelas expressões $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. A corrente $i_1(t)$ é caracterizada pela soma $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$. As correntes nos interruptores S_2 e S_5 , identificadas como $i_{S2}(t)$ e $i_{S5}(t)$, podem ser descritas pelas expressões $i_{L1}(t) + i_{C1}(t)$ e $i_{L3}(t) + i_{C3}(t)$, respectivamente. As correntes que atravessam os diodos internos de Q_3 e Q_4 , designadas por $i_{QD3}(t)$ e $i_{QD4}(t)$, são calculadas conforme a expressão $(i_{L5}(t) + i_{C2}(t))/2$. Esta etapa se encerra no instante t_{10} , sendo o circuito equivalente correspondente representado na Figura 77. O tempo de duração desta etapa é determinado pela Equação 3.130.

$$\Delta t_{10} = \frac{1 - 2D}{2} \cdot T_s \quad (3.130)$$

Figura 77 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R3 - Décima etapa.

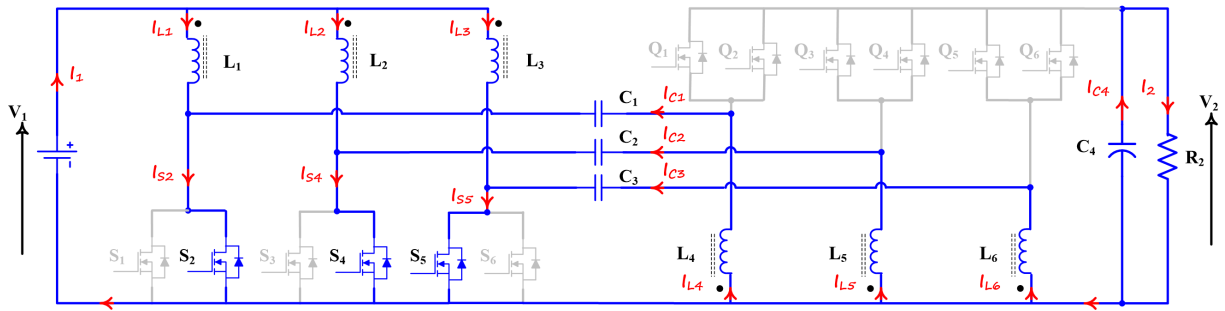


Fonte: Elaboração própria.

Décima Primeira etapa $[t_{10}, t_{11}]$: No instante inicial t_{10} , o interruptor S_4 inicia o estado de condução, enquanto os interruptores S_2 e S_5 permanecem em condução. Todos os demais interruptores mantêm-se desligados durante este intervalo. Esta etapa apresenta características similares às etapas anteriores, como a primeira, terceira, quinta, sétima, e nona sendo encerrada no instante t_{11} . O circuito equivalente associado a esta etapa está representado na Figura 78, e o tempo de duração desta etapa é estabelecida pela Equação 3.131.

$$\Delta t_{11} = \frac{3D - 1}{3} \cdot T_s \quad (3.131)$$

Figura 78 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R3 - Décima Primeira etapa.

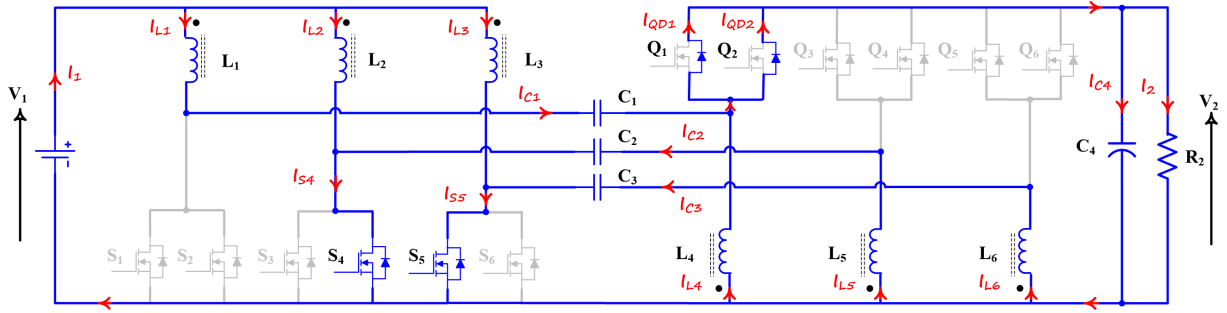


Fonte: Elaboração própria.

Décima Segunda etapa $[t_{11}, t_{12}]$: No instante inicial t_{11} , o interruptor S_2 entra em estado de bloqueio, enquanto os interruptores S_4 e S_5 permanecem conduzindo, e os demais interruptores continuam desligados. Os capacitores C_2 e C_3 permanecem descarregando, enquanto o capacitor C_1 inicia o processo de carregamento. Durante este intervalo, os indutores L_1 e L_4 realizam a transferência de energia para o circuito, enquanto os indutores L_2 , L_3 , L_5 e L_6 acumulam energia. As tensões nos indutores L_2 e L_3 , bem como nos indutores L_5 e L_6 , são definidas como V_1 e V_{C1} , respectivamente. Já as tensões nos indutores L_1 e L_4 são descritas por $V_1 - (V_{C1} + V_2)$ e $-V_2$, respectivamente. As correntes nos interruptores S_4 e S_5 , denominadas $i_{S4}(t)$ e $i_{S5}(t)$, são expressas por $i_{L2}(t) + i_{C2}(t)$ e $i_{L3}(t) + i_{C3}(t)$, respectivamente, enquanto a corrente $i_1(t)$ é determinada pela soma $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$. Além disso, as correntes nos diodos internos de Q_1 e Q_2 , representadas como $i_{QD1}(t)$ e $i_{QD2}(t)$, são calculadas por meio da expressão $(i_{L4}(t) + i_{C1}(t))/2$. Esta etapa é concluída no instante t_{12} , sendo o circuito equivalente correspondente ilustrado na Figura 79. A duração desta etapa é estabelecida pela Equação 3.132.

$$\Delta t_{12} = \frac{1 - 2D}{2} \cdot T_s \quad (3.132)$$

Figura 79 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R3 - Décima Segunda etapa.



Fonte: Elaboração própria.

3.3.3 Formas de onda teóricas e equacionamento instantâneo dos principais componentes para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , na região R3

A Figura 80 apresenta as formas de onda de tensão e corrente relacionadas aos principais componentes do conversor operando em MCC na região R3. Essas formas de onda foram derivadas a partir dos sinais PWM aplicados aos interruptores S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 e S_6 durante um ciclo de comutação T_S . Verifica-se que, para os indutores e os capacitores C_1 , C_2 e C_3 , a frequência de ondulação das correntes é duas vezes maior que a frequência de comutação. Já nas portas V_1 e V_2 e no capacitor C_4 , a ondulação apresenta uma frequência equivalente a seis vezes a frequência de comutação. As expressões 3.133 e 3.134 descrevem as tensões instantâneas nos indutores L_1 e L_4 , respectivamente, sendo essas equações aplicáveis à primeira metade de um período de comutação.

$$V_{L1}(t) = \begin{cases} V_1 & ; \Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3, \Delta t_4, e \Delta t_5 \\ V_1 - (V_{C1} + V_2) & ; \Delta t_6 \end{cases} \quad (3.133)$$

$$V_{L4}(t) = \begin{cases} V_{C1} & ; \Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3, \Delta t_4, e \Delta t_5 \\ -V_2 & ; \Delta t_6 \end{cases} \quad (3.134)$$

Durante a metade de um período de comutação, as correntes instantâneas que atravessam os indutores L_1 e L_4 podem ser determinadas pelas Equações 3.135 e 3.136, respectivamente.

$$i_{L1}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t_0) + \frac{V_1}{L_1} \cdot (t - t_0) & ; t_0 \leq t \leq t_5 \\ i_{L1}(t_5) + \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{L_1} \cdot (t - t_5) & ; t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.135)$$

$$i_{L4}(t) = \begin{cases} i_{L4}(t_0) + \frac{V_{C1}}{L_4} \cdot (t - t_0) & ; t_0 \leq t \leq t_1 \\ i_{L4}(t_5) - \frac{V_2}{L_4} \cdot (t - t_5) & ; t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.136)$$

A corrente instantânea no capacitor C_1 durante a metade de um período de comutação é descrita pela Equação 3.137.

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} -i_{L4}(t_0) - \frac{V_{C1}}{L_2} (t - t_0) & ; t_0 \leq t \leq t_5 \\ i_{L1}(t_5) + \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{L_1} \cdot (t - t_5) & ; t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.137)$$

Ao longo de um período de comutação, a tensão no capacitor corresponde à tensão na porta V_1 , conforme definida pela Equação 3.138.

$$V_{C1}(t) = V_1 \quad ; T_S \quad (3.138)$$

As Equações 3.139 e 3.140 descrevem, respectivamente, a corrente e a tensão instantâneas no interruptor S_1 durante metade de um período de comutação.

$$i_{S1}(t) = i_{L1}(t_0) + \frac{V_1}{L_1} \cdot (t - t_0) + i_{L4}(t_0) + \frac{V_{C1}}{L_4} \cdot (t - t_0) \quad ; t_0 \leq t \leq t_5 \quad (3.139)$$

$$V_{S1}(t) = V_{C1} + V_2 \quad ; t_5 \leq t \leq t_6 \quad (3.140)$$

As Equações 3.141 e 3.142 representam, respectivamente, a corrente e a tensão instantâneas no diodo interno do interruptor Q_1 ao longo de metade de um período de comutação.

$$i_{QD1}(t) = \frac{i_{L1}(t_5)}{2} + \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{2L_1} \cdot (t - t_5) + \frac{i_{L4}(t_5)}{2} - \frac{V_2}{2L_4} \cdot (t - t_5) \quad ; t_5 \leq t \leq t_6 \quad (3.141)$$

$$V_{QD1}(t) = V_{C1} + V_2 \quad ; t_0 \leq t \leq t_5 \quad (3.142)$$

A corrente instantânea que circula pelo capacitor C_4 durante um intervalo correspondente a um sexto do período de comutação é descrita pela Equação 3.143.

$$i_{C4}(t) = \begin{cases} -i_2(t) & ; t_0 \leq t \leq t_1 \\ 2 \left(\frac{i_{L3} \cdot (t_1)}{2} + \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{2L_3} \cdot (t - t_1) + \frac{i_{L6}(t_1)}{2} - \frac{V_2}{2L_6} \cdot (t - t_1) \right) - i_2(t) & ; t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (3.143)$$

A tensão instantânea do capacitor C_4 é dada pela Equação 3.144, e ela se mantém igual à tensão na porta V_2 durante todo o período de comutação.

$$V_{C4}(t) = V_2 \quad ; T_S \quad (3.144)$$

3.3.4 Ganho estático em MCC para fluxo de potência de V_1 para V_2 na região R3

De forma análoga ao procedimento apresentado nas Seções 3.1.4 e 3.2.4, estabelece-se a relação entre a tensão média de saída (V_2) e a tensão média de entrada (V_1) na região de operação R3. Essa relação, que define o ganho estático do conversor nessa região, é expressa pela Equação 3.145.

$$G_{MCCR3(V_1 \rightarrow V_2)} = \frac{V_2}{V_1} \quad (3.145)$$

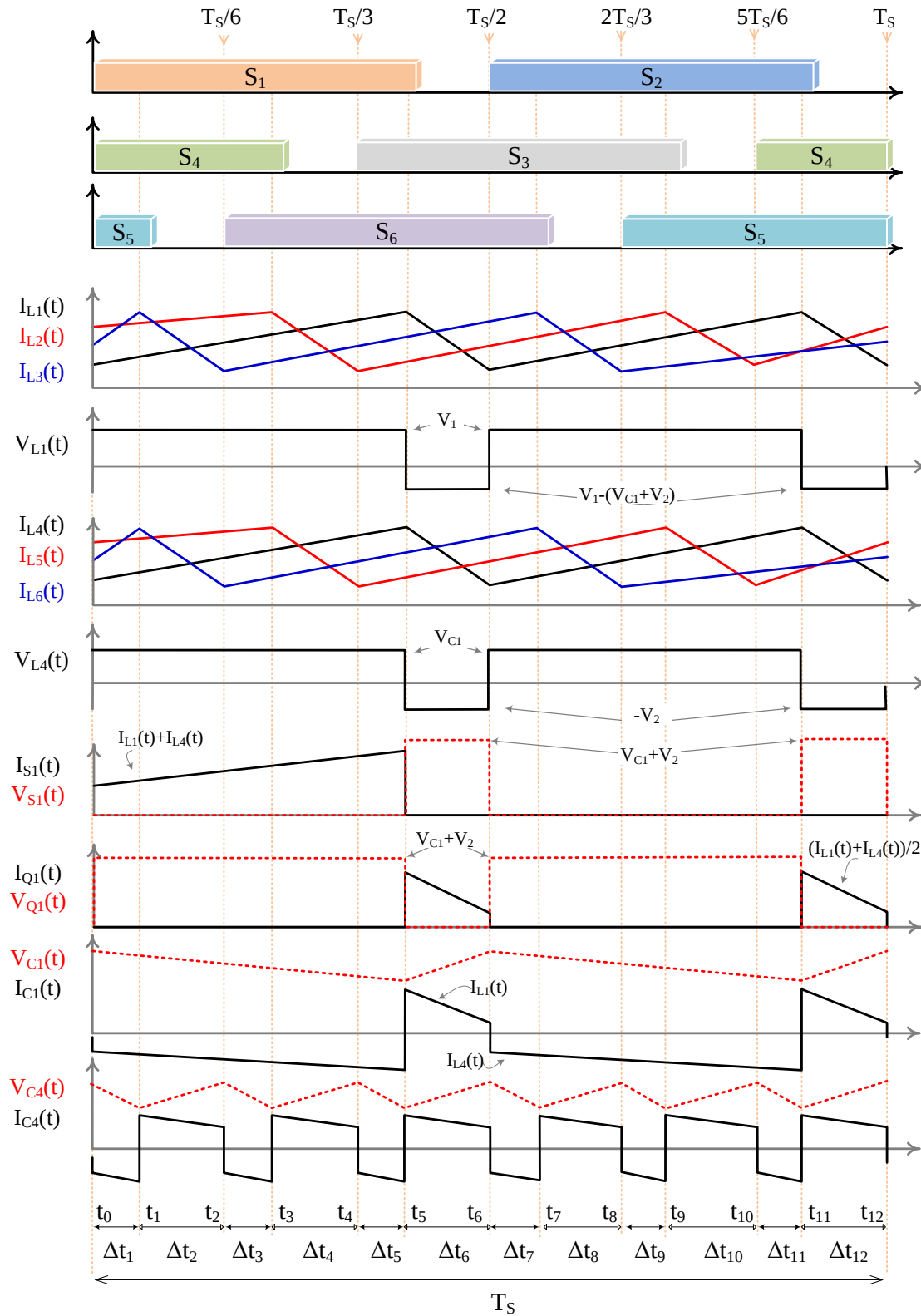
Como previamente mencionado, a frequência da corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 duplicar-se-á em relação à frequência de comutação. A energia acumulada no indutor L_1 , durante o intervalo $\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5$, transferir-se-á para a carga ao longo do intervalo Δt_6 . A expressão integral que define o ganho estático em MCC na região R3 será representada pela Equação 3.146.

$$V_{L1} = \frac{2}{T_S} \left(\int_0^{3\Delta t_1 + 2\Delta t_2} V_{L1}(t) dt + \int_0^{\Delta t_2} V_{L1}(t) dt \right) \quad (3.146)$$

Substituindo os valores associados aos intervalos definidos pelas Equações 3.121 e 3.122 e as tensões aplicadas ao indutor L_1 , conforme indicado na mesma Equação, chega-se à expressão apresentada na Equação 3.147.

$$V_{L1} = \frac{2}{T_S} \left(\int_0^{\frac{(3D-1)}{3}T_S + 2\frac{1-2D}{2}T_S} V_1 dt + \int_0^{\frac{(1-2D)}{2}T_S} (V_1 - (V_{C1} + V_2)) dt \right) \quad (3.147)$$

Figura 80 – Primeiro Conversor em MCC, de V_1 para V_2 , em R3 - Formas de onda teóricas.



Fonte: Elaboração própria.

Sabe-se que, em regime estacionário, a tensão média no indutor é nula. Dessa forma, a solução integral da Equação 3.147 é expressa pela Equação 3.148.

$$0 = V_1 - V_2 - V_{C1} + 2D \cdot V_2 + 2D \cdot V_{C1} \quad (3.148)$$

Para eliminar a tensão V_{C1} da Equação 3.148, adota-se o mesmo procedimento utilizado nas regiões $R1$ e $R2$. Aplicando o princípio de conservação da tensão média no indutor L_4 , obtém-se a expressão apresentada na Equação 3.149.

$$V_{L4} = \frac{2}{T_S} \left(\int_0^{3\Delta t_1 + 2\Delta t_2} V_{L4}(t) dt + \int_0^{\Delta t_2} V_{L4}(t) dt \right) \quad (3.149)$$

Inserindo os valores associados aos intervalos descritos nas Equações 3.121 e 3.122 e as expressões das tensões no indutor L_4 , alcança-se a relação expressa na Equação 3.150.

$$0 = \frac{2}{T_S} \left(\int_0^{3\frac{3D-1}{3}T_S + 2\frac{1-2D}{2}T_S} V_{C1} dt + \int_0^{\frac{1-2D}{2}T_S} (-V_2) dt \right) \quad (3.150)$$

Ao resolver a Equação 3.150, chega-se à Equação 3.151, onde se verifica que a tensão no capacitor C_1 permanece inalterada nas regiões $R1$, $R2$ e $R3$.

$$V_{C1} = V_2 \cdot \frac{1 - 2D}{2D} \quad (3.151)$$

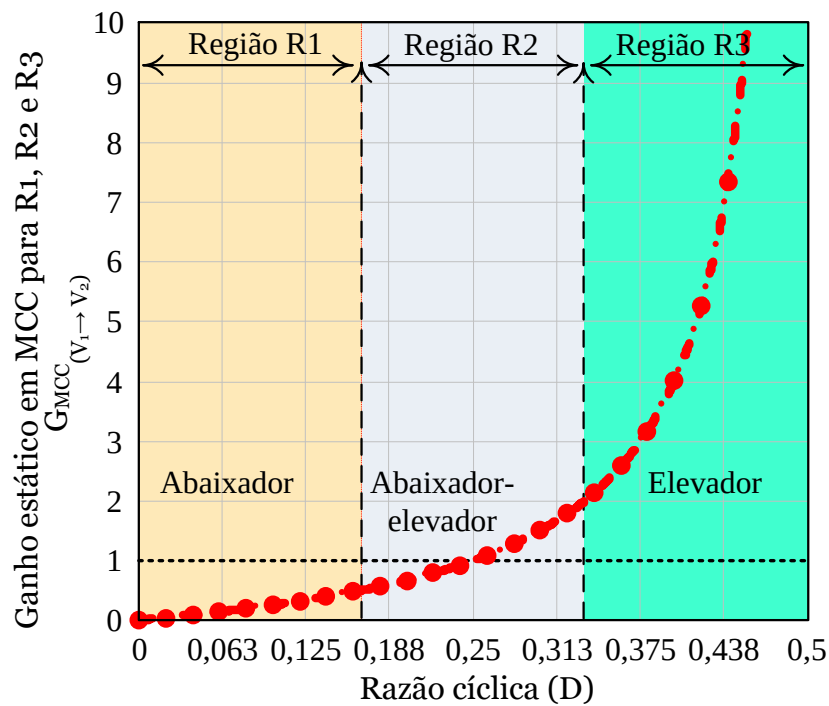
Ao incorporar a Equação 3.151 na Equação 3.148, deriva-se a expressão 3.152, a qual descreve o ganho estático do conversor em MCC na região $R3$, considerando o fluxo de potência de V_1 para V_2 .

$$G_{MCCR3(V_1 \rightarrow V_2)} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{2D}{1 - 2D} \quad (3.152)$$

As Equações 3.36, 3.94 e 3.152, que definem os ganhos estáticos nas regiões $R1$, $R2$ e $R3$ para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , apresentam-se na Figura 81 em função da razão cíclica. Observa-se que a operação do conversor na região $R1$ caracteriza-se como abaixadora de tensão. Na região $R2$, o conversor distingue-se por uma característica abaixadora-elevadora de tensão, operando como abaixador na faixa de razão cíclica entre $1/6$ e $1/4$ e como elevador na faixa de razão cíclica entre $1/4$ e $1/3$. Já na região $R3$, o conversor opera exclusivamente como elevador de tensão. Em veículos elétricos, a variação da tensão do banco de baterias ao longo do

ciclo de descarga pode afetar diretamente o barramento CC do sistema de tração. Nesse contexto, o conversor desempenha um papel fundamental na adaptação e regulação da tensão, garantindo que o barramento CC permaneça dentro da faixa de operação requerida pelo inversor de tração e pelos demais subsistemas de potência. Dessa forma, o conversor contribui para a manutenção do desempenho do sistema de propulsão elétrica e para a utilização da energia armazenada nas baterias, proporcionando maior estabilidade operacional e confiabilidade ao sistema.

Figura 81 – Ganho Estático em MCC com fluxo de potência de V_1 para V_2 nas regiões $R1$, $R2$ e $R3$.



Fonte: Elaboração própria.

3.3.5 Cálculo dos valores das indutâncias e das capacitâncias para fluxo de potência de V_1 para V_2 na região $R3$

Na região $R3$, a ondulação da corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 é determinada considerando o intervalo de tempo $3\Delta t_1 + 2\Delta t_2$. Nesse intervalo, a tensão aplicada ao indutor L_1 é V_1 e a duração é $D \cdot T_S$. Assim, a tensão no indutor L_1 , em função da razão cíclica, da frequência de comutação, da ondulação de corrente e da indutância L_1 , pode ser expressa pela Equação:

$$V_1 = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L_1}}{D \cdot T_S} \quad (3.153)$$

A partir da Equação do ganho, a tensão V_1 pode ser escrita como $V_2(1 - 2D)/2D$. Substituindo essa expressão na Equação 3.153, obtém-se a Equação 3.154, que define o valor da indutância L_1 . A mesma relação também vale para os indutores L_2 e L_3 .

$$L_{1,2,3} = \frac{V_2}{2\Delta I_{L1} \cdot f_s} \cdot (1 - 2D) \quad (3.154)$$

Durante o intervalo $3\Delta t_1 + 2\Delta t_2$, a tensão no indutor L_4 é igual a V_{C1} , conforme indicado na Equação 3.138. A duração desse intervalo é $D \cdot T_s$. Aplicando a Lei de Faraday, obtém-se a expressão da indutância do indutor L_4 , que também é válida para os indutores L_5 e L_6 .

$$L_{4,5,6} = \frac{V_2}{2\Delta I_{L4} \cdot f_s} \cdot (1 - 2D) \quad (3.155)$$

Observa-se que as expressões obtidas para as indutâncias L_1 a L_6 na região $R3$, considerando o fluxo de potência de V_1 para V_2 , são iguais às encontradas nas regiões $R1$ e $R2$. Isso mostra que o comportamento indutivo do conversor não depende da região de operação. De acordo com a forma de onda da corrente no capacitor de saída C_4 , mostrada na Figura 80, durante o intervalo Δt_2 a corrente no capacitor é positiva, o que provoca seu carregamento. Assim, a variação da tensão no capacitor pode ser escrita como:

$$\Delta V_2 = \frac{1}{C_4} \int_0^{\Delta t_2} i_{C4}(t) dt \quad (3.156)$$

Durante o intervalo Δt_2 , a corrente no capacitor C_4 pode ser descrita por:

$$i_{C4}(t) = i_2(t) - 2i_{QD3}(t) \quad ; t_1 \leq t \leq t_2 \quad (3.157)$$

O valor médio da corrente nos diodos internos dos interruptores “Q” no intervalo Δt_2 pode ser expresso em função da corrente I_2 por:

$$i_{QD_{med < \Delta t_2}} = \frac{I_2}{6(1 - 2D)} \quad ; t_5 \leq t \leq t_6 \quad (3.158)$$

Substituindo essa relação na Equação 3.157, obtém-se a corrente média no capacitor C_4 durante o intervalo Δt_2 .

$$i_{C4}(t) = I_2 \cdot \frac{2(3D-1)}{3(1-2D)} \quad ; t_1 \leq t \leq t_2 \quad (3.159)$$

Substituindo essa expressão na Equação 3.156, obtém-se a variação da tensão no capacitor C_4 na região $R3$.

$$\Delta V_2 = \frac{I_2}{3f_s \cdot C_4} \cdot (3D-1) \quad (3.160)$$

Assim, a capacitância necessária para o capacitor C_4 na região $R3$ é dada por:

$$C_4 = \frac{I_2}{3f_s \cdot \Delta V_2} \cdot (3D-1) \quad (3.161)$$

O cálculo das capacitâncias dos capacitores C_1 , C_2 e C_3 na região $R3$ segue o mesmo procedimento usado para o capacitor C_1 nas regiões $R1$ e $R2$. No intervalo $t_0 < t < t_5$, o capacitor C_1 está descarregando, conforme mostrado na Figura 80, e sua corrente média é igual à corrente média do indutor L_4 .

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{3\Delta t_1 + 2\Delta t_2} i_{L4_{med}}(t) dt \quad (3.162)$$

A corrente média no indutor L_4 é igual a um terço da corrente I_2 . Substituindo essa relação na Equação anterior, obtém-se:

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{3 \cdot \frac{(3D-1)}{3} \cdot T_s + 2 \cdot \frac{(1-2D)}{2} \cdot T_s} \frac{I_2}{3} dt \quad (3.163)$$

Resolvendo a integral, obtém-se a ondulação da tensão no capacitor C_1 na região $R3$.

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_2}{3f_s \cdot C_1} \cdot D \quad (3.164)$$

Assim, a capacitância dos capacitores C_1 , C_2 e C_3 é dada por:

$$C_{1,2,3} = \frac{I_2}{3f_s \cdot \Delta V_{C1}} \cdot D \quad (3.165)$$

Observa-se que a expressão obtida para as capacitâncias C_1 a C_3 na região $R3$ é a mesma encontrada nas regiões $R1$ e $R2$ para o fluxo de potência de V_1 para V_2 .

3.3.6 Indutância crítica para fluxo de potência de V_1 para V_2 na região $R3$

Os mesmos princípios estabelecidos para as regiões $R1$ e $R2$ são igualmente aplicáveis à região $R3$ em MCCr, onde se observa que a corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 atinge zero exatamente ao final de metade do período de comutação. Tal condição é caracterizada pela variação da corrente (ΔI_L), a qual atinge seu valor máximo ($I_{L_{max}}$). Consequentemente, o valor máximo da corrente no indutor L_1 durante a condução do interruptor S_1 pode ser determinado pela Equação 3.166.

$$\Delta I_{L1} = I_{L1_{max}} = \frac{V_1}{L_1} \cdot (3\Delta t_1 + 2\Delta t_2) \quad (3.166)$$

Ao substituir a duração do intervalo $3\Delta t_1 + 2\Delta t_2$, expressa como $D \cdot T_s$, obtém-se a Equação 3.167.

$$I_{L1_{max}} = \frac{V_1}{L_1 \cdot f_s} \cdot D \quad (3.167)$$

Conforme ilustrado na Figura 82, a corrente média em MCCr é determinada pela Equação 3.168.

$$I_{L1_{med}} = \frac{2}{T_s} \left(\int_0^{3\Delta t_1 + 2\Delta t_2} \frac{I_{L1_{max}}}{2} dt + \int_0^{\Delta t_2} \frac{I_{L1_{max}}}{2} dt \right) \quad (3.168)$$

Ao solucionar a integral da Equação 3.168, chegar-se-á a expressão descrita na Equação 3.169.

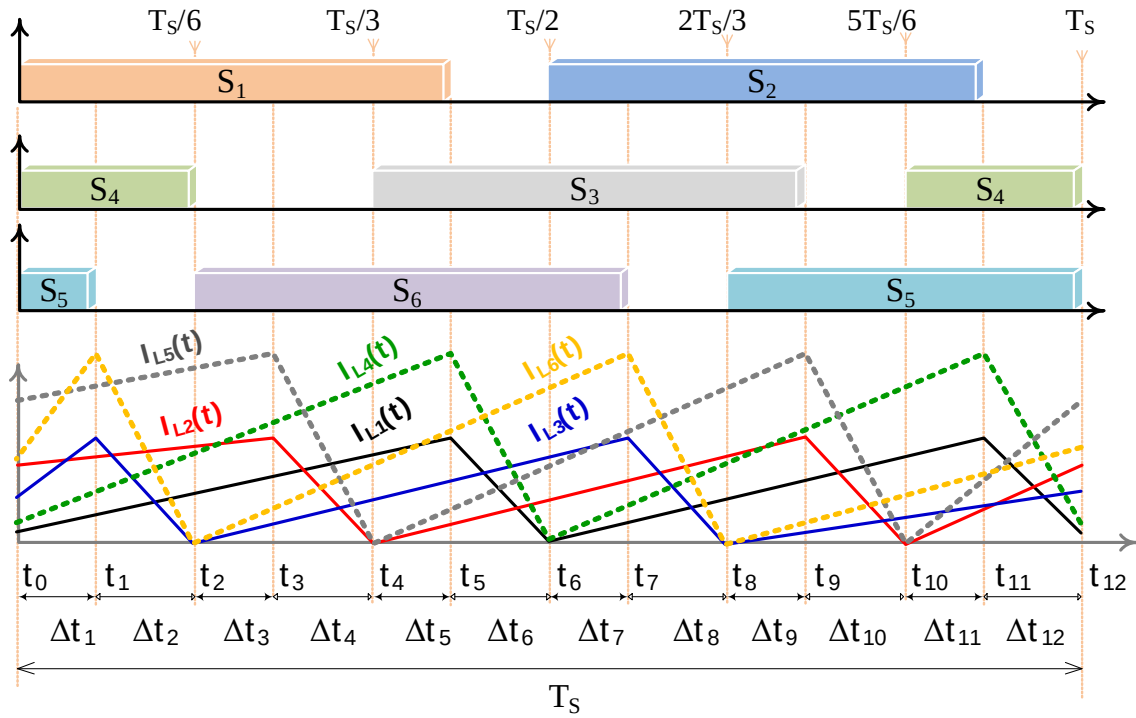
$$I_{L1_{max}} = 2I_{L1_{med}} \quad (3.169)$$

A corrente média no indutor L_1 , em função da corrente I_2 e da razão cíclica, representar-se-á da seguinte forma:

$$I_{L1_{med}} = \frac{I_1}{3} = I_2 \cdot \frac{2D}{3(1-2D)} \quad (3.170)$$

Substituindo a Equação 3.169 na Equação 3.166 e igualando à Equação 3.170, obter-se-á a expressão final, conforme detalhado na Equação 3.171.

Figura 82 – Sinais de comando dos interruptores e correntes nos indutores em MCCr na região R3



Fonte: Elaboração própria.

$$L_1 = \frac{V_1 \cdot (3 - 6D)}{4I_2 \cdot f_s} \quad (3.171)$$

De forma análoga às regiões R1 e R2, ao considerar a Equação de ganho (Equação 3.152) correspondente à região R3, a tensão V_1 pode ser representada como $V_2(1 - 2D)/2D$. Substituindo essa relação na Equação 3.171, chega-se à Equação 3.172, que estabelece a indutância crítica na região R3. Este valor define o mínimo necessário para garantir a condução contínua ou o ponto crítico ao término de metade do período de comutação ($T_s/2$), conforme ilustrado na Figura 82.

$$L_{1,2,3Cr} = \frac{V_2}{8I_2 \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - 2D) \cdot (3 - 6D)}{D} \quad (3.172)$$

Como os indutores L_4 , L_5 e L_6 processam uma corrente maior em comparação com L_1 , L_2 e L_3 , a Equação 3.172 não assegura o modo de condução crítica para esses indutores. Seguindo o mesmo procedimento adotado anteriormente nas regiões R1 e R2, e com base na

Figura 82, a corrente máxima nos indutores L_4 , L_5 e L_6 , em função de I_2 , é definida pela Equação 3.173.

$$I_{L4_{max}} = \frac{2I_2}{3} \quad (3.173)$$

No intervalo $3\Delta t_1 + 2\Delta t_2$, a indutância L_4 será calculada pela Equação 3.174, levando-se em consideração a substituição de $V_{C1} = V_2(1 - 2D)/2D$.

$$L_4 = \frac{V_2}{2I_{L4_{max}} \cdot f_s} \cdot (1 - 2D) \quad (3.174)$$

Ao substituir a Equação 3.173 na Equação 3.174, obtém-se a expressão que determina a indutância crítica dos indutores L_4 , L_5 e L_6 na região $R3$. Destaca-se que a Equação da indutância crítica permanece a mesma em todas as regiões de operação.

$$L_{4,5,6Cr} = \frac{3V_2}{2I_2 \cdot f_s} \cdot (1 - 2D) \quad (3.175)$$

A indutância crítica L_4 , definida em função da indutância crítica L_1 , é apresentada na Equação 3.176. Constata-se que a relação entre as indutâncias críticas dos indutores L_1 , L_2 e L_3 e aquelas dos indutores L_4 , L_5 e L_6 mantém-se consistente nas regiões $R1$, $R2$ e $R3$.

$$L_{4Cr} = L_{1Cr} \cdot \frac{2D}{1 - 2D} \quad (3.176)$$

3.4 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a análise detalhada do primeiro conversor proposto operando no fluxo de potência de V_1 para V_2 , considerando o modo MCC. Inicialmente, foram definidos os intervalos de comutação e as etapas de operação associadas às três regiões de operação do conversor, permitindo compreender de forma sistemática o comportamento das correntes e tensões nos principais elementos do circuito ao longo de um período de comutação.

A partir da descrição das etapas de operação, foram obtidas as expressões analíticas que descrevem as formas de onda instantâneas dos indutores, capacitores e dispositivos semicondutores. Com base nessas expressões, foi realizado o equacionamento do conversor em regime permanente, possibilitando a determinação do ganho estático correspondente para cada

região de operação. Os resultados evidenciam a relação entre a razão cíclica e o ganho de tensão, demonstrando a capacidade do conversor em realizar a elevação de tensão de forma controlada.

Adicionalmente, foram apresentados os critérios de projeto para a determinação dos valores das indutâncias e capacitâncias do conversor, considerando limites de ondulação de corrente e tensão. Também foi determinada a indutância crítica necessária para garantir a operação em modo de condução contínuo, parâmetro fundamental para o correto dimensionamento dos elementos magnéticos.

De forma geral, a análise desenvolvida neste capítulo estabelece as bases teóricas para o funcionamento do conversor proposto no fluxo de potência de V_1 para V_2 . Os modelos matemáticos obtidos permitem compreender o comportamento do conversor nas diferentes regiões de operação, além de fornecer subsídios para o projeto dos componentes e para a posterior validação por meio de resultados experimentais apresentados no Capítulo 6.

4 ANÁLISE DO PRIMEIRO CONVERSOR NO FLUXO DE POTÊNCIA DE V_2 PARA V_1

Neste capítulo, é detalhado o estudo qualitativo e quantitativo da primeira topologia proposta, no fluxo de potência de V_2 para V_1 , operando nas regiões $R1$, $R2$ e $R3$ para o MCC e MCCr das correntes nos indutores L_4 , L_5 e L_6 . Para cada um desses modos de operação, serão discutidos tópicos como ganho estático, princípios de funcionamento, principais formas de onda e equações fundamentais.

As regiões de operação, as razões cíclicas e a simultaneidade de interruptores em condução são apresentadas na Tabela 5.

Tabela 5 – Regiões de operação, respectivas razões cíclicas e interruptores em condução.

Região	Razão Cíclica	Simultaneidade
$R1$	$0 < D < 1/6$	Um interruptor
$R2$	$1/6 < D < 1/3$	Um a dois interruptores
$R3$	$1/3 < D < 1/2$	Dois a três interruptores

Fonte: Elaboração própria.

4.1 Análise do primeiro conversor em MCC para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região $R1$

Neste tópico, será apresentada a análise quantitativa e qualitativa do conversor da primeira topologia proposta, com fluxo no sentido V_2 para V_1 , operando na região $R1$ em MCC. Também serão apresentados os intervalos de tempo de acionamento, com as respectivas formas de onda de tensão e corrente nos componentes, bem como as etapas de operação com suas descrições detalhadas.

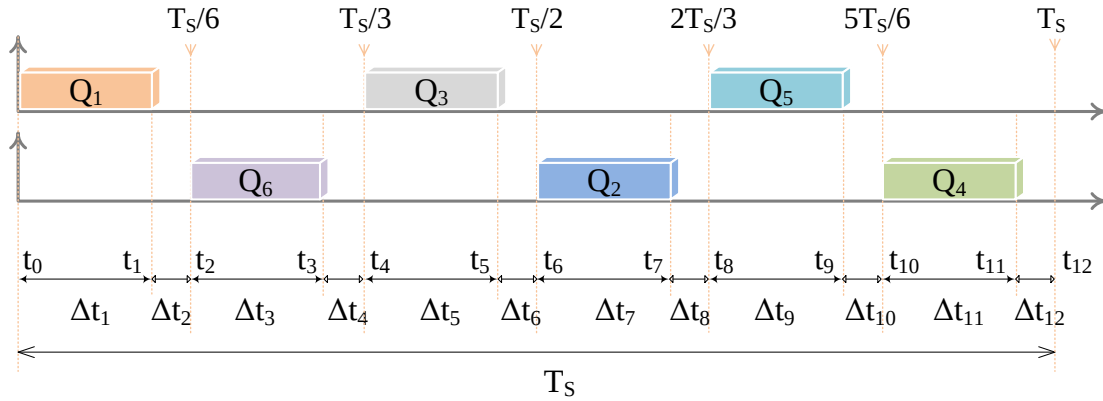
4.1.1 Intervalos de tempo das etapas de operação para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região $R1$

A operação do conversor na região de operação $R1$, com relação ao tempo e ao número de interruptores em condução simultânea, é detalhada na Tabela 6. Esta região $R1$, é a única onde, em determinados momentos, os seis interruptores estarão bloqueados. O diagrama de comando simplificado para esta região, apresentado na Figura 83, destaca os intervalos de tempo em que todos os interruptores permanecem bloqueados.

Tabela 6 – Razão cíclica e simultaneidade em R1.

Região	Razão Cíclica	Simultaneidade
R1	$0 < D < 1/6$	Um interruptor

Fonte: Elaboração própria.

Figura 83 – Diagrama dos sinais de comando dos interruptores "Q", de V_2 para V_1 , na região R1.

Fonte: Elaboração própria.

O intervalo de tempo de cada etapa de operação é dado pela Equação 4.1.

$$\begin{cases} \Delta t_1 = t_1 - t_0, \Delta t_2 = t_2 - t_1, \Delta t_3 = t_3 - t_2, \Delta t_4 = t_4 - t_3, \\ \Delta t_5 = t_5 - t_4, \Delta t_6 = t_6 - t_5, \Delta t_7 = t_7 - t_6, \Delta t_8 = t_8 - t_7, \\ \Delta t_9 = t_9 - t_8, \Delta t_{10} = t_{10} - t_9, \Delta t_{11} = t_{11} - t_{10}, \Delta t_{12} = t_{12} - t_{11} \end{cases} \quad (4.1)$$

Dado que os sinais de comando na Figura 83 são simétricos, pode-se concluir que os tempos ímpares são iguais entre si, assim como os tempos pares são iguais entre si. Dessa forma, é possível reescrever esses intervalos de tempo em função da razão cíclica D e do período de comutação T_S , conforme a Equação 4.2.

$$\begin{cases} \Delta t_1 = D \cdot T_S \\ \Delta t_2 = \frac{1 - 6 \cdot D}{6} \cdot T_S \end{cases} \quad (4.2)$$

4.1.2 Descrição das etapas de operação em MCC para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R1

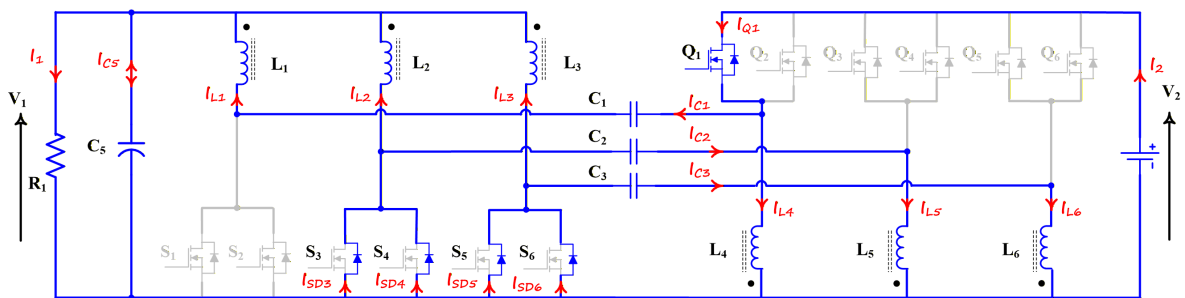
Nesta seção, são detalhadas as etapas de operação e as características do conversor proposto em MCC. Este modo é caracterizado pela corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 , bem

como em L_4 , L_5 e L_6 que não atinge o valor zero durante um período de comutação. No funcionamento em MCC, um período de comutação é dividido em doze (12) etapas. Em cada etapa, os componentes pelos quais a corrente flui são destacados em azul, conforme ilustrado nos circuitos equivalentes que serão apresentados a seguir.

Primeira etapa [$t_0 \leq t \leq t_1$]: A primeira etapa inicia-se no instante t_0 , quando o interruptor Q_1 é acionado, enquanto todos os demais interruptores permanecem desligados. Durante esta etapa, os indutores L_1 e L_4 armazenam energia, ao passo que os indutores L_2 , L_3 , L_5 e L_6 transferem energia. O capacitor C_1 é carregado, enquanto os capacitores C_2 e C_3 se descarregam. A tensão no indutor L_4 é igual a V_2 , enquanto a tensão no indutor L_1 é igual a $(V_{C1} + V_2) - V_1$. A tensão nos indutores L_5 e L_6 , bem como nos indutores L_2 e L_3 , é igual a $-V_{C1}$ e $-V_1$, respectivamente. A tensão em todos os interruptores, exceto em Q_1 , é dada por $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_2(t)$ é igual a $i_{Q1}(t)$, sendo que a corrente no interruptor Q_1 , $i_{Q1}(t)$, é dada por $i_{L4}(t) + i_{C1}(t)$. As correntes nos diodos intrínsecos dos interruptores S_3 , S_4 , S_5 e S_6 , representadas por $i_{SD3}(t)$, $i_{SD4}(t)$, $i_{SD5}(t)$ e $i_{SD6}(t)$, respectivamente, são expressas por $(i_{L2}(t) + i_{C2}(t))/2$. Esta etapa se encerra em t_1 , e o circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 84. A duração desta etapa é determinada pela Equação 4.3.

$$\Delta t_1 = D \cdot T_s \quad (4.3)$$

Figura 84 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R1 - Primeira etapa.



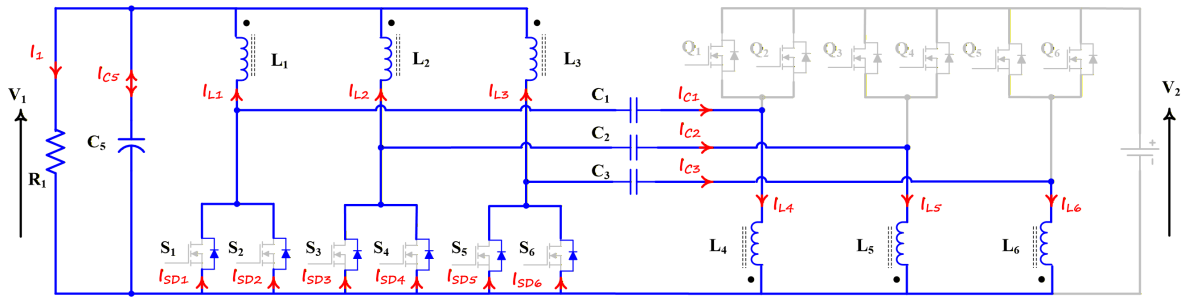
Fonte: Elaboração própria.

Segunda Etapa [$t_1 \leq t \leq t_2$]: A segunda etapa inicia-se no instante t_1 , quando todos os interruptores (Q_1 – Q_6) permanecem desligados. Durante esta etapa, os indutores L_1 , L_2 , L_3 , L_4 , L_5 e L_6 transferem a energia previamente armazenada para a carga e para os capacitores. Simultaneamente, os capacitores C_1 , C_2 e C_3 descarregam, fornecendo energia adicional à carga e contribuindo para a corrente que circula pelos indutores. A tensão nos indutores L_1 , L_2 e L_3 é igual a $-V_1$, enquanto a tensão nos indutores L_4 , L_5 e L_6 é igual a $-V_{C1}$. A tensão aplicada a

todos os interruptores é dada por $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ corresponde à soma das correntes $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ e $i_{L3}(t)$, enquanto a corrente $i_2(t)$ é definida por $i_{L4}(t) + i_{L5}(t) + i_{L6}(t)$. Esta etapa se encerra em t_2 , e o circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 85. A duração desta etapa é determinada pela Equação 4.4.

$$\Delta t_2 = \frac{(1 - 6D)}{6} \cdot T_s \quad (4.4)$$

Figura 85 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R1 - Segunda etapa.



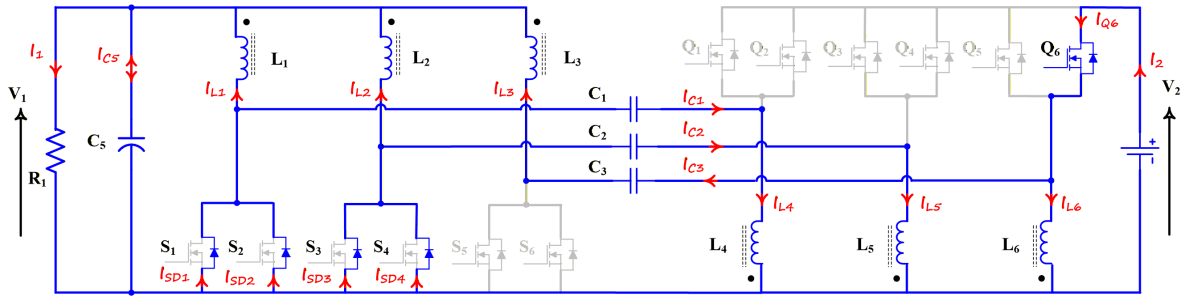
Fonte: Elaboração própria.

Terceira etapa [$t_2 \leq t \leq t_3$]: A terceira etapa inicia-se no instante t_2 , quando o interruptor Q_6 é acionado, enquanto todos os demais interruptores permanecem desligados. Durante esta etapa, os indutores L_6 e L_3 armazenam energia, ao passo que os indutores L_4 , L_5 , L_2 e L_1 transferem energia. O capacitor C_3 é carregado, enquanto os capacitores C_1 e C_2 se descarregam. A tensão nos indutores L_6 e L_3 é igual a V_2 e $(V_{C1} + V_2) - V_1$, respectivamente. A tensão nos indutores L_5 e L_4 , bem como nos indutores L_3 e L_2 , é igual a $-V_{C1}$ e $-V_1$, respectivamente. A tensão em todos os interruptores, exceto em Q_6 , é dada por $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_2(t)$ é igual a $i_{Q6}(t)$, sendo que a corrente no interruptor Q_6 , $i_{Q6}(t)$, é dada por $i_{L6}(t) + i_{C3}(t)$. As correntes nos diodos intrínsecos dos interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , representadas por $i_{SD1}(t)$, $i_{SD2}(t)$, $i_{SD3}(t)$ e $i_{SD4}(t)$, respectivamente, são expressas por $(i_{L1}(t) + i_{C1}(t))/2$. Esta etapa se encerra em t_3 , e o circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 38. A duração desta etapa é determinada pela Equação 4.5.

$$\Delta t_3 = D \cdot T_s \quad (4.5)$$

Quarta etapa [$t_3 \leq t \leq t_4$]: A quarta etapa inicia-se no instante t_3 e é idêntica à segunda etapa. Todos os interruptores permanecem desligados, enquanto os indutores L_1 – L_6 transferem energia e os capacitores C_1 – C_3 se descarregam. As tensões nos indutores e nos

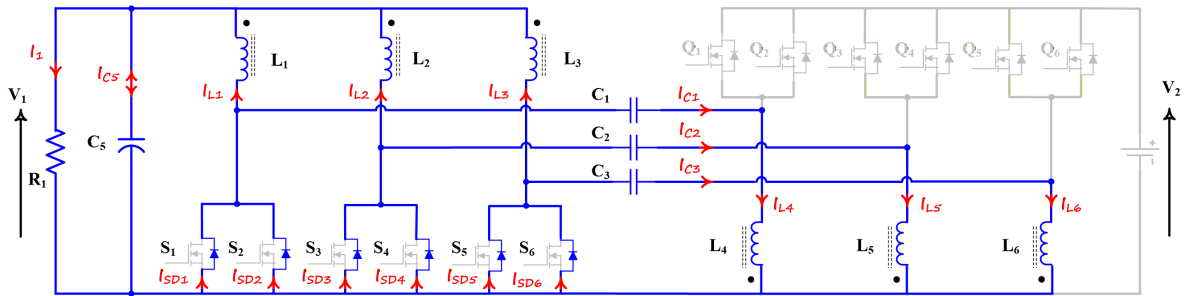
Figura 86 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Terceira etapa.



Fonte: Elaboração própria.

interruptores, bem como os caminhos de corrente, seguem o mesmo comportamento descrito na segunda etapa. Esta etapa se encerra em t_4 , e o circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 87. A duração desta etapa é determinada pela Equação 4.6.

Figura 87 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Quarta etapa.



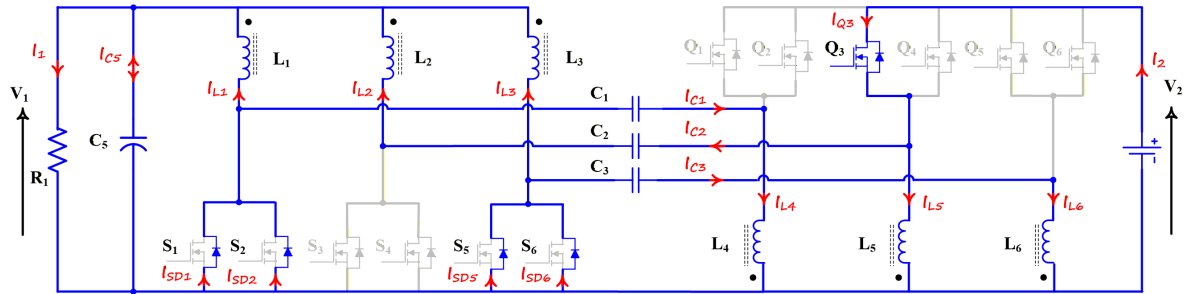
Fonte: Elaboração própria.

$$\Delta t_4 = D \cdot T_s \quad (4.6)$$

Quinta etapa [$t_5 \leq t \leq t_6$]: A quinta etapa inicia-se no instante t_5 , quando o interruptor Q_3 é acionado, enquanto todos os demais interruptores permanecem desligados. Durante esta etapa, os indutores L_5 e L_2 armazenam energia, ao passo que os indutores L_6 , L_4 , L_3 e L_1 transferem energia. O capacitor C_2 é carregado, enquanto os capacitores C_1 e C_3 se descarregam. A tensão nos indutores L_5 e L_2 é igual a V_2 e $(V_{C1} + V_2) - V_1$, respectivamente. A tensão nos indutores L_6 e L_4 , bem como nos indutores L_3 e L_1 , é igual a $-V_{C1}$ e $-V_1$, respectivamente. A tensão em todos os interruptores, exceto em Q_3 , é dada por $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_2(t)$ é igual a $i_{Q3}(t)$, sendo que a corrente no interruptor Q_3 , $i_{Q3}(t)$, é dada por $i_{L5}(t) + i_{C2}(t)$. As correntes nos diodos intrínsecos dos interruptores S_1 , S_2 , S_5 e S_6 , representadas por $i_{SD1}(t)$, $i_{SD2}(t)$, $i_{SD5}(t)$ e $i_{SD6}(t)$, respectivamente, são expressas por $(i_{L1}(t) + i_{C1}(t))/2$. Esta etapa se encerra em t_6 , e o circuito equivalente correspondente é apresentado na A Figura 88. A duração desta etapa é determinada pela Equação 4.7.

$$\Delta t_5 = D \cdot T_s \quad (4.7)$$

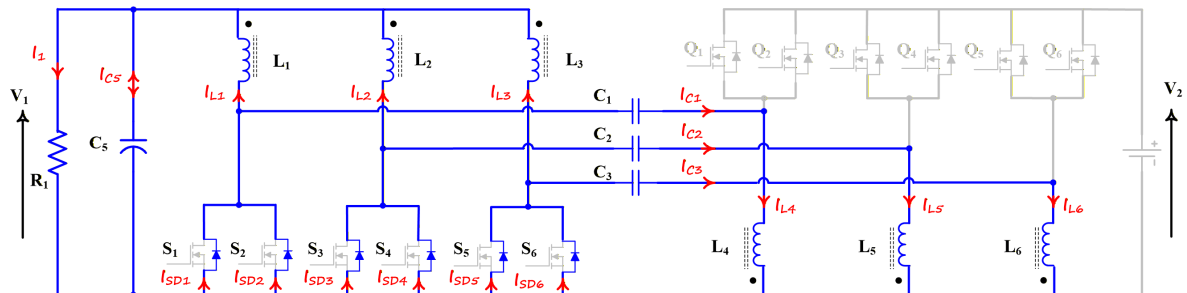
Figura 88 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Quinta etapa.



Fonte: Elaboração própria.

Sexta etapa [$t_5 \leq t \leq t_6$]: A sexta etapa, assim como todas as etapas pares, todos os interruptores estão bloqueados. Os diodos SD_3 e SD_4 entram em operação, somando-se aos que já estavam em condução na etapa anterior: SD_1 , SD_2 , SD_5 e SD_6 . Esta inicia no instante t_5 , e termina no instante t_6 . A corrente em C_2 inverte o sentido, e a tensão em L_5 também inverte a polaridade. A Figura 89 apresenta esta etapa de operação. O capacitor C_5 passa a carregar novamente.

Figura 89 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Sexta etapa.

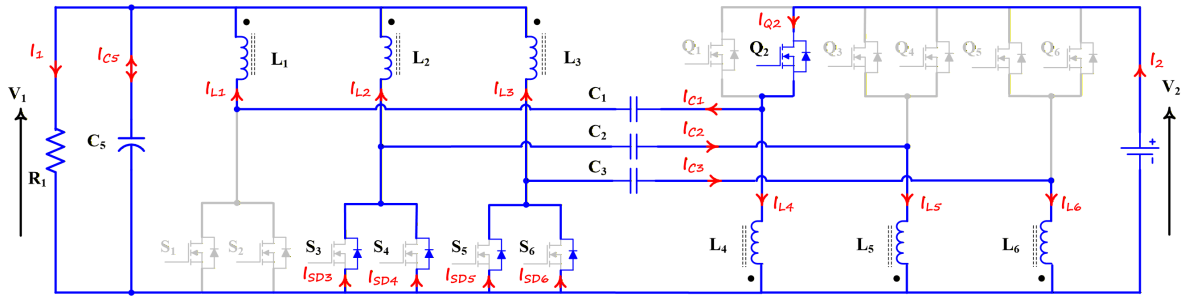


Fonte: Elaboração própria.

Sétima etapa [$t_6 \leq t \leq t_7$]: Quando o interruptor Q_2 é comandado a conduzir, inicia-se a sétima etapa no instante t_6 e vai até o instante t_7 . A Figura 90 apresenta esta etapa de operação. Os diodos SD_3 , SD_4 , SD_5 e SD_6 permanecem em condução e os diodos SD_1 e SD_2 são bloqueados. O capacitor C_5 passa a descarregar. A corrente em C_1 inverte o sentido, e a tensão em L_4 também inverte a polaridade.

Oitava etapa [$t_7 \leq t \leq t_8$]: A Figura 91 apresenta a oitava etapa de operação. Esta etapa é a mesma da segunda etapa e de todas as etapas pares. Todos os interruptores estão bloqueados. Os diodos SD_1 e SD_2 entram em operação, somando-se aos que já estavam em

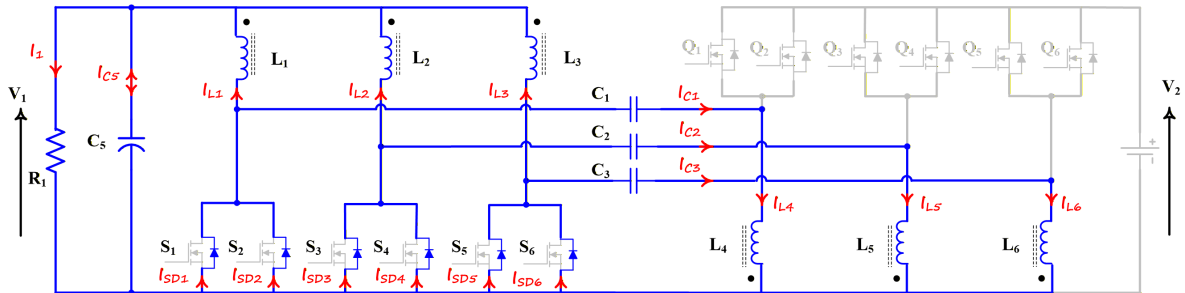
Figura 90 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Sétima etapa.



Fonte: Elaboração própria.

condução na etapa anterior: S_{D3} , S_{D4} , S_{D5} e S_{D6} . Esta inicia no instante t_7 , e termina no instante t_8 . A corrente em C_1 inverte o sentido, e a tensão em L_4 também inverte a polaridade. O capacitor C_4 passa a carregar novamente.

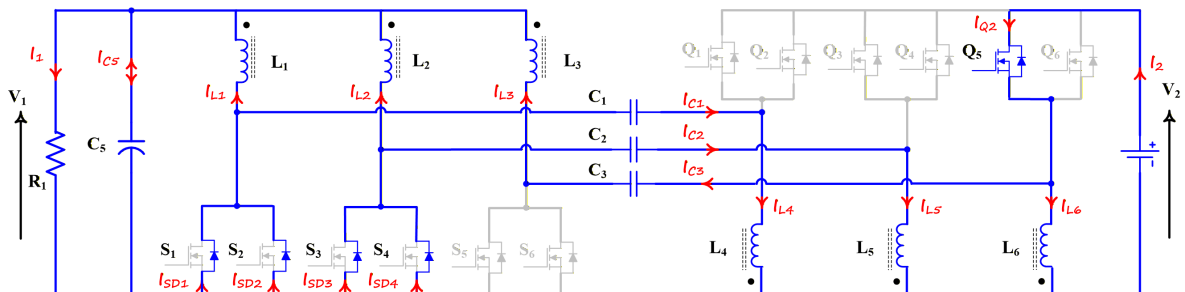
Figura 91 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Oitava etapa.



Fonte: Elaboração própria.

Nona etapa [$t_8 \leq t \leq t_9$]: A Figura 92 apresenta a nona etapa de operação onde apenas o interruptor Q_5 é comandado a conduzir. Os diodos S_{D1} , S_{D2} , S_{D3} e S_{D4} continuam em condução e os diodos S_{D5} e S_{D6} são bloqueados. O capacitor C_5 está descarregando. A corrente em C_3 inverte o sentido, e a tensão em L_6 também inverte a polaridade.

Figura 92 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R1$ - Nona etapa.

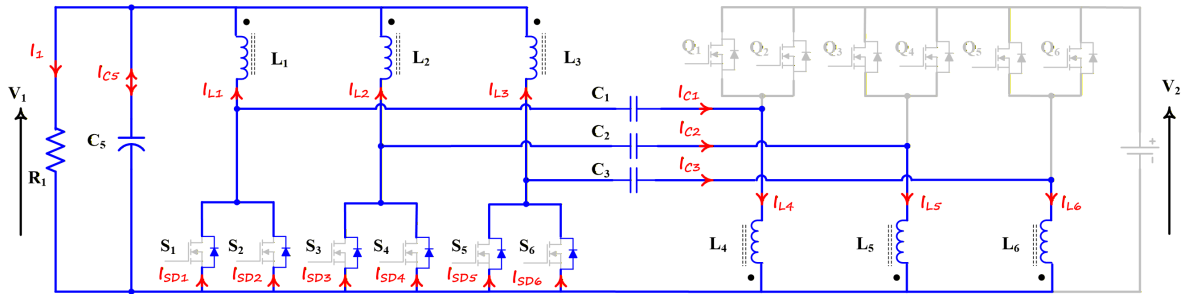


Fonte: Elaboração própria.

Décima etapa [$t_9 \leq t \leq t_{10}$]: A Figura 93 apresenta a décima etapa de operação. Esta etapa é a mesma da segunda etapa e de todas as etapas pares. Todos os interruptores estão

bloqueados. O capacitor C_5 volta a carregar.

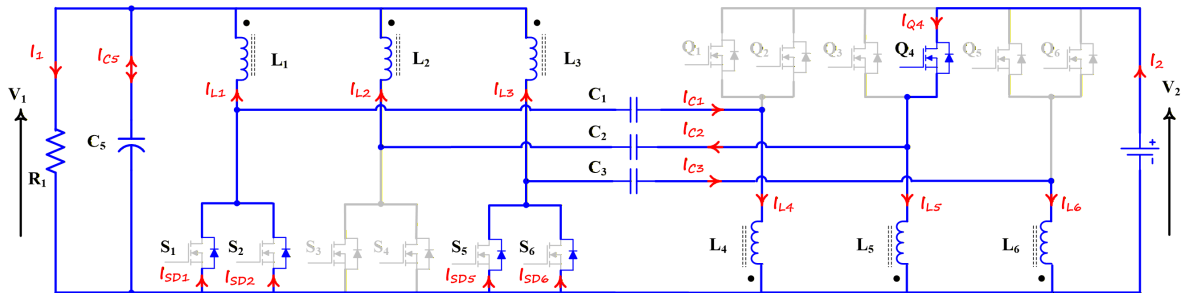
Figura 93 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R1 - Décima etapa.



Fonte: Elaboração própria.

Décima Primeira etapa [$t_{10} \leq t \leq t_{11}$]: A Figura 94 apresenta a décima primeira etapa de operação onde apenas o interruptor Q_4 está conduzindo. Os diodos S_{D1} , S_{D2} , S_{D5} e S_{D6} também estão em condução. O capacitor C_5 está descarregando.

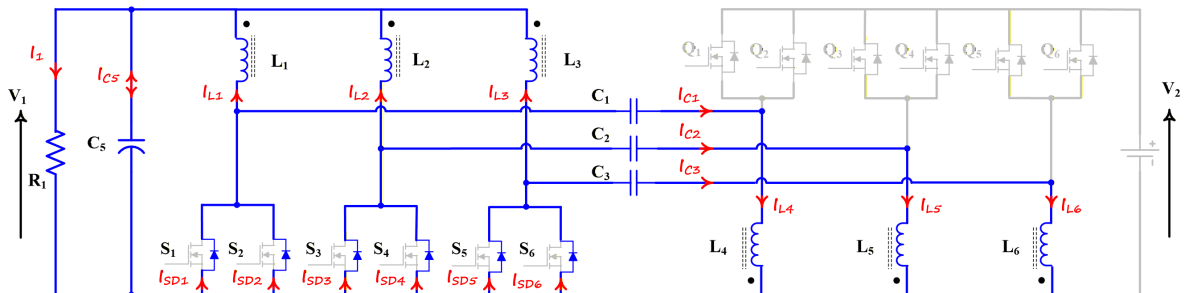
Figura 94 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R1 - Décima Primeira etapa.



Fonte: Elaboração própria.

Décima Segunda etapa [$t_{11} \leq t \leq t_{12}$]: A Figura 95 apresenta a décima segunda etapa de operação. Esta etapa é a mesma da segunda etapa e de todas as etapas pares. Todos os interruptores estão bloqueados. O capacitor C_5 está carregando.

Figura 95 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R1 - Décima Segunda etapa.



Fonte: Elaboração própria.

4.1.3 Formas de onda teóricas dos principais componentes para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R1

A Figura 96 apresenta as formas de onda de tensão e corrente dos principais componentes do conversor operando em MCC na região R1. Tais formas de onda foram obtidas a partir dos sinais PWM aplicados aos interruptores Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 , Q_5 e Q_6 ao longo de um período de comutação T_s . Verifica-se que, de maneira análoga ao fluxo de potência de V_1 para V_2 , em decorrência da simetria e da bidirecionalidade do conversor, tanto nos indutores quanto nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 , a frequência de ondulação das correntes corresponde ao dobro da frequência de comutação. Em contrapartida, nas portas V_2 e V_1 , bem como no capacitor C_4 , a ondulação apresenta frequência equivalente a seis vezes a frequência de comutação.

4.1.4 Ganho estático em MCC para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R1

A seguir, o cálculo do ganho estático do conversor operando no MCC na região R1. A tensão no indutor L_1 é dada pela Equação 4.8.

$$V_{L1} = \frac{2}{T_s} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_1} V_{L1} dt + \int_0^{2 \cdot \Delta t_1 + 3 \cdot \Delta t_2} V_{L1} dt \right) \quad (4.8)$$

Substituindo os valores dos intervalos de tempo na Equação 4.8, chega-se a Equação 4.9.

$$0 = \frac{2}{T_s} \cdot \left[\int_0^{D \cdot T_s} V_1 dt + \int_0^{2 \cdot D \cdot T_s + \frac{(1-6D)}{6} \cdot T_s} (V_1 - V_{C1} - V_2) dt \right] \quad (4.9)$$

Resolvendo a integral da Equação 4.9, obtêm-se a Equação 4.10.

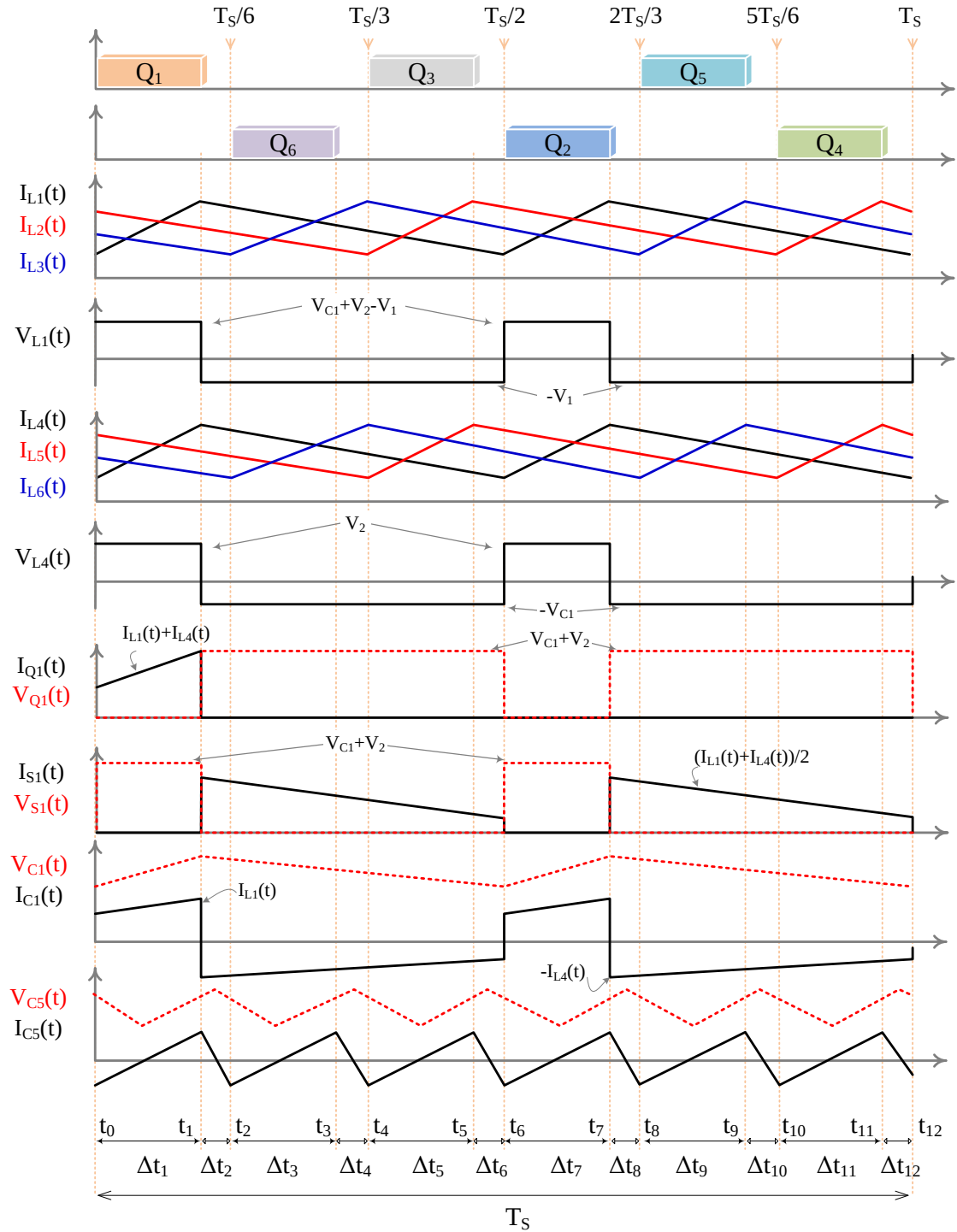
$$0 = V_1 - V_2 - V_{C1} + 2D \cdot V_2 + 2D \cdot V_{C1} \quad (4.10)$$

A tensão no indutor L_4 é dada pela Equação 4.11.

$$V_{L4} = \frac{2}{T_s} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_1} V_{L4} dt + \int_0^{2 \Delta t_1 + 3 \Delta t_2} V_{L4} dt \right) \quad (4.11)$$

Substituindo os valores dos intervalos de tempo na Equação 4.11, apresenta-se a Equação 4.12.

Figura 96 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R1 - Formas de onda teóricas.



Fonte: Elaboração própria.

$$0 = \frac{2}{T_s} \cdot \left[\int_0^{D \cdot T_s} V_{C1} dt + \int_0^{2D \cdot T_s + 3 \cdot \frac{(1-6D)}{6} \cdot T_s} (-V_2) dt \right] \quad (4.12)$$

Resolvendo a integral da Equação 4.12, chega-se a Equação 4.13.

$$0 = 2D \cdot V_2 - V_2 + 2D \cdot V_{C1} \quad (4.13)$$

Separando V_{C1} , obtêm-se a Equação 4.14.

$$V_{C1} = V_2 \cdot \frac{1 - 2D}{2D} \quad (4.14)$$

Substituindo a Equação 4.14 na Equação 4.10, temos:

$$0 = V_1 - V_2 - V_2 \cdot \frac{1 - 2D}{2D} + 2D \cdot V_2 + 2D \cdot (V_2 \cdot \frac{1 - 2D}{2D}) \quad (4.15)$$

Organizando os valores de tensão de saída V_1 em relação a tensão de entrada V_2 , obtêm-se a Equação do ganho estático na região $R1$, conforme apresentado na Equação 4.16.

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{2D}{1 - 2D} \quad (4.16)$$

4.1.5 Cálculo dos valores das indutâncias, das capacitâncias em MCC e indutâncias críticas para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região $R1$

Devido à simetria do conversor e ao processamento da mesma potência em ambos os sentidos, as expressões que determinam as indutâncias e capacitâncias em MCC, bem como as indutâncias críticas na região $R1$, são idênticas às expressões apresentadas para a região $R1$ no fluxo de potência de V_1 para V_2 , conforme mostrado no Capítulo 3.

4.2 Análise do primeiro conversor em MCC para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região $R2$

Neste tópico será apresentada a análise quantitativa e qualitativa do conversor da primeira topologia proposta, com fluxo no sentido V_2 para V_1 , operando na região $R2$ em MCC. Também serão apresentados os intervalos de tempo de acionamento com as respectivas formas de onda de tensão e corrente nos componentes, como também as etapas de operação com as suas devidas descrições detalhadas.

4.2.1 Intervalos de tempo das etapas de operação para o fluxo de potência V_2 para V_1 na região $R2$

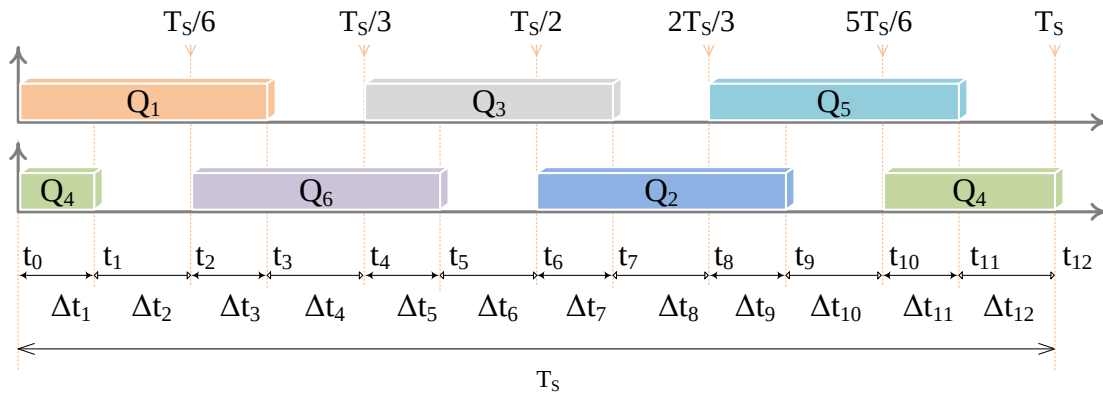
A operação do conversor na região de operação $R2$, quanto ao tempo e ao número de interruptores em condução simultânea, é detalhada na Tabela 7. O esquema de comando simplificado para esta região é ilustrado na Figura 97.

Tabela 7 – Razão cíclica e simultaneidade em $R2$.

Região	Razão Cíclica	Simultaneidade
$R2$	$1/6 < D < 1/3$	Um a dois interruptores

Fonte: Elaboração própria.

Figura 97 – Diagrama dos sinais de comando dos interruptores "Q", de V_2 para V_1 , na região $R2$.



Fonte: Elaboração própria.

O intervalo de tempo de cada etapa de operação do conversor na região $R2$ é dado pela Equação 4.17

$$\begin{cases} \Delta t_1 = t_1 - t_0, \Delta t_2 = t_2 - t_1, \Delta t_3 = t_3 - t_2, \Delta t_4 = t_4 - t_3, \\ \Delta t_5 = t_5 - t_4, \Delta t_6 = t_6 - t_5, \Delta t_7 = t_7 - t_6, \Delta t_8 = t_8 - t_7, \\ \Delta t_9 = t_9 - t_8, \Delta t_{10} = t_{10} - t_9, \Delta t_{11} = t_{11} - t_{10}, \Delta t_{12} = t_{12} - t_{11} \end{cases} \quad (4.17)$$

Considerando a simetria dos sinais de comando na Figura 51, é possível inferir que os tempos ímpares são idênticos entre si, assim como os tempos pares também o são. Portanto, é viável reescrever esses intervalos de tempo em termos da razão cíclica D e do período de comutação T_s , conforme expresso pela Equação 4.18.

$$\begin{cases} \Delta t_1 = \frac{6D-1}{6} \cdot T_S \\ \Delta t_2 = \frac{1-3 \cdot D}{3} \cdot T_S \end{cases} \quad (4.18)$$

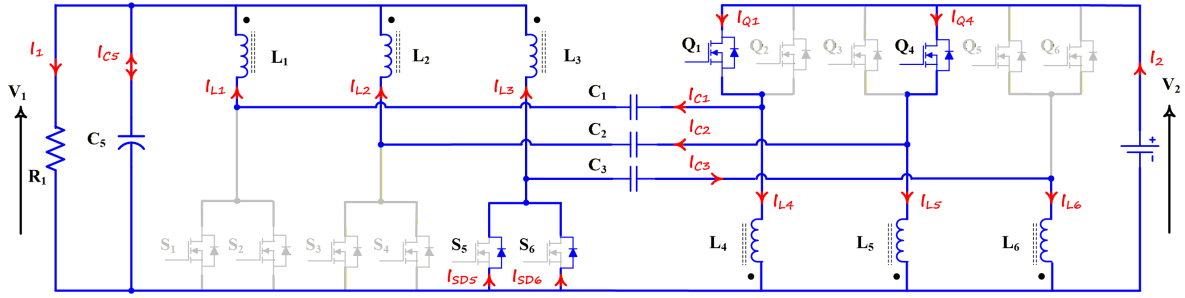
4.2.2 Descrição das etapas de operação em MCC para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R2

Assim como na região R1, a operação na região R2 envolve doze intervalos de comutação; contudo, devido à simetria, a análise concentra-se na primeira metade do período de comutação. Nesta seção, são descritas as etapas e as principais características de operação do conversor proposto em MCC, condição na qual a corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 não atinge zero durante um período de comutação. Nessa condição de operação, o período de comutação é dividido em doze etapas. Para cada etapa, é apresentado o respectivo circuito equivalente, destacando-se em negrito os componentes pelos quais a corrente circula, bem como as formas de onda ideais de tensão e corrente associadas ao funcionamento do conversor.

Primeira etapa [$t_0 \leq t \leq t_1$]: No instante inicial t_0 , os interruptores Q_1 e Q_4 estão em condução, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Durante este estágio, os indutores L_1 , L_2 , L_4 e L_5 armazenam energia, enquanto os indutores L_3 e L_6 transferem energia. Os capacitores C_1 e C_2 estão em carregamento, enquanto o capacitor C_3 está sendo descarregado. As tensões nos indutores L_4 e L_5 são dadas por V_2 , enquanto as tensões nos indutores L_1 e L_2 são dadas por $(V_2 - V_1) + V_{C1}$. As tensões nos indutores L_3 e L_6 são iguais a V_1 e $-V_{C3}$, respectivamente. A tensão nos interruptores Q_5 e Q_6 é $V_{C3} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ é expressa por $i_1(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, enquanto as correntes nos interruptores Q_1 e Q_4 são dadas por $i_{Q1}(t) = i_{L4}(t) + i_{C1}(t)$ e $i_{Q4}(t) = i_{L5}(t) + i_{C2}(t)$, respectivamente. A corrente no diodo D_1 é expressa por $i_{SD5}(t) = (i_{L3}(t) + i_{C3}(t))/2$. Este estágio termina no instante t_1 , e o circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 98. A duração deste estágio é definida por:

$$\Delta t_1 = \frac{6D-1}{6} \cdot T_S \quad (4.19)$$

Figura 98 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R2 - Primeira etapa.

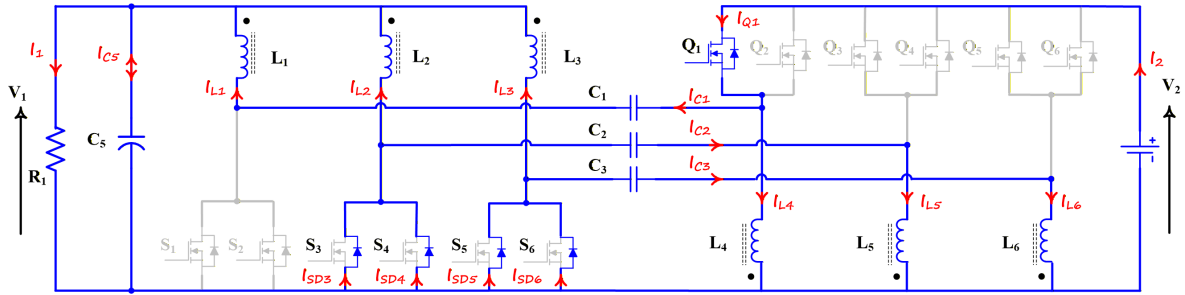


Fonte: Elaboração própria.

Segunda etapa $[t_1 < t \leq t_2]$: No instante t_1 , o interruptor Q_1 continua em condução, enquanto Q_4 é desligado, permanecendo todos os demais interruptores desligados. O comportamento elétrico deste intervalo é idêntico ao da primeira etapa na região R1; portanto, aplicam-se os mesmos processos de armazenamento e transferência de energia, bem como as mesmas expressões de tensão e corrente. Este estágio termina no instante t_2 , sendo o circuito equivalente apresentado na Figura 99. A duração deste estágio é dada por:

$$\Delta t_2 = \frac{1 - 3D}{3} \cdot T_S \quad (4.20)$$

Figura 99 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R2 - Segunda etapa.

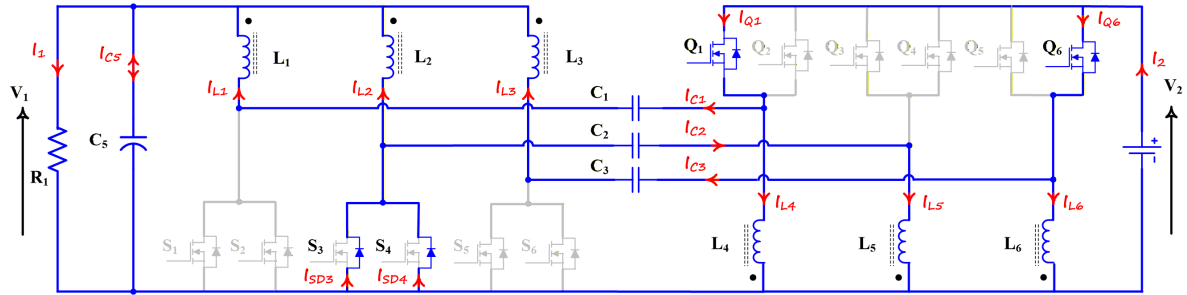


Fonte: Elaboração própria.

Terceira etapa $[t_2 < t \leq t_3]$: No instante inicial t_2 , o interruptor Q_1 permanece em condução e o interruptor Q_6 inicia a condução, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Durante este estágio, os indutores L_1 , L_3 , L_4 e L_6 armazenam energia, enquanto os indutores L_2 e L_5 transferem energia. Os capacitores C_1 e C_3 estão em carregamento, enquanto o capacitor C_2 está sendo descarregado. As tensões nos indutores L_1 e L_3 , são dadas por $(V_{C1} + V_2) - V_1$. A tensão em L_4 e L_6 , é V_2 . As tensões nos indutores L_2 e L_5 são $-V_1$ e $-V_{C2}$, respectivamente. A tensão em todos os interruptores, exceto Q_1 e Q_6 , é $V_{C1} + V_2$. A corrente $i_1(t)$ é dada por $i_1(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$. As correntes nos interruptores Q_1 e Q_6 são expressas por $i_{Q1}(t) = i_{L4}(t) + i_{C1}(t)$ e $i_{Q6}(t) = i_{L6}(t) + i_{C3}(t)$. A corrente no diodo SD_3 é dada

por $i_{SD3}(t) = (i_{L2}(t) + i_{C2}(t))/2$. Este estágio termina no instante t_3 , e o circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 100. A duração deste estágio é definida pela Equação 4.19.

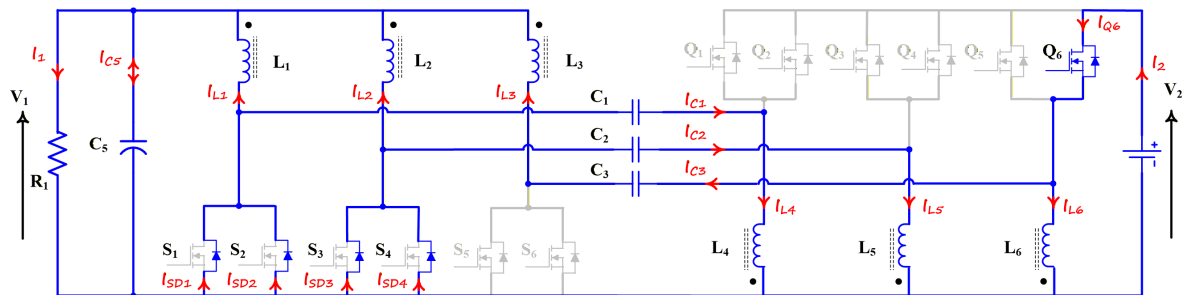
Figura 100 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R2 - Terceira etapa.



Fonte: Elaboração própria.

Quarta etapa [$t_3 < t \leq t_4$]: No instante t_3 , o interruptor Q_1 é desligado, enquanto o interruptor Q_6 permanece em condução, com todos os demais interruptores desligados. O comportamento deste estágio é idêntico ao do terceiro estágio da região R1, apresentando as mesmas características de armazenamento de energia, transferência de energia, tensões e correntes. Este estágio termina no instante t_4 , sendo o circuito equivalente mostrado na Figura 101. Sua duração é definida pela Equação 4.20.

Figura 101 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R2 - Quarta etapa.

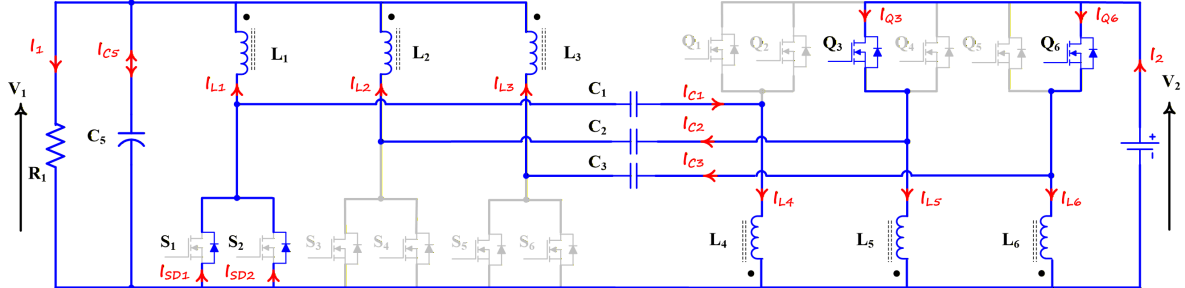


Fonte: Elaboração própria.

Quinta etapa [$t_4 < t \leq t_5$]: No instante inicial t_4 , o interruptor Q_3 inicia a condução, enquanto o interruptor Q_6 permanece conduzindo, e os demais interruptores permanecem desligados. Durante este estágio, os indutores L_2 , L_3 , L_5 e L_6 armazenam energia, enquanto os indutores L_1 e L_4 transferem energia. Os capacitores C_2 e C_3 estão em carregamento, enquanto o capacitor C_1 está sendo descarregado. As tensões nos indutores L_2 e L_3 , bem como em L_5 e L_6 , são dadas por $(V_{C1} + V_2) - V_1$ e V_2 , respectivamente. As tensões nos indutores L_1 e L_4 são $-V_1$ e $-V_{C1}$, respectivamente. A corrente $i_1(t)$ é expressa por $i_1(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$. As correntes nos interruptores Q_3 e Q_6 são dadas por $i_{Q3}(t) = i_{L5}(t) + i_{C2}(t)$ e $i_{Q6}(t) = i_{L6}(t) + i_{C3}(t)$. A corrente

no diodo DS_1 , denotada por $i_{DS1}(t)$, é dada por $i_{DS1}(t) = (i_{L1}(t) + i_{C1}(t))/2$. Este estágio termina no instante t_5 , sendo o circuito equivalente apresentado na Figura 102.

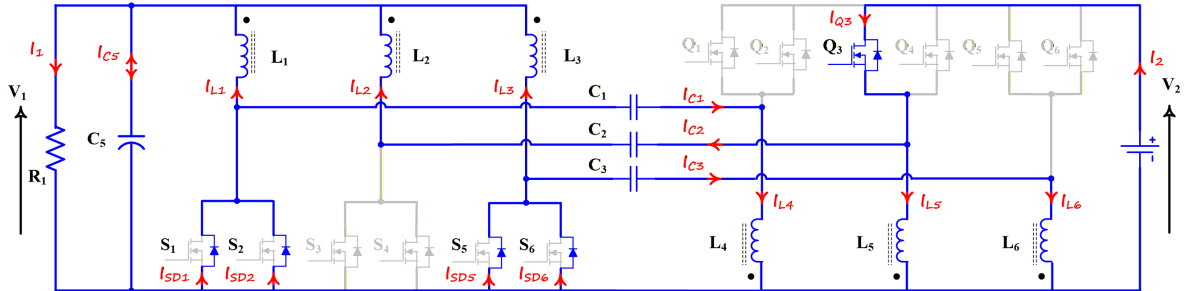
Figura 102 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R2 - Quinta etapa.



Fonte: Elaboração própria.

Sexta etapa [$t_5 < t \leq t_6$]: No instante t_5 , o interruptor Q_3 permanece em condução, enquanto o interruptor Q_6 é desligado, permanecendo todos os demais interruptores desligados. O comportamento deste estágio é idêntico ao da Quinta etapa de operação da região R1, apresentando as mesmas características de armazenamento e transferência de energia, tensões e correntes. Este estágio termina no instante t_6 , e o circuito equivalente é apresentado na Figura 103.

Figura 103 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R2 - Sexta etapa.

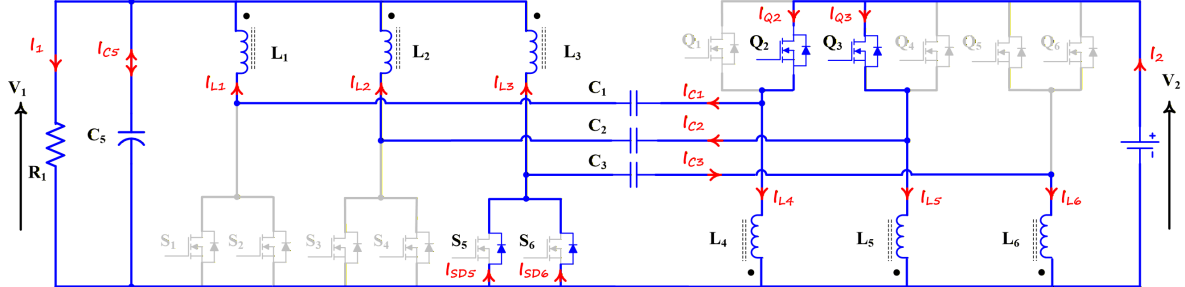


Fonte: Elaboração própria.

Sétima etapa [$t_6 < t \leq t_7$]: No instante t_6 , o interruptor Q_3 permanece em condução e o interruptor Q_2 entra em condução, os demais permanecem bloqueados. Nesta etapa, os indutores L_1 , L_2 , L_4 e L_5 armazenam energia, enquanto os indutores L_3 e L_6 transferem energia. Os capacitores C_1 e C_2 estão em carregamento, enquanto o capacitor C_3 está sendo descarregado. As tensões nos indutores L_1 e L_2 , bem como em L_4 e L_5 , são dadas por $(V_{C1} + V_2) - V_1$ e V_2 , respectivamente. As tensões nos indutores L_3 e L_6 são $-V_1$ e $-V_{C3}$, respectivamente. A corrente $i_1(t)$ é expressa por $i_1(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$. As correntes nos interruptores Q_2 e Q_3 são dadas por $i_{Q2}(t) = i_{L4}(t) + i_{C1}(t)$ e $i_{Q3}(t) = i_{L5}(t) + i_{C2}(t)$. A corrente no diodo SD_5 , denotada

por $i_{SD5}(t)$, é dada por $i_{SD5}(t) = (i_{L3}(t) + i_{C3}(t))/2$. Este estágio termina no instante t_7 , sendo o circuito equivalente apresentado na Figura 104.

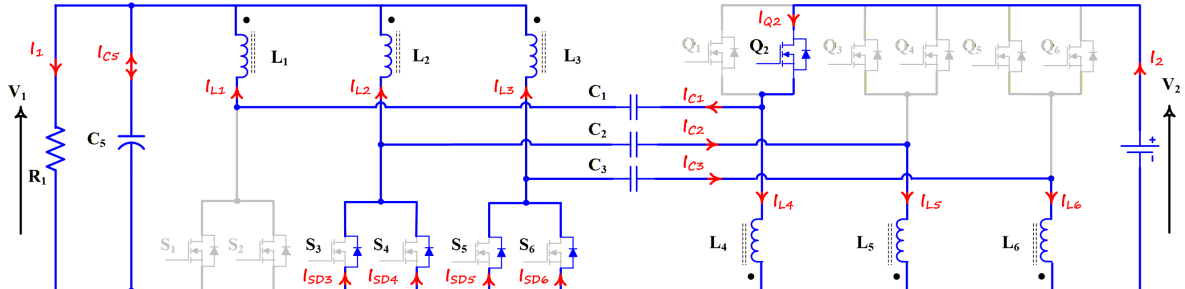
Figura 104 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R2 - Sétima etapa.



Fonte: Elaboração própria.

Oitava etapa [$t_7 < t \leq t_8$]: No instante t_7 , apenas o interruptor Q_2 continua conduzindo. Os demais interruptores permanecem bloqueados durante toda a etapa. Nesta etapa, os indutores L_1 , e L_4 armazenam energia, enquanto os indutores L_2 , L_3 , L_5 e L_6 transferem energia. O capacitor C_1 está em carregamento, enquanto os capacitores C_3 e C_3 estão sendo descarregados. A tensão no indutor L_1 é dada por $(V_{C1} + V_2) - V_1$. A tensão no indutor L_4 é V_2 . A tensão nos indutores L_2 e L_3 é de $-V_1$. A tensão aplicada em L_5 e L_6 é de $-V_{C2}$ e $-V_{C3}$, respectivamente. A corrente $i_1(t)$ é expressa por $i_1(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$. A corrente no interruptor Q_2 é dada por $i_{Q2}(t) = i_{L4}(t) + i_{C1}(t)$. A corrente no diodo SD_3 , denotada por $i_{SD3}(t)$, é dada por $i_{SD3}(t) = (i_{L2}(t) + i_{C2}(t))/2$. Este estágio termina no instante t_8 , sendo o circuito equivalente apresentado na Figura 105.

Figura 105 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R2 - Oitava etapa.

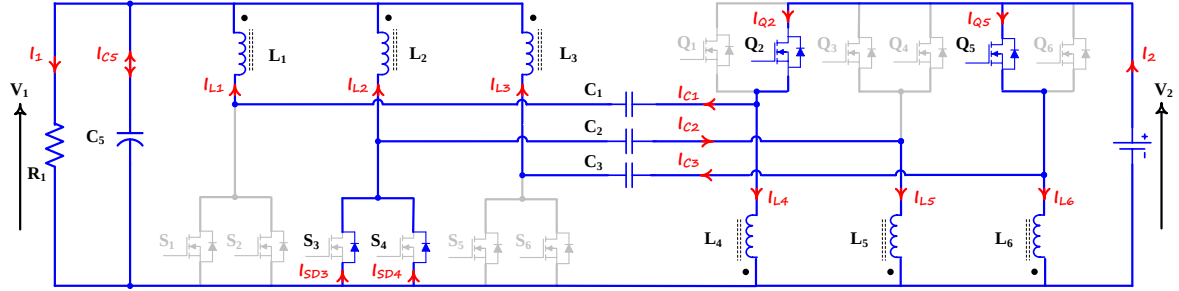


Fonte: Elaboração própria.

Nona etapa [$t_8 < t \leq t_9$]: No instante t_8 , o interruptor Q_2 permanece em condução, e o interruptor Q_5 entra em condução. Os demais interruptores permanecem bloqueados. Nesta etapa, os indutores L_1 , L_3 , L_4 e L_6 armazenam energia, enquanto os indutores L_2 e L_5 transferem energia. Os capacitores C_1 e C_3 estão em carregamento, enquanto o capacitor C_2 está sendo descarregado. A tensão nos indutores L_1 e L_3 é dada por $(V_{C1} + V_2) - V_1$. A tensão nos indutores

L_4 e L_6 é V_2 . A tensão no indutor L_2 é de $-V_1$. A tensão em L_5 é $-V_{C2}$. A corrente $i_1(t)$ é expressa por $i_1(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$. A corrente nos interruptores Q_2 e Q_5 é dada por $i_{Q2}(t) = i_{L4}(t) + i_{C1}(t)$ e $i_{Q5}(t) = i_{L6}(t) + i_{C3}(t)$, respectivamente. A corrente no diodo SD_3 , denotada por $i_{SD3}(t)$, é dada por $i_{SD3}(t) = (i_{L2}(t) + i_{C2}(t))/2$. Este estágio termina no instante t_9 , sendo o circuito equivalente apresentado na Figura 106.

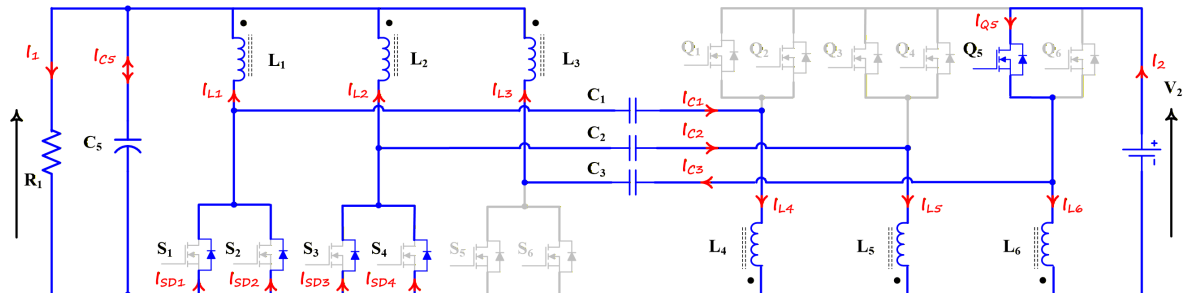
Figura 106 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R2 - Nona etapa.



Fonte: Elaboração própria.

Décima etapa [$t_9 < t \leq t_{10}$]: No instante t_9 , o interruptor Q_2 é bloqueado e o interruptor Q_5 continua conduzindo. Os demais interruptores permanecem bloqueados. Nesta etapa os indutores L_3 e L_6 armazenam energia, enquanto os indutores L_1 , L_2 , L_4 , e L_5 transferem energia. O capacitor C_3 está em carregamento, enquanto os capacitores C_1 e C_2 estão sendo descarregados. A tensão no indutor L_3 é dada por $(V_{C3} + V_2) - V_1$. A tensão no indutor L_6 é V_2 . A tensão nos indutores L_1 e L_2 é $-V_1$. A tensão nos indutores L_4 e L_5 é $-V_{C1}$ e $-V_{C2}$, respectivamente. A corrente $i_1(t)$ é expressa por $i_1(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$. A corrente no interruptor Q_5 é dada por $i_{Q5}(t) = i_{L6}(t) + i_{C3}(t)$. A corrente no diodo SD_1 , denotada por $i_{SD1}(t)$, é dada por $i_{SD1}(t) = (i_{L1}(t) + i_{C1}(t))/2$. Este estágio termina no instante t_{10} , sendo o circuito equivalente apresentado na Figura 107.

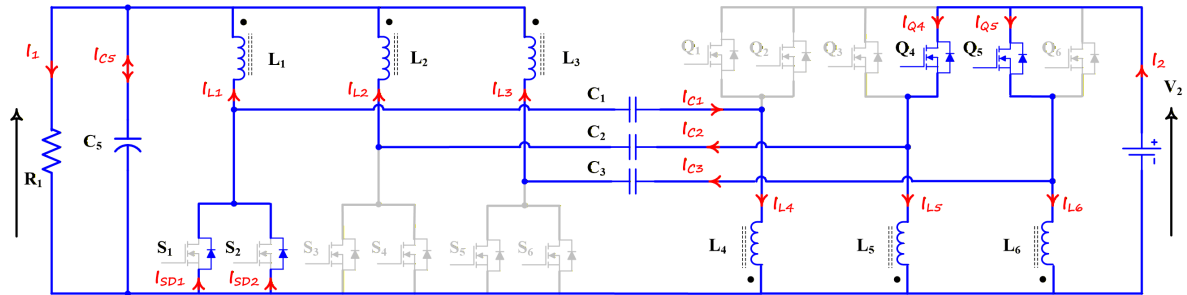
Figura 107 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R2 - Décima etapa.



Fonte: Elaboração própria.

Décima primeira etapa [$t_{10} < t \leq t_{11}$]: No instante t_{10} , o interruptor Q_4 é bloqueado e o interruptor Q_5 continua em condução. Os demais interruptores permanecem bloqueados. Nesta etapa, os indutores L_2 , L_3 , L_5 e L_6 armazenam energia, enquanto os indutores L_1 e L_4 transferem energia. Os capacitores C_2 e C_3 estão em carregamento, enquanto o capacitor C_1 está sendo descarregado. A tensão nos indutores L_2 e L_3 é dada por $(V_{C1} + V_2) - V_1$. A tensão nos indutores L_5 e L_6 é V_2 . A tensão no indutor L_1 é de $-V_1$. A tensão em L_4 é $-V_{C1}$. A corrente $i_1(t)$ é expressa por $i_1(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$. A corrente nos interruptores Q_4 e Q_5 é dada por $i_{Q4}(t) = i_{L5}(t) + i_{C2}(t)$ e $i_{Q5}(t) = i_{L6}(t) + i_{C3}(t)$, respectivamente. A corrente no diodo SD_1 , denotada por $i_{SD1}(t)$, é dada por $i_{SD1}(t) = (i_{L1}(t) + i_{C1}(t))/2$. Este estágio termina no instante t_{10} , sendo o circuito equivalente apresentado na Figura 108.

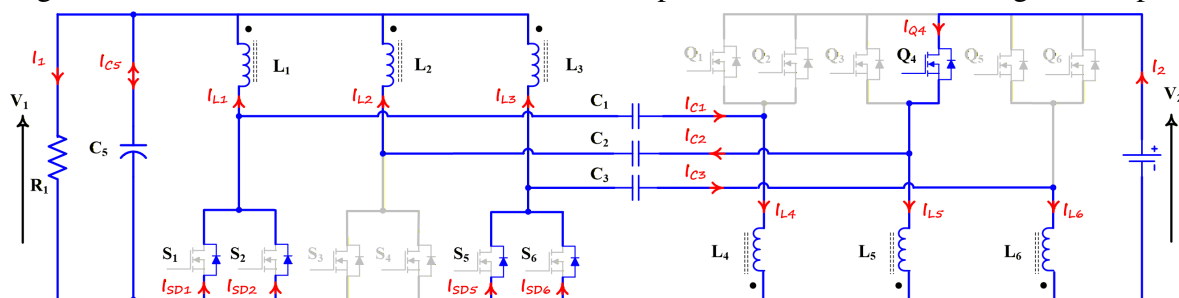
Figura 108 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R2 - Décima Primeira etapa.



Fonte: Elaboração própria.

Décima segunda etapa [$t_{11} < t \leq t_{12}$]: No instante t_{11} , apenas o interruptor Q_5 é bloqueado e o interruptor Q_4 continua conduzindo. Os demais interruptores permanecem bloqueados. Nesta etapa os indutores L_2 e L_5 armazenam energia, enquanto os indutores L_1 , L_3 , L_4 , e L_6 transferem energia. O capacitor C_2 está em carregamento, enquanto os capacitores C_1 e C_3 estão sendo descarregados. A tensão no indutor L_2 é dada por $(V_{C2} + V_2) - V_1$. A tensão no indutor L_5 é V_2 . A tensão nos indutores L_1 e L_3 é $-V_1$. A tensão nos indutores L_4 e L_6 é $-V_{C1}$ e $-V_{C3}$, respectivamente. A corrente $i_1(t)$ é expressa por $i_1(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$. A corrente no interruptor Q_4 é dada por $i_{Q4}(t) = i_{L5}(t) + i_{C2}(t)$. A corrente no diodo SD_1 , denotada por $i_{SD1}(t)$, é dada por $i_{SD1}(t) = (i_{L1}(t) + i_{C1}(t))/2$. Este estágio termina no instante t_{12} , sendo o circuito equivalente apresentado na Figura 109.

Figura 109 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R2$ - Décima Segunda etapa.

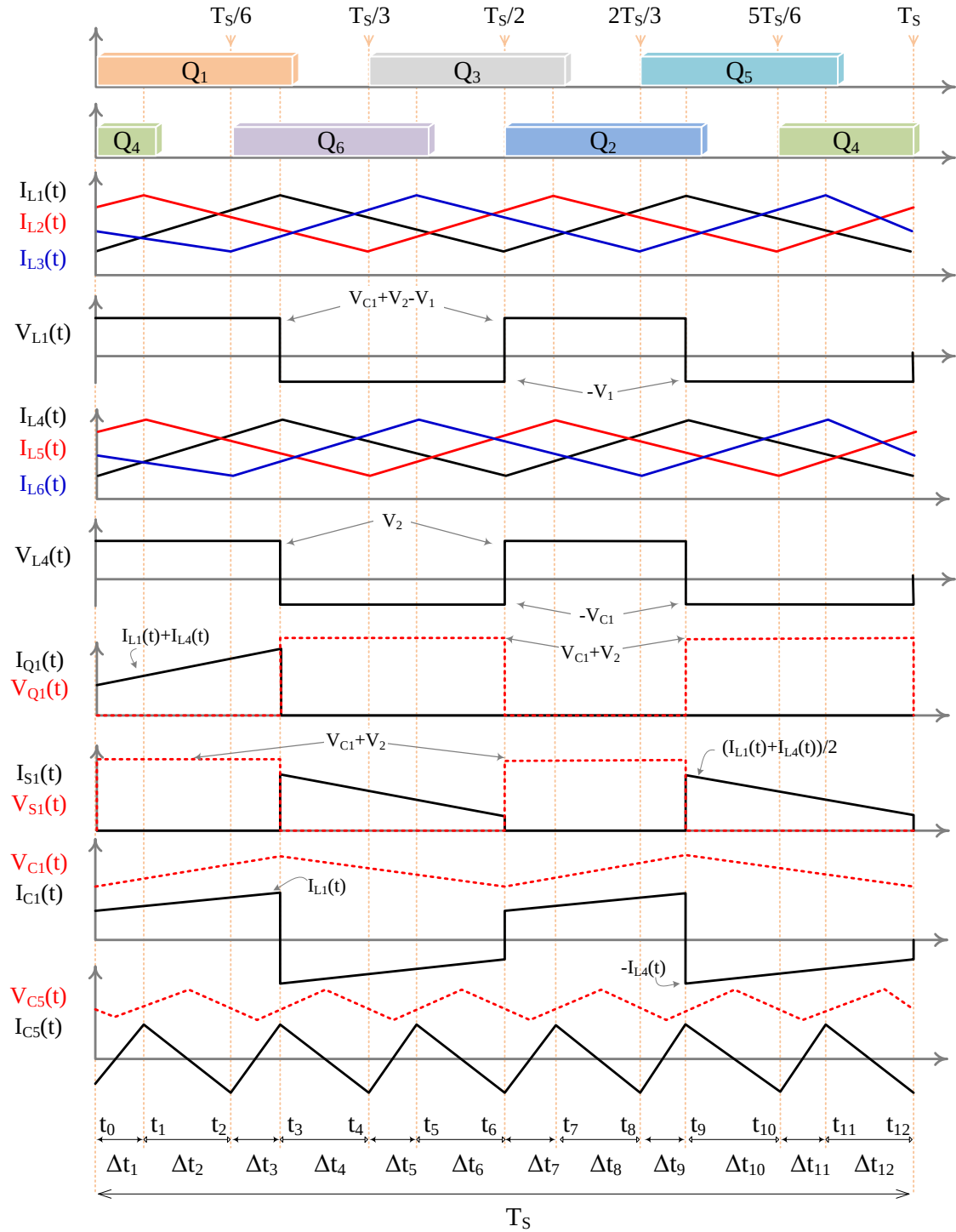


Fonte: Elaboração própria.

4.2.3 Formas de onda teóricas dos principais componentes para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região $R2$

Na Figura 110 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente dos elementos principais do conversor quando operando em MCC na região $R2$. Essas formas de onda decorrem da aplicação dos sinais PWM aos interruptores Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 , Q_5 e Q_6 ao longo de um período de comutação T_s . Em função da característica bidirecional e do comportamento simétrico do conversor já observado no fluxo de potência de V_1 para V_2 , verifica-se que, nos indutores e nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 , a ondulação de corrente ocorre com frequência igual ao dobro da frequência de comutação. Por sua vez, nas portas V_2 e V_1 , assim como no capacitor C_4 , a ondulação se manifesta com frequência correspondente a seis vezes a frequência de comutação.

Figura 110 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R2 - Formas de onda teóricas.



Fonte: Elaboração própria.

4.2.4 Ganho estático em MCC para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R2

Nesta seção é apresentado o cálculo do ganho estático na região R2. A tensão no indutor L_1 é dada pela Equação 4.21.

$$V_{L1} = \frac{2}{T_S} \left(\int_0^{2\Delta t_1 + \Delta t_2} V_{L1} dt + \int_0^{\Delta t_1 + 2\Delta t_2} V_{L1} dt \right) \quad (4.21)$$

Substituindo os valores dos intervalos de tempo na Equação 4.21, chega-se a Equação 4.22.

$$0 = \frac{2}{T_S} \left[\int_0^{2\left(\frac{6D-1}{6} \cdot T_S\right) + \frac{1-3D}{3} \cdot T_S} (V_2 + V_{C1} - V_1) dt + \int_0^{\frac{6D-1}{6} \cdot T_S + 2\left(\frac{1-3D}{3} \cdot T_S\right)} (-V_1) dt \right] \quad (4.22)$$

Resolvendo a integral da Equação 4.22, obtêm-se a Equação 4.23.

$$0 = 2D \cdot V_2 - V_1 + 2D \cdot V_{C1} \quad (4.23)$$

$$V_{L4} = \frac{2}{T_S} \left(\int_0^{2\Delta t_1 + \Delta t_2} V_{L4} dt + \int_0^{\Delta t_1 + 2\Delta t_2} V_{L4} dt \right) \quad (4.24)$$

Substituindo os valores dos intervalos de tempo na Equação 4.24, apresenta-se a Equação 4.25.

$$0 = \frac{2}{T_S} \left[\int_0^{2\left(\frac{6D-1}{6} \cdot T_S\right) + \frac{1-3D}{3} \cdot T_S} V_2 dt + \int_0^{\frac{6D-1}{6} \cdot T_S + 2\left(\frac{1-3D}{3} \cdot T_S\right)} (-V_{C1}) dt \right] \quad (4.25)$$

Resolvendo a integral da Equação 4.25, chega-se a Equação 4.26.

$$0 = 2D \cdot V_2 - V_{C1} + 2D \cdot V_{C1} \quad (4.26)$$

Separando V_{C1} , obtêm-se a Equação 4.27.

$$V_{C1} = V_2 \cdot \frac{2D}{1 - 2D} \quad (4.27)$$

Substituindo a Equação 4.27 na Equação 4.23, resulta na Equação 4.28.

$$0 = 2D \cdot V_2 - V_1 + 2D \left(V_2 \cdot \frac{2D}{1 - 2D} \right) \quad (4.28)$$

Organizando os valores de tensão de saída V_1 em relação a tensão de entrada V_2 , obtêm-se a Equação do ganho estático do Primeiro Conversor, no fluxo de potência de V_2 para V_1 na região $R2$, conforme apresentado na Equação 4.29.

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{2D}{1 - 2D} \quad (4.29)$$

4.2.5 Cálculo dos valores das indutâncias, das capacitâncias e indutâncias críticas para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região $R2$

Em função da simetria do conversor e da capacidade de processar a mesma potência nos dois sentidos, as expressões que definem as indutâncias, as capacitâncias e as indutâncias críticas na região $R2$ coincidem com aquelas obtidas para a região $R2$ no fluxo de potência de V_1 para V_2 , conforme descrito no Capítulo 3.

4.3 Análise do primeiro conversor em MCC para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região $R3$

Nesta tópico será apresentada a análise quantitativa e qualitativa do conversor da primeira topologia proposta, com fluxo no sentido V_1 para V_2 , operando na região $R3$ em MCC. Também serão apresentados os intervalos de tempo de acionamento com as respectivas formas de onda de tensão e corrente nos componentes, como também as etapas de operação com as suas devidas descrições detalhadas.

4.3.1 Intervalos de tempo das etapas de operação para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região $R3$

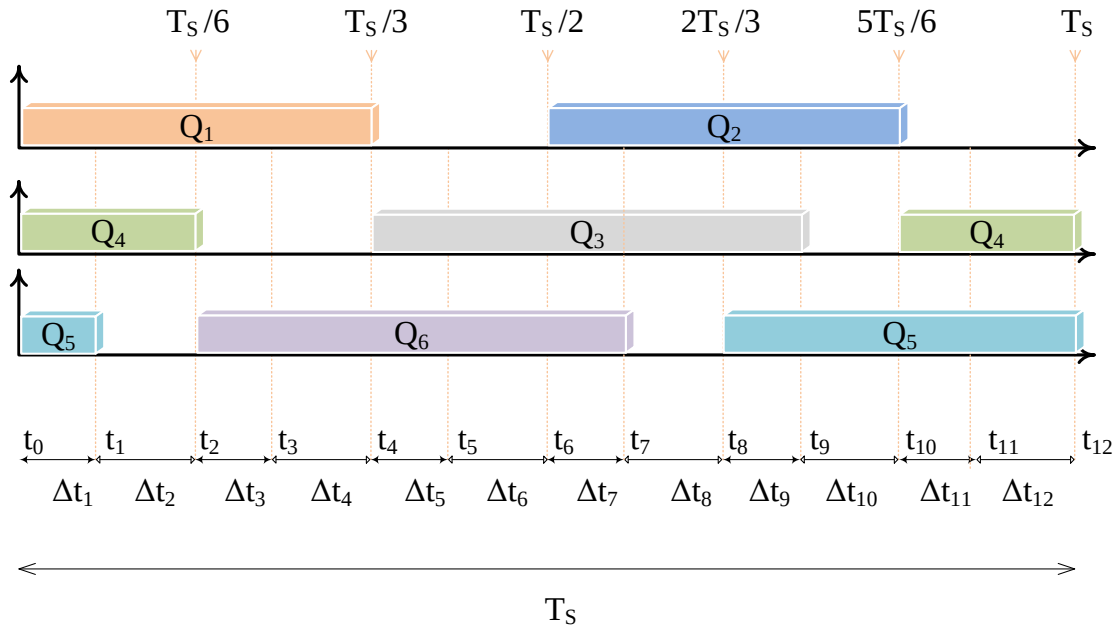
O funcionamento do conversor na região de operação $R3$, em termos de tempo e número de interruptores em condução simultânea, está descrito na Tabela 8. O diagrama de comando simplificado para esta região é apresentado na Figura 111.

Tabela 8 – Razão cíclica e simultaneidade em $R3$.

Região	Razão Cíclica	Simultaneidade
R3	$1/3 < D < 1/2$	Dois a três interruptores

Fonte: Elaboração própria.

Figura 111 – Diagrama dos sinais de comando dos interruptores "Q", de V_2 para V_1 , na região $R3$.



Fonte: Elaboração própria.

O intervalo de tempo de cada etapa de operação do conversor na região $R3$ é dado pela Equação 4.30.

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta t_1 = t_1 - t_0, \Delta t_2 = t_2 - t_1, \Delta t_3 = t_3 - t_2, \Delta t_4 = t_4 - t_3, \\ \Delta t_5 = t_5 - t_4, \Delta t_6 = t_6 - t_5, \Delta t_7 = t_7 - t_6, \Delta t_8 = t_8 - t_7, \\ \Delta t_9 = t_9 - t_8, \Delta t_{10} = t_{10} - t_9, \Delta t_{11} = t_{11} - t_{10}, \Delta t_{12} = t_{12} - t_{11} \end{array} \right. \quad (4.30)$$

Dada a simetria dos sinais de comando na Figura 67, pode-se concluir que os tempos ímpares são iguais entre si, assim como os tempos pares. Assim, esses intervalos de tempo podem ser reescritos em função da razão cíclica D e do período de comutação T_s , conforme a Equação 3.120.

4.3.2 Descrição das etapas de operação em MCC para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região $R3$

A operação do conversor na região $R3$ segue os mesmos princípios descritos para $R1$ e $R2$ no MCC. Neste modo, a corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 não zera durante o período de comutação. O período de comutação é dividido em doze etapas, e em cada uma delas, os

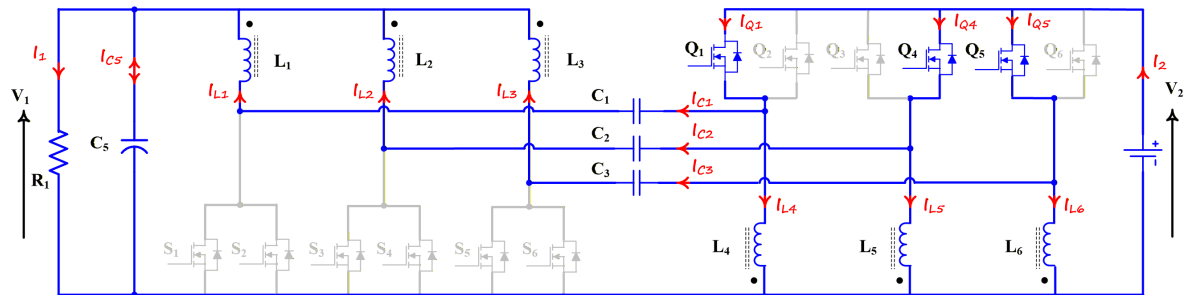
componentes por onde a corrente flui são destacados em negrito, conforme mostrado nos circuitos equivalentes.

Nesta seção, serão apresentadas as descrições de cada etapa, incluindo o circuito equivalente de cada uma, e as formas de onda ideais de tensão e corrente.

Primeira etapa $[t_0 < t \leq t_1]$: No instante inicial t_0 , os interruptores Q_1 , Q_4 e Q_5 estão em condução, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Durante esta etapa, os indutores L_1 a L_6 armazenam energia, e os capacitores C_1 , C_2 e C_3 são carregados. As tensões nos indutores L_4 , L_5 e L_6 são dadas por V_2 , enquanto as tensões nos indutores L_1 , L_2 e L_3 são dadas por $(V_{C1} + V_2) - V_1$. A corrente $i_1(t)$ é expressa por $i_1(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, enquanto as correntes através dos interruptores Q_1 , Q_4 e Q_5 são dadas, respectivamente, por $i_{Q1}(t) = i_{L4}(t) + i_{C1}(t)$, $i_{Q4}(t) = i_{L5}(t) + i_{C2}(t)$, $i_{Q5}(t) = i_{L6}(t) + i_{C3}(t)$. Esta etapa termina no instante t_1 . O circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 112, e sua duração é definida por:

$$\Delta t_1 = \frac{3D - 1}{3} \cdot T_S \quad (4.31)$$

Figura 112 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R3 - Primeira etapa.

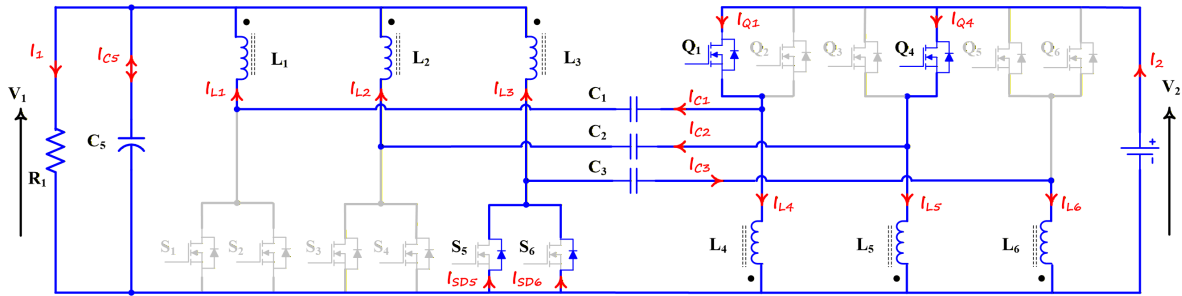


Fonte: Elaboração própria.

Segunda etapa $[t_1 < t \leq t_2]$: No instante t_1 , os interruptores Q_1 e Q_4 permanecem em condução, enquanto o interruptor Q_5 é desligado. Todos os demais interruptores permanecem no estado desligado. Esta etapa apresenta as mesmas condições de operação da primeira etapa de operação da região R2, incluindo níveis de tensão, trajetórias de corrente e comportamento de transferência de energia idênticos. A etapa termina em t_2 , e o circuito equivalente correspondente é mostrado na Figura 113. A duração deste intervalo é definida por

$$\Delta t_2 = \frac{1 - 2D}{2} \cdot T_S \quad (4.32)$$

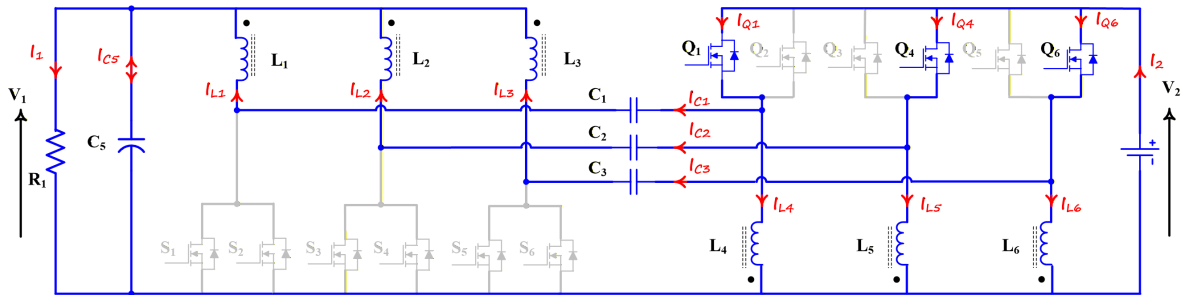
Figura 113 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R3 - Segunda etapa.



Fonte: Elaboração própria.

Terceira etapa [$t_2 < t \leq t_3$]: No instante t_2 , os interruptores Q_1 , Q_4 e Q_6 estão em condução, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Durante esta etapa, os indutores L_1 a L_6 armazenam energia, e os capacitores C_1 , C_2 e C_3 são carregados. As tensões nos indutores L_4 , L_5 e L_6 são iguais a V_2 , enquanto as tensões nos indutores L_1 , L_2 e L_3 são dadas por $(V_{C1} + V_2) - V_1$. A corrente $i_1(t)$ é expressa por $i_1(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, enquanto as correntes através dos interruptores Q_1 , Q_4 e Q_6 são dadas, respectivamente, por $i_{Q1}(t) = i_{L4}(t) + i_{C1}(t)$, $i_{Q4}(t) = i_{L5}(t) + i_{C2}(t)$, $i_{Q6}(t) = i_{L6}(t) + i_{C3}(t)$. Esta etapa termina no instante t_3 . O circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 114, e sua duração é definida por (7.5).

Figura 114 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R3 - Terceira etapa.

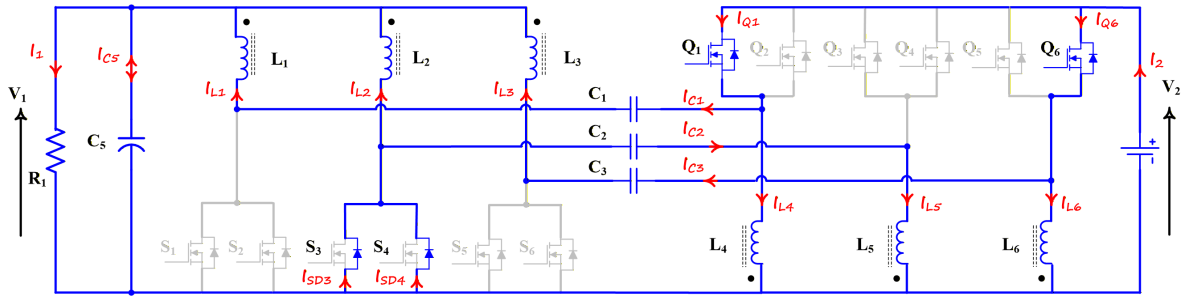


Fonte: Elaboração própria.

Quarta etapa [$t_3 < t \leq t_4$]: No instante t_3 , os interruptores Q_1 e Q_6 permanecem em condução, enquanto o interruptor Q_4 é desligado e os demais permanecem no estado desligado. A operação do circuito durante esta etapa é idêntica à 3ª etapa da região R2 (Figura 100), apresentando níveis de tensão equivalentes nos componentes passivos, trajetórias de corrente e características de transferência de energia semelhantes. Esta etapa termina em t_4 , com o circuito equivalente ilustrado na Figura 115. A duração da etapa é determinada por (7.6).

Quinta etapa [$t_4 < t \leq t_5$]: No instante t_4 , os interruptores Q_1 e Q_6 permanecem em condução. O interruptor Q_3 entra em condução, enquanto os demais permanecem desligados.

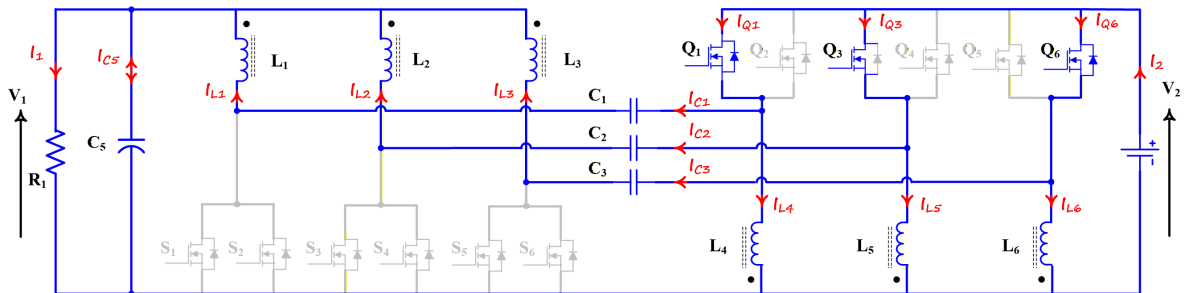
Figura 115 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R3 - Quarta etapa.



Fonte: Elaboração própria.

Esta etapa apresenta comportamento operacional semelhante ao da primeira e da terceira etapa, incluindo o armazenamento de energia nos indutores L_1 a L_6 , o carregamento dos capacitores C_1 , C_2 e C_3 , bem como níveis de tensão e trajetórias de corrente equivalentes. Esta etapa termina em t_5 ; o circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 116, e sua duração é definida por (7.5).

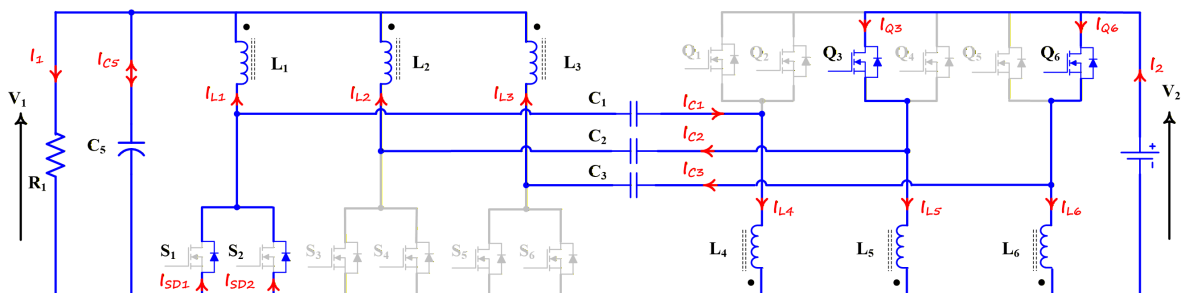
Figura 116 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R3 - Quinta etapa.



Fonte: Elaboração própria.

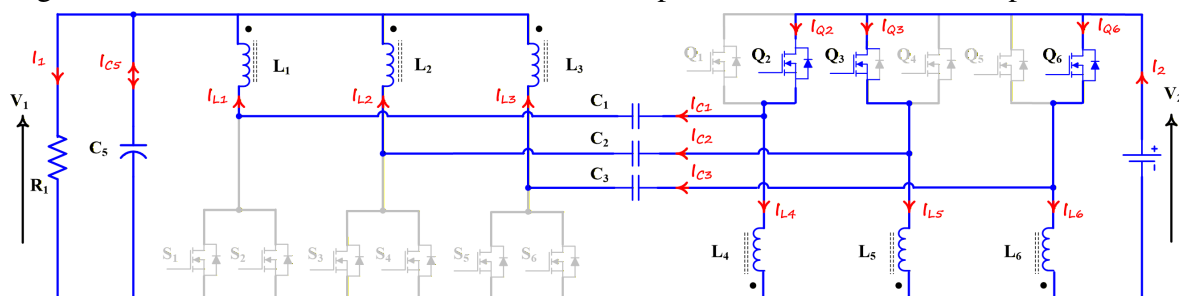
Sexta etapa [$t_5 < t \leq t_6$]: No instante t_5 , os interruptores Q_3 e Q_6 permanecem em condução, enquanto o interruptor Q_1 é desligado. Todos os demais interruptores permanecem no estado desligado. As condições de operação são idênticas a da quinta etapa da região R2. Esta etapa termina em t_6 , com o circuito equivalente correspondente apresentado na Figura 117. Sua duração é definida por (7.6).

Figura 117 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R3 - Sexta etapa.



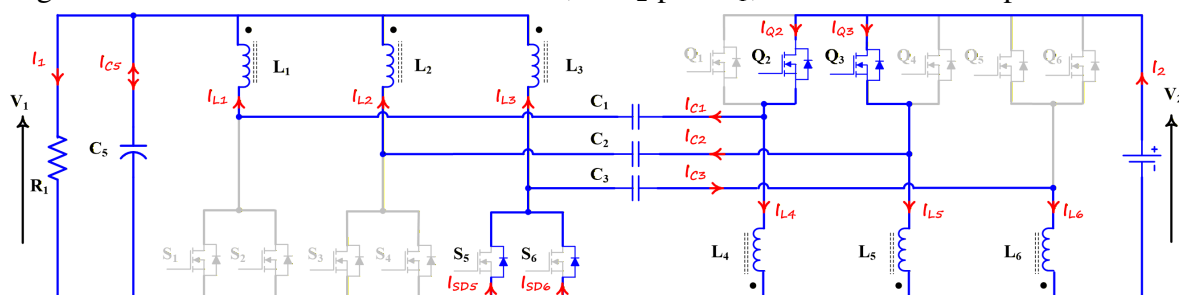
Fonte: Elaboração própria.

Figura 118 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R3 - Sétima etapa.



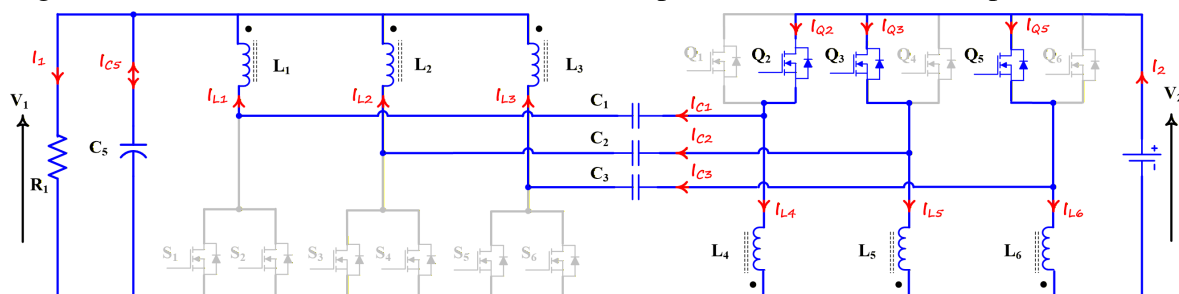
Fonte: Elaboração própria.

Figura 119 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R3 - Oitava etapa.



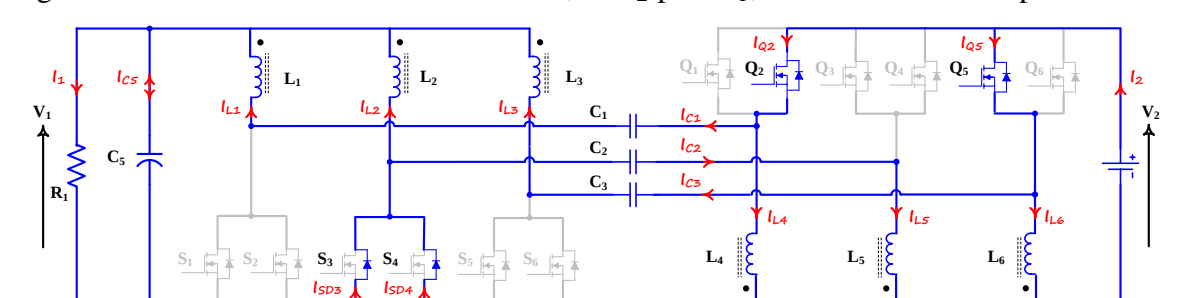
Fonte: Elaboração própria.

Figura 120 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R3 - Nona etapa.



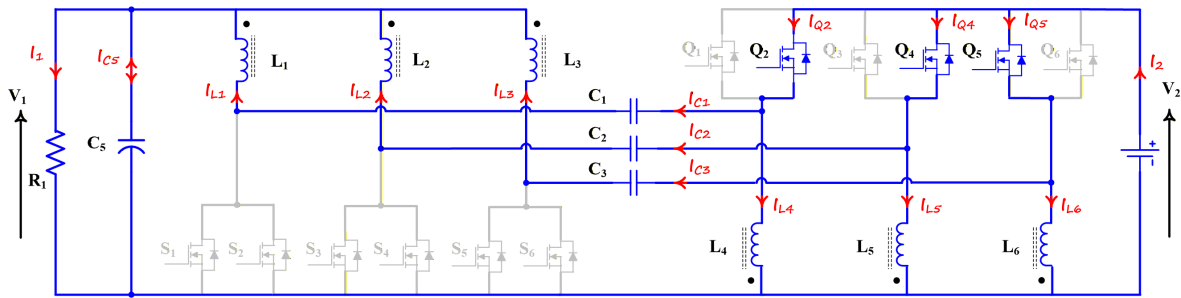
Fonte: Elaboração própria.

Figura 121 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R3 - Décima etapa.



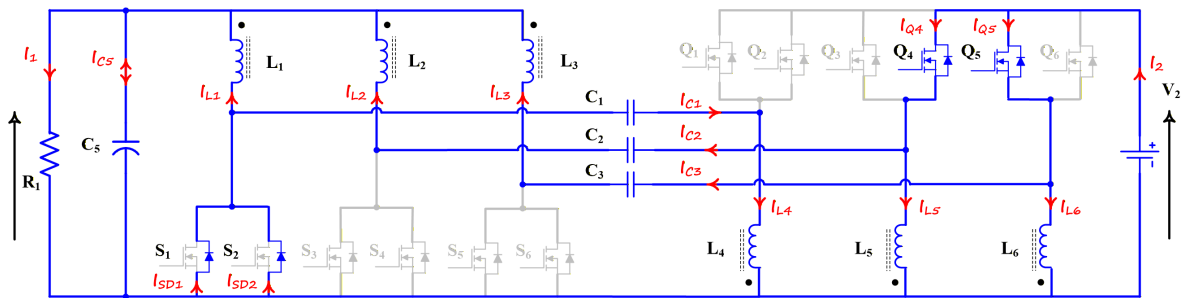
Fonte: Elaboração própria.

Figura 122 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R3$ - Décima Primeira etapa.



Fonte: Elaboração própria.

Figura 123 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em $R3$ - Décima Segunda etapa.

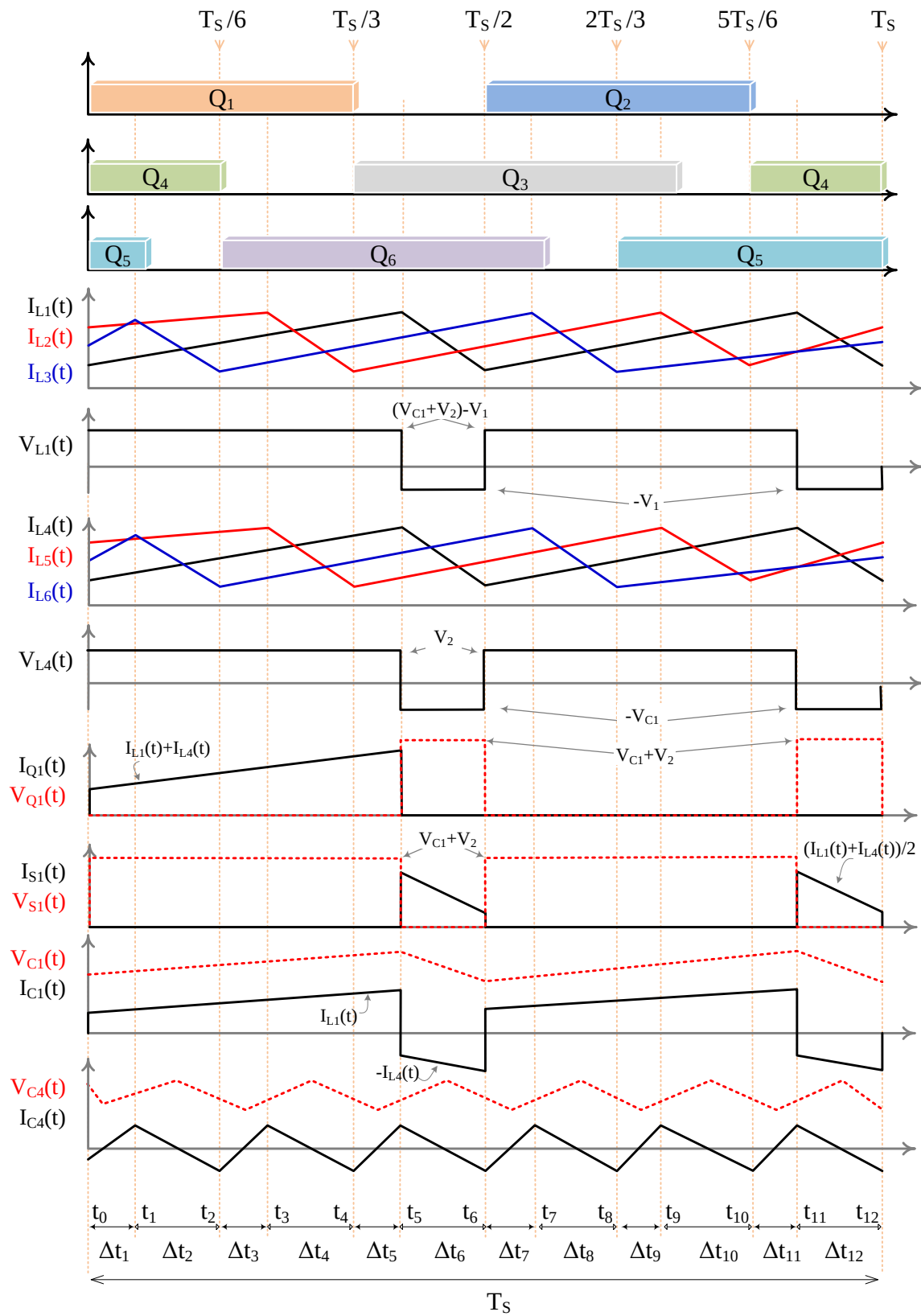


Fonte: Elaboração própria.

4.3.3 Formas de onda teóricas dos principais componentes para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região $R3$

A operação do conversor na região $R3$ em MCC é ditada pela aplicação dos sinais PWM aos interruptores Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 , Q_5 e Q_6 ao longo do período de comutação T_s . Conforme pode ser notado pela análise dos sinais de comando, essa região se caracteriza pela condução simultânea de, no mínimo, dois interruptores a qualquer instante. Devido ao comportamento simétrico e à natureza bidirecional da topologia, evidenciados na análise do fluxo de potência de V_1 para V_2 , a frequência de ondulação de corrente varia conforme o elemento do circuito. Nos indutores e nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 , essa ondulação ocorre com o dobro da frequência de comutação. Em contrapartida, no capacitor C_4 e nas portas V_1 e V_2 , a ondulação se manifesta em uma frequência seis vezes maior. As formas de onda de tensão e corrente dos principais componentes, que ilustram os resultados elétricos dessa dinâmica, estão detalhadas na Figura 124.

Figura 124 – Primeiro Conversor em MCC, de V_2 para V_1 , em R3 - Formas de onda teórica.



Fonte: Elaboração própria.

4.3.4 Ganho estático em MCC para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região R3

A seguir, o cálculo do ganho estático do conversor operando no MCC na região R3. A tensão no indutor L_1 é dada pela Equação 4.33.

$$V_{L1} = \frac{2}{T_S} \left(\int_0^{3\Delta t_1 + 2\Delta t_2} v_{L1} dt + \int_0^{\Delta t_2} v_{L1} dt \right) \quad (4.33)$$

Substituindo os valores dos intervalos de tempo na Equação 4.33, chega-se a Equação 4.34.

$$0 = \frac{2}{T_S} \left[\int_0^{3\left(\frac{3D-1}{3}\right) \cdot T_S + 2\left(\frac{1-2D}{2}\right) \cdot T_S} (V_2 + V_{C1} - V_1) dt + \int_0^{\frac{1-2D}{2} \cdot T_S} (-V_1) dt \right] \quad (4.34)$$

Resolvendo a integral da Equação 4.34, obtêm-se a Equação 4.35.

$$0 = 2D \cdot V_2 - V_1 + 2D \cdot V_{C1} \quad (4.35)$$

A tensão no indutor L_4 é dada pela Equação 4.36.

$$V_{L4} = \frac{2}{T_S} \left(\int_0^{3\Delta t_1 + 2\Delta t_2} V_{L4} dt + \int_0^{\Delta t_2} V_{L4} dt \right) \quad (4.36)$$

Substituindo os valores dos intervalos de tempo na Equação 4.36, apresenta-se a Equação 4.37.

$$0 = \frac{2}{T_S} \left[\int_0^{3\left(\frac{3D-1}{3}\right) \cdot T_S + 2\left(\frac{1-2D}{2}\right) \cdot T_S} V_2 dt + \int_0^{\frac{1-2D}{2} \cdot T_S} (-V_{C1}) dt \right] \quad (4.37)$$

Resolvendo a integral da Equação 4.37, chega-se a Equação 4.38.

$$0 = 2D \cdot V_2 - V_{C1} + 2D \cdot V_{C1} \quad (4.38)$$

Separando V_{C1} , obtêm-se a Equação 4.39.

$$V_{C1} = V_2 \cdot \frac{2D}{1 - 2D} \quad (4.39)$$

Substituindo a Equação 4.39 na Equação 4.35, tem-se a Equação 4.40.

$$0 = 2D \cdot V_2 - V_1 + 2D \left(V_2 \cdot \frac{2D}{1 - 2D} \right) \quad (4.40)$$

Organizando os valores de tensão de saída V_1 em relação a tensão de entrada V_2 , obtêm-se a Equação do ganho estático na região $R3$, conforme apresentado na Equação 4.41.

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{2D}{1 - 2D} \quad (4.41)$$

Observa-se que os ganhos nas regiões $R1$, $R2$ e $R3$, para o fluxo de potência de V_2 para V_1 , conforme as Equações 4.16, 4.29 e 4.41, são idênticos aos ganhos obtidos no fluxo de potência de V_1 para V_2 , os quais são apresentados graficamente, em concordância com a Figura 81, mantendo as características de operação como elevador e abaixador de tensão.

4.3.5 Cálculo dos valores das indutâncias, das capacitâncias e das indutâncias críticas para o fluxo de potência de V_2 para V_1 na região $R3$

Considerando a simetria do conversor e o processamento de potência equivalente em ambos os sentidos, verifica-se que as expressões associadas às indutâncias, capacitâncias e indutâncias críticas na região $R3$ são as mesmas daquelas estabelecidas para a região $R3$ no fluxo de potência de V_1 para V_2 , conforme apresentado no Capítulo 3.

4.4 Conclusão

O presente capítulo apresentou a análise detalhada do primeiro conversor operando no fluxo de potência de V_2 para V_1 , contemplando as três regiões de operação em MCC, inicialmente estabelecendo o princípio de funcionamento da topologia por meio da descrição das etapas de operação ao longo do período de comutação, evidenciando a dinâmica de condução dos interruptores e o comportamento das correntes nos indutores.

A partir dessa fundamentação, foram obtidas as principais expressões analíticas que descrevem o comportamento do conversor, incluindo o ganho estático, as formas de onda características e as relações entre tensões e correntes nos diferentes intervalos de operação, sendo que a análise por regiões permitiu identificar as particularidades associadas aos diferentes valores

da razão cíclica, destacando a simultaneidade de interruptores em condução e seus impactos no desempenho do conversor.

Adicionalmente, foram discutidas as exigências impostas aos componentes passivos e semicondutores, fornecendo subsídios para o correto dimensionamento do circuito, e os resultados obtidos evidenciam a capacidade da topologia em operar de forma controlada no sentido reverso do fluxo de potência, mantendo características adequadas de ganho e comportamento dinâmico.

De forma geral, os modelos desenvolvidos permitem uma compreensão consistente do funcionamento do conversor no fluxo de potência de V_2 para V_1 , servindo como base para as etapas subsequentes de análise de esforços elétricos, e validação experimental.

5 DIMENSIONAMENTO DOS ESFORÇOS DO PRIMEIRO CONVERSOR NO MCC

Neste capítulo, serão realizados os cálculos dos esforços de corrente e tensão nos dois sentidos do fluxo de potência. O objetivo é validar o princípio de funcionamento e as análises teóricas do conversor proposto, conforme descrito anteriormente nos capítulos 3 e 4.

5.1 Análise os esforços do primeiro conversor no fluxo de potência de V_1 para V_2

Nesta seção são deduzidas as equações de tensão e corrente dos componentes ativos e passivos do conversor. A análise é realizada para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , considerando as formas de onda ideais e as equações instantâneas previamente definidas. O funcionamento do conversor é então examinado em três regiões de operação.

5.1.1 Esforços de corrente nos indutores L_1 e L_4 para o fluxo de potência de V_1 para V_2

Para determinar a corrente média no indutor L_1 , observa-se inicialmente que, devido à simetria de operação do conversor, a corrente de entrada I_1 é igualmente distribuída entre os três indutores, de modo que a corrente média em cada um deles corresponde a um terço da corrente I_1 . Adicionalmente, conforme definido pela expressão do ganho estático do conversor, válida para todas as regiões de operação, a relação entre as correntes é dada por $2D \cdot I_2 / (1 - 2D)$. A partir dessas relações, obtém-se a expressão da corrente média no indutor, apresentada na Equação 5.1. Essa expressão é igualmente válida para os indutores L_2 e L_3 , uma vez que, no primeiro conversor proposto, esses componentes operam sob condições equivalentes às do indutor L_1 .

$$I_{L(1,2,3)med} = I_2 \cdot \frac{2D}{3(1 - 2D)} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.1)$$

A corrente média no indutor L_4 , em razão de sua configuração conectada ao lado da saída do conversor, corresponde a um terço da corrente de saída. Dessa forma, a corrente média no indutor L_4 é expressa pela Equação 5.2. Vale ressaltar que essa Equação é aplicável não apenas ao indutor L_4 , mas também aos indutores L_5 e L_6 .

$$I_{L(4,5,6)med} = \frac{I_2}{3} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.2)$$

Desconsiderando as ondulações presentes nas correntes que percorrem os indutores

(L_1 a L_6), o valor da corrente eficaz é igual ao valor da corrente média, conforme definido pelas Equações 5.3 e 5.4.

$$I_{L(1,2,3)_{ef}} = I_2 \cdot \frac{2D}{3(1-2D)} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.3)$$

$$I_{L(4,5,6)_{ef}} = \frac{I_2}{3} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.4)$$

5.1.2 Esforços nos interruptores "S", para o fluxo de potência de V_1 para V_2

Serão apresentados os valores detalhados das correntes média, eficaz e máxima, bem como a tensão máxima aplicada aos interruptores "S", com base em uma análise criteriosa do comportamento do circuito do conversor. O valor médio da corrente através dos interruptores S_1 a S_6 é calculado por meio da aplicação da Equação integral (Equação 5.5).

$$I_{S_{med}} = \begin{cases} \frac{1}{T_S} \int_0^{\Delta t_1} (i_{L1}(t) + i_{L4}(t)) dt & ; R1 \\ \frac{1}{T_S} \int_0^{2\Delta t_1 + \Delta t_2} (i_{L1}(t) + i_{L4}(t)) dt & ; R2 \\ \frac{1}{T_S} \int_0^{3\Delta t_1 + 2\Delta t_2} (i_{L1}(t) + i_{L4}(t)) dt & ; R3 \end{cases} \quad (5.5)$$

A corrente média da soma das correntes $i_{L1}(t)$ e $i_{L4}(t)$, ao longo dos intervalos Δt_1 , $2\Delta t_1 + \Delta t_2$ e $3\Delta t_1 + 2\Delta t_2$, é representada pela Equação 5.6, a qual é válida para as três regiões de operação do conversor.

$$I_{L1_{med}} + I_{L4_{med}} = \frac{2I_2 \cdot D}{3(1-2D)} + \frac{I_2}{3} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.6)$$

Ao substituir a Equação 5.6, juntamente com os valores correspondentes aos intervalos de tempo associados às diferentes regiões de operação, na Equação 5.5, é possível determinar a corrente média nos interruptores "S". Observa-se que o valor obtido para a corrente média permanece inalterado em todas as regiões de operação, evidenciando a consistência do comportamento do conversor.

$$I_{I_{med}} = I_2 \cdot \frac{D}{3(1-2D)} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.7)$$

O valor eficaz da corrente que atravessa os interruptores S_1 a S_6 é determinado pela aplicação da Equação 5.8.

$$I_{S_{ef}} = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{\Delta t_1} (I_{S_{med}<\Delta t_1>})^2 dt} & ; R1 \\ \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{2\Delta t_1 + \Delta t_2} (I_{S_{med}<2\Delta t_1 + \Delta t_2>})^2 dt} & ; R2 \\ \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{3\Delta t_1 + 2\Delta t_2} (I_{S_{med}<3\Delta t_1 + 2\Delta t_2>})^2 dt} & ; R3 \end{cases} \quad (5.8)$$

As correntes média nos interruptores, calculada dentro dos intervalos de tempo Δt_1 , $2\Delta t_1 + \Delta t_2$ e $3\Delta t_1 + 2\Delta t_2$, correspondentes às regiões de operação $R1$, $R2$ e $R3$, é representada pela Equação 5.9. Essa Equação é válida para as três regiões de operação do conversor.

$$I_{S_{med}<\Delta t_1>} = I_{S_{med}<2\Delta t_1 + \Delta t_2>} = I_{S_{med}<3\Delta t_1 + 2\Delta t_2>} = \frac{I_2}{3(1-2D)} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.9)$$

Substituindo-se a Equação 5.9, juntamente com os valores referentes aos intervalos de tempo que caracterizam as regiões de operação $R1$, $R2$ e $R3$, na Equação 5.8, determina-se a corrente eficaz nos interruptores S . Verifica-se que o valor resultante para a corrente eficaz corresponde à mesma expressão em todas as regiões de operação.

$$I_{S_{ef}} = I_2 \cdot \frac{\sqrt{D}}{3(1-2D)} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.10)$$

A corrente máxima nos interruptores equivale a soma da corrente média durante a condução dos interruptores, determinada pela Equação 5.11, com a ondulação da corrente do indutor. Dessa forma, a corrente máxima é expressa pela Equação 5.11.

$$I_{S_{max}} = \frac{I_2}{3(1-2D)} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.11)$$

Outra forma de determinar a corrente máxima consiste em substituir diretamente a expressão da ondulação de corrente na Equação 5.11, resultando na Equação 5.12.

$$I_{S_{max}} = \frac{I_2}{3(1-2D)} + \frac{V_2}{4L_1 \cdot f_s} \cdot (1-2D) \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.12)$$

Após a obtenção das expressões que descrevem as correntes nos interruptores, procedeu-se à parametrização das correntes média, eficaz e máxima nos interruptores "S". Ressalta-se que, na determinação da corrente máxima, optou-se por desconsiderar a ondulação de corrente no indutor, adotando-se essa simplificação para facilitar a análise sem comprometer a precisão e a consistência dos resultados apresentados.

$$\overline{I_{S_{med}}} = \frac{I_{S_{med}}}{I_2} = \frac{D}{3(1-2D)} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.13)$$

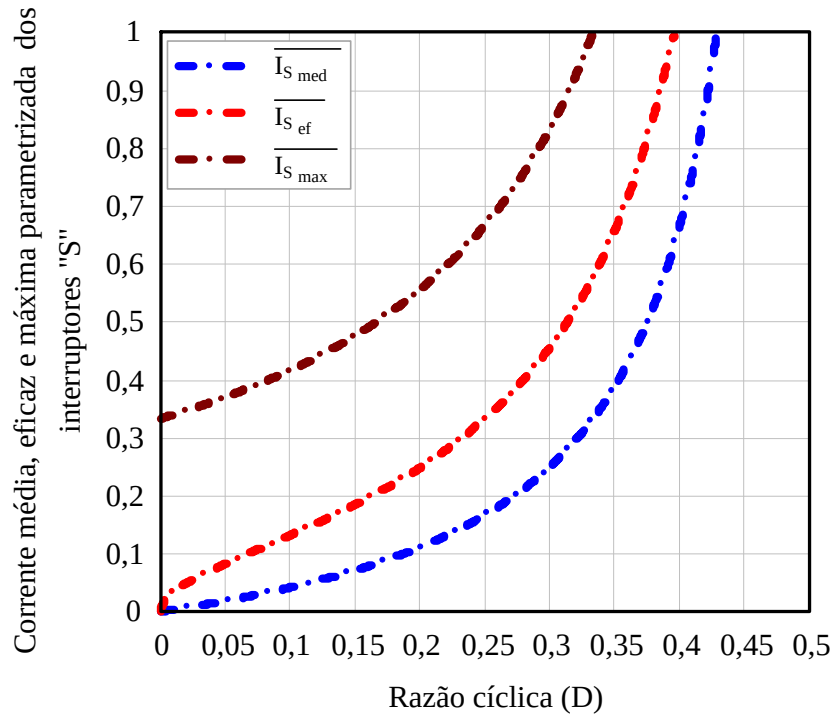
$$\overline{I_{S_{ef}}} = \frac{I_{S_{ef}}}{I_2} = \frac{\sqrt{D}}{3(1-2D)} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.14)$$

$$\overline{I_{S_{max}}} = \frac{I_{S_{max}}}{I_2} = \frac{1}{3(1-2D)} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.15)$$

Com base nas expressões que descrevem as correntes nos interruptores, realizou-se a parametrização das correntes média, eficaz e máxima. As Equações 5.13, 5.14 e 5.15 estão representadas no gráfico da Figura 125, que ilustra as correntes parametrizadas dos interruptores "S" em função da razão cíclica (D). Essa representação possibilita uma análise detalhada do comportamento do conversor nas três regiões de operação. Observa-se que todas as curvas apresentam crescimento com o aumento da razão cíclica, comportamento característico de conversores elevadores operando em modo contínuo. A medida que D aumenta, a corrente média $\overline{I_{S_{med}}}$, eficaz $\overline{I_{S_{ef}}}$ e máxima $\overline{I_{S_{max}}}$ também crescem, como evidenciado pelas curvas na figura. A curva azul tracejada representa a corrente média, que apresenta um crescimento moderado e contínuo. A curva vermelha tracejada, associada à corrente eficaz, cresce de forma mais acentuada, indicando o aumento da energia dissipada nos interruptores. Por fim, a curva marrom tracejada representa a corrente máxima, que se intensifica significativamente para valores elevados de D, refletindo picos de corrente que os interruptores devem suportar. Portanto, os resultados apresentados fornecem subsídios indispensáveis para o correto dimensionamento e avaliação dos interruptores no projeto do conversor. A tensão máxima imposta sobre os interruptores "S" é definida pela seguinte expressão:

$$V_S = V_{C1} + V_2 = \frac{V_2}{2D} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.16)$$

Figura 125 – Correntes média, eficaz e máxima parametrizadas dos interruptores "S".



Fonte: Elaboração própria.

5.1.3 Esforços nos interruptores Q_1 , Q_2 e Q_3 , para o fluxo de potência de V_1 para V_2

No presente tópico, apresentar-se-ão de forma minuciosa as equações correspondentes às correntes média, eficaz e máxima, além da tensão máxima imposta aos diodos internos dos interruptores "S", fundamentadas em uma análise detalhada do desempenho do circuito do conversor.

O valor médio da corrente que circula pelos diodos internos dos interruptores Q_1 a Q_6 é determinado através da utilização da Equação integral 5.17.

$$I_{QD_{med}} = \begin{cases} \frac{2}{T_s} \int_0^{2\Delta t_1 + 3\Delta t_2} \left(\frac{i_{L1}(t) + i_{L4}(t)}{2} \right) dt & ; R1 \\ \frac{2}{T_s} \int_0^{\Delta t_1 + 2\Delta t_2} \left(\frac{i_{L1}(t) + i_{L4}(t)}{2} \right) dt & ; R2 \\ \frac{2}{T_s} \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{i_{L1}(t) + i_{L4}(t)}{2} \right) dt & ; R3 \end{cases} \quad (5.17)$$

A corrente média da soma das correntes $i_{L1}(t)/2$ e $i_{L4}(t)/2$, nos intervalos $2\Delta t_1 + 3\Delta t_2$, $\Delta t_1 + 2\Delta t_2$ e Δt_1 , é descrita pela Equação 5.18, a qual se aplica nas três regiões de operação do conversor.

$$\frac{i_{L1_{med}} + i_{L4_{med}}}{2} = \frac{2I_2 \cdot D}{6(1-2D)} + \frac{I_2}{6} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.18)$$

Ao substituir a Equação 5.18 e os valores associados aos intervalos de tempo referentes às diferentes regiões de operação na Equação 5.17, é possível calcular a corrente média nos diodos dos interruptores "Q". Constatase que o valor obtido para a corrente média permanece inalterado em todas as regiões de operação.

$$I_{QD_{med}} = \frac{I_2}{6} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.19)$$

O valor eficaz da corrente que atravessa os diodos dos interruptores Q_1 a Q_6 é determinado pela aplicação da Equação 5.20.

$$I_{QD_{ef}} = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{2\Delta t_1 + 3\Delta t_2} \left(I_{QD_{med}(\langle 2\Delta t_1 + 3\Delta t_2 \rangle)} \right)^2 dt} & ; R1 \\ \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{\Delta t_1 + 2\Delta t_2} \left(I_{QD_{med}(\langle \Delta t_1 + 2\Delta t_2 \rangle)} \right)^2 dt} & ; R2 \\ \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{\Delta t_1} \left(I_{QD_{med}(\langle \Delta t_1 \rangle)} \right)^2 dt} & ; R3 \end{cases} \quad (5.20)$$

A corrente média nos diodos internos dos interruptores, calculada nos intervalos de tempo $2\Delta t_1 + 3\Delta t_2$, $\Delta t_1 + 2\Delta t_2$ e Δt_1 , correspondentes às regiões de operação $R1$, $R2$ e $R3$, é expressa pela Equação 5.21. Esta Equação se aplica de maneira válida a todas as três regiões de operação do conversor.

$$I_{QD_{med}(\langle 2\Delta t_1 + 3\Delta t_2 \rangle)} = I_{QD_{med}(\langle \Delta t_1 + 2\Delta t_2 \rangle)} = I_{QD_{med}(\langle \Delta t_1 \rangle)} = \frac{I_2}{6(1-2D)} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.21)$$

Ao substituir a Equação 5.21 e os valores relativos aos intervalos de tempo que caracterizam as regiões de operação $R1$, $R2$ e $R3$, na Equação 5.20, obtém-se a corrente eficaz nos diodos internos dos interruptores "Q". Observa-se que a expressão obtida para a corrente eficaz permanece constante, apresentando a mesma forma em todas as regiões de operação.

$$I_{QD_{ef}} = \frac{I_2}{6\sqrt{1-2D}} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.22)$$

A corrente máxima nos diodos dos interruptores "Q" corresponde à soma da corrente média durante a condução dos interruptores, determinada pela Equação 5.21, com a ondulação da corrente do indutor. Assim, a corrente máxima é expressa pela Equação 5.23, ou pela Equação 5.24, substituindo o valor da expressão da ondulação da corrente.

$$I_{QD_{max}} = \frac{I_2}{6(1-2D)} + \frac{\Delta I_{L4}}{2} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.23)$$

$$I_{QD_{max}} = \frac{I_2}{6(1-2D)} + \frac{V_2}{4L_4 \cdot f_s} \cdot (1-2D) \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.24)$$

Após a obtenção das expressões que descrevem as correntes nos diodos internos dos interruptores Q, procedeu-se à parametrização das correntes média, eficaz e máxima. Cumpre destacar que, na determinação da corrente máxima, desconsiderou-se a ondulação de corrente no indutor. As equações que governam essas correntes parametrizadas são devidamente representadas pelas Equações 5.25, 5.26 e 5.27.

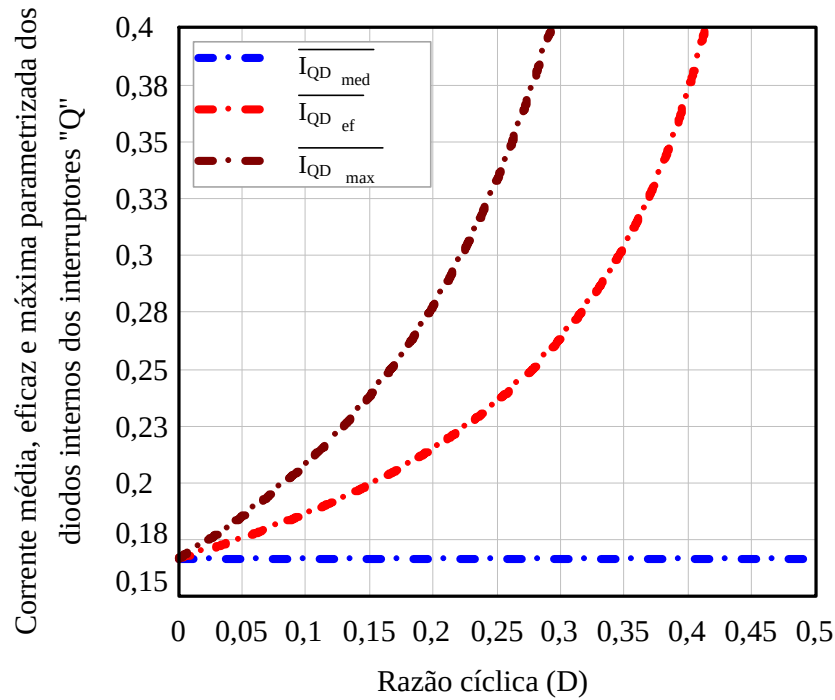
$$\overline{I_{QD_{med}}} = \frac{I_{QD_{med}}}{I_2} = \frac{1}{6} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.25)$$

$$\overline{I_{QD_{ef}}} = \frac{I_{QD_{ef}}}{I_2} = \frac{1}{6\sqrt{1-2D}} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.26)$$

$$\overline{I_{QD_{max}}} = \frac{I_{QD_{max}}}{I_2} = \frac{1}{6(1-2D)} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.27)$$

A partir das Equações 5.25, 5.26 e 5.27, a Figura 126 ilustra as correntes parametrizadas de corrente média $\overline{I_{QD_{med}}}$, eficaz $\overline{I_{QD_{ef}}}$ e máxima $\overline{I_{QD_{max}}}$ nos diodos internos dos interruptores "Q", em função da razão cíclica D. Observa-se que a corrente média, representada pela curva azul tracejada, permanece inalterada em relação à variação de D, indicando que o valor médio da corrente nos diodos não apresenta flutuações significativas mesmo com o aumento da razão cíclica. Observa-se que a corrente média $\overline{I_{QD_{med}}}$, representada pela curva azul tracejada, permanece praticamente constante com a variação da razão cíclica. Em contrapartida, a corrente eficaz $\overline{I_{QD_{ef}}}$, indicada pela curva vermelha, aumenta gradualmente à medida que D cresce. De forma

Figura 126 – Correntes média, eficaz e máxima parametrizadas dos diodos internos dos interruptores "Q".



Fonte: Elaboração própria.

semelhante, a corrente máxima ($\overline{I_{QD_{max}}}$), representada pela curva marrom, também cresce com o aumento de D , atingindo valores superiores às correntes média e eficaz. Esse comportamento indica que, para valores elevados de razão cíclica, os diodos ficam submetidos a picos de corrente mais elevados, aspecto relevante para o correto dimensionamento dos dispositivos. Assim, a Figura 126 destaca de maneira clara como o aumento da razão cíclica afeta as características das correntes nos diodos internos dos interruptores "Q", reforçando a relevância de incorporar esses parâmetros na análise detalhada e no projeto minucioso do conversor.

A tensão máxima aplicada aos diodos dos interruptores "Q" é determinada pela expressão 5.28, a qual é a mesma tensão aplicada aos interruptores "S".

$$V_{QD} = V_{C1} + V_2 = \frac{V_2}{2D} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.28)$$

5.1.4 Esforços nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 , de V_1 para V_2

Nesta seção, serão apresentadas as equações que descrevem a corrente eficaz e a tensão máxima nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 , fundamentadas nas formas de onda teóricas

previamente discutidas nas seções anteriores, correspondentes a cada região de operação. A partir das formas de onda teóricas, observa-se que a frequência da ondulação da corrente no capacitor C_1 é três vezes maior do que a frequência de comutação. Além disso, durante a condução dos interruptores S_1 e S_2 , o capacitor encontra-se em processo de descarga, e a sua corrente é igual à corrente média no indutor L_4 . Por outro lado, durante o bloqueio dos interruptores S_1 e S_4 , o capacitor está em processo de carga, e a sua corrente corresponde à corrente média no indutor L_1 . Com base nessa definição, a Equação 5.29 é desenvolvida utilizando a definição do valor eficaz.

$$I_{C1_{ef}} = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[\int_0^{2\Delta t_1 + 3\Delta t_2} (I_{L1_{med}})^2 dt + \int_0^{\Delta t_1} (I_{L4_{med}})^2 dt \right]} & ; R1 \\ \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_1 + 2\Delta t_2} (I_{L1_{med}})^2 dt + \int_0^{2\Delta t_1 + \Delta t_2} (I_{L4_{med}})^2 dt \right]} & ; R2 \\ \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_2} (I_{L1_{med}})^2 dt + \int_0^{3\Delta t_1 + 2\Delta t_2} (I_{L4_{med}})^2 dt \right]} & ; R3 \end{cases} \quad (5.29)$$

Substituindo as expressões correspondentes aos intervalos de tempo de cada região de operação, bem como as expressões da corrente média nos indutores L_1 e L_4 , dadas pelas Equações 5.1, na Equação 5.2, obtém-se a Equação 5.30.

$$I_{C1_{ef}} = \frac{I_2}{3} \sqrt{\frac{2D}{1-2D}} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.30)$$

Com base na expressão 5.30, a corrente eficaz parametrizada pode ser definida pela Equação 5.31, a qual descreve o comportamento da corrente eficaz em função da razão cíclica.

$$\overline{I_{C1_{ef}}} = \frac{I_{C1_{ef}}}{I_2} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{2D}{1-2D}} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.31)$$

Observa-se que a expressão da corrente eficaz é a mesma em três regiões de operação, sendo igualmente válida para os capacitores C_2 e C_3 . O valor máximo da tensão aplicada sobre os capacitores C_1 , C_2 e C_3 é dado pela tensão V_1 ou, alternativamente, pela tensão V_2 , em função do ganho, conforme expresso pela Equação 5.32.

$$V_{C(1,2,3)} = V_1 = V_2 \cdot \frac{1-2D}{2D} \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.32)$$

A partir das formas de onda teóricas, constata-se que a frequência da ondulação da corrente no capacitor C_4 é seis vezes superior à frequência de comutação. Ademais, durante o

intervalo de tempo Δt_1 , o capacitor C_4 encontra-se em processo de descarga, e a sua corrente em $R1$ é equivalente a $I_2 - 4I_{QD_{med\langle 2\Delta t_1 + 3\Delta t_2 \rangle}}$, em $R2$ é igual a $2I_{QD_{med\langle \Delta t_1 + 2\Delta t_2 \rangle}} - I_2$ e em $R3$ é correspondente a $-I_2$. Por outro lado, durante o intervalo de tempo Δt_2 , o capacitor C_4 encontra-se em processo de carga, e a sua corrente em $R1$ é igual a $6I_{QD_{med\langle 2\Delta t_1 + 3\Delta t_2 \rangle}} - I_2$, em $R2$ é idêntica a $I_2 - 4I_{QD_{med\langle \Delta t_1 + 2\Delta t_2 \rangle}}$ e em $R3$ é equivalente a $2I_{QD_{med\langle \Delta t_1 + 2\Delta t_2 \rangle}} - I_2$. A Equação 5.33 é, portanto, desenvolvida utilizando a definição do valor eficaz.

$$I_{C4_{ef}} = \begin{cases} \sqrt{\frac{6}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(I_2 - 4I_{QD_{med\langle 2\Delta t_1 + 3\Delta t_2 \rangle}} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(6I_{QD_{med\langle 2\Delta t_1 + 3\Delta t_2 \rangle}} - I_2 \right)^2 dt \right]} & ; R1 \\ \sqrt{\frac{6}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(2I_{QD_{med\langle \Delta t_1 + 2\Delta t_2 \rangle}} - I_2 \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(I_2 - 4I_{QD_{med\langle \Delta t_1 + 2\Delta t_2 \rangle}} \right)^2 dt \right]} & ; R2 \\ \sqrt{\frac{6}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_1} (-I_2)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(2I_{QD_{med\langle \Delta t_1 + 2\Delta t_2 \rangle}} - I_2 \right)^2 dt \right]} & ; R3 \end{cases} \quad (5.33)$$

Ao substituir o valor da corrente média nos intervalos $2\Delta t_1 + 3\Delta t_2$, $\Delta t_1 + 2\Delta t_2$ e Δt_1 , referentes aos diodos internos dos interruptores “Q”, conforme definido pela Equação 5.21, bem como os valores correspondentes aos intervalos de tempo associados às regiões $R1$, $R2$ e $R3$, derivam-se as Equações 5.34, 5.35 e 5.36. Essas equações estabelecem a expressão da corrente eficaz no capacitor C_4 para as regiões $R1$, $R2$ e $R3$, respectivamente.

$$I_{C4_{ef}} = I_2 \cdot \frac{\sqrt{6D \cdot (1 - 6D)}}{3(1 - 2D)} \quad ; R1 \quad (5.34)$$

$$I_{C4_{ef}} = I_2 \cdot \frac{\sqrt{2(1 - 3D) \cdot (6D - 1)}}{3(1 - 2D)} \quad ; R2 \quad (5.35)$$

$$I_{C4_{ef}} = \frac{I_2}{3} \sqrt{\frac{6(3D - 1)}{1 - 2D}} \quad ; R3 \quad (5.36)$$

Parametrizando a corrente eficaz do capacitor C_4 nas Equações 5.34, 5.35 e 5.36 em relação a $I_{C4_{ef}}/I_2$, obtêm-se as seguintes expressões:

$$\overline{I_{C4_{ef}}} = \frac{I_{C4_{ef}}}{I_2} = \frac{\sqrt{6D \cdot (1 - 6D)}}{3(1 - 2D)} \quad ; R1 \quad (5.37)$$

$$\overline{I_{C4_{ef}}} = \frac{I_{C4_{ef}}}{I_2} = \frac{\sqrt{2(1-3D) \cdot (6D-1)}}{3(1-2D)} \quad ; R2 \quad (5.38)$$

$$\overline{I_{C4_{ef}}} = \frac{I_{C4_{ef}}}{I_2} = \sqrt{\frac{2(1-3D)}{3(1-2D)}} \quad ; R3 \quad (5.39)$$

A Figura 127 foi elaborada com base nas equações que descrevem a corrente eficaz parametrizada dos capacitores C_4 , C_1 , C_2 e C_3 , conforme indicado nas expressões 5.37, 5.38, 5.39 e 5.31. Por meio da análise gráfica, observa-se que, na região $R1$, a corrente eficaz máxima parametrizada atinge o valor de 0,204, ocorrendo para a razão cíclica $D = 0,1$. Já na região $R2$, o valor máximo da corrente eficaz parametrizada é igual a 0,353, registrado para $D = 0,278$. Na região $R3$, verifica-se que a corrente eficaz parametrizada apresenta comportamento diretamente proporcional à razão cíclica, indicando uma relação linear crescente nessa faixa de operação. Adicionalmente, identificam-se pontos em que a corrente eficaz parametrizada se anula, ocorrendo para $D = 1/6$ e $D = 1/3$. Além disso, a figura apresentada destaca o comportamento das correntes parametrizadas dos capacitores C_1 , C_2 e C_3 , representado pelo traço vermelho. Diferentemente do capacitor C_4 , não são observados valores máximos ou mínimos locais nas regiões $R1$, $R2$ e $R3$. O traço vermelho apresenta uma variação contínua e suave, indicando uma relação direta e crescente entre essa corrente e a razão cíclica. Nas regiões $R1$ e $R2$, essa grandeza cresce gradativamente à medida que D aumenta, mantendo-se em uma trajetória ascendente, sem descontinuidades ou oscilações abruptas. Na região $R3$, essa relação é preservada, com a corrente continuando a aumentar proporcionalmente à razão cíclica.

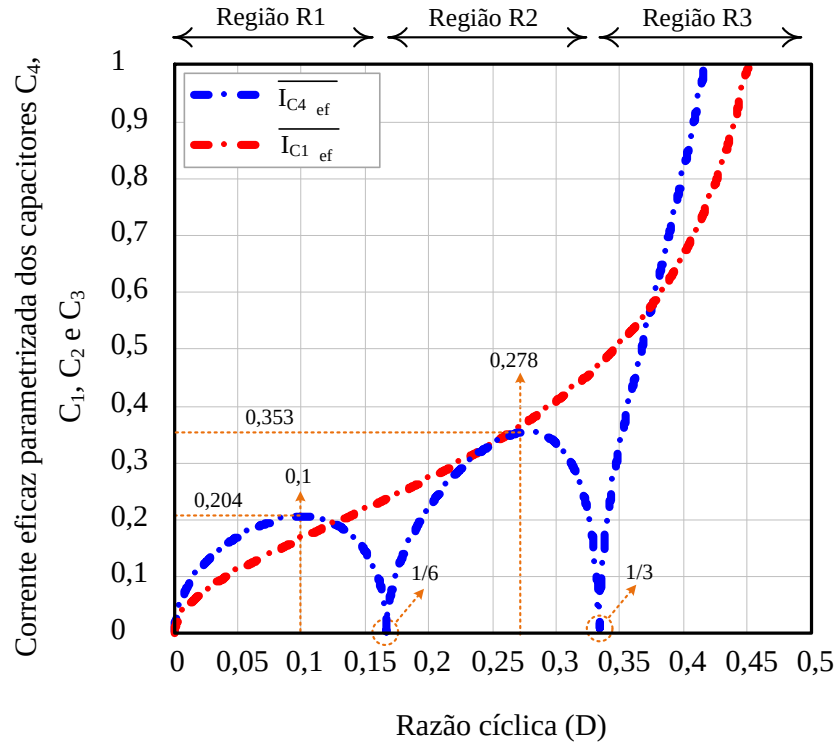
O valor máximo da tensão aplicada ao capacitor C_4 corresponde à tensão V_2 , é determinado pela Equação 5.40.

$$V_{C4} = V_2 \quad ; R1, R2 \text{ e } R3 \quad (5.40)$$

5.1.5 Ondulação de corrente da fonte V_1

Considerando que a porta V_1 apresenta características de fonte de corrente, a ondulação dessa corrente depende diretamente das ondulações das correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 . Dessa forma, para controlar a ondulação da corrente na fonte, é necessário estabelecer uma relação entre essa ondulação e os valores das indutâncias desses indutores. Assim, nesta seção

Figura 127 – Corrente eficaz parametrizada dos capacitores C_4 , C_1 , C_2 e C_3 .



Fonte: Elaboração própria.

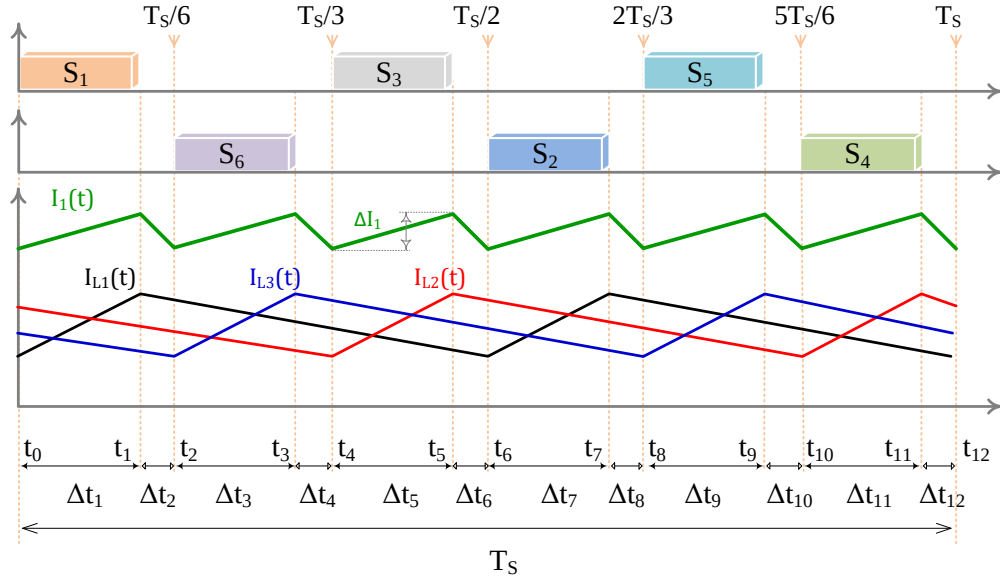
são desenvolvidas as equações que descrevem a ondulação da corrente drenada pela fonte V_1 nas três regiões de operação, considerando o modo de condução contínuo. A corrente na fonte V_1 corresponde à soma instantânea das correntes que circulam pelos indutores L_1 , L_2 e L_3 , conforme expresso pela Equação 5.41.

$$i_1(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t) \quad (5.41)$$

5.1.5.1 Análise da Ondulação de Corrente da Fonte V_1 na Região R1

Durante a primeira etapa de funcionamento, exatamente no instante $t = t_0$, as correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 serão descritas pela Equação 5.42. Essa Equação, que representa as correntes dos referidos indutores, poderão ser determinadas a partir da análise da Figura 128. Para facilitar essa análise, convém destacar que o indutor L_1 , no intervalo de tempo compreendido entre t_0 e t_1 , estará submetido à tensão V_1 , enquanto os indutores L_2 e L_3 estarão submetidos à tensão $V_1 - (V_{C1} - V_2)$.

Figura 128 – Formas de onda dos sinais de comando e das correntes dos indutores L_1 , L_2 , L_3 e I_1 na região R1 no MCC.



Fonte: Elaboração própria.

$$\begin{cases} i_{L1}(t_0) = I_{L_{min}} \\ i_{L2}(t_0) = I_{L_{min}} - \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{L_1} \frac{T_s}{6} \\ i_{L3}(t_0) = I_{L_{min}} - \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{L_1} \frac{T_s}{6} \end{cases} \quad (5.42)$$

Durante a segunda etapa de funcionamento, exatamente no instante $t = t_1$, as correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 serão descritas pela Equação 5.43. Ressalta-se que todos os indutores, no intervalo de tempo entre t_1 e t_2 , estarão submetidos à tensão $V_1 - (V_{C1} - V_2)$.

$$\begin{cases} i_{L1}(t_1) = I_{L_{max}} \\ i_{L2}(t_1) = I_{L_{min}} - \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{L_1} \cdot (\Delta t_1 + 2\Delta t_2) \\ i_{L3}(t_1) = I_{L_{min}} - \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{L_1} \cdot \Delta t_2 \end{cases} \quad (5.43)$$

Ressalta-se que a corrente máxima, a corrente mínima nos indutores, os intervalos de tempo, bem como as tensões V_{C1} e V_1 , são definidos pelas seguintes expressões:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{L_{max}} = \frac{I_1}{3} + \frac{V_1}{2L_1 \cdot D} \cdot T_s \\ I_{L_{min}} = \frac{I_1}{3} - \frac{V_1}{2L_1 \cdot D} \cdot T_s \\ V_1 = V_2 \cdot \frac{1-2D}{2D} \\ V_{C1} = V_1 \\ \Delta t_1 = D \cdot T_s \\ \Delta t_2 = \frac{1-6D}{6} \cdot T_s \end{array} \right. \quad (5.44)$$

Ao substituir a Expressão 5.44 nas Equações 5.42 e 5.43, obtêm-se as Equações 5.45 e 5.46, as quais descrevem, de maneira precisa, as correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 nos instantes t_0 e t_1 , respectivamente.

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{L1}(t_0) = \frac{I_1}{3} + V_2 \cdot \frac{2D-1}{4L_1 \cdot f_s} \\ i_{L2}(t_0) = \frac{I_1}{3} + V_2 \cdot \frac{6D+1}{12L_1 \cdot f_s} \\ i_{L3}(t_0) = \frac{I_1}{3} - V_2 \cdot \frac{1-6D}{12L_1 \cdot f_s} \end{array} \right. \quad (5.45)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{L1}(t_1) = \frac{I_1}{3} - V_2 \cdot \frac{2D-1}{4L_1 \cdot f_s} \\ i_{L2}(t_1) = \frac{I_1}{3} - V_2 \cdot \frac{6D-1}{12L_1 \cdot f_s} \\ i_{L3}(t_1) = \frac{I_1}{3} + V_2 \cdot \frac{18D-5}{12L_1 \cdot f_s} \end{array} \right. \quad (5.46)$$

Como a frequência da ondulação da corrente na fonte V_1 é igual a seis vezes a frequência de comutação, para determinar a corrente I_1 , é suficiente observar um sexto do período de comutação, ou seja, realizar a análise das duas primeiras etapas de operação do conversor. Dessa forma, é possível determinar a ondulação dessa corrente, conforme ilustrado na Figura 128. Ressalta-se que as correntes mínima e máxima da fonte V_1 são definidas pelas seguintes expressões:

$$i_{1min} = i_{L1}(t_0) + i_{L2}(t_0) + i_{L3}(t_0) \quad (5.47)$$

$$i_{1max} = i_{L1}(t_1) + i_{L2}(t_1) + i_{L3}(t_1) \quad (5.48)$$

Dado que as correntes máxima e mínima da fonte V_1 são conhecidas, a ondulação da corrente pode ser determinada pela diferença entre seus valores máximo e mínimo, conforme apresentado na Equação 5.49, ou por meio da Equação 5.50.

$$\Delta i_1 = i_{1max} - i_{1min} \quad (5.49)$$

$$\Delta i_1 = (i_{L1}(t_1) + i_{L2}(t_1) + i_{L3}(t_1)) - (i_{L1}(t_0) + i_{L2}(t_0) + i_{L3}(t_0)) \quad (5.50)$$

Ao substituir as Equações 5.45 e 5.46, que definem a corrente máxima e mínima da fonte V_1 , na Equação 5.50, obtém-se a Equação 5.51, que expressa a ondulação da corrente na fonte V_1 em função da indutância, da tensão V_2 , da razão cíclica e da frequência de comutação na região $R1$.

$$\Delta i_{1R1} = \frac{V_2}{2L_1 \cdot f_s} (1 - 6D) \quad (5.51)$$

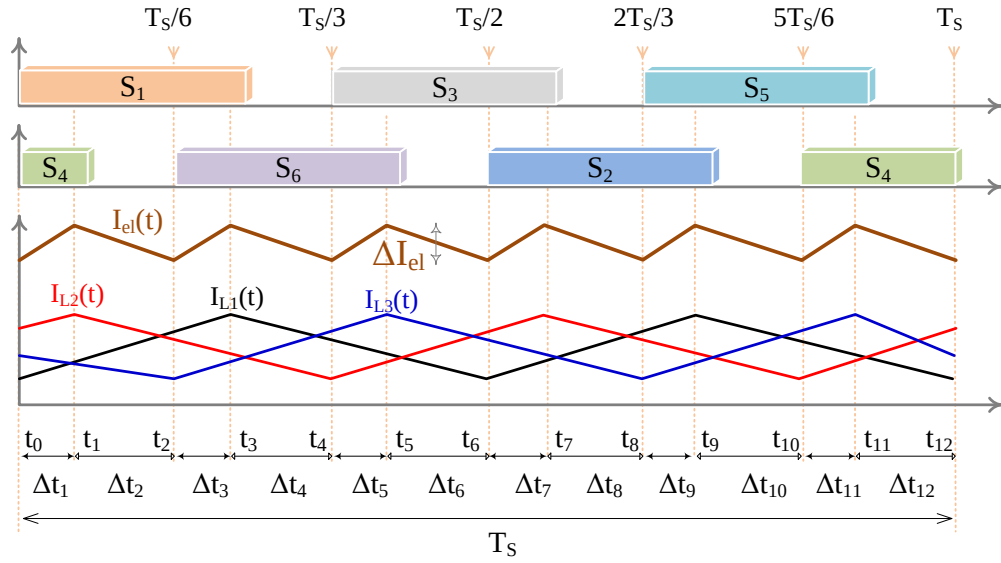
5.1.5.2 Análise da Ondulação de Corrente da Fonte V_1 na Região $R2$

Seguindo o mesmo método aplicado à região $R1$, verifica-se que, na região $R2$, durante a primeira etapa de operação, exatamente no instante $t = t_0$, as correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 são descritas pela Equação 5.52, obtidas a partir da análise da Figura 129. Para facilitar essa análise, destaca-se que os indutores L_1 e L_2 , no intervalo de tempo compreendido entre t_0 e t_1 , estarão submetidos à tensão V_1 , enquanto o indutor L_3 estará submetido à tensão $V_1 - (V_{C1} - V_2)$.

$$\begin{cases} i_{L1}(t_0) = I_{Lmin} \\ i_{L2}(t_0) = I_{Lmax} - \frac{V_1}{L_1} \cdot \Delta t_1 \\ i_{L3}(t_0) = I_{Lmin} - \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{L_1} \cdot \frac{T_s}{6} \end{cases} \quad (5.52)$$

Durante a segunda etapa de operação, no instante específico $t = t_1$, as correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 são descritas pela Equação 5.53, derivadas com base na análise da Figura 129. Nesse intervalo, destaca-se que o indutor L_1 estará submetido à tensão V_1 , enquanto os indutores L_2 e L_3 estarão sujeitos à tensão $V_1 - (V_{C1} - V_2)$.

Figura 129 – Formas de onda dos sinais de comando e das correntes dos indutores L_1 , L_2 , L_3 e I_1 na região R2 no MCC.



Fonte: Elaboração própria.

$$\begin{cases} i_{L1}(t_1) = I_{Lmin} + \frac{V_1}{L_1} \cdot \Delta t_1 \\ i_{L2}(t_1) = I_{Lmax} \\ i_{L3}(t_1) = I_{Lmin} - \frac{V_1 - (V_{C1} + V_2)}{L_1} \cdot \Delta t_2 \end{cases} \quad (5.53)$$

Destaca-se que a corrente máxima e a corrente mínima nos indutores, os intervalos de tempo, assim como as tensões V_{C1} e V_1 , são determinadas pelas expressões a seguir.

$$\begin{cases} I_{Lmax} = \frac{I_1}{3} + \frac{V_1}{2L_1} D \cdot T_s \\ I_{Lmin} = \frac{I_1}{3} - \frac{V_1}{2L_1} \cdot D \cdot T_s \\ V_1 = V_2 \frac{1 - 2D}{2D} \\ V_{C1} = V_1 \\ \Delta t_1 = \frac{6D - 1}{6} \cdot T_s \\ \Delta t_2 = \frac{1 - 3D}{3} \cdot T_s \end{cases} \quad (5.54)$$

Substituindo a expressão 5.54 nas Equações 5.52 e 5.53 obtêm-se as Equações 5.55 e 5.56, que descrevem com precisão as correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 nos instantes t_0 e t_1 , respectivamente.

$$\begin{cases} i_{L1}(t_0) = \frac{I_1}{3} - V_2 \cdot \frac{1 - 2D}{4L_1 \cdot f_s} \\ i_{L2}(t_0) = \frac{I_1}{3} + V_2 \cdot \frac{6D^2 - 5D + 1}{12D \cdot L_1 \cdot f_s} \\ i_{L3}(t_0) = \frac{I_1}{3} + V_2 \cdot \frac{6D - 1}{12L_1 \cdot f_s} \end{cases} \quad (5.55)$$

$$\begin{cases} i_{L1}(t_1) = \frac{I_1}{3} - V_2 \cdot \frac{6D^2 - 5D + 1}{12D \cdot L_1 \cdot f_s} \\ i_{L2}(t_1) = \frac{I_1}{3} - V_2 \cdot \frac{2D - 1}{4L_1 \cdot f_s} \\ i_{L3}(t_1) = \frac{I_1}{3} - V_2 \cdot \frac{6D - 1}{12L_1 \cdot f_s} \end{cases} \quad (5.56)$$

Seguindo o mesmo método aplicado à região $R1$, ao substituir as Equações 5.55 e 5.56 na Equação 5.50, obtém-se a expressão que define a ondulação da corrente na fonte V_1 em função da indutância, da tensão V_2 , da razão cíclica e da frequência de comutação na região $R2$.

$$\Delta I_{1R2} = \frac{V_2}{2L_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - 3D) \cdot (6D - 1)}{3D} \quad (5.57)$$

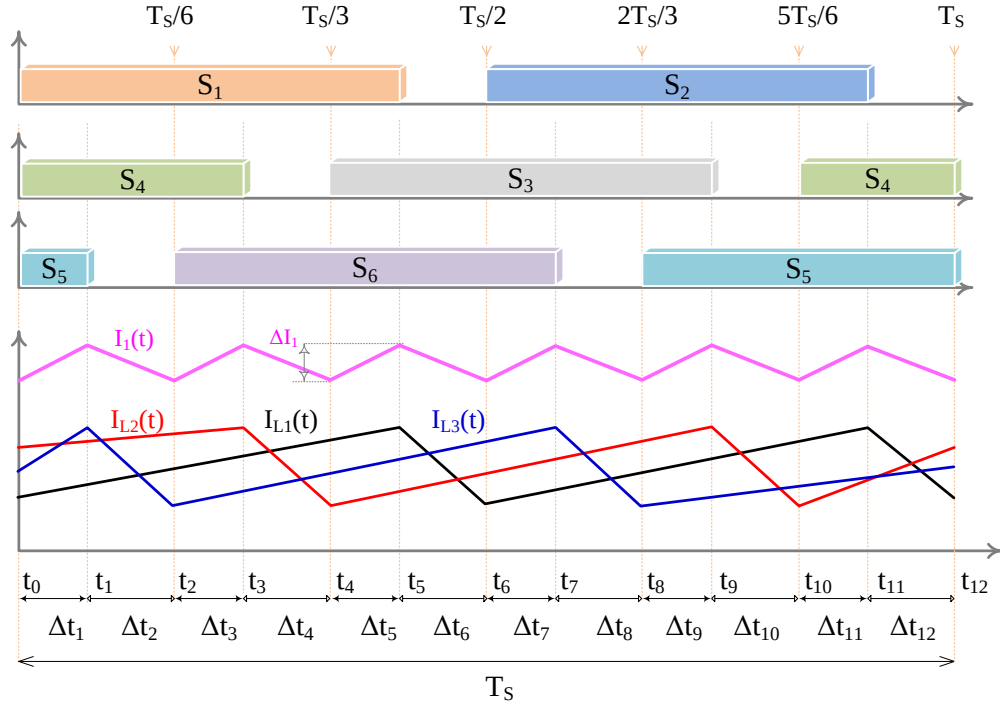
5.1.5.3 Análise da Ondulação de Corrente da Fonte V_1 na Região $R3$

Adotando o mesmo procedimento empregado nas análises das regiões $R1$ e $R2$, observa-se que, na região $R3$, durante a primeira etapa de operação, no instante específico $t = t_0$, as correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 são caracterizadas pela Equação 5.58, derivada a partir da avaliação detalhada da Figura 130. Para maior clareza na análise, ressalta-se que, no intervalo de tempo entre t_0 e t_1 , os indutores L_1 , L_2 e L_3 estarão sujeitos à tensão V_1 .

$$\begin{cases} i_{L1}(t_0) = I_{L_{min}} \\ i_{L2}(t_0) = I_{L_{max}} - \frac{V_1}{L_1} \cdot (2\Delta t_1 + \Delta t_2) \\ i_{L3}(t_0) = I_{L_{max}} - \frac{V_1}{L_1} \cdot \Delta t_1 \end{cases} \quad (5.58)$$

Durante a segunda etapa de operação, no instante $t = t_1$, as correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 são caracterizadas pela Equação 5.59, obtida a partir da análise apresentada na Figura 130. Nesse intervalo, ressalta-se que os indutores L_1 e L_2 estarão submetidos à tensão V_1 , enquanto o indutor L_3 estará sujeito à tensão $V_1 - (V_{C1} - V_2)$.

Figura 130 – Formas de onda dos sinais de comando e das correntes dos indutores L_1 , L_2 , L_3 e I_1 na região R3 no MCC.



Fonte: Elaboração própria.

$$\begin{cases} i_{L1}(t_1) = I_{Lmin} + \frac{V_1}{L_1} \cdot \Delta t_1 \\ i_{L2}(t_1) = I_{Lmax} - \frac{V_1}{L_1} \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2) \\ i_{L3}(t_1) = I_{Lmax} \end{cases} \quad (5.59)$$

Ressalta-se que a corrente máxima e a corrente mínima nos indutores, os intervalos de tempo, bem como as tensões V_{C1} e V_1 , são determinadas pelas expressões apresentadas a seguir

$$\begin{cases} I_{Lmax} = \frac{I_1}{3} + \frac{V_1}{2L_1} \cdot D \cdot T_s \\ I_{Lmin} = \frac{I_1}{3} - \frac{V_1}{2L_1} \cdot D \cdot T_s \\ V_1 = V_2 \cdot \frac{1-2D}{2D} \\ V_{C1} = V_1 \\ \Delta t_1 = \frac{3D-1}{3} \cdot T_s \\ \Delta t_2 = \frac{1-2D}{2} \cdot T_s \end{cases} \quad (5.60)$$

Ao substituir a expressão 5.60 nas Equações 5.58 e 5.58, obtêm-se as Equações 5.61 e 5.62, as quais caracterizam, com precisão, as correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 nos instantes t_0 e t_1 , respectivamente.

$$\begin{cases} i_{L1}(t_0) = \frac{I_1}{3} + V_2 \cdot \frac{2D-1}{4L_1 \cdot f_s} \\ i_{L2}(t_0) = \frac{I_1}{3} + V_2 \cdot \frac{6D^2-5D+1}{12D \cdot L_1 \cdot f_s} \\ i_{L3}(t_0) = \frac{I_1}{3} + V_2 \cdot \frac{6D^2-7D+2}{12D \cdot L_1 \cdot f_s} \end{cases} \quad (5.61)$$

$$\begin{cases} i_{L1}(t_1) = \frac{I_1}{3} - V_2 \cdot \frac{6D^2-7D+2}{12D \cdot L_1 \cdot f_s} \\ i_{L2}(t_1) = \frac{I_1}{3} - V_2 \cdot \frac{6D^2-5D+1}{12D \cdot L_1 \cdot f_s} \\ i_{L3}(t_1) = \frac{I_1}{3} - V_2 \cdot \frac{2D-1}{4L_1 \cdot f_s} \end{cases} \quad (5.62)$$

Aplicando o mesmo método empregado nas análises das regiões $R1$ e $R2$ e substituindo as Equações 5.61 e 5.62 na Equação 5.50, obtém-se a expressão que define a ondulação da corrente na fonte V_1 em função da indutância, da tensão V_2 , da razão cíclica e da frequência de comutação na região $R3$.

$$\Delta I_{1R3} = \frac{V_2}{2L_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1-3D) \cdot (2D-1)}{D} \quad (5.63)$$

5.1.5.4 Parametrização da Ondulação de Corrente na Fonte V_1

Nesta seção, apresentam-se as expressões que parametrizam as ondulações de corrente da fonte V_1 . As Equações 5.51, 5.57 e 5.63 descrevem as ondulações de corrente da fonte V_1 para o conversor operando nas regiões $R1$, $R2$ e $R3$. Essas equações são de suma importância, pois permitem determinar os valores das indutâncias L_1 , L_2 e L_3 necessários para atender a um nível específico de ondulação de corrente da fonte, assegurando o desempenho ideal do conversor.

Ao parametrizar os termos das Equações 5.51, 5.57 e 5.63 na forma $\overline{\Delta I_1} = 2L_1 \cdot f_s \cdot \Delta I_1 / V_2$, obtém-se a ondulação de corrente devidamente parametrizada para as regiões $R1$, $R2$ e $R3$, conforme descrito pelas Equações 5.64, 5.65 e 5.66, respectivamente. Essas expressões são fundamentais para a análise do comportamento dinâmico do conversor, permitindo a determinação das condições operacionais ideais.

$$\overline{\Delta I_{1R1}} = (1 - 6D) \quad (5.64)$$

$$\overline{\Delta I_{1R2}} = \frac{(1 - 3D) \cdot (6D - 1)}{3D} \quad (5.65)$$

$$\overline{\Delta I_{1R3}} = \frac{(1 - 3D) \cdot (2D - 1)}{D} \quad (5.66)$$

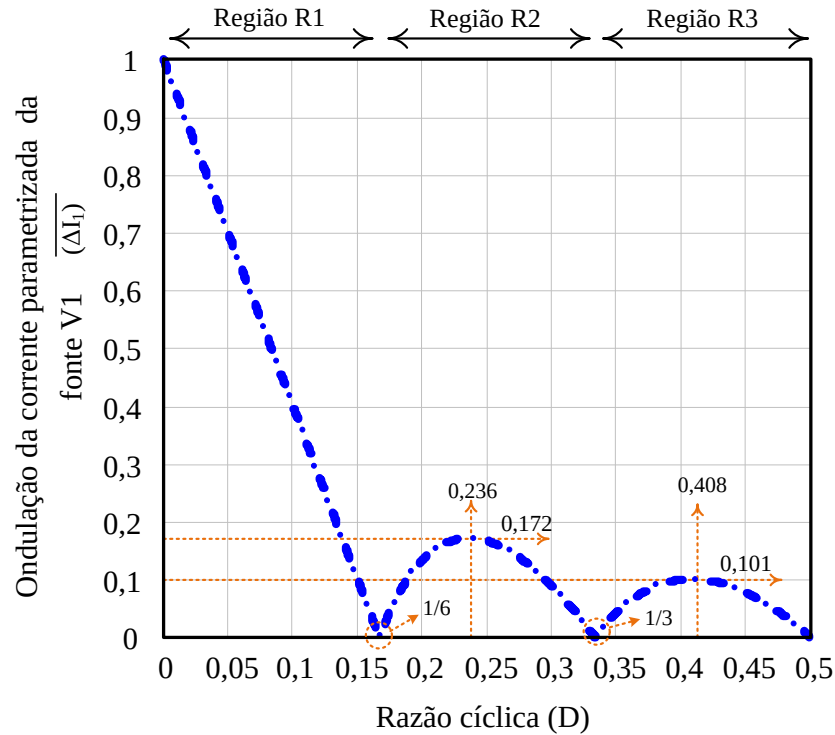
Graficamente, as Equações 5.64, 5.65 e 5.66 estão ilustradas na Figura 131. Verifica-se que, na região $R2$, a maior ondulação da corrente drenada pela fonte V_1 é de 0,172, ocorrendo para a razão cíclica $D = 0,236$. Na região $R3$, o maior valor de ondulação registrado é de 0,101, associado à razão cíclica $D = 0,408$. Por outro lado, na região $R1$, a ondulação de corrente apresenta um comportamento decrescente à medida que D aumenta, com valores significativamente superiores aos observados nas regiões $R2$ e $R3$. Esse comportamento evidencia a importância da análise da região $R1$ no dimensionamento e na operação do conversor, pois influencia diretamente a variação da corrente drenada pela fonte V_1 . Além disso, observa-se que as ondulações de corrente da fonte V_1 se anulam em dois pontos específicos de razão cíclica: $D = 1/6$ e $D = 1/3$. Esse fenômeno de cancelamento representa uma vantagem significativa da topologia proposta, pois minimiza as variações da corrente drenada pela fonte, reduzindo perdas associadas às ondulações. No caso de baterias, essa característica é particularmente relevante, pois a redução das ondulações contribui para aumentar a vida útil dos elementos de armazenamento, ao reduzir o estresse eletroquímico causado pelas flutuações de corrente.

5.1.6 Estudo Paramétrico das Ondulações de Tensão nos Capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4

Nesta seção, apresentar-se-á o estudo das ondulações de tensão nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 , que são elementos cruciais para o desempenho do conversor proposto. Essa análise tem como objetivo avaliar as variações de tensão nesses componentes sob diferentes regiões de operação, proporcionando subsídios para o adequado dimensionamento dos capacitores e garantindo o funcionamento correto do conversor.

As ondulações de tensão nos capacitores estão diretamente relacionadas à razão cíclica, à corrente de carga, à capacitância e à frequência de comutação. Para este estudo, as

Figura 131 – Parametrização da ondulação de corrente da fonte V_1 em função da razão cíclica.



Fonte: Elaboração própria.

expressões que descrevem as variações de tensão em C_{1-3} , C_4 em R1, C_4 em R2 e C_4 em R3 foram apresentadas no capítulo 3, conforme apresentado nas Equações 3.49, 3.45, 3.102 e 3.160.

A Equação que define a ondulação no capacitor C_1 é a mesma para os capacitores C_2 e C_3 , válida para as três regiões de operação e descrita pela Equação 5.67. Já para o capacitor C_4 , mesmo que tensão em V_2 a Equação que define sua ondulação é diferente em cada uma das três regiões de operação, conforme descrito nas Equações 5.68, 5.69 e 5.70. Essas equações permitem prever a amplitude das ondulações e avaliar os impactos sobre a qualidade de tensão do conversor.

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_2}{3f_s \cdot C_1} \cdot D \quad ; R1 \quad (5.67)$$

$$\Delta V_2 = \frac{I_2}{3f_s \cdot C_4} \frac{(1 - 6D) \cdot D}{(1 - 2D)} \quad ; R1 \quad (5.68)$$

$$\Delta V_2 = \frac{I_2}{3f_s \cdot C_4} \frac{(1 - 3D) \cdot (6D - 1)}{3(1 - 2D)} \quad ; R2 \quad (5.69)$$

$$\Delta V_2 = \frac{I_2}{3f_s \cdot C_4} \cdot (3D - 1) \quad ; R3 \quad (5.70)$$

Ao parametrizar a Equação 5.67 na forma $\overline{\Delta V_{C1}} = 3f_s \cdot C_1 \cdot \Delta V_{C1}/I_2$, bem como as Equações 5.68, 5.69 e 5.70 na forma $\overline{\Delta V_2} = 3f_s \cdot C_4 \cdot \Delta V_2/I_2$, obtêm-se as expressões 5.71, 5.72, 5.73 e 5.74 que descrevem a ondulação de tensão parametrizada nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 .

$$\overline{\Delta V_{C1}} = D \quad ; R1 \quad (5.71)$$

$$\overline{\Delta V_2} = \frac{(1 - 6D) \cdot D}{(1 - 2D)} \quad ; R1 \quad (5.72)$$

$$\overline{\Delta V_2} = \frac{(1 - 3D) \cdot (6D - 1)}{3(1 - 2D)} \quad ; R2 \quad (5.73)$$

$$\overline{\Delta V_2} = (3D - 1) \quad ; R3 \quad (5.74)$$

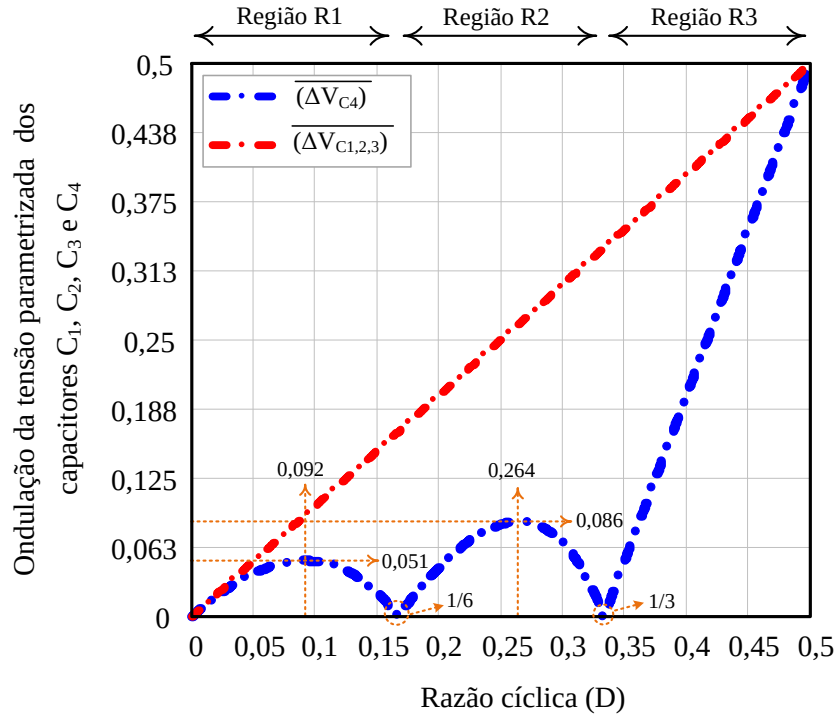
A Figura 132 foi elaborada com base nas Equações 5.71, 5.72, 5.73 e 5.74 e ilustra a ondulação de tensão parametrizada nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 , representada pela curva em vermelho, e C_4 , indicada pela curva em azul.

5.2 Análise os esforços do primeiro conversor no fluxo de potência de V_2 para V_1

Considerando que o conversor processa a mesma potência em ambos os sentidos de fluxo de energia, os esforços de corrente e tensão nos dispositivos permanecem equivalentes. Entretanto, a razão cíclica associada a cada modo de operação não é a mesma. Os ganhos em regime permanente para os sentidos de fluxo de potência de V_1 para V_2 e de V_2 para V_1 são dados pelas Equações 5.75 e 5.76.

$$G_{CCM_{V_1 \rightarrow V_2}} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{2D_{V_1 \rightarrow V_2}}{1 - 2D_{V_1 \rightarrow V_2}} \quad (5.75)$$

Figura 132 – Parametrização da ondulação de tensão dos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 em função da razão cíclica.



Fonte: Elaboração própria.

$$G_{CCM_{V_2 \rightarrow V_1}} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{2D_{V_2 \rightarrow V_1}}{1 - 2D_{V_2 \rightarrow V_1}} \quad (5.76)$$

Substituindo a Equação 5.75 em 5.76, obtém-se

$$\frac{2D_{V_1 \rightarrow V_2}}{1 - 2D_{V_1 \rightarrow V_2}} = \frac{2D_{V_2 \rightarrow V_1}}{1 - 2D_{V_2 \rightarrow V_1}} \quad (5.77)$$

Manipulando a Equação 5.77, obtém-se

$$D_{V_2 \rightarrow V_1} = \frac{1 - 2D_{V_1 \rightarrow V_2}}{2} \quad (5.78)$$

5.3 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o dimensionamento analítico dos esforços elétricos do primeiro conversor operando no MCC, considerando o fluxo de potência no sentido de V_1 para V_2 . Inicialmente foram determinadas as expressões das correntes médias, eficazes e máximas nos

principais dispositivos do conversor, incluindo indutores, interruptores e diodos internos. Com base nessas expressões realizou-se a parametrização das grandezas elétricas em função da razão cíclica, permitindo avaliar o comportamento das correntes nos dispositivos semicondutores e identificar as condições mais críticas de operação. Também foram analisados os esforços nos capacitores do conversor, sendo determinadas as expressões das correntes eficazes e das tensões máximas aplicadas aos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 . Adicionalmente, foi conduzido o estudo da ondulação de corrente da fonte V_1 , no qual foram obtidas as expressões que escrevem a variação dessa ondulação nas três regiões de operação. Por fim, foi analisada a operação do conversor no sentido inverso do fluxo de potência, de V_2 para V_1 , demonstrando que, devido à simetria da topologia, os esforços de corrente e tensão nos dispositivos permanecem equivalentes nos dois sentidos de operação.

6 IMPLEMENTAÇÃO DO PRIMEIRO CONVERSOR E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo aborda a especificação do projeto do primeiro conversor proposto, detalhando o dimensionamento dos componentes ativos e passivos, bem como a validação experimental de sua viabilidade por meio da implementação de um protótipo de 5 kW em laboratório, conforme apresentado na Figura 133. A Tabela 9 resume as especificações do conversor. Esses parâmetros de potência foram definidos levando em conta a adaptação necessária às instalações, aos instrumentos de medição e à fonte disponível no laboratório. Os sinais de acionamento dos interruptores de potência são gerados por meio de um controlador digital de sinais TMS320F28379D e aplicados aos *drivers* dos MOSFETs, enquanto as formas de onda experimentais foram adquiridas utilizando um osciloscópio Tektronix® DPO3014. Em seguida, são apresentados e discutidos os resultados experimentais obtidos para o conversor operando em malha aberta, analisando as formas de onda dos principais componentes e o desempenho do conversor, com o objetivo de compará-los à análise teórica previamente elaborada. Os testes do protótipo foram realizados em laboratório no MCC, com potência total de 5 kW, sendo investigados dois modos de operação: o fluxo de potência de V_1 para V_2 e o fluxo de potência de V_2 para V_1 .

Tabela 9 – Parâmetros experimentais e especificações dos componentes

Especificações/Parâmetros	Valor
Potência nominal	5 kW
Tensão da porta (V_1)	220 V
Tensão da porta (V_2)	450 V
Frequência de comutação (f_s)	20 kHz
Razão cíclica (D_1)	0,336
Razão cíclica (D_2)	0,164

Fonte: Elaboração própria.

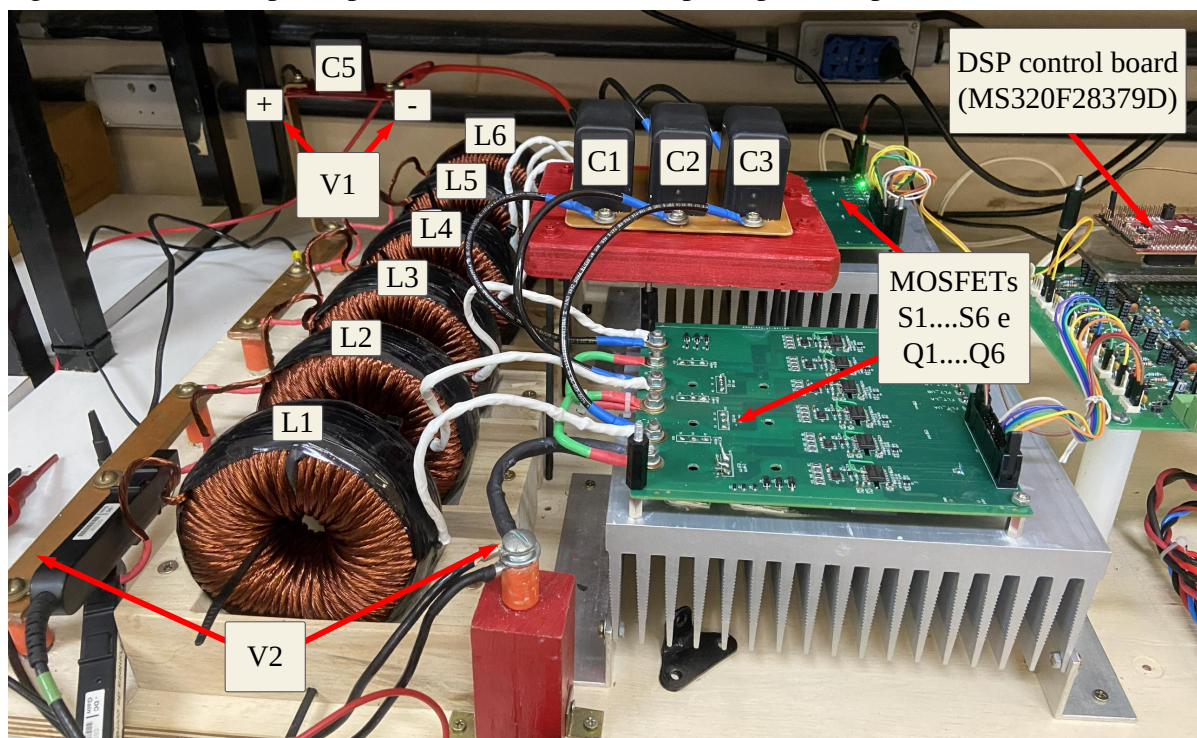
Os principais componentes empregados na implementação do protótipo são apresentados na Tabela 10, sendo selecionados com base nos resultados de projeto previamente obtidos, de modo a atender às especificações elétricas do conversor e assegurar a confiabilidade dos ensaios experimentais. O dimensionamento e as especificações detalhadas desses componentes são apresentados em detalhes no Apêndice D.

Tabela 10 – Lista de componentes do protótipo do primeiro conversor.

Item	Componente	Modelo	Referências
1	Transistores (MOSFET)	G3R75MT12D SiC	Interruptores S e Q
2	Indutor	Núcleo toroidal 2 × Kool Mμ 0077102A7	Indutores $L_1 - L_6$
3	Capacitores	MKP1848C71050JY	Capacitores $C_1 - C_3$
4	Capacitores	MKP1848C62580JP	Capacitores C_4 e C_5
5	Módulo DSP	TMS320F28379D	DSP_1

Fonte: Elaboração própria.

Figura 133 – Protótipo do primeiro conversor e seus principais componentes.



Fonte: Elaboração própria.

6.1 Resultados experimentais do primeiro conversor

Nesta seção, são apresentados os resultados experimentais do protótipo desenvolvido do primeiro conversor proposto, com o objetivo de evidenciar o comportamento do conversor sob operação bidirecional em malha aberta. Para fins de análise, os ensaios foram organizados em duas etapas, correspondentes aos dois sentidos do fluxo de potência. Inicialmente, são apresentados os resultados para o potência de V_1 para V_2 , seguidos da análise no sentido inverso, de V_2 para V_1 .

6.1.1 Resultados experimentais para fluxo de Potência de V_1 para V_2

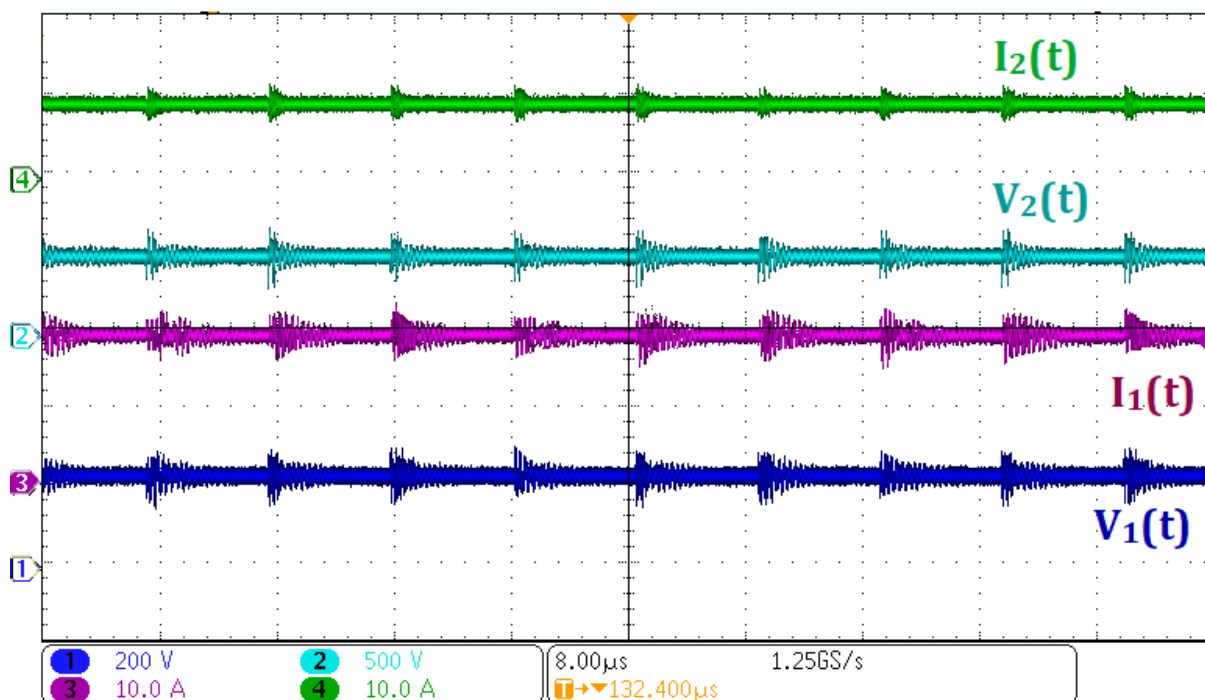
Esta seção apresenta os resultados experimentais do protótipo utilizado para validar o comportamento do conversor operando com fluxo de potência de V_1 para V_2 . Os ensaios foram realizados em um protótipo de laboratório com potência nominal de 5 kW, visando avaliar experimentalmente as características operacionais previstas na análise teórica e nos modelos apresentados nos capítulos anteriores. Para essa finalidade, são analisadas as principais formas de onda de tensão e corrente nos elementos do conversor. Foram avaliados os indutores, interruptores e diodos, bem como as grandezas elétricas nos terminais de entrada e saída do circuito. A análise dessas formas de onda permite verificar o comportamento em regime permanente do conversor, bem como confirmar os níveis de esforço de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores. Os resultados experimentais apresentados nesta seção demonstram a consistência entre o comportamento observado no protótipo e as previsões analíticas, validando o princípio de operação do conversor no modo de transferência de potência de V_1 para V_2 .

A Figura 134 apresenta as formas de onda de corrente e tensão nos terminais V_1 e V_2 . Observa-se que a tensão em V_1 (Ch1) é de 220 V, enquanto a tensão em V_2 (Ch2) atinge 450 V. Adicionalmente, as correntes em V_1 e V_2 são apresentadas em Ch3 e Ch4, respectivamente. Esses resultados são consistentes com o fluxo de potência de V_1 para V_2 e validam a Equação 3.94, a qual define o ganho de tensão nesse modo de operação. Dessa forma, os resultados experimentais apresentam elevada consistência com as previsões teóricas, confirmando a precisão do conversor proposto.

A Figura 135 apresenta, em Ch1, o sinal de acionamento do interruptor S_1 , enquanto Ch2, Ch3 e Ch4 exibem as correntes i_{L3} , i_{L2} e i_{L1} , respectivamente. Observa-se também que a frequência de ondulação das correntes nos indutores (L_1 , L_2 e L_3) corresponde ao dobro da frequência de comutação. Como resultado da operação intercalada em três fases, a frequência de ondulação tanto da corrente quanto da tensão no terminal V_1 é igual a seis vezes a frequência de comutação. Essa característica possibilita a utilização de capacitores de filtragem de menor valor e constitui uma das vantagens do conversor proposto em comparação aos conversores intercalados convencionais.

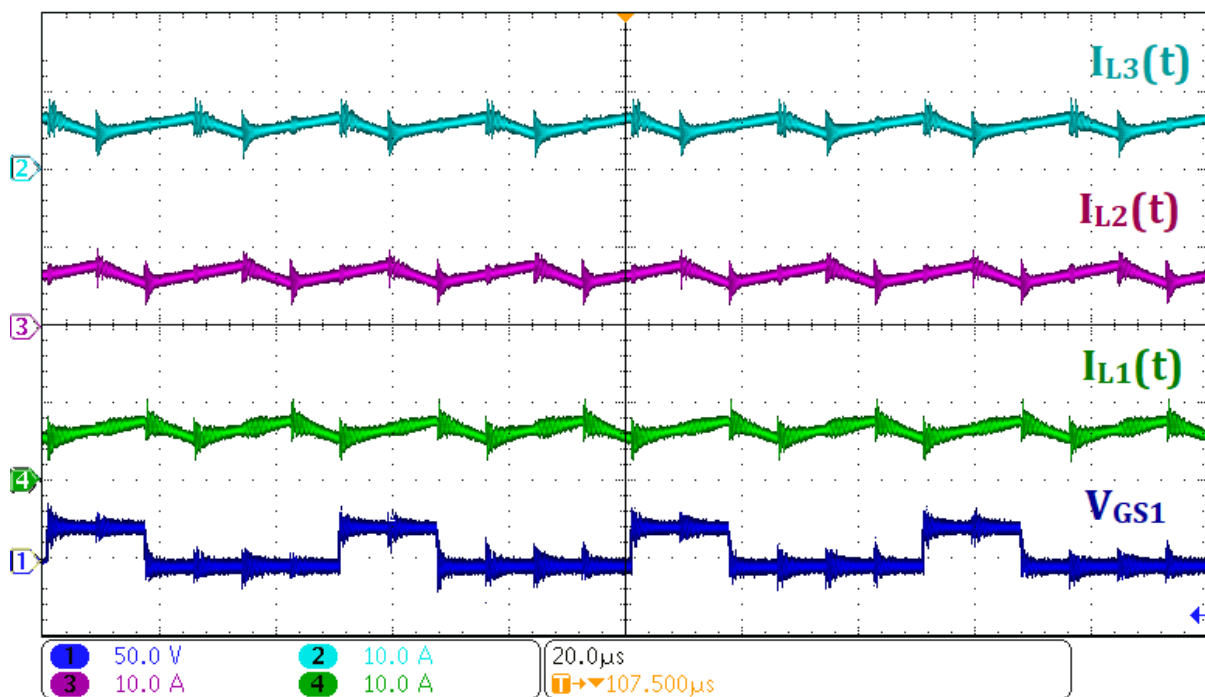
A Figura 136 apresenta as formas de onda de tensão e corrente dos indutores L_1 e L_2 , nas quais Ch1 e Ch4 correspondem, respectivamente, à tensão no indutor L_1 e à corrente através do indutor L_1 , enquanto Ch2 e Ch3 exibem a tensão no indutor L_2 e a corrente através do indutor L_2 . Observa-se que, durante o intervalo de armazenamento de energia, a tensão nos

Figura 134 – Formas de onda experimentais de V_1 para V_2 : (Ch1) tensão em V_1 ; (Ch2) tensão em V_2 ; (Ch3) corrente em V_1 (I_1); (Ch4) corrente em V_2 (I_2).



Fonte: Captura do osciloscópio, dados do experimento.

Figura 135 – Formas de onda experimentais de V_1 para V_2 : (Ch1) sinal de acionamento de S_1 ; (Ch2) corrente i_{L3} do indutor L_3 ; (Ch3) corrente i_{L2} do indutor L_2 ; (Ch4) corrente i_{L1} do indutor L_1 .

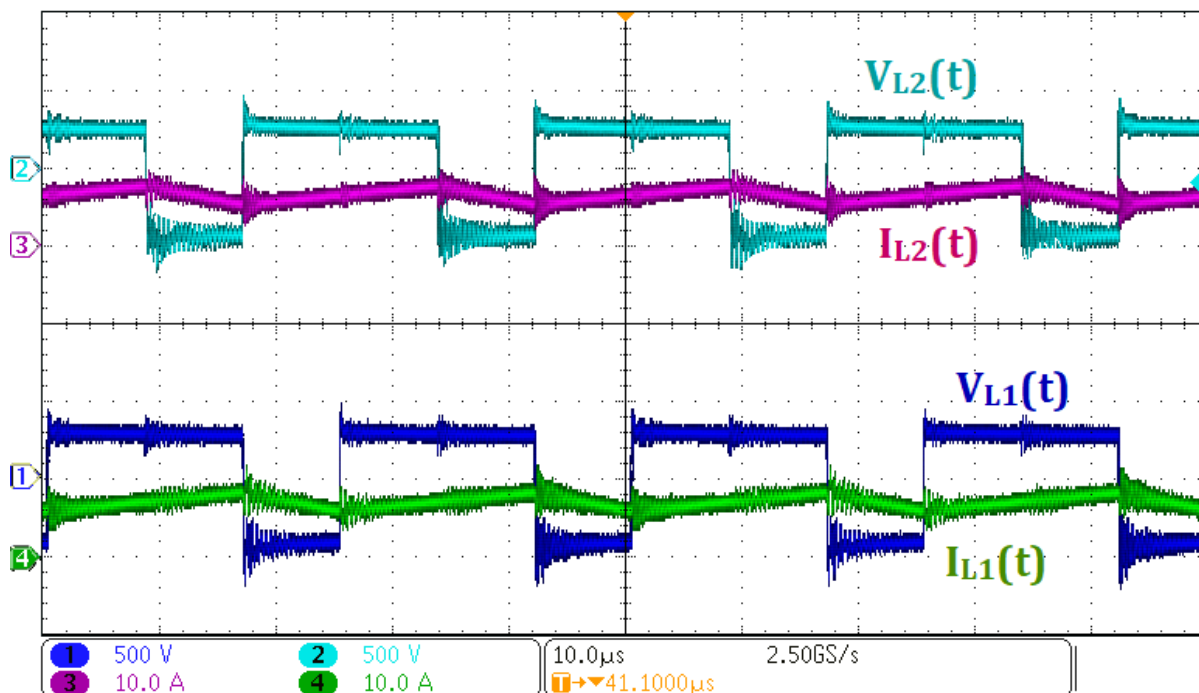


Fonte: Captura do osciloscópio, dados do experimento.

indutores é igual a V_1 , enquanto durante o intervalo de transferência de energia essa tensão é igual a $V_1 - (V_{C1} - V_2)$. Esses resultados apresentam forte concordância com a análise teórica

previamente apresentada, validando assim o comportamento operacional esperado do conversor proposto.

Figura 136 – Formas de onda experimentais de V_1 para V_2 : (Ch1) tensão no indutor L_1 ; (Ch4) corrente no indutor L_1 ; (Ch2) tensão no indutor L_2 ; (Ch3) corrente no indutor L_2 .



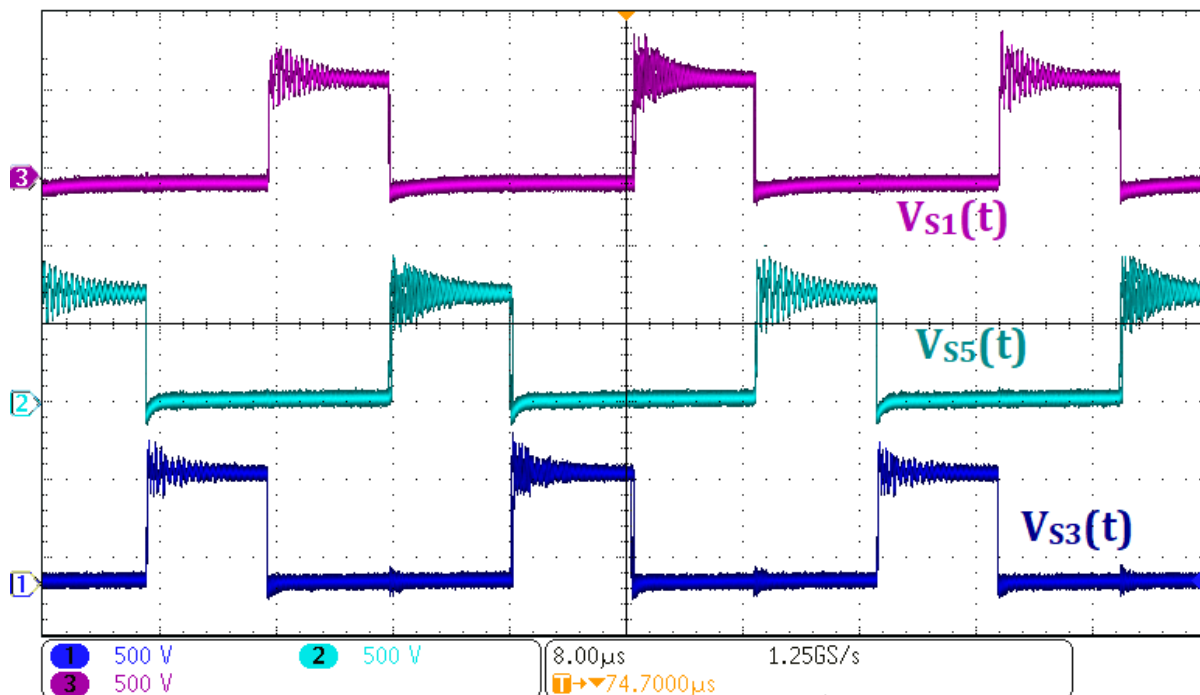
Fonte: Captura do osciloscópio, dados do experimento.

A Figura 137 apresenta as formas de onda de tensão nos interruptores S_1 , S_3 e S_5 , correspondentes aos canais Ch3, Ch1 e Ch2, respectivamente. Observa-se que as tensões máximas nesses interruptores atingem valores próximos aos previstos pela Equação 5.16.

A Figura 138 apresenta as tensões nos diodos dos interruptores Q_1 , Q_3 e Q_5 , exibidas em Ch1, Ch2 e Ch3, respectivamente. As tensões nos diodos correspondem de forma bastante próxima às tensões medidas nos interruptores S , indicando níveis semelhantes de esforço de tensão nesses componentes.

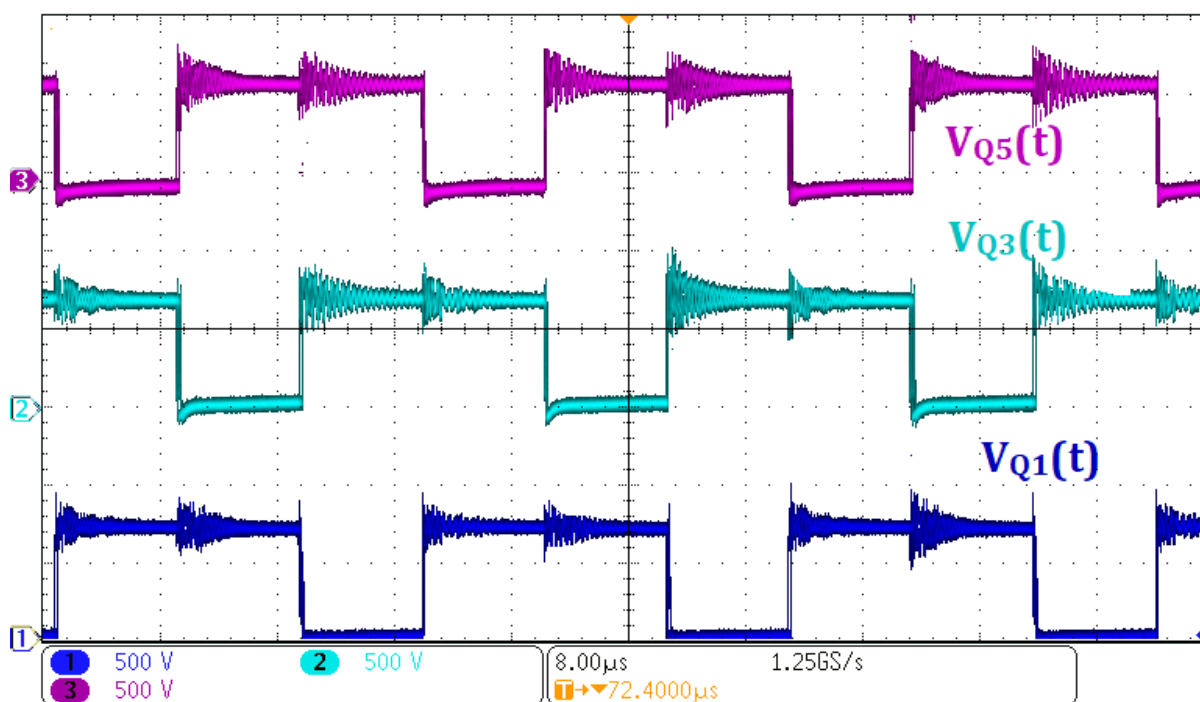
A Figura 139 apresenta as formas de onda de corrente dos indutores L_5 , L_6 e L_4 , exibidas em Ch2, Ch3 e Ch4, respectivamente. Observa-se que a frequência de ondulação das correntes nos indutores (L_4 , L_5 e L_6) corresponde ao dobro da frequência de comutação, comportamento também verificado nos indutores L_1 , L_2 e L_3 . Em razão da operação intercalada em três fases, a frequência de ondulação tanto da corrente quanto da tensão no terminal V_2 atinge seis vezes a frequência de comutação. Essa característica permite a utilização de um capacitor de filtragem C_4 de menor volume, contribuindo para um projeto de conversor mais compacto.

Figura 137 – Formas de onda experimentais de V_1 para V_2 : (Ch1) tensão no interruptor S_3 ; (Ch2) tensão no interruptor S_5 ; (Ch3) tensão no interruptor S_1 .



Fonte: Captura do osciloscópio, dados do experimento.

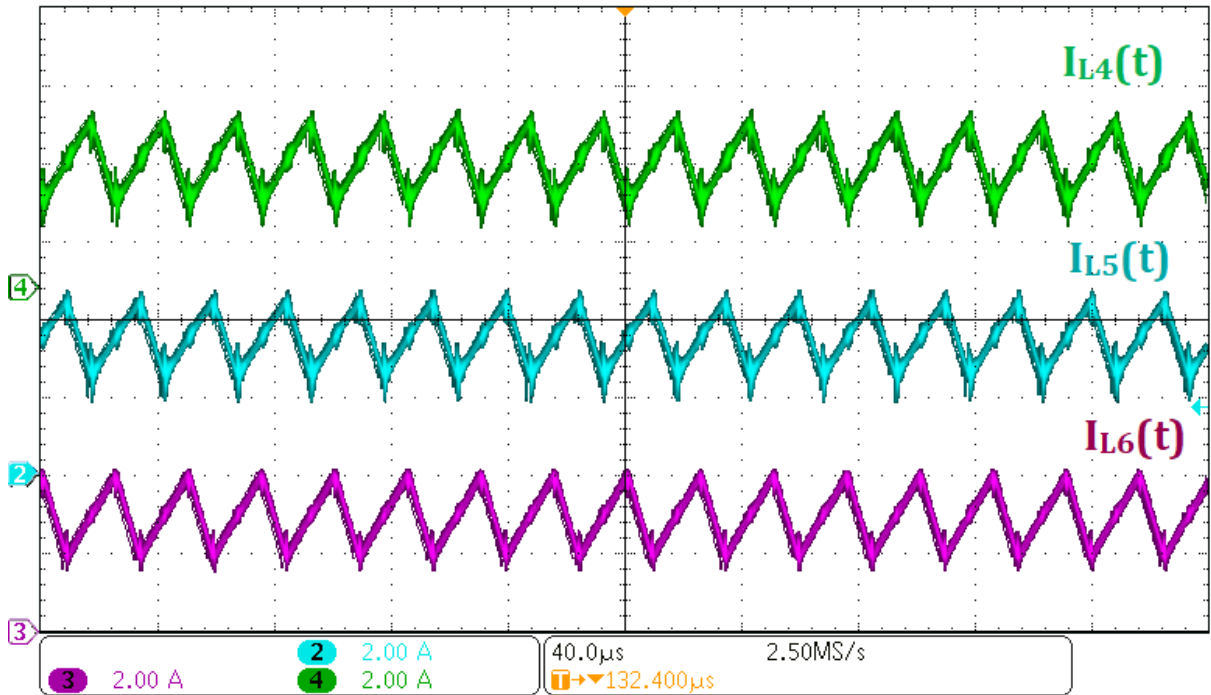
Figura 138 – Formas de onda experimentais de V_1 para V_2 : (Ch1) tensão no diodo de Q_1 ; (Ch2) tensão no diodo de Q_3 ; (Ch3) tensão no diodo de Q_5 .



Fonte: Captura do osciloscópio, dados do experimento.

A Figura 140 apresenta o rendimento experimental do conversor para dois níveis de tensão de saída: $V_2 = 450\text{ V}$ (curva vermelha) e $V_2 = 350\text{ V}$ (curva azul). Em ambos os casos, a

Figura 139 – Formas de onda experimentais de V_1 para V_2 : (Ch2) corrente i_{L5} do indutor L_5 ; (Ch3) corrente i_{L6} do indutor L_6 ; (Ch4) corrente i_{L4} do indutor L_4 .

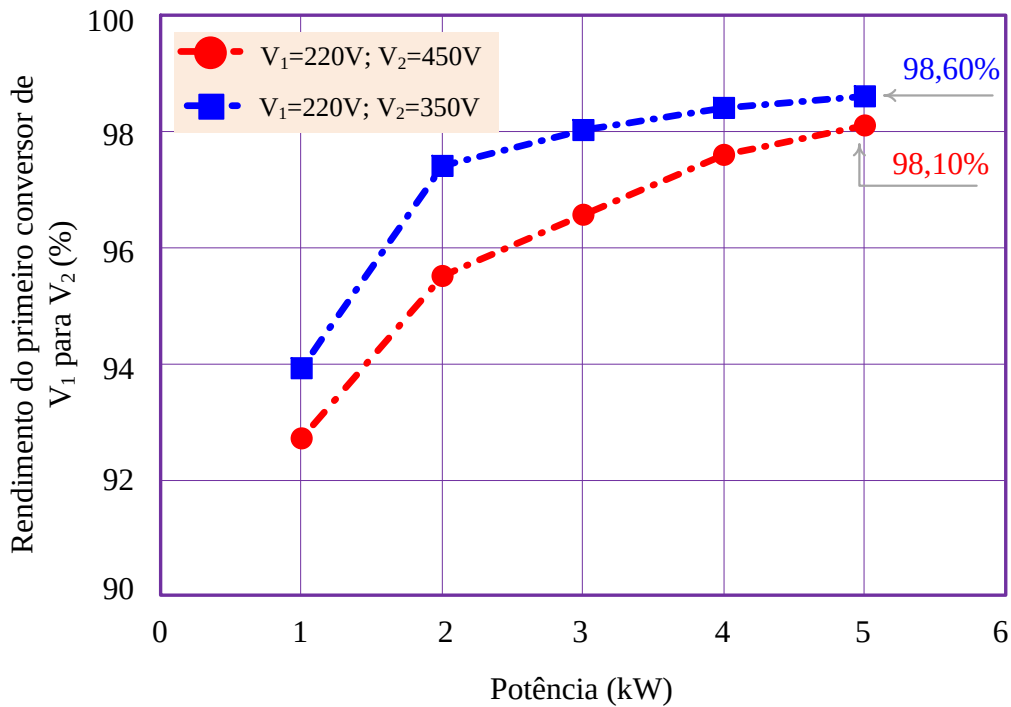


Fonte: Captura do osciloscópio, dados do experimento.

tensão de entrada é mantida fixa em $V_1 = 220\text{ V}$, e o conversor opera com fluxo de potência de V_1 para V_2 . O conversor apresenta elevado rendimento em toda a faixa de potência analisada. Para $V_2 = 350\text{ V}$, o rendimento máximo atinge 98,60% em 5 kW, enquanto para $V_2 = 450\text{ V}$ o rendimento máximo alcança 98,10%. Em ambos os cenários, o rendimento aumenta com o crescimento da potência de saída, aproximando-se de seu valor máximo quando a potência atinge 5 kW.

A Figura 141 apresenta a análise das perdas no conversor para o fluxo de potência de V_1 para V_2 , evidenciando a contribuição individual dos principais componentes para o rendimento do conversor. A potência total dissipada é de 82,29 W. Observa-se que as perdas estão relativamente bem distribuídas entre os principais componentes do conversor (interruptores, indutores e diodos), cada um contribuindo com aproximadamente um terço das perdas totais, embora com leve predominância dos interruptores. Os interruptores “S” representam a maior parcela das perdas, com 28,02 W, correspondendo a 34,05 % do total. Essas perdas estão associadas principalmente aos fenômenos de condução e comutação, indicando sua forte influência no desempenho do conversor. Em seguida, os indutores apresentam perdas de 26,80 W, equivalentes a 32,56%, decorrentes das perdas no cobre e no núcleo magnético, sendo as perdas no cobre predominantes. Os diodos dos interruptores “Q” também possuem contribuição significativa,

Figura 140 – Rendimento do conversor proposto durante o fluxo de potência de V_1 para V_2 .



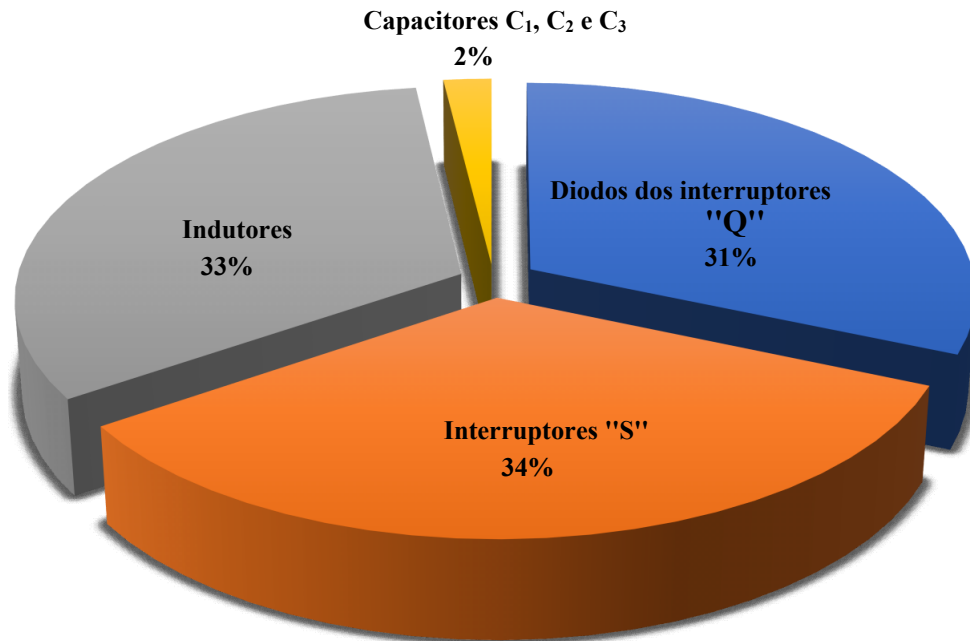
Fonte: Elaboração própria.

com perdas de 25,86 W, representando 31,42% do total, associadas principalmente à condução e à queda de tensão direta desses dispositivos. Em contraste, os elementos capacitivos apresentam impacto reduzido nas perdas totais. Os capacitores C_1 , C_2 e C_3 dissipam 1,60 W (1,94%), enquanto o capacitor C_4 apresenta perdas praticamente desprezíveis, de 0,010 W (0,012%). Esse resultado evidencia que a otimização do rendimento do conversor, no fluxo de potência de V_1 para V_2 , deve ser direcionada principalmente à seleção e ao aprimoramento dos interruptores, diodos e indutores, uma vez que os capacitores possuem influência pouco significativa no rendimento do conversor.

6.1.2 Resultados experimentais para fluxo de Potência de V_2 para V_1

Nesta subseção são apresentados os resultados experimentais obtidos para o modo de operação em que o conversor realiza a transferência de potência de V_2 para V_1 . Os ensaios foram conduzidos com o objetivo de verificar experimentalmente o comportamento do conversor nesse sentido de fluxo de energia, bem como validar as relações analíticas previamente estabelecidas para esse regime de operação. Para essa finalidade, são analisadas as principais formas de onda de tensão e corrente nos terminais do conversor, nos indutores, nos dispositivos semicondutores e nos

Figura 141 – Perdas no fluxo de potência de V_1 para V_2 .



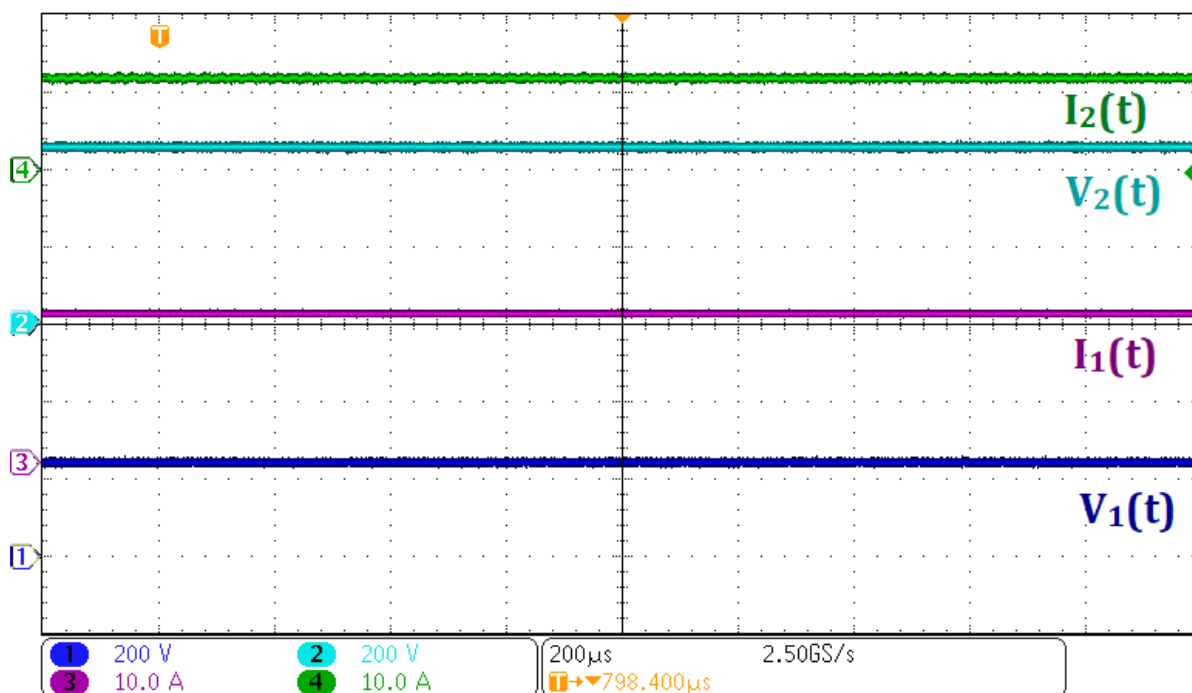
Fonte: Elaboração própria.

elementos de armazenamento de energia. Além disso, são apresentados resultados experimentais de rendimento para diferentes condições de tensão e potência. A análise dessas grandezas permite avaliar o desempenho do conversor no regime de operação considerado e verificar a consistência entre os resultados experimentais e as previsões teóricas obtidas a partir do modelo desenvolvido.

A Figura 142 apresenta as formas de onda de corrente e tensão nos terminais V_2 e V_1 . O canal Ch2 mostra a tensão em V_2 , aproximadamente 450 V, enquanto Ch1 exibe a tensão em V_1 , atingindo 220 V. As correntes nos terminais V_2 e V_1 são apresentadas em Ch4 e Ch3, respectivamente. Esses valores estão em concordância com a direção do fluxo de potência de V_2 para V_1 e validam a Equação 4.16, que define o ganho de tensão nesse modo de operação. Os resultados experimentais corroboram as previsões teóricas, confirmando a precisão do modelo do conversor proposto.

A Figura 143 ilustra as formas de onda de tensão e corrente dos indutores L_5 e L_6 . A tensão no indutor L_6 e a corrente através de L_6 são apresentadas em Ch1 e Ch3, respectivamente, enquanto Ch2 e Ch4 exibem a tensão no indutor L_5 e a corrente através de L_5 . Durante o intervalo de armazenamento de energia, a tensão nos indutores é igual a V_2 ; durante o intervalo de transferência de energia, essa tensão corresponde a $V_{C1} + V_2 - V_1$. Esses comportamentos observados apresentam forte concordância com a análise teórica, confirmando a operação

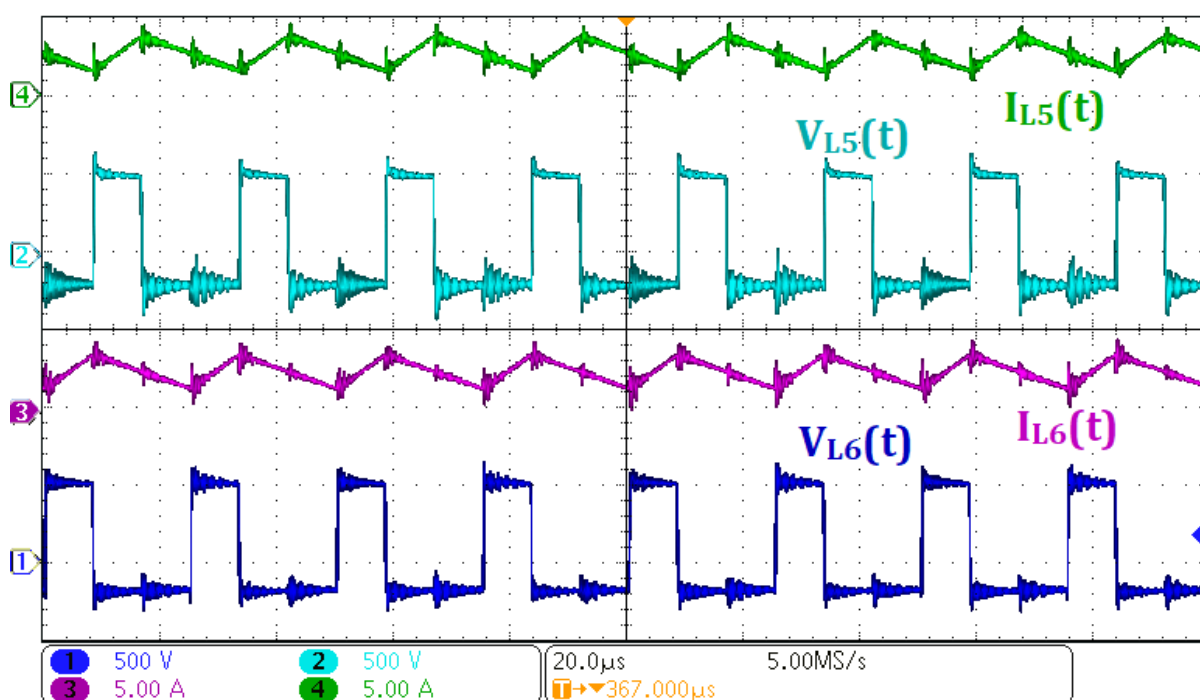
Figura 142 – Formas de onda experimentais de V_2 para V_1 : (Ch1) tensão em V_1 ; (Ch2) tensão em V_2 ; (Ch3) corrente em V_1 (I_1); (Ch4) corrente em V_2 (I_2).



Fonte: Captura do osciloscópio, dados do experimento.

esperada do conversor.

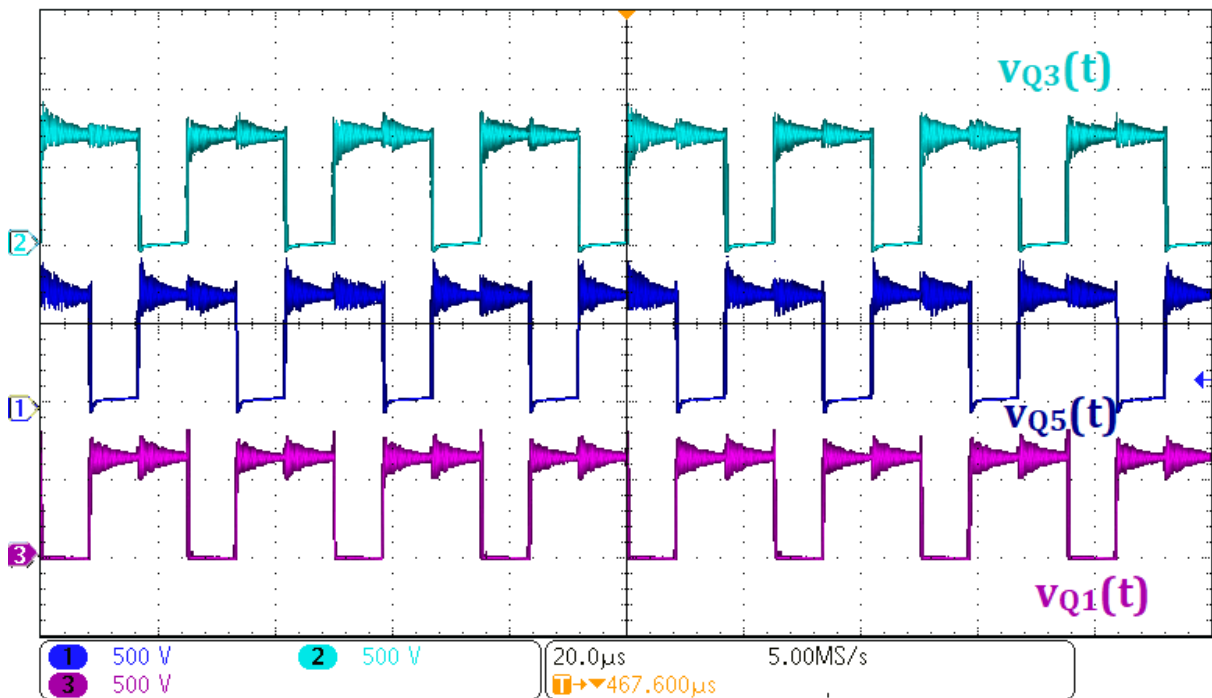
Figura 143 – Formas de onda experimentais de V_2 para V_1 : (Ch1) tensão em L_6 , (Ch3) corrente em L_6 ; (Ch2) tensão em L_5 e (Ch4) corrente em L_5 .



Fonte: Captura do osciloscópio, dados do experimento.

A Figura 144 apresenta as tensões nos interruptores Q_1 , Q_3 e Q_5 , exibidas em Ch3, Ch2 e Ch1, respectivamente. A tensão medida nos interruptores apresenta valores muito próximos aos previstos teoricamente pela Equação 5.28.

Figura 144 – Formas de onda experimentais de V_2 para V_1 : (Ch1) tensão no interruptor Q_5 ; (Ch2) tensão no interruptor Q_3 ; (Ch3) tensão no interruptor Q_1 .

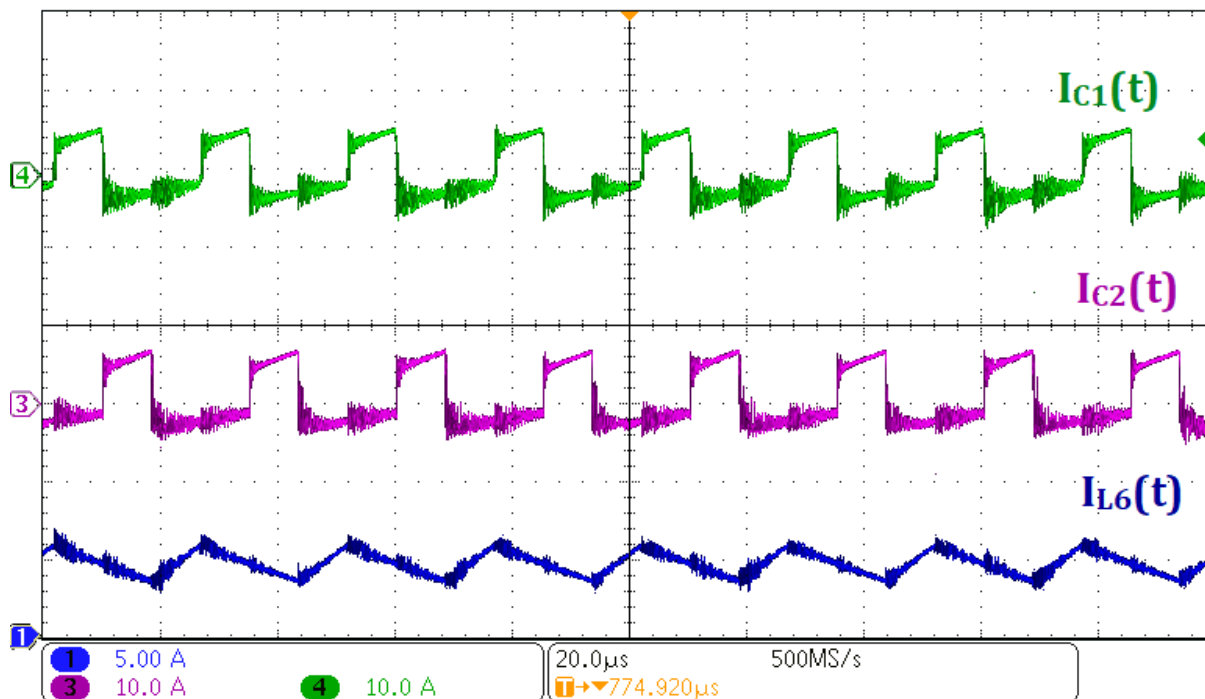


Fonte: Captura do osciloscópio, dados do experimento.

A Figura 145 apresenta as formas de onda de corrente do indutor L_6 e dos capacitores C_1 e C_2 , exibidas em Ch2, Ch3 e Ch4, respectivamente. Observa-se que a frequência de ondulação tanto no indutor quanto nos capacitores corresponde ao dobro da frequência de comutação. Em virtude da operação intercalada em três braços, a frequência de ondulação tanto da corrente quanto da tensão nos terminais V_2 e V_1 aumenta para seis vezes a frequência de comutação. Essa característica possibilita a utilização de componentes de filtragem de menor porte, como capacitores e indutores, contribuindo para um projeto de conversor mais compacto e com maior rendimento.

A Figura 146 apresenta as formas de onda experimentais de tensão e corrente nos diodos dos interruptores S_1 e S_3 durante o fluxo de potência de V_2 para V_1 . A tensão nos diodos de S_1 e S_3 é mostrada em Ch1 e Ch2, respectivamente, enquanto as correntes correspondentes são apresentadas em Ch3 e Ch4. As formas de onda observadas confirmam o correto funcionamento dos diodos durante os intervalos de comutação, em conformidade com o comportamento esperado

Figura 145 – Formas de onda experimentais de V_2 para V_1 : (Ch1) corrente I_{L6} do indutor L_6 ; (Ch3) corrente I_{C2} do capacitor C_3 ; (Ch4) corrente I_{C1} do capacitor C_1 .

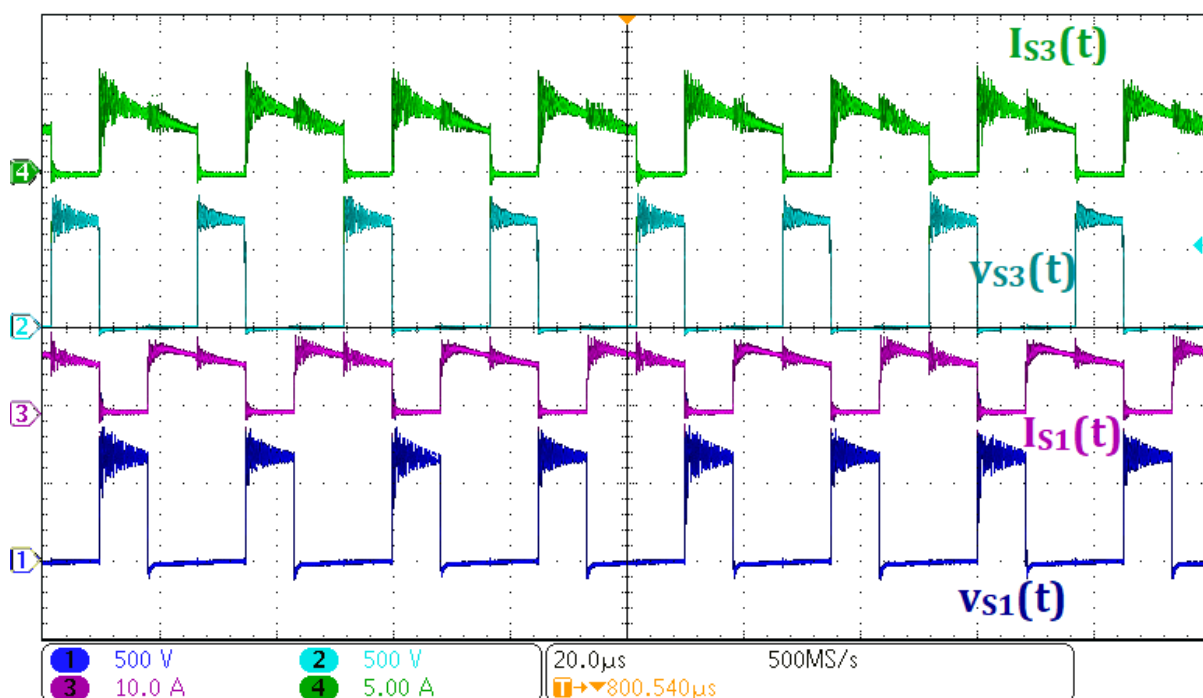


Fonte: Captura do osciloscópio, dados do experimento.

do conversor nesse modo de operação. Esses resultados validam adicionalmente a análise teórica e demonstram a capacidade do conversor de operar com fluxo de potência bidirecional, com condução adequada dos diodos.

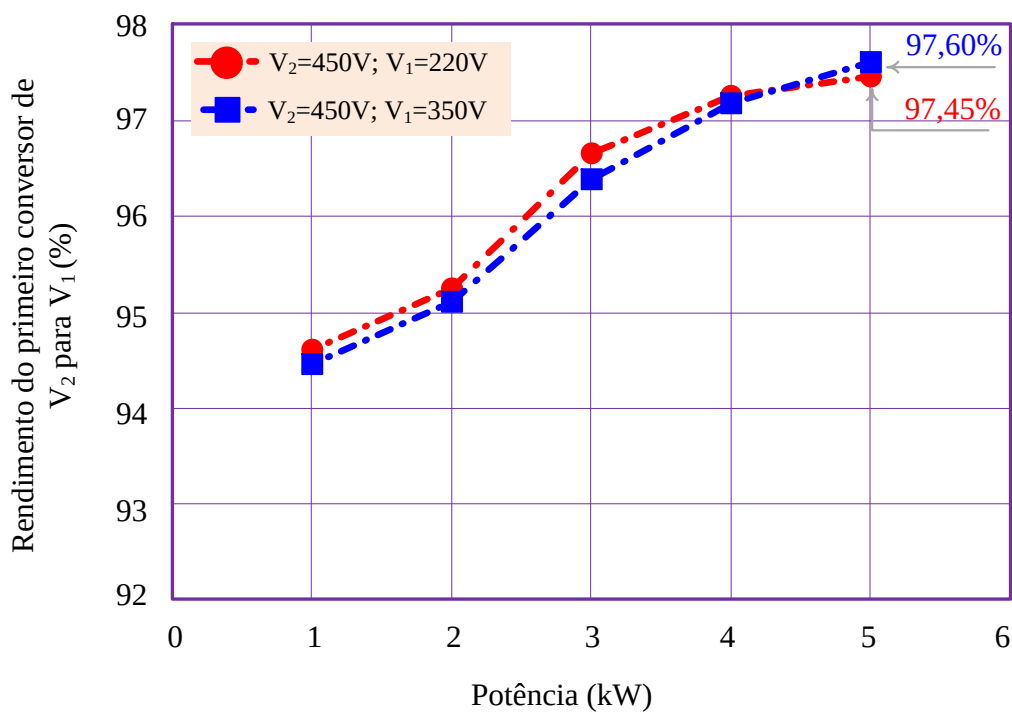
A Figura 147 apresenta o rendimento experimental do conversor para diferentes níveis de tensão de entrada: $V_1 = 220\text{ V}$ (curva vermelha) e $V_1 = 350\text{ V}$ (curva azul), com tensão de saída fixa em $V_2 = 450\text{ V}$, operando com fluxo de potência de V_2 para V_1 . O conversor mantém elevado rendimento em toda a faixa de potência analisada. Em 5 kW, o rendimento máximo atinge 97,60% para $V_1 = 350\text{ V}$ e 97,45% para $V_1 = 220\text{ V}$. Para ambos os níveis de tensão, o rendimento aumenta com o crescimento da potência de saída e se estabiliza próxima ao valor máximo em níveis mais elevados de potência. Contudo, nessa direção de fluxo de potência observa-se uma leve redução no rendimento quando comparada ao fluxo de potência de V_1 para V_2 , conforme verificado no caso anterior. Esses resultados confirmam a capacidade do conversor de apresentar elevado rendimento sob condições de fluxo de potência bidirecional.

Figura 146 – Formas de onda experimentais de V_2 para V_1 : (Ch1) tensão no diodo de S_1 ; (Ch2) tensão no diodo de S_3 ; (Ch3) corrente no diodo de S_1 ; (Ch4) corrente no diodo de S_3 .



Fonte: Captura do osciloscópio, dados do experimento.

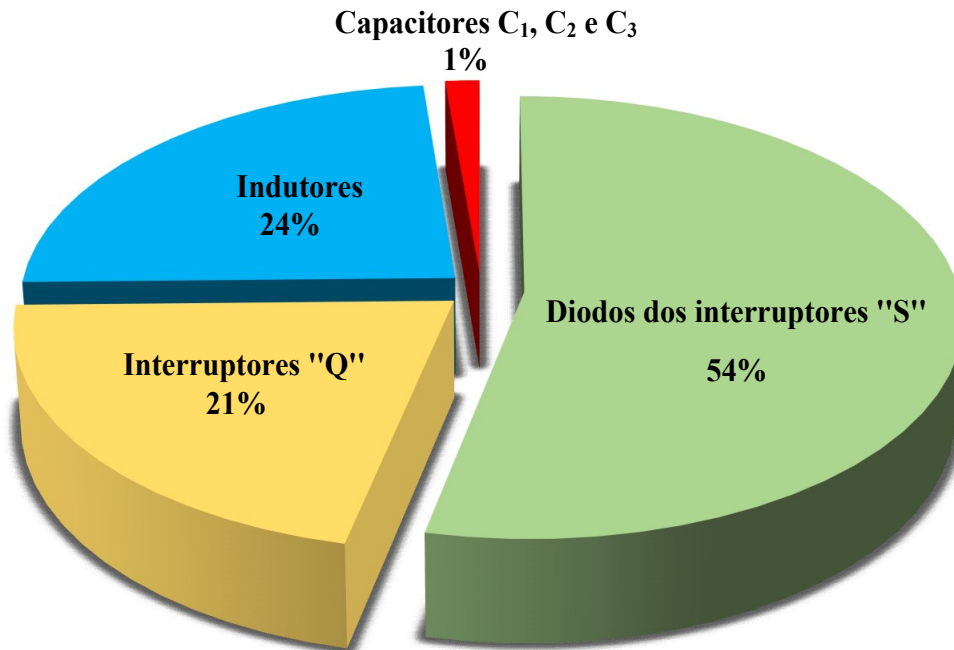
Figura 147 – Rendimento do conversor proposto durante o fluxo de potência de V_2 para V_1 .



Fonte: Elaboração própria.

A Figura 148 apresenta a análise das perdas no conversor para o fluxo de potência de V_2 para V_1 , evidenciando a distribuição das perdas entre os principais componentes do circuito e permitindo uma avaliação detalhada do desempenho do conversor. A potência total dissipada é de 112,28 W, sendo essa parcela distribuída de maneira não uniforme entre os dispositivos semicondutores, elementos magnéticos e componentes passivos. Observa-se que os diodos dos interruptores “S” são os principais responsáveis pelas perdas do conversor, apresentando uma dissipação de 60,00 W, o que corresponde a 53,48% das perdas totais. Esse comportamento está diretamente associado às perdas por condução, devido à queda de tensão direta nos diodos durante o funcionamento do conversor nesse modo de operação. Os indutores constituem a segunda maior fonte de perdas, com 26,80 W, representando 23,86% do total. Essas perdas são decorrentes principalmente das resistências ôhmicas dos enrolamentos e das perdas no núcleo magnético, sendo as perdas no cobre predominantes. Os interruptores “Q” contribuem com 23,88 W, equivalentes a 21,26% das perdas totais, associadas aos fenômenos de condução e comutação dos dispositivos semicondutores. Embora sua contribuição seja inferior à dos diodos, ainda representa uma parcela significativa no balanço de perdas do conversor. Por outro lado, os componentes capacitivos apresentam impacto reduzido no desempenho total. Os capacitores C_1 , C_2 e C_3 dissipam 1,60 W (1,42%), enquanto o capacitor C_4 apresenta perdas praticamente desprezíveis, de 0,005 W (0,0043%). Dessa forma, verifica-se que a maior parte das perdas está concentrada nos dispositivos semicondutores e nos elementos magnéticos, com predominância dos diodos neste modo de operação. Esse resultado indica que, no fluxo de potência de V_2 para V_1 , a melhoria do rendimento do conversor deve ser direcionada principalmente à redução das perdas nos diodos dos interruptores “S”, bem como à otimização dos indutores e dos interruptores, uma vez que os capacitores possuem influência pouco significativa no rendimento global do sistema. Como perspectiva de trabalhos futuros, a melhoria do rendimento do conversor pode ser obtida por meio de estratégias voltadas à redução das perdas nos principais elementos dissipativos. Nesse contexto, destaca-se a adoção de técnicas de comutação suave (ZVS/ZCS), visando à redução das perdas de comutação nos interruptores. Adicionalmente, a seleção de dispositivos semicondutores mais eficientes, como transistores baseados em tecnologia GaN, pode contribuir significativamente para a redução das perdas de condução e comutação. Outra alternativa promissora consiste na utilização de indutores planares, que apresentam menor resistência parasita e melhor desempenho térmico, possibilitando a redução das perdas magnéticas e no cobre.

Figura 148 – Perdas no fluxo de potência de V_2 para V_1 .



Fonte: Elaboração própria.

6.2 Análise comparativa do primeiro conversor proposto com conversores existentes

Para avaliar o desempenho do primeiro conversor proposto, é apresentada na Tabela 11 uma comparação abrangente com topologias amplamente adotadas e representativas da literatura; são elas: **A1** (Aranda *et al.*, 2022), **B1** (Prabhakaran e Agarwal, 2020), **C1** (Alharbi *et al.*, 2018), **D1** (Kattel *et al.*, 2022), **E1** (Christian *et al.*, 2023), **F1** (Liu *et al.*, 2024). Essa comparação considera a operação em MCC, o ganho de tensão, os esforços de corrente no interruptor principal no lado de baixa tensão, a natureza da forma de onda da corrente e as características de frequência das ondulações de corrente e tensão tanto nas portas de baixa quanto de alta tensão. Embora alguns dos conversores referenciados sejam originalmente unidirecionais, suas contrapartes bidirecionais são consideradas aqui para garantir uma avaliação justa e consistente.

Conforme resumido na Tabela 11, os conversores apresentados em (Aranda *et al.*, 2022) e (Alharbi *et al.*, 2018) apresentam características semelhantes de ganho de tensão e esforço de corrente; porém, não suportam operação bidirecional. Especificamente, o conversor em (Aranda *et al.*, 2022) é limitado a aplicações em redes CC bipolares e requer um maior número de componentes passivos. Em (Alharbi *et al.*, 2018) demonstram que o emprego de dispositivos WBG modernos (SiC/GaN) pode melhorar o rendimento. Entretanto, essa arquitetura resulta em elevados esforços de corrente nos interruptores quando processa níveis médios de potência.

O conversor apresentado em (Prabhakaran e Agarwal, 2020) é direcionado a aplicações em microrredes CC bipolares e apresenta operação assimétrica quando a razão cíclica se afasta de 0,5, o que limita seu ganho de tensão e sua flexibilidade operacional. Em contraste, o conversor proposto oferece uma faixa ampliada de ganho de tensão, operando com razões cíclicas menores, reduzindo assim as perdas por condução e aumentando o rendimento. Soluções convencionais, como as apresentadas em (Kattel *et al.*, 2022) e (Christian *et al.*, 2023), apresentam ganho máximo ou mínimo fixo, impõem maiores esforços de corrente nos transistores ou dependem de múltiplos estágios de conversão (Liu *et al.*, 2024) com circuitos de acionamento mais complexos.

Ao longo de uma ampla faixa de ganhos de tensão e potência, o conversor proposto demonstra desempenho superior, incluindo redução significativa do esforço de corrente e operação altamente eficiente. Além disso, o efeito de intercalamento e a modulação por deslocamento de fase aplicada aos interruptores permitem que o circuito utilize valores menores de indutância e capacitância. Como contrapartida de projeto, há o aumento no número de transistores e dos respectivos *drivers* de porta necessários para possibilitar a operação intercalada.

Um aspecto importante do desempenho destacado na Tabela 11 é a frequência das ondulações de corrente e tensão, tanto nas portas quanto nos indutores. Conversores convencionais, como os apresentados em (Aranda *et al.*, 2022), (Prabhakaran e Agarwal, 2020) e (Kattel *et al.*, 2022), exibem frequências de ondulação relativamente baixas, tipicamente $2f_s$ ou $3f_s$, o que exige componentes de filtragem maiores para atingir níveis aceitáveis de atenuação da ondulação. Em contraste, o conversor proposto atinge frequências de ondulação de $6f_s$ tanto nas portas quanto nos indutores. Essa frequência de ondulação mais elevada reduz significativamente os requisitos de filtragem, permitindo o uso de componentes passivos menores e contribuindo para um projeto mais compacto e leve.

Por fim, enquanto muitas das topologias produzem correntes descontínuas ou pulsantes no lado de alta tensão, o conversor proposto mitiga efetivamente essa limitação. Por meio do uso dos indutores L_4 , L_5 e L_6 , garante-se baixa ondulação da corrente de saída, minimizando o esforço sobre o capacitor do filtro de saída e aumentando a confiabilidade global do sistema.

Tabela 11 – Comparação de desempenho do primeiro conversor proposto com outras topologias da literatura.

Parâmetros	Literaturas	A1	B1	C1	D1	E1	F1	Proposto
Ganho de tensão CC	$\frac{V_2}{V_1}$	$\frac{D}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{D}{1-D}$	$\frac{1}{1-2D}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{3+D}{1-D}$	$\frac{2D}{1-2D}$
	$\frac{V_1}{V_2}$	–	–	–	$2D$	D	$\frac{D}{4-D}$	$\frac{2D}{1-2D}$
Esforço de tensão nos interruptores		$V_1 + V_2$	V_2	$V_1 + V_2$	V_1	V_2	$\frac{V_1 + V_2}{2}$	$V_1 + V_2$
Esforço de corrente nos interruptores		$\frac{I_2}{2} \cdot \frac{\sqrt{D}}{1-D}$	$I_2 \cdot \frac{\sqrt{D}}{1-D}$	$\frac{I_2}{2} \cdot \frac{\sqrt{D}}{1-D}$	$\frac{I_2}{2} \cdot \sqrt{D}$	$\frac{I_2}{3} \cdot \frac{\sqrt{D}}{1-D}$	$I_2 \cdot \frac{\sqrt{D}}{1-D}$	$\frac{I_2}{3} \cdot \frac{\sqrt{D}}{1-2D}$
Tensão V_1/V_2 (V)		100/200	27/48	80–120/400	24/10	250–400/800	72/400–800	220/450
Potência do conversor (W)		3.363	200	600	250	80.000	1.000	5.000
Frequência de comutação (f_s)		25 kHz	30 kHz	50–250 kHz	20 kHz	50 kHz	50 kHz	20 kHz
Rendimento (%)		88	92	94.6	97.9	97	97.6	98.6
Número de componentes S/D/L/C		4/8/12/1	4/0/3/4	2/2/4/4	8/0/2/2	6/0/3/2	8/0/4/5	12/0/6/5
Frequência da ondulação de corrente e tensão em V_1/V_2		$4 \times f_s$	f_s	$2 \times f_s$	$4 \times f_s$	$3 \times f_s$	$2 \times f_s$	$6 \times f_s$
Frequência da ondulação de corrente nos indutores		f_s	f_s	f_s	$2 \times f_s$	f_s	f_s	$2 \times f_s$
Bidirecional		não	não	não	sim	sim	sim	sim

S – Interruptor; D – Diodo; L – Indutores; C – Capacitor; V_1 – porta de baixa tensão; V_2 – porta de alta tensão.

Fonte: Elaboração própria.

6.3 Conclusão

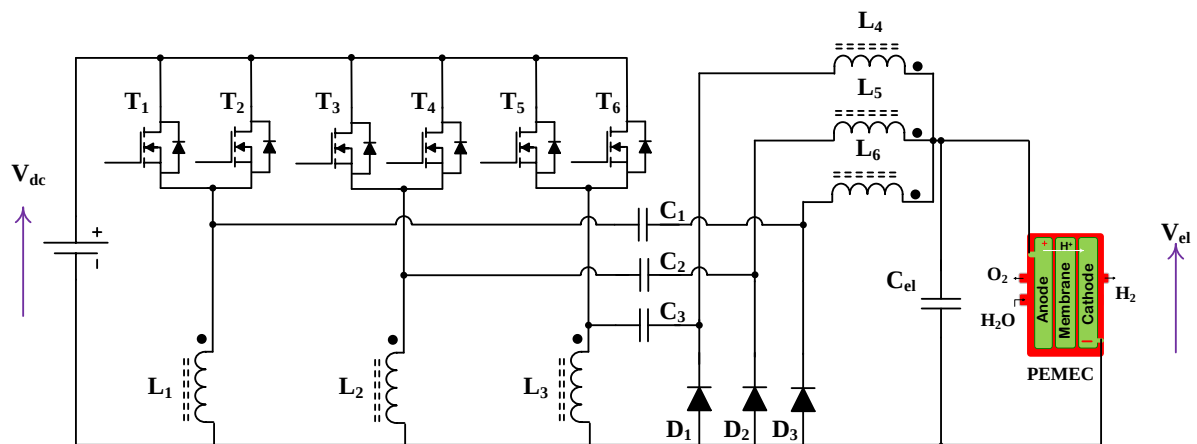
Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais dos principais componentes do conversor, os quais permitiram validar as análises teóricas desenvolvidas nos capítulos anteriores. Adicionalmente, foi realizada a avaliação do rendimento experimental do sistema em diferentes condições de operação, evidenciando o desempenho da topologia proposta. Também foi conduzida uma análise comparativa com outras topologias de conversores CC-CC apresentadas na literatura, permitindo posicionar o conversor proposto quanto a critérios relevantes, como rendimento, capacidade de processamento de potência e esforços nos dispositivos. De forma complementar, os resultados obtidos demonstraram boa concordância entre as previsões teóricas e os dados experimentais, reforçando a consistência do modelo desenvolvido. No Capítulo 7, será realizada a análise quantitativa e qualitativa do segundo conversor.

7 ANÁLISE DO SEGUNDO CONVERSOR EM MCC

Neste capítulo será analisado o segundo conversor proposto em MCC, considerando sua operação nas regiões $R1$, $R2$ e $R3$. Inicialmente, são apresentadas as etapas de operação associadas a cada região, bem como a análise dos componentes envolvidos. Em seguida, são apresentadas as formas de onda teóricas, permitindo a compreensão do comportamento do conversor ao longo do período de comutação. Devido à simetria do conversor, a análise é realizada considerando apenas metade do período de comutação, o que corresponde a seis etapas de operação.

O segundo conversor, denominado conversor CC-CC ZETA intercalado com interruptores em paralelo e modulação intercalada, é apresentado na Figura 149. O sinal PWM dos interruptores de potência é defasado de $360^\circ/6$, correspondente ao número de interruptores. Os interruptores T_1 , T_3 e T_5 são modulados com uma defasagem de 120° entre si. Por exemplo, considerando T_1 como referência, T_3 e T_5 são defasados de 120° e 240° , respectivamente.

Figura 149 – Segundo conversor proposto.



Fonte: Elaboração própria.

De forma semelhante, os interruptores T_2 , T_4 e T_6 também são defasados de 120° entre si, porém apresentam um deslocamento adicional de 180° em relação a T_1 , T_3 e T_5 . Assim, se T_2 for atrasado em 180° , então T_4 e T_6 serão defasados de 300° e 60° , respectivamente.

A técnica de PWM intercalada proposta para os interruptores conectados em paralelo reduz o volume e o peso dos componentes passivos, incluindo indutores e capacitores. As frequências de ondulação de corrente e tensão no terminal do eletrolisador (V_{el}) são seis vezes a frequência de comutação, enquanto a frequência de ondulação da corrente nos indutores é o dobro da frequência de comutação. A frequência da corrente de ondulação nos capacitores

C_1 , C_2 e C_3 também é o dobro da frequência de comutação. Para o capacitor C_{el} , conectado em paralelo com o eletrolisador, as frequências de ondulação de corrente e tensão são seis vezes a frequência de comutação.

A operação do conversor é classificada em três regiões: $R1$, $R2$ e $R3$, com base no número de interruptores que conduzem simultaneamente e nas faixas correspondentes da razão cíclica, conforme apresentado na Tabela 12.

Tabela 12 – Regiões de operação, respectivas razões cíclicas e interruptores em condução.

Região	Razão Cíclica	Simultaneidade
$R1$	$0 < D < 1/6$	Um interruptor
$R2$	$1/6 \leq D < 1/3$	Um a dois interruptores
$R3$	$1/3 \leq D < 1/2$	Dois a três interruptores

Fonte: Elaboração própria.

7.1 Análise do segundo conversor em MCC na região $R1$

7.1.1 Intervalos de tempo das etapas de operação na região $R1$

A operação do segundo conversor na região de operação $R1$, com relação ao tempo e ao número de interruptores em condução simultânea, é detalhada na Tabela 13. Esta região $R1$, é a única onde, em determinados momentos, os seis interruptores estarão bloqueados. O diagrama de comando simplificado para esta região, apresentado na Figura 150, destaca os intervalos de tempo em que todos os interruptores permanecem bloqueados.

Tabela 13 – Razão cíclica e simultaneidade em $R1$.

Região	Razão Cíclica	Simultaneidade
$R1$	$0 < D < 1/6$	Um interruptor

Fonte: Elaboração própria.

7.1.2 Descrição das etapas de operação em MCC na região $R1$

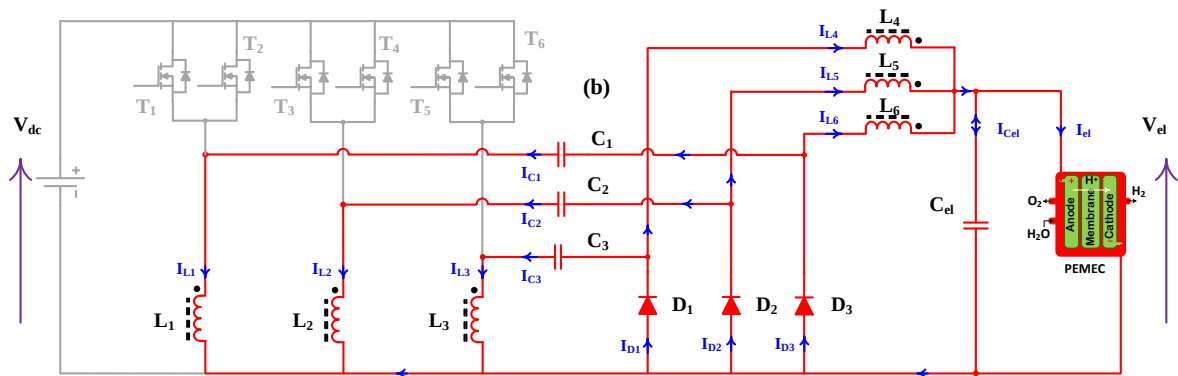
Neste modo de operação, o conversor apresenta doze etapas de comutação. Devido à simetria, a análise é limitada à metade do período de comutação.

Primeira etapa $[t_0 \leq t \leq t_1]$: No instante inicial t_0 , o interruptor T_1 é acionado, enquanto todos os demais interruptores permanecem desligados. Durante esta etapa, os indutores L_1 e L_6 armazenam energia, enquanto os indutores L_2 , L_3 , L_4 e L_5 fornecem energia à carga. O

enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Durante esta etapa, todos os indutores continuam transferindo energia. Os capacitores C_1 , C_2 e C_3 estão em descarga. As tensões nos indutores L_1 , L_2 e L_3 são iguais a $-V_{C1}$, enquanto as tensões nos indutores L_4 , L_5 e L_6 são iguais a $(V_{C1} + V_{dc} - V_{el})$. A tensão em todos os interruptores é dada por $V_{C1} + V_{el}$. A corrente $i_{el}(t)$ é dada por $i_{L4}(t) + i_{L5}(t) + i_{L6}(t)$, enquanto a corrente através dos diodos $i_{D1}(t)$, $i_{D2}(t)$ e $i_{D3}(t)$ é dada por $i_{L1}(t) + i_{L6}(t)$. Esta etapa termina em t_2 , e o circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 152. A duração desta etapa é determinada por:

$$\Delta t_2 = \frac{1 - 6D}{6} \cdot T_S \quad (7.2)$$

Figura 152 – Segundo Conversor em MCC, em R1 - Segunda Etapa.

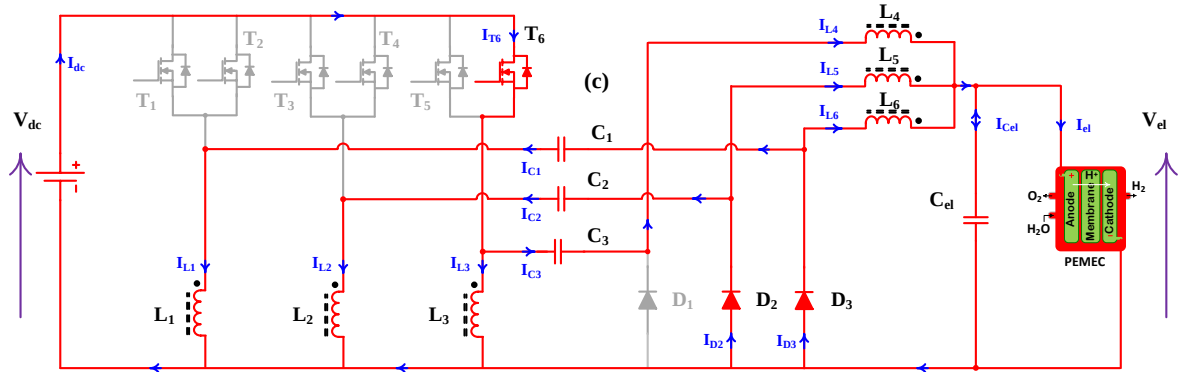


Fonte: Elaboração própria.

Terceira etapa [$t_2 < t \leq t_3$]: No instante inicial t_2 , o interruptor T_6 entra em condução, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Durante esta etapa, os indutores L_3 e L_4 armazenam energia, enquanto L_1 , L_2 , L_5 e L_6 transferem energia. O capacitor C_3 é carregado, enquanto os capacitores C_1 e C_2 estão descarregando. As tensões nos indutores L_3 e L_4 são iguais a V_{dc} e $(V_{C1} + V_{dc} - V_{el})$, respectivamente. As tensões nos indutores L_1 e L_2 , bem como em L_5 e L_6 , são iguais a $-V_{C1}$ e $-V_{el}$, respectivamente. A tensão em todos os interruptores, exceto T_6 , é igual a $V_{C1} + V_{dc}$. A corrente $i_{el}(t)$ é dada por $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, enquanto a corrente no interruptor T_6 , $i_{T6}(t)$, é igual a $i_{L3}(t) + i_{L4}(t)$, e as correntes nos diodos $i_{D2}(t)$ e $i_{D3}(t)$ são expressas por $i_{L2}(t) + i_{L5}(t)$. Esta etapa termina em t_3 , e o circuito equivalente correspondente é ilustrado na Figura 153. A duração desta etapa é dada pela Equação 7.1.

Quarta etapa [$t_3 < t \leq t_4$]: No instante inicial t_3 , o interruptor T_6 é desligado, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Esta etapa é idêntica à segunda etapa,

Figura 153 – Segundo Conversor em MCC, em R1 - Terceira etapa.

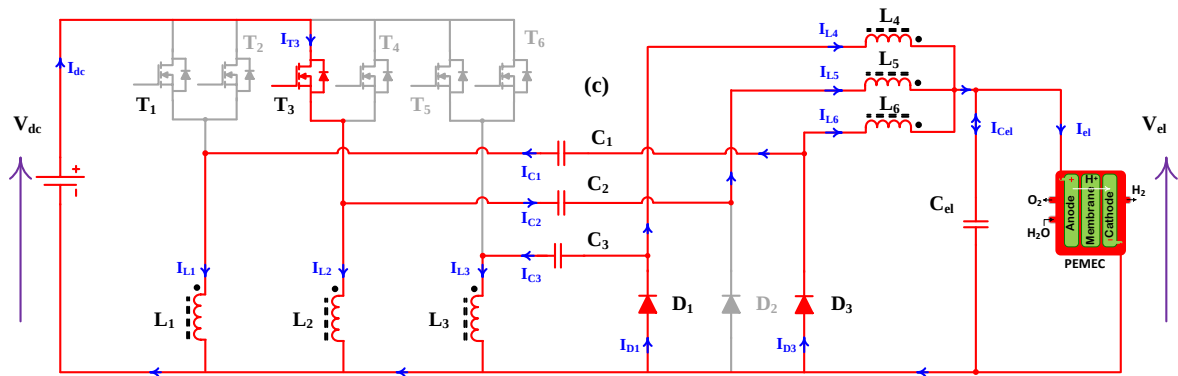


Fonte: Elaboração própria.

encerrando-se em t_4 , e o circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 152. A duração desta etapa é dada pela Equação 7.2.

Quinta etapa [$t_4 < t \leq t_5$]: No instante inicial t_4 , o interruptor T_3 entra em condução, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Nesta etapa, os indutores L_2 e L_5 armazenam energia, enquanto L_1 , L_3 , L_4 e L_6 transferem energia. O capacitor C_2 está carregando, enquanto os capacitores C_1 e C_3 estão descarregando. As tensões nos indutores L_2 e L_5 são iguais a V_{dc} e $(V_{C1} + V_{dc} - V_{el})$, respectivamente. As tensões nos indutores L_1 e L_3 , bem como em L_4 e L_6 , são iguais a $-V_{C1}$ e $-V_{el}$, respectivamente. A tensão em todos os interruptores, exceto T_3 , é $V_{C1} + V_{dc}$. A corrente $i_{el}(t)$ é determinada por $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t)$, enquanto a corrente no interruptor T_3 , $i_{T3}(t)$, é dada por $i_{L2}(t) + i_{L5}(t)$. As correntes nos diodos $i_{D1}(t)$ e $i_{D3}(t)$ são dadas por $i_{L3}(t) + i_{L4}(t)$. O circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 154. A duração desta etapa é dada pela Equação 7.2.

Figura 154 – Segundo Conversor em MCC, em R1 - Quinta etapa.



Fonte: Elaboração própria.

Sexta etapa [$t_5 < t \leq t_6$]: No instante inicial t_5 , o interruptor T_3 é desligado, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Esta etapa é idêntica à segunda e à quarta etapa,

encerrando-se em t_6 . O circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 152, e a duração desta etapa é dada pela Equação 7.2.

As 7ª, 9ª e 11ª etapas são semelhantes às 1ª, 3ª e 5ª etapas, respectivamente, com a única diferença sendo a participação de interruptores distintos. As 8ª, 10ª e 12ª etapas são idênticas às 2ª, 4ª e 6ª etapas. A Figura 155 ilustra as formas de onda de tensão e corrente dos principais componentes ao longo de um período de comutação.

7.1.3 Formas de onda teóricas e equacionamento instantâneo dos principais componentes na região R1

7.2 Análise do segundo conversor em MCC na região R2

7.2.1 Intervalos de tempo das etapas de operação na região R2

A operação do segundo conversor na região de operação R2, em função dos intervalos de tempo e do número de interruptores em condução simultânea, é apresentada de forma detalhada na Tabela 14. Nessa região de operação, observa-se que, em determinados intervalos de comutação, dois interruptores permanecem simultaneamente em condução, enquanto em outros apenas um interruptor está em condução. O diagrama simplificado dos sinais de comando correspondente a essa região, é ilustrado na Figura 156.

Tabela 14 – Razão cíclica e simultaneidade em R2.

Região	Razão Cíclica	Simultaneidade
R2	$1/6 < D < 1/3$	Um a dois interruptores

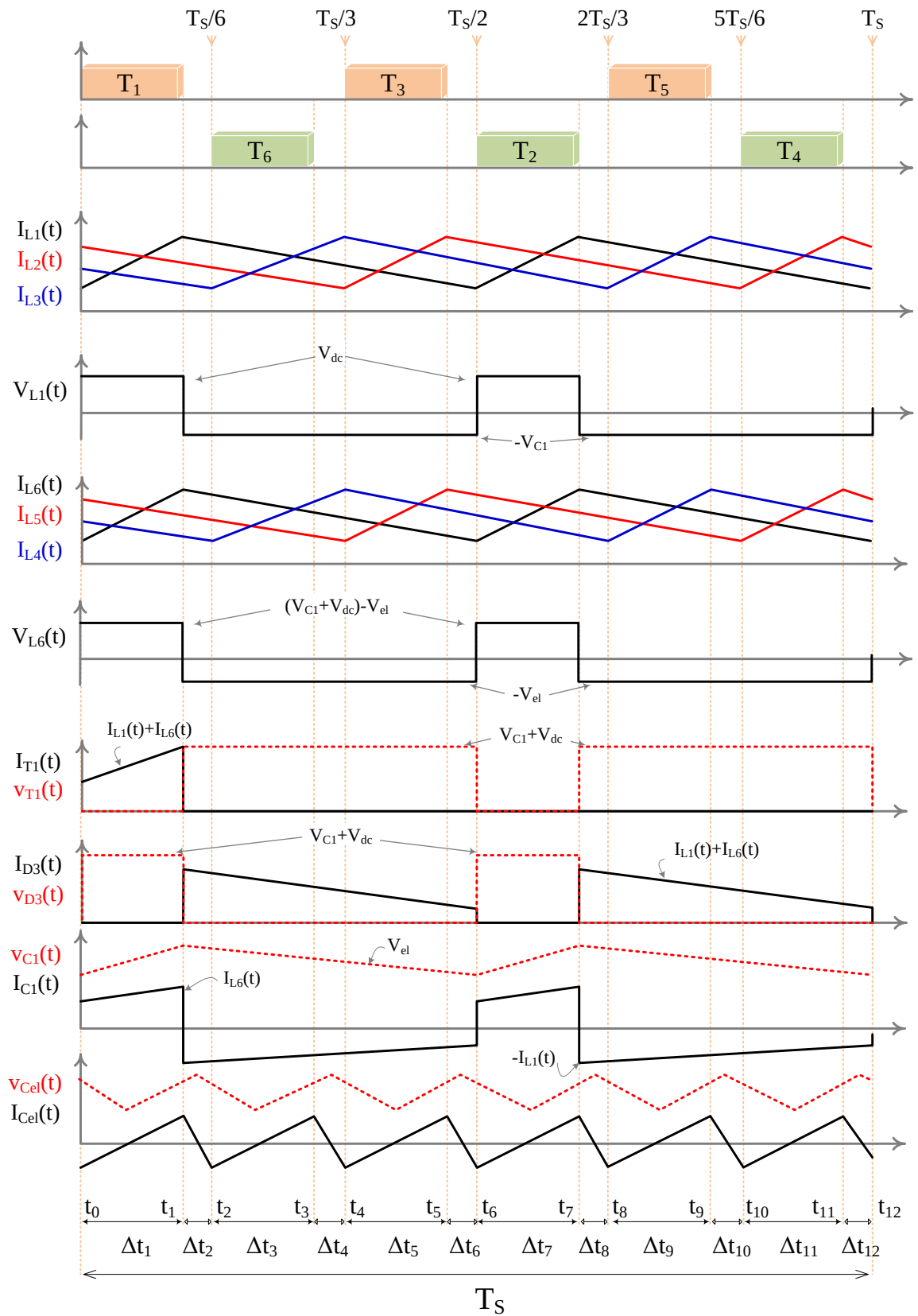
Fonte: Elaboração própria.

7.2.2 Descrição das etapas de operação do segundo conversor na região R2

Assim como na região R1, a operação na região R2 envolve doze intervalos de comutação; contudo, devido à simetria, a análise concentra-se na primeira metade do período de comutação.

Primeira etapa $[t_0 \leq t \leq t_1]$: No instante inicial t_0 , os interruptores T_1 e T_4 estão em condução, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Durante este estágio, os indutores L_1 , L_2 , L_5 e L_6 armazenam energia, enquanto os indutores L_3 e L_4 transferem energia. Os capacitores C_1 e C_2 estão em carregamento, enquanto o capacitor C_3 está em descarregamento.

Figura 155 – Segundo Conversor - Formas de onda teóricas em R1.

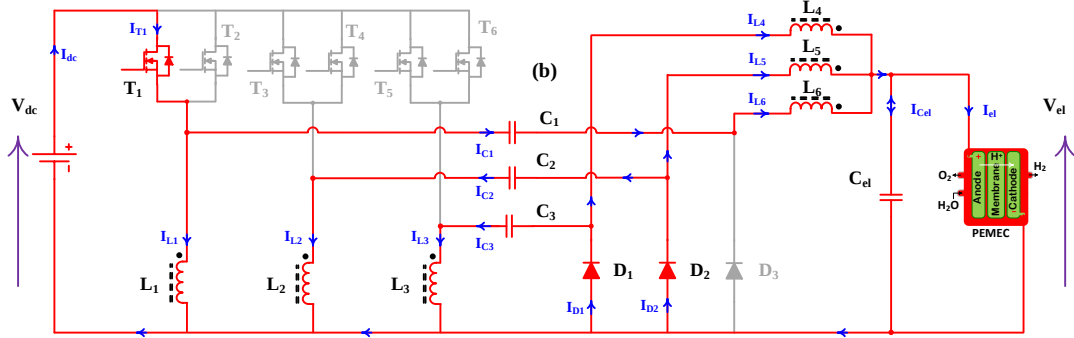


Fonte: Elaboração própria.

mento elétrico deste intervalo é idêntico ao da primeira etapa na região $R1$; portanto, aplicam-se os mesmos processos de armazenamento e transferência de energia, bem como as mesmas expressões de tensão e corrente. Este estágio termina no instante t_2 , sendo o circuito equivalente apresentado na Figura 158. A duração deste estágio é dada por:

$$\Delta t_2 = \frac{1 - 3D}{3} \cdot T_S \quad (7.4)$$

Figura 158 – Segundo Conversor em MCC, em $R2$ - Segunda etapa.

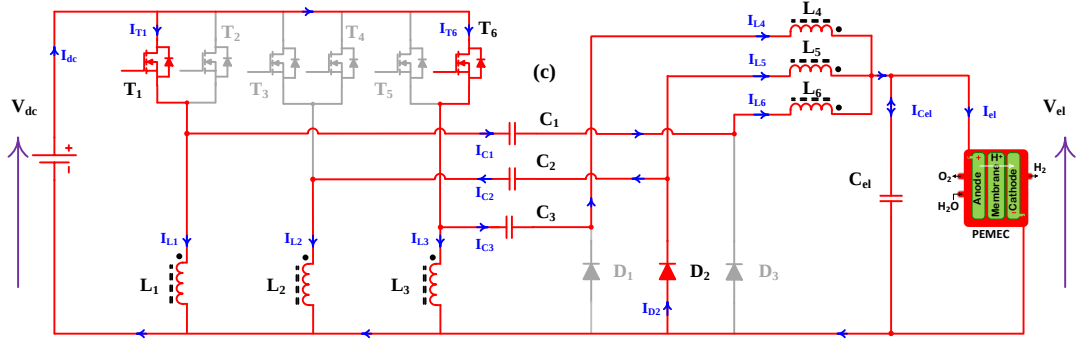


Fonte: Elaboração própria.

Terceira etapa [$t_2 < t \leq t_3$]: No instante inicial t_2 , o interruptor T_1 permanece em condução e o interruptor T_6 inicia a condução, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Durante este estágio, os indutores L_1 , L_3 , L_4 e L_6 armazenam energia, enquanto os indutores L_2 e L_5 transferem energia. Os capacitores C_1 e C_3 estão em carregamento, enquanto o capacitor C_2 está em descarregamento. As tensões nos indutores L_1 e L_3 , bem como em L_4 e L_6 , são dadas por V_{dc} e $(V_{C1} + V_{dc}) - V_{el}$, respectivamente. As tensões nos indutores L_2 e L_5 são $-V_{C1}$ e $-V_{el}$, respectivamente. A tensão em todos os interruptores, exceto T_1 e T_6 , é $V_{C1} + V_{dc}$. A corrente $i_{el}(t)$ é dada por $i_{el}(t) = i_{L4}(t) + i_{L5}(t) + i_{L6}(t)$. As correntes nos interruptores T_1 e T_6 são expressas por $i_{T1}(t) = i_{L1}(t) + i_{C1}(t)$ e $i_{T6}(t) = i_{L3}(t) + i_{C3}(t)$. A corrente no diodo D_2 é dada por $i_{D2}(t) = i_{L5}(t) + i_{C2}(t)$. Este estágio termina no instante t_3 , e o circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 159. A duração deste estágio é definida pela Equação 7.3.

Quarta etapa [$t_3 < t \leq t_4$]: No instante t_3 , o interruptor T_1 é desligado, enquanto o interruptor T_6 permanece em condução, com todos os demais interruptores desligados. O comportamento deste estágio é idêntico ao do terceiro estágio da região $R1$, apresentando as mesmas características de armazenamento de energia, transferência de energia, tensões e

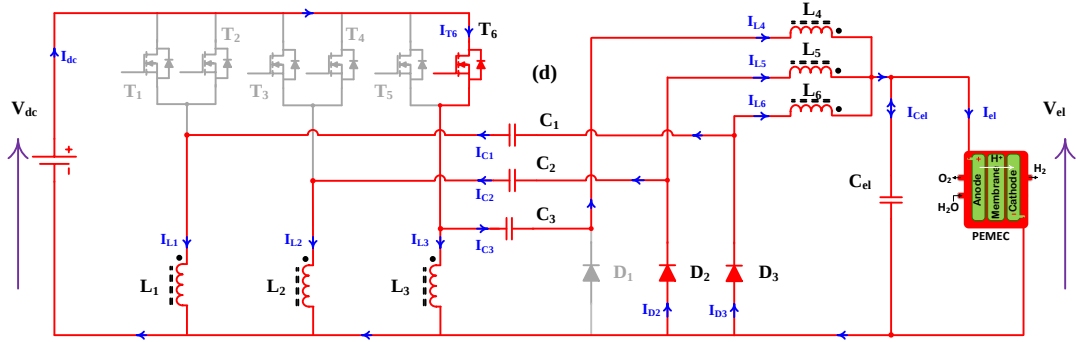
Figura 159 – Segundo Conversor em MCC, em R2 - Terceira etapa.



Fonte: Elaboração própria.

correntes. Este estágio termina no instante t_4 , sendo o circuito equivalente mostrado na Figura 160. Sua duração é definida pela Equação 7.4.

Figura 160 – Segundo Conversor em MCC, em R2 - Quarta etapa.

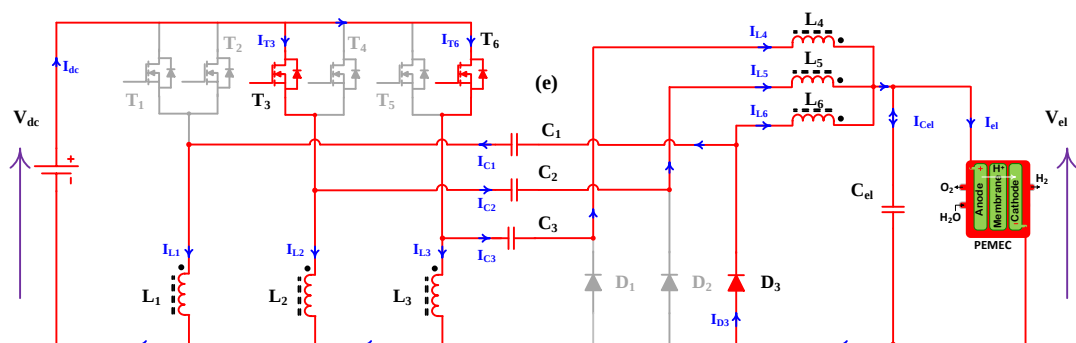


Fonte: Elaboração própria.

Quinta etapa [$t_4 < t \leq t_5$]: No instante inicial t_4 , o interruptor T_3 inicia a condução, enquanto o interruptor T_6 permanece conduzindo, e os demais interruptores permanecem desligados. Durante este estágio, os indutores L_2 , L_3 , L_5 e L_4 armazenam energia, enquanto os indutores L_1 e L_6 transferem energia. Os capacitores C_2 e C_3 estão em carregamento, enquanto o capacitor C_1 está em descarregamento. As tensões nos indutores L_2 e L_3 , bem como em L_5 e L_4 , são dadas por V_{dc} e $(V_{C1} + V_{dc}) - V_{el}$, respectivamente. As tensões nos indutores L_1 e L_6 são $-V_{C1}$ e $-V_{el}$, respectivamente. A corrente $i_{el}(t)$ é expressa por $i_{el}(t) = i_{L4}(t) + i_{L5}(t) + i_{L6}(t)$. As correntes nos interruptores T_3 e T_6 são dadas por $i_{T3}(t) = i_{L2}(t) + i_{C2}(t)$ e $i_{T6}(t) = i_{L3}(t) + i_{C3}(t)$. A corrente no diodo D_3 , denotada por $i_{D3}(t)$, é dada por $i_{D3}(t) = i_{L6}(t) + i_{C1}(t)$. Este estágio termina no instante t_5 , sendo o circuito equivalente apresentado na Figura 161.

Sexta etapa [$t_5 < t \leq t_6$]: No instante t_5 , o interruptor T_3 permanece em condução, enquanto o interruptor T_6 é desligado, permanecendo todos os demais interruptores desligados. O comportamento deste estágio é idêntico ao do 5 estágio da região R1, apresentando as mesmas

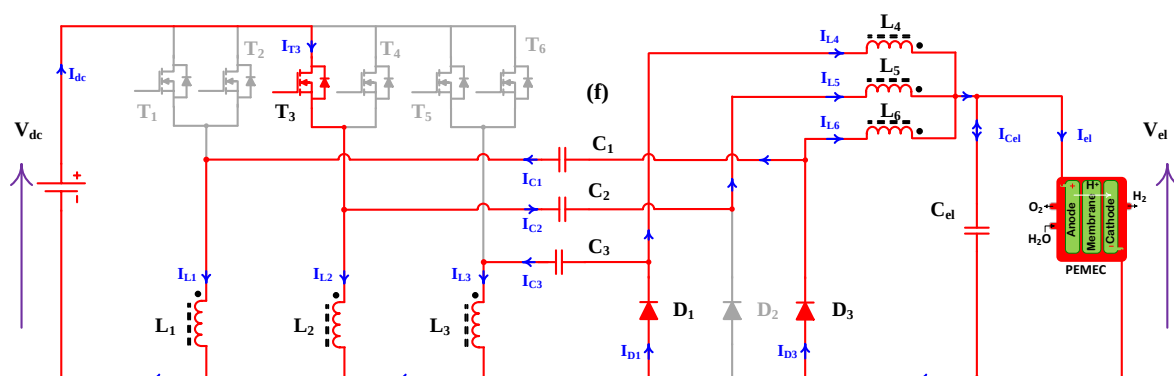
Figura 161 – Segundo Conversor em MCC, em R2 - Quinta etapa.



Fonte: Elaboração própria.

características de armazenamento e transferência de energia, tensões e correntes. Este estágio termina no instante t_6 , e o circuito equivalente é apresentado na Figura 162.

Figura 162 – Segundo Conversor em MCC, em R2 - Sexta etapa.



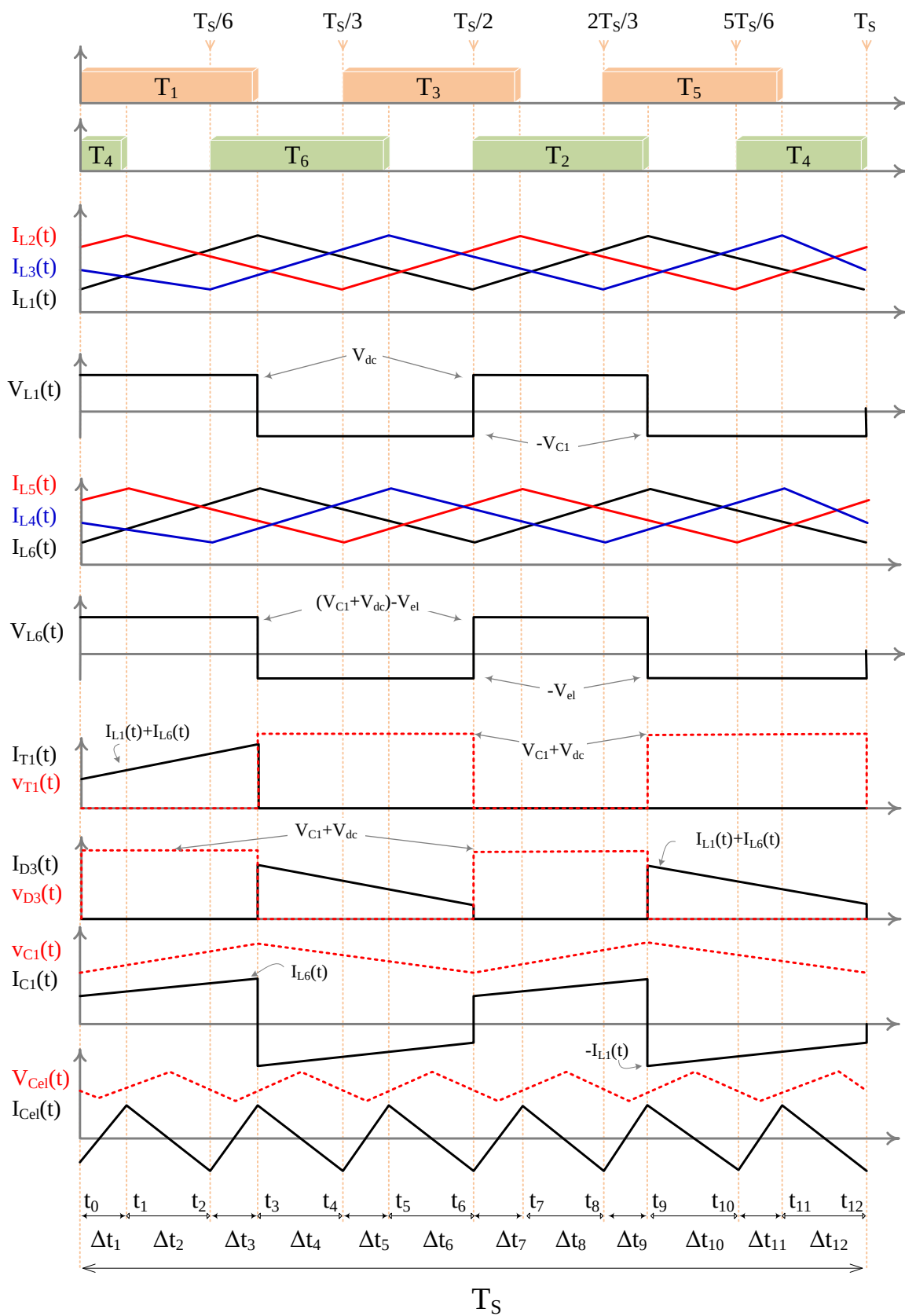
Fonte: Elaboração própria.

Os 7º, 9º e 11º estágios são semelhantes aos 1º, 3º e 5º estágios, respectivamente, diferindo apenas pela atuação de interruptores distintos. Os 8º, 10º e 12º estágios são idênticos aos 7º, 9º e 11º estágios da região R1.

7.2.3 Formas de onda teóricas e equacionamento instantâneo dos principais componentes na região R2

A Figura 163 ilustra as formas de onda de tensão e corrente dos principais componentes ao longo de um período de comutação.

Figura 163 – Segundo Conversor - Formas de onda teóricas em R2.



Fonte: Elaboração própria.

7.3 Análise do segundo conversor em MCC na região R3

7.3.1 Intervalos de tempo das etapas de operação na região R3

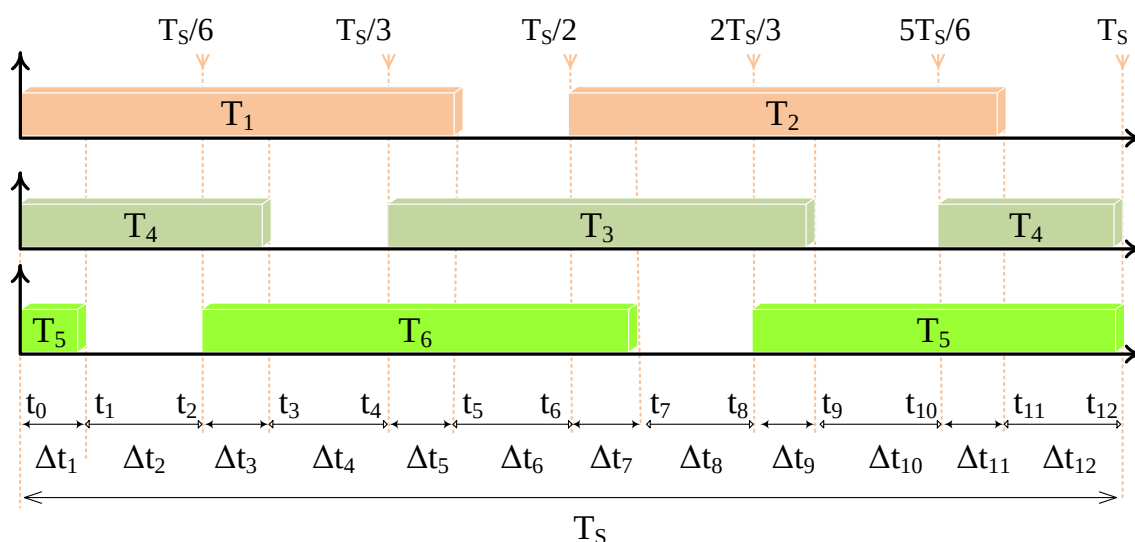
O comportamento do segundo conversor na região de operação R3 é caracterizado pela sequência dos intervalos de comutação e pelo número de interruptores conduzindo simultaneamente, conforme detalhado na Tabela 15. Nessa região, ao longo do período de comutação, observa-se que em determinados intervalos três interruptores permanecem simultaneamente em condução, enquanto em outros intervalos apenas dois interruptores conduzem corrente. O diagrama simplificado dos sinais de comando correspondente a essa região de operação é apresentado na Figura 164, na qual são indicados os instantes de acionamento e bloqueio dos interruptores ao longo do período de comutação.

Tabela 15 – Razão cíclica e simultaneidade em R3.

Região	Razão Cíclica	Simultaneidade
R3	$1/3 < D < 1/2$	Dois a três interruptores

Fonte: Elaboração própria.

Figura 164 – Diagrama dos sinais de comando dos interruptores "T" do segundo conversor, na região R3.



Fonte: Elaboração própria.

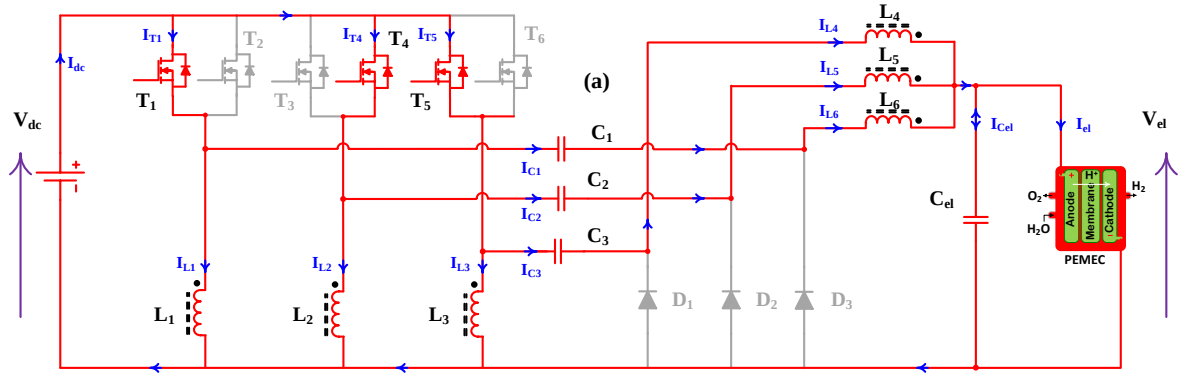
7.3.2 Descrição das etapas de operação do segundo conversor na região R3

De forma semelhante às regiões R1 e R2, a operação na região R3 também consiste em doze intervalos de comutação; no entanto, devido ao comportamento simétrico, apenas a primeira metade do período de comutação é analisada.

Primeira etapa [$t_0 < t \leq t_1$]: No instante inicial t_0 , os interruptores T_1 , T_4 e T_5 estão em condução, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Durante esta etapa, os indutores L_1 a L_6 armazenam energia, e os capacitores C_1 , C_2 e C_3 são carregados. As tensões nos indutores L_1 , L_2 e L_3 são dadas por V_{dc} , enquanto as tensões nos indutores L_4 , L_5 e L_6 são dadas por $(V_{C1} + V_{dc}) - V_{el}$. A tensão sobre todos os interruptores, exceto T_1 , T_4 e T_5 , são dadas por $V_{C1} + V_{dc}$. A corrente $i_{el}(t)$ é expressa por $i_{el}(t) = i_{L4}(t) + i_{L5}(t) + i_{L6}(t)$, enquanto as correntes através dos interruptores T_1 , T_4 e T_5 são dadas, respectivamente, por $i_{T1}(t) = i_{L1}(t) + i_{C1}(t)$, $i_{T4}(t) = i_{L2}(t) + i_{C2}(t)$, $i_{T5}(t) = i_{L3}(t) + i_{C3}(t)$. Esta etapa termina no instante t_1 . O circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 165, e sua duração é definida por

$$\Delta t_1 = \frac{3D - 1}{3} \cdot T_S \quad (7.5)$$

Figura 165 – Segundo Conversor em MCC, em R3 - Primeira etapa.

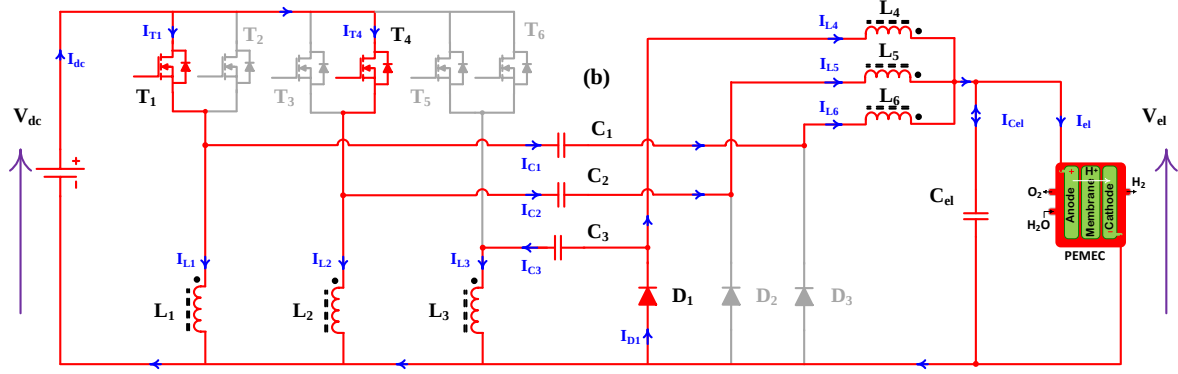


Fonte: Elaboração própria.

Segunda etapa [$t_1 < t \leq t_2$]: No instante t_1 , os interruptores T_1 e T_4 permanecem em condução, enquanto o interruptor T_5 é desligado. Todos os demais interruptores permanecem no estado desligado. Esta etapa apresenta as mesmas condições de operação da primeira etapa de operação da região R2, incluindo níveis de tensão, trajetórias de corrente e comportamento de transferência de energia idênticos. A etapa termina em t_2 , e o circuito equivalente correspondente é mostrado na Figura 166. A duração deste intervalo é definida por

$$\Delta t_2 = \frac{1 - 2D}{2} \cdot T_S \quad (7.6)$$

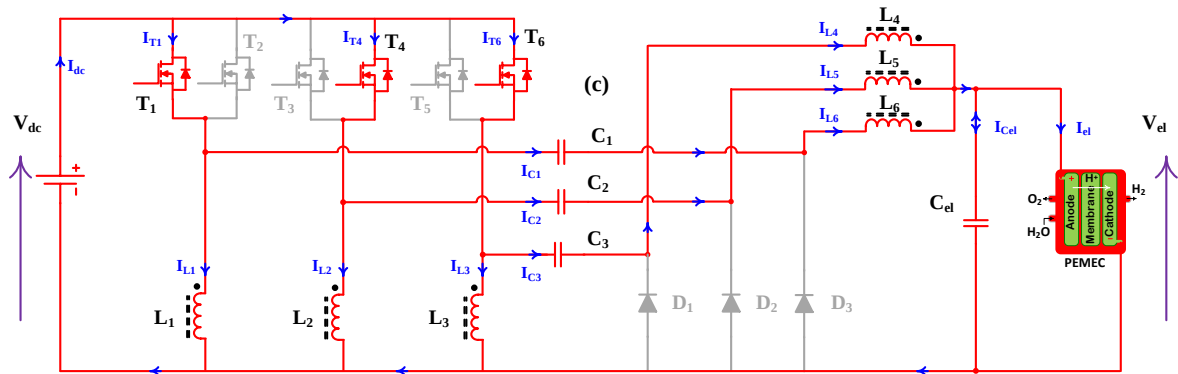
Figura 166 – Segundo Conversor em MCC, em R3 - Segunda etapa.



Fonte: Elaboração própria.

Terceira etapa [$t_2 < t \leq t_3$]: No instante t_2 , os interruptores T_1 , T_4 e T_6 estão em condução, enquanto os demais interruptores permanecem desligados. Durante esta etapa, os indutores L_1 a L_6 armazenam energia, e os capacitores C_1 , C_2 e C_3 são carregados. As tensões nos indutores L_1 , L_2 e L_3 são iguais a V_{dc} , enquanto as tensões nos indutores L_4 , L_5 e L_6 são dadas por $(V_{C1} + V_{dc}) - V_{el}$. A tensão sobre todos os interruptores, exceto T_1 , T_4 e T_5 , é $V_{C1} + V_{dc}$. A corrente $i_{el}(t)$ é expressa por $i_{el}(t) = i_{L4}(t) + i_{L5}(t) + i_{L6}(t)$, enquanto as correntes através dos interruptores T_1 , T_4 e T_6 são dadas, respectivamente, por $i_{T1}(t) = i_{L1}(t) + i_{C1}(t)$, $i_{T4}(t) = i_{L2}(t) + i_{C2}(t)$, $i_{T6}(t) = i_{L3}(t) + i_{C3}(t)$. Esta etapa termina no instante t_3 . O circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 167, e sua duração é definida por (7.5).

Figura 167 – Segundo Conversor em MCC, em R3 - Terceira etapa.

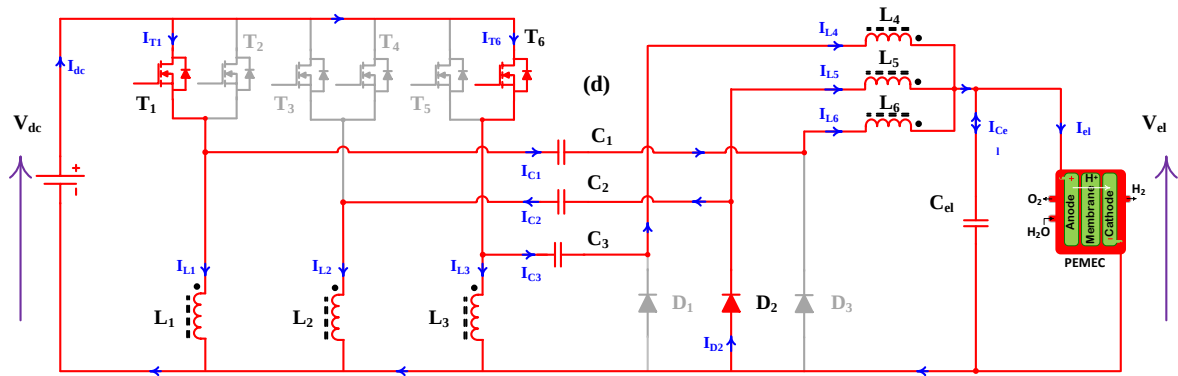


Fonte: Elaboração própria.

Quarta etapa [$t_3 < t \leq t_4$]: No instante t_3 , os interruptores T_1 e T_6 estão em condução, enquanto o interruptor T_4 é desligado e os demais permanecem no estado desligado. A operação

do circuito durante esta etapa é idêntica à 3ª etapa da região R2, apresentando níveis de tensão equivalentes nos componentes passivos, trajetórias de corrente e características de transferência de energia semelhantes. Esta etapa termina em t_4 , com o circuito equivalente ilustrado na Figura 168. A duração da etapa é determinada por (7.6).

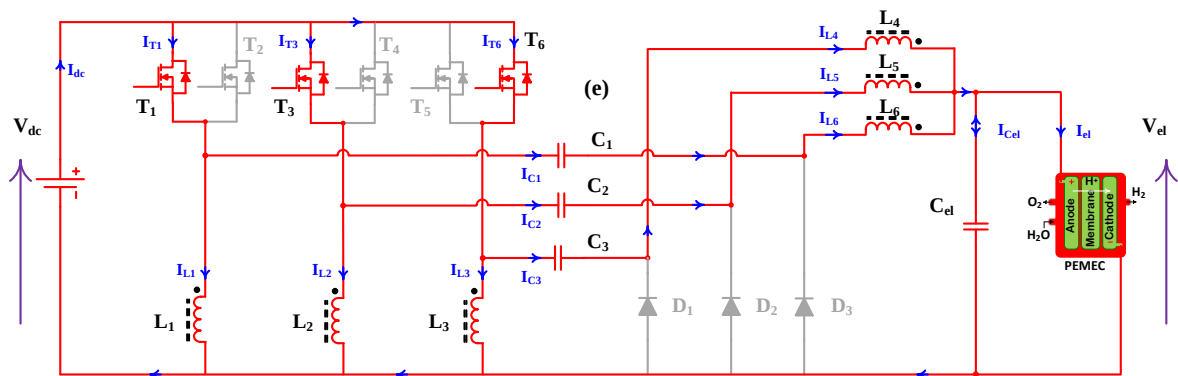
Figura 168 – Segundo Conversor em MCC, em R3 - Quarta etapa.



Fonte: Elaboração própria.

Quinta etapa [$t_4 < t \leq t_5$]: No instante t_4 , os interruptores T_1 , T_3 e T_6 estão em condução, enquanto os demais permanecem desligados. Esta etapa apresenta comportamento operacional semelhante ao da primeira e da terceira etapa, incluindo o armazenamento de energia nos indutores L_1 a L_6 , o carregamento dos capacitores C_1 , C_2 e C_3 , bem como níveis de tensão e trajetórias de corrente equivalentes. Esta etapa termina em t_5 ; o circuito equivalente correspondente é apresentado na Figura 169, e sua duração é definida por (7.5).

Figura 169 – Segundo Conversor em MCC, em R3 - Quinta etapa.

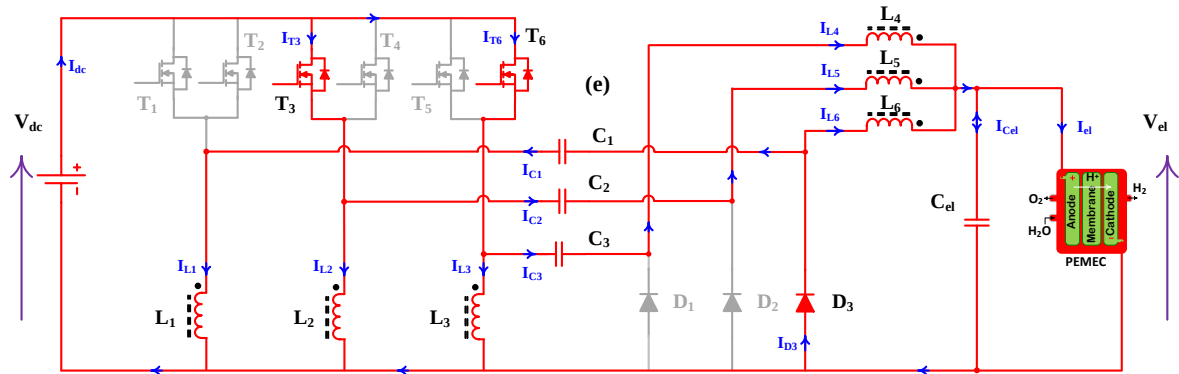


Fonte: Elaboração própria.

Sexta etapa [$t_4 < t \leq t_5$]: No instante t_5 , os interruptores T_3 e T_6 permanecem em condução, enquanto o interruptor T_1 é desligado. Todos os demais interruptores permanecem no estado desligado. As condições de operação são idênticas às da quinta etapa da região R2. Esta

etapa termina em t_6 , com o circuito equivalente correspondente apresentado na Figura 170. Sua duração é definida por (7.6).

Figura 170 – Segundo Conversor em MCC, em R3 - Sexta etapa.



Fonte: Elaboração própria.

A 7ª, 9ª e 11ª etapas são semelhantes à 1ª, 3ª e 5ª etapas, respectivamente, diferindo apenas nos interruptores envolvidos. De forma semelhante, a 8ª, a 10ª e a 12ª etapas são idênticas à 7ª, à 9ª e à 11ª etapas da região R2.

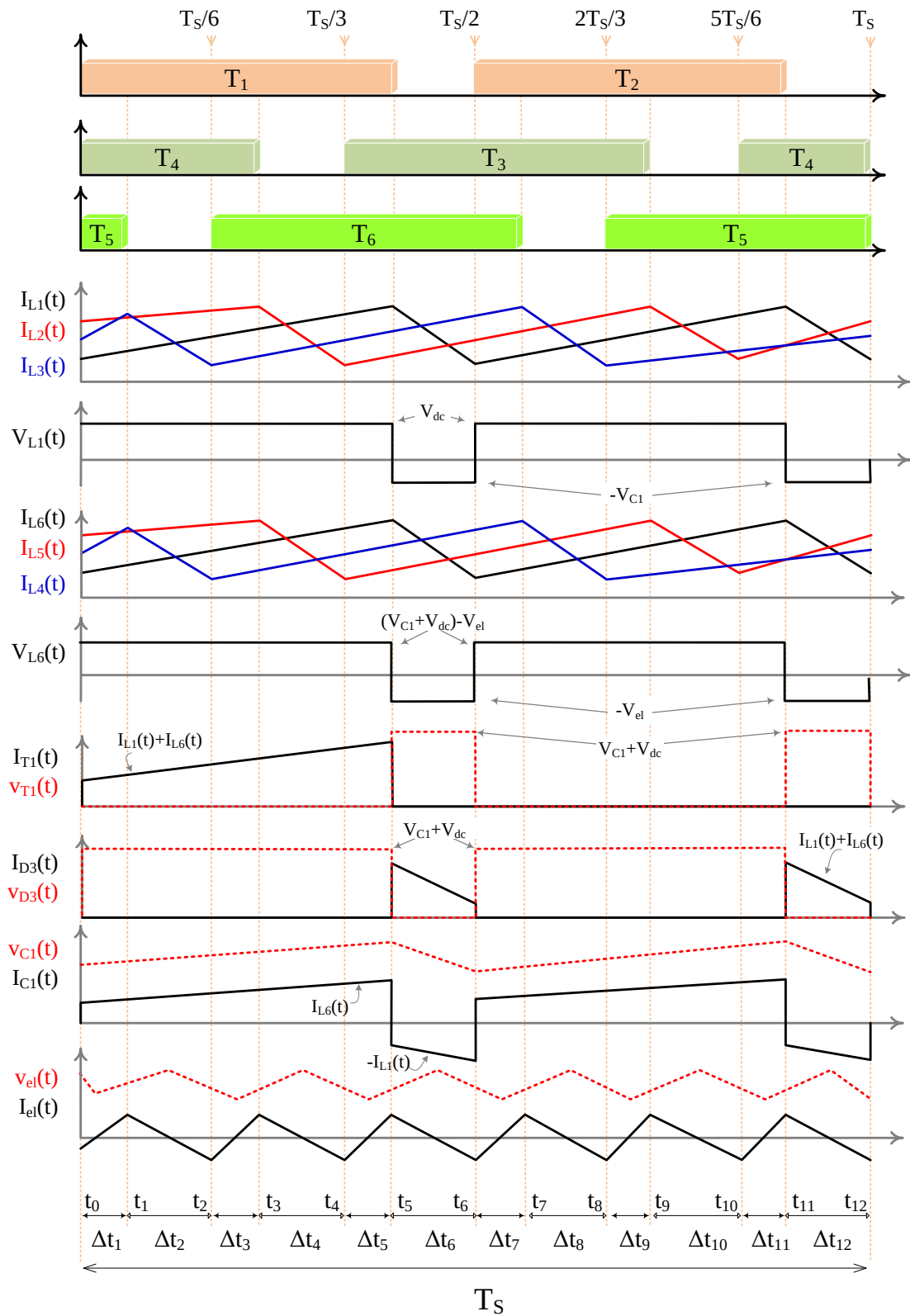
7.3.3 Formas de onda teóricas e equacionamento instantâneo dos principais componentes na região R3

A Figura 171 ilustra as formas de onda de tensão e corrente dos principais componentes ao longo de um período de comutação.

7.4 Conclusão

Este capítulo apresentou a análise em regime permanente do segundo conversor operando em MCC, considerando as regiões de operação R1, R2 e R3, incluindo a definição dos intervalos de comutação e das etapas de operação ao longo de um período, a identificação dos estados de condução dos interruptores semicondutores e dos caminhos de circulação de corrente, a obtenção das formas de onda teóricas e do equacionamento instantâneo das principais grandezas elétricas do circuito, a dedução do ganho estático em CC para cada região de operação, bem como o estabelecimento dos critérios de dimensionamento das indutâncias e capacitâncias e a determinação da condição de indutância crítica necessária para garantir a operação do conversor em MCC.

Figura 171 – Segundo Conversor - Formas de onda teórica em R3.



Fonte: Elaboração própria.

8 DIMENSIONAMENTO DOS ESFORÇOS DO SEGUNDO CONVERSOR EM MCC

8.1 Ganho de tensão CC, dimensionamento dos elementos passivos e análise de esforço nos componentes

Esta seção apresenta a análise em regime permanente do ganho de tensão em CC, o dimensionamento dos componentes passivos e a análise de esforço nos semicondutores. O ganho de tensão é obtido por meio da aplicação do princípio do balanço volt-segundo aos indutores, considerando a operação em MCC em todas as regiões. As expressões para o dimensionamento de indutores e capacitores são fornecidas com base nas ondulações desejadas de corrente e tensão. Por fim, é analisado o esforço de corrente normalizado nos interruptores e nos diodos, a fim de orientar a seleção dos componentes.

O princípio do balanço volt-segundo é aplicado ao indutor L_1 . A análise de operação mostra que, em todas as regiões ($R1$, $R2$ e $R3$), o tempo total por período durante o qual L_1 armazena energia é $D \cdot T_S$, enquanto o tempo total em que ocorre a transferência de energia é $(1 - 2D) \cdot T_S/2$. A tensão aplicada a L_1 nesses intervalos é igual a V_{dc} durante a fase de armazenamento de energia e a $(-V_{C1})$ durante a fase de transferência de energia. A tensão média ao longo de um período é nula, o que conduz à expressão apresentada na Equação 8.1.

$$V_{L1} = \frac{2}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} V_{dc} dt + \int_0^{\frac{(1-2D)}{2} \cdot T_S} (-V_{C1}) dt \right) \quad (8.1)$$

Resolvendo a integral em (8.1), obtém-se a relação expressa em (8.2):

$$V_{dc} = \frac{1 - 2D}{2D} \cdot V_{C1} \quad (8.2)$$

Para eliminar a tensão V_{C1} da Equação 8.2, o mesmo procedimento aplicado ao indutor L_1 é adotado para o indutor L_6 . Seus tempos de armazenamento de energia ($D \cdot T_S$) e de transferência de energia ($(1 - 2D) \cdot T_S/2$) são idênticos aos de L_1 , em virtude da simetria do conversor e da modulação intercalada. Durante esses intervalos, a tensão aplicada a L_6 é $(V_{C1} + V_{dc} - V_{el})$ na fase de armazenamento de energia e $(-V_{el})$ na fase de transferência de energia. Aplicando o princípio do balanço de tensão média ao indutor L_6 , obtém-se a expressão apresentada em (8.3).

$$\bar{V}_{L6} = \frac{2}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} (V_{C1} + V_{dc} - V_{el}) dt + \int_0^{\frac{(1-2D)}{2} \cdot T_S} (-V_{el}) dt \right) \quad (8.3)$$

A resolução da integral em 8.3 fornece a tensão no capacitor C_1 , conforme expresso em (8.4):

$$V_{C1} = \frac{V_{el} - 2D \cdot V_{dc}}{2D} \quad (8.4)$$

Por fim, substituindo 8.4 em 8.2 e resolvendo para a razão V_{el}/V_{dc} , obtém-se o ganho de tensão CC do conversor proposto, conforme expresso em 8.5.

$$G_{MCC} = \frac{V_{el}}{V_{dc}} = \frac{2D}{1 - 2D} \quad (8.5)$$

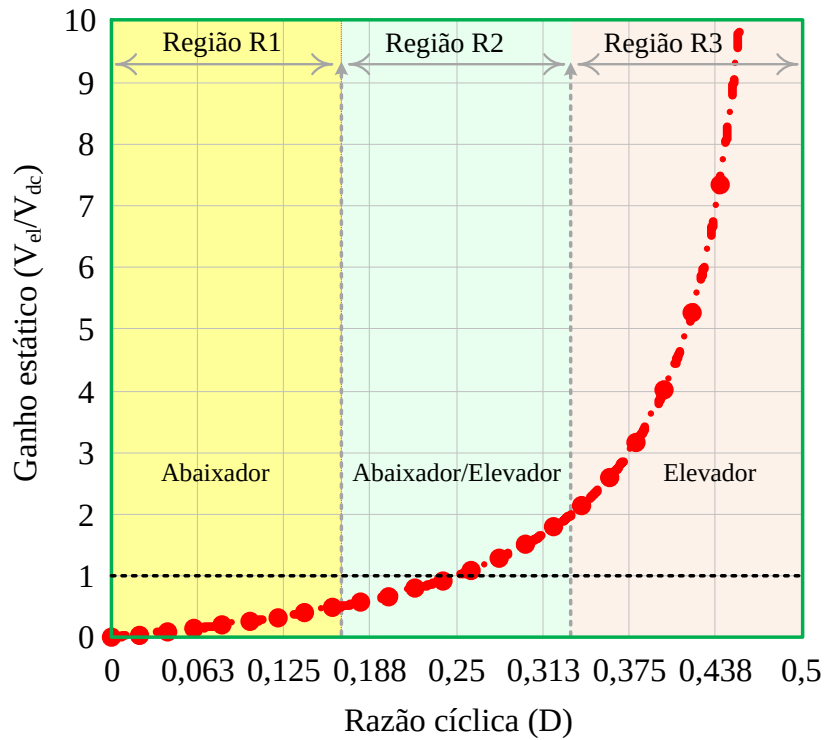
A Equação 8.5, que define o ganho de tensão CC nas regiões $R1$, $R2$ e $R3$, é apresentada na Figura 172 em função da razão cíclica. Conforme observado, o conversor opera no modo abaixador na região $R1$. Na região $R2$, o conversor apresenta um comportamento abaixador/elevador, operando como conversor abaixador para valores da razão cíclica entre $1/6$ e $1/4$, e como conversor elevador para valores entre $1/4$ e $1/3$. Na região $R3$, o conversor opera exclusivamente no modo elevador.

Para aplicações em eletrolisadores, o conversor assegura uma tensão estável para o processo de eletrólise, independentemente das flutuações nas fontes de energia renovável, como solar ou eólica. Essa versatilidade operacional aumenta o rendimento e a confiabilidade do sistema, maximizando a produção de hidrogênio e otimizando o uso de energia renovável. Portanto, essa flexibilidade e estabilidade tornam o conversor uma solução promissora para a produção de energia limpa, oferecendo simultaneamente eficiência e confiabilidade em sistemas dinâmicos sujeitos a variações de carga e de fonte.

8.2 Cálculo das indutâncias

As indutâncias de L_1 a L_3 são determinadas a partir da Equação fundamental do indutor, $V_L = L(\Delta i_L/\Delta t)$, obtida com base na lei de Faraday da indução eletromagnética. Durante o intervalo de transferência de energia, a tensão aplicada a cada indutor é igual à tensão de saída V_{el} , enquanto o respectivo intervalo de condução é dado por $\Delta t = ((1 - 2D) \cdot T_S)/2$. Pela

Figura 172 – Ganhos de tensão do Segundo Conversor nas regiões R1, R2 e R3.



Fonte: Elaboração própria.

substituição desses parâmetros na Equação do indutor, obtém-se a expressão das indutâncias L_1 a L_3 . O mesmo procedimento é aplicado ao indutor L_4 , resultando em uma expressão igualmente válida para L_5 e L_6 . Dessa forma, as indutâncias L_1 a L_3 podem ser expressas por:

$$L_{1,2,3} = \frac{V_{el}}{2\Delta I_{L1} \cdot f_s} \cdot (1 - 2D) \quad (8.6)$$

A partir das Figuras 155, 163 e 171, observa-se que a corrente que circula pelo capacitor C_1 é igual à corrente I_{L6} durante o intervalo $D \cdot T_s$. Ao integrar a relação fundamental entre carga elétrica e variação de tensão em um capacitor, obtém-se a expressão apresentada na Equação (13) para C_1 .

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{D \cdot T_s} \frac{I_{el}}{3} dt \quad (8.7)$$

Ao resolver a integral apresentada na Equação 8.7, obtém-se a expressão que determina os valores dos capacitores C_1 , C_2 e C_3 , conforme apresentado na Equação 8.8.

$$C_1 = C_2 = C_3 = \frac{I_{el}}{3 f_s \cdot \Delta V_{C1}} \cdot D \quad (8.8)$$

De forma análoga ao capacitor C_1 , a capacitância de C_{el} é determinada a partir da especificação de ondulação de tensão do eletrolisador, a partir da qual se obtém a expressão apresentada na Equação 8.9.

$$\Delta V_{Cel} = \frac{1}{C_{el}} \int_0^{\frac{\Delta t_1}{2} + \frac{\Delta t_2}{2}} \frac{\Delta I_{L1}}{8} dt \quad (8.9)$$

Ao resolver a integral apresentada na Equação 8.9, obtém-se a expressão indicada na Equação 8.10, que define o valor do capacitor C_{el} .

$$C_{el} = \frac{\Delta I_{L1}}{96 f_s \cdot \Delta V_{el}} \quad (8.10)$$

Com base na análise das etapas de operação, observa-se que, durante um período de comutação, a corrente I_{el} corresponde à soma das correntes I_{L4} , I_{L5} e I_{L6} , enquanto a corrente I_{dc} corresponde à soma das correntes I_{L1} , I_{L2} e I_{L3} . Considerando o ganho de corrente do conversor, dado por $I_{dc} = I_{el} \cdot (2D/(1-2D))$, obtêm-se as correntes médias nos indutores L_1 , L_2 e L_3 e L_4 , L_5 e L_6 , conforme apresentado nas Equações 8.11 e 8.12, respectivamente.

$$I_{L1,2,3,med} = I_{el} \cdot \frac{2D}{3(1-2D)} \quad (8.11)$$

$$I_{L4,5,6,med} = \frac{I_{el}}{3} \quad (8.12)$$

Como ilustrado nas Figuras 155, 163 e 171, a corrente que flui através do interruptor T_1 é o somatório das correntes I_{L1} e I_{L6} durante o intervalo $D \cdot T_s$. Ao integrar ao longo desse intervalo para determinar a corrente média, obtém-se a Equação 8.13, a qual descreve quantitativamente o comportamento médio de T_1 .

$$I_{T_{med}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{2D \cdot I_{el}}{3(1-2D)} + \frac{I_{el}}{3} \right) dt \quad (8.13)$$

A partir da resolução da integral apresentada na Equação 8.13, obtém-se a Equação 8.14, que representa a corrente média nos interruptores ao longo de um período de comutação.

$$I_{T_{med}} = I_{el} \cdot \frac{D}{3(1-2D)} \quad (8.14)$$

A partir da Equação 8.14, a corrente média em T_1 durante o intervalo $D \cdot T_s$ é dada por $I_{el}/3(1-2D)$. Aplicando a integral do valor eficaz (RMS) ao longo de um período de comutação, obtém-se a corrente eficaz, conforme apresentado na Equação 8.15.

$$I_{T_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{I_{el}}{3(1-2D)} \right)^2 dt} \quad (8.15)$$

A solução da integral apresentada na Equação 8.15 fornece a corrente eficaz nos interruptores, a qual é expressa em 8.16.

$$I_{T_{ef}} = I_{el} \cdot \frac{\sqrt{D}}{3(1-2D)} \quad (8.16)$$

A corrente máxima nos interruptores é dada pela soma da corrente média durante o intervalo de condução e metade da ondulação de corrente no indutor. A expressão resultante é apresentada em 8.17.

$$I_{T_{max}} = \frac{I_{el}}{3(1-2D)} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (8.17)$$

Com base nas Equações 8.14, 8.16 e 8.17, obtêm-se as expressões parametrizadas das correntes média, eficaz e máxima, conforme apresentado nas Equações 8.18, 8.19 e 8.20.

$$\frac{\overline{I_{T_{med}}}}{I_{el}} = \frac{D}{3(1-2D)} \quad (8.18)$$

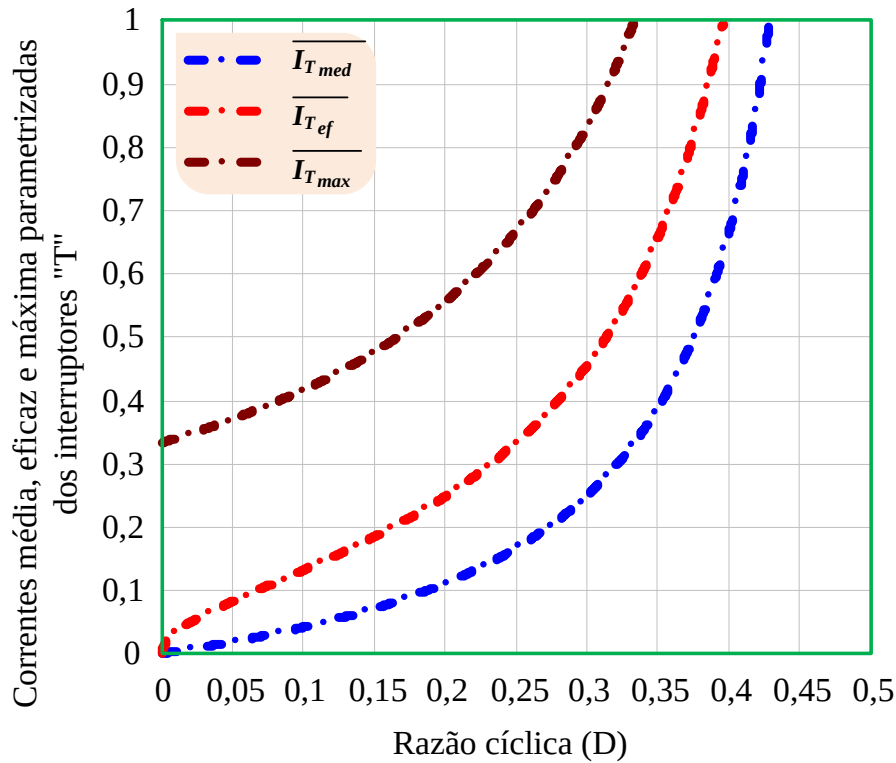
$$\frac{\overline{I_{T_{ef}}}}{I_{el}} = \frac{\sqrt{D}}{3(1-2D)} \quad (8.19)$$

$$\frac{\overline{I_{T_{max}}}}{I_{el}} = \frac{1}{3(1-2D)} \quad (8.20)$$

As expressões parametrizadas dadas em 8.18, 8.19 e 8.20 são ilustradas no gráfico da Figura 173, que apresenta as correntes no interruptor T_1 em função da razão cíclica D . Essa representação permite uma avaliação precisa do comportamento da corrente do conversor nas três regiões de operação. Observa-se que todas as curvas apresentam uma tendência crescente com

o aumento da razão cíclica, característica típica de conversores elevadores operando em MCC. À medida que D aumenta, as correntes média, eficaz e máxima também aumentam, conforme indicado pelas curvas obtidas. Dessa forma, os resultados obtidos são fundamentais para o correto dimensionamento e para a análise de esforços nos interruptores do conversor.

Figura 173 – Corrente média, máxima e eficaz parametrizada nos interruptores "T" em função da razão cíclica.



Fonte: Elaboração própria.

A máxima tensão de bloqueio aplicada aos interruptores T é definida pela seguinte expressão:

$$V_T = V_{el} + V_{dc} = \frac{V_{el}}{2D} \quad (8.21)$$

Conforme ilustrado nas Figuras 155, 163 e 171, o diodo D_3 conduz no intervalo $(1 - 2D)T_S/2$, no qual a corrente é dada por $i_{L1} + i_{L6}$. A integração dessa corrente resulta na expressão apresentada na Equação 8.22.

$$I_{D_{med}} = \frac{2}{T_S} \int_0^{\frac{(1-2D)}{2} \cdot T_S} \left(\frac{2D \cdot I_{el}}{3(1-2D)} + \frac{I_{el}}{3} \right) dt \quad (8.22)$$

A resolução da integral em 8.22 resulta em 8.23, que representa a corrente média no diodo ao longo de um período de comutação.

$$I_{D_{med}} = \frac{I_{el}}{3} \quad (8.23)$$

A corrente eficaz do diodo D_3 durante o período de comutação é calculada integrando o quadrado da corrente, conforme indicado na Equação 8.24.

$$I_{D_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_S} \int_0^{\frac{(1-2D)}{2} \cdot T_S} \left(\frac{I_{el}}{3(1-2D)} \right)^2 dt} \quad (8.24)$$

A resolução da integral em 8.24 determina a corrente eficaz no diodo, conforme apresentado em 8.25.

$$I_{D_{ef}} = \frac{I_{el}}{3\sqrt{1-2D}} \quad (8.25)$$

A corrente máxima no diodo é obtida somando a corrente média durante o intervalo $(1-2D) \cdot T_S/2$ e metade da ondulação da corrente no indutor, conforme apresentado em 8.26.

$$I_{D_{max}} = \frac{I_{el}}{3(1-2D)} + \frac{\Delta I_{L6}}{2} \quad (8.26)$$

Com base nas Equações 8.23, 8.25 e 8.26, as expressões das correntes média, eficaz e máxima no diodo são parametrizadas em função da razão cíclica D , conforme apresentado nas Equações 8.27, 8.28 e 8.29.

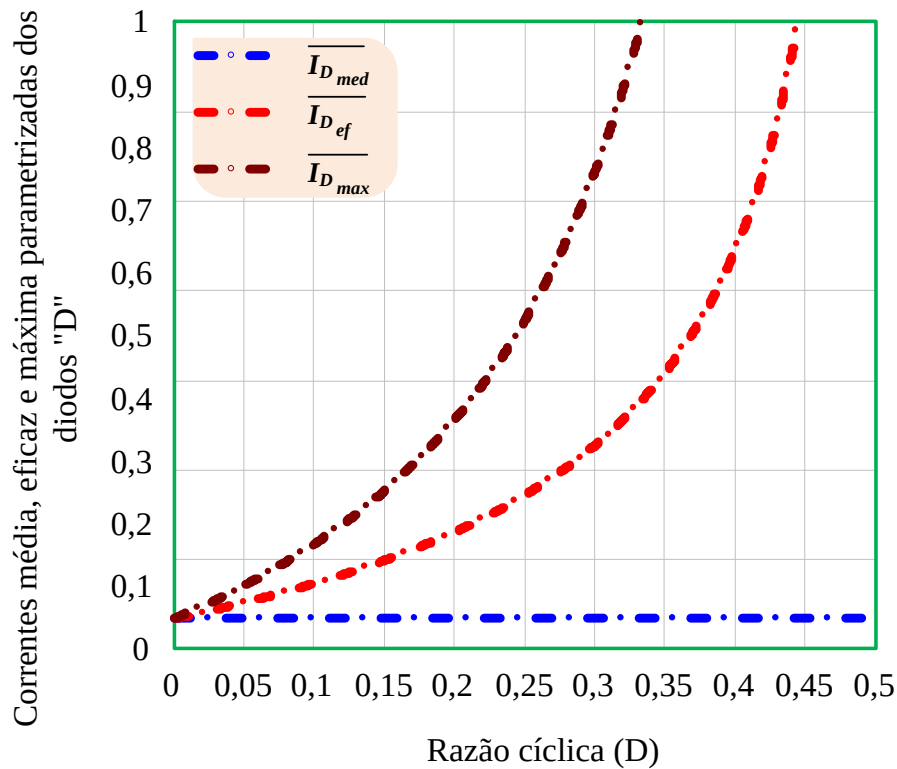
$$\overline{I_{D_{med}}} = \frac{I_{D_{med}}}{I_{el}} = \frac{1}{3} \quad (8.27)$$

$$\overline{I_{D_{ef}}} = \frac{I_{D_{ef}}}{I_{el}} = \frac{1}{3\sqrt{1-2D}} \quad (8.28)$$

$$\overline{I_{D_{max}}} = \frac{I_{D_{max}}}{I_{el}} = \frac{1}{3(1-2D)} \quad (8.29)$$

Com base nas Equações 8.27, 8.28 e 8.29, a Figura 174 apresenta as correntes parametrizadas no diodo: média, eficaz e máxima, em função da razão cíclica D . A corrente média, representada pela curva azul tracejada, permanece constante ao longo da variação de D , indicando baixa sensibilidade à razão cíclica. Em contraste, as correntes eficaz (curva vermelha tracejada) e máxima (curva marrom tracejada) aumentam com D . Esses resultados destacam a importância da avaliação precisa das correntes nos diodos para garantir o correto dimensionamento e a operação confiável do conversor.

Figura 174 – Corrente média, máxima e eficaz parametrizada nos diodos "D".



Fonte: Elaboração própria.

A corrente eficaz do capacitor C_1 é calculada a partir da integral do quadrado da corrente, conforme definido em 8.30. Conforme mostrado nas Figuras 155, 163 e 171, durante o intervalo $D \cdot T_s$, a corrente que atravessa o capacitor C_1 é igual a I_{L6} , enquanto, durante o intervalo $(1 - 2D)T_s/2$, a corrente que percorre C_1 é igual a I_{L1} .

$$I_{C1_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left(\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{I_{el}}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\frac{(1-2D)}{2} \cdot T_s} \left(\frac{2D \cdot I_{el}}{3(1-2D)} \right)^2 dt \right)} \quad (8.30)$$

A corrente eficaz de C_1 é obtida a partir da integral definida em (36), conforme apresentado em (37); a mesma expressão é válida para C_2 e C_3 .

$$I_{C_{1,2,3}rms} = \frac{I_{el}}{3} \cdot \sqrt{\frac{2D}{1-2D}} \quad (8.31)$$

A tensão nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_{el} é dada por:

$$V_{C_{1,2,3}} = V_{el} \quad (8.32)$$

8.3 Análise da ondulação de corrente no terminal do eletrolisador (V_{el})

Como a saída do conversor proposto se comporta como uma fonte de corrente, sua ondulação depende da ondulação de corrente nos indutores L_4 , L_5 e L_6 . Para controlar essa ondulação, estabelece-se uma relação entre a magnitude da ondulação e os valores de indutância desses indutores. Esta seção apresenta as equações que descrevem a ondulação de corrente em V_{el} nas três regiões de operação sob MCC. Considerando que a frequência de ondulação da corrente I_{el} é seis vezes a frequência de comutação, é suficiente analisar apenas um sexto do período de comutação, o que corresponde aos dois primeiros estágios de operação, para determinar sua ondulação. Esse comportamento é ilustrado na Figura 175. As Figuras 176 e 177 mostram que os valores mínimo e máximo da corrente I_{el} são definidos por:

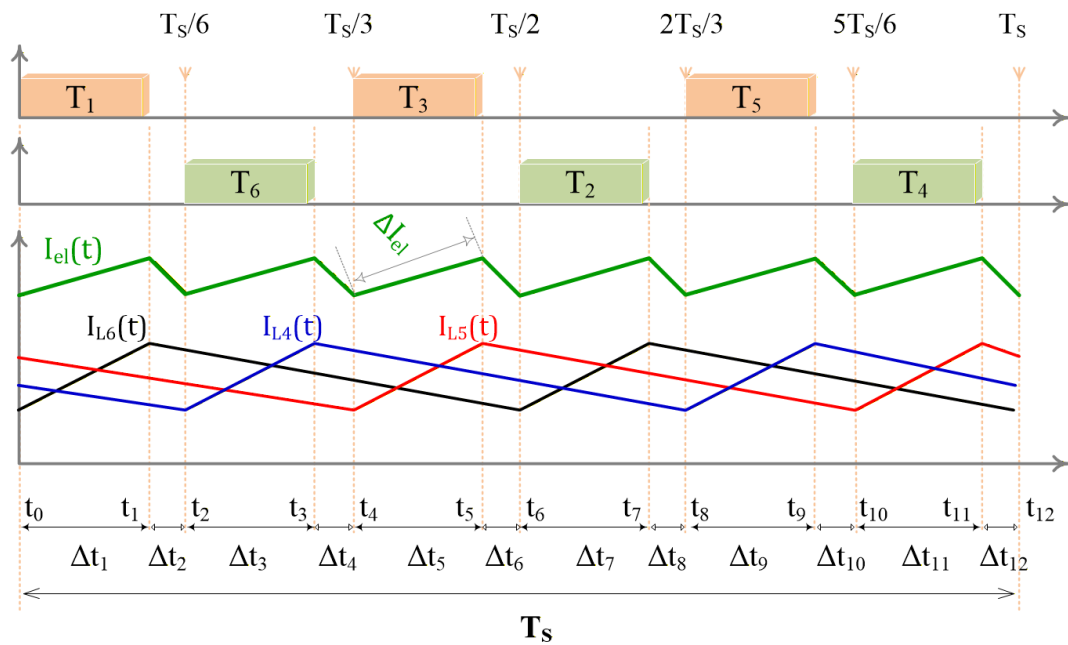
$$i_{elmin} = i_{L4}(t_0) + i_{L5}(t_0) + i_{L6}(t_0) \quad (8.33)$$

$$i_{elmax} = i_{L4}(t_1) + i_{L5}(t_1) + i_{L6}(t_1) \quad (8.34)$$

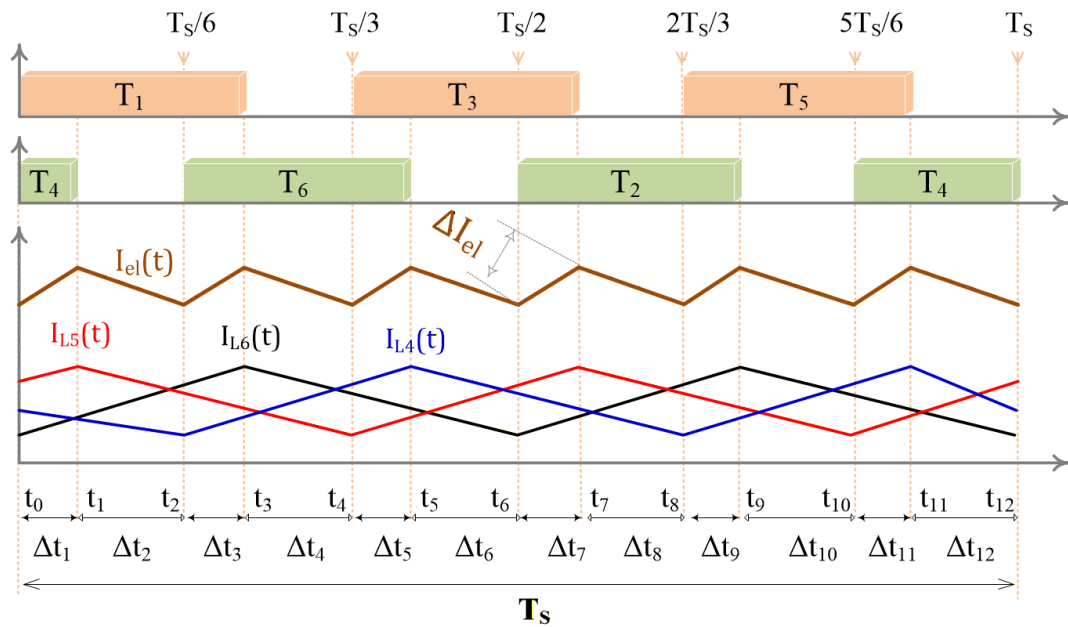
Utilizando a Figura 175, no primeiro estágio em $t = t_0$ e no segundo estágio em $t = t_1$ na região R1, as correntes nos indutores L_4 , L_5 e L_6 são descritas pelas seguintes equações:

$$i_{L6}(t_0) = I_{Lmin} \quad (8.35)$$

$$i_{L5}(t_0) = I_{Lmin} + \frac{V_{el}}{L_4} \cdot \frac{T_S}{3} \quad (8.36)$$

Figura 175 – Segundo Conversor. Corrente em L_4 , L_5 e L_6 na região R1

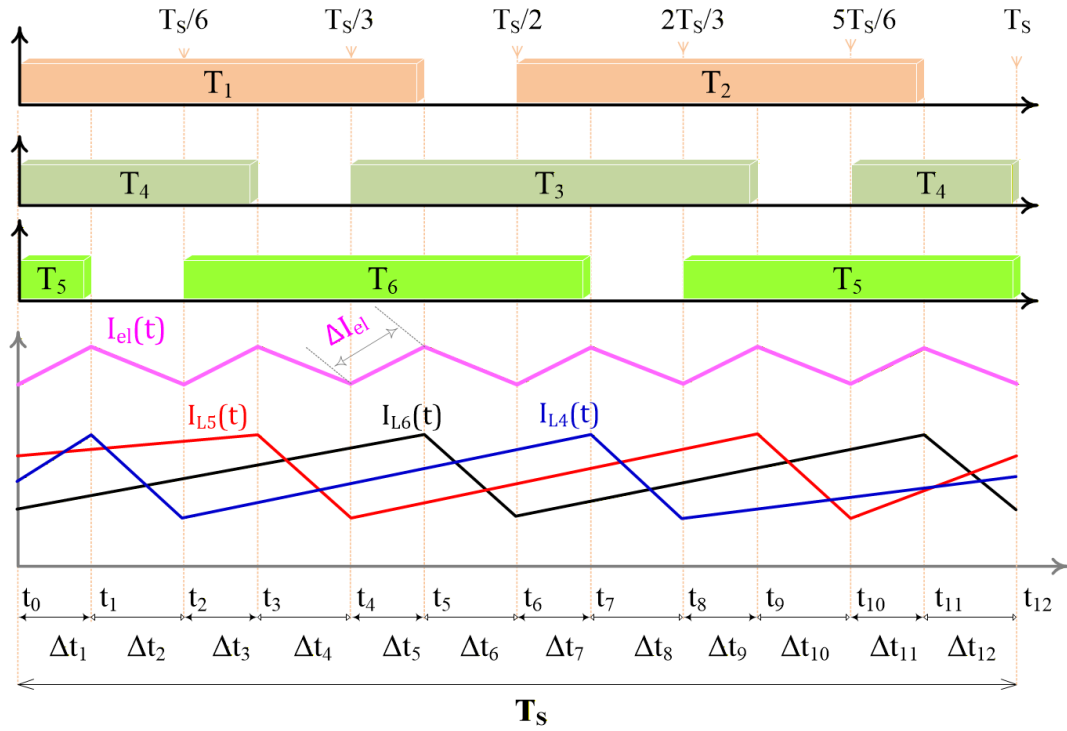
Fonte: Elaboração própria.

Figura 176 – Segundo Conversor. Corrente em L_4 , L_5 e L_6 na região R2

Fonte: Elaboração própria.

$$i_{L4}(t_0) = I_{Lmin} + \frac{V_{el}}{L_4} \cdot \frac{T_S}{6} \quad (8.37)$$

$$i_{L6}(t_1) = I_{Lmax} \quad (8.38)$$

Figura 177 – Segundo Conversor. Corrente em L_4 , L_5 e L_6 na região R3

Fonte: Elaboração própria.

$$i_{L5}(t_1) = I_{Lmin} + \frac{V_{el}}{L_4} \cdot (\Delta t_1 + 2\Delta t_2) \quad (8.39)$$

$$i_{L4}(t_1) = I_{Lmin} + \frac{V_{el}}{L_4} \cdot \Delta t_2 \quad (8.40)$$

Considerando que os valores máximo e mínimo da corrente em V_{el} são conhecidos, a ondulação pode ser determinada pela diferença entre eles:

$$\Delta I_{el} = i_{el_{max}} - i_{el_{min}} \quad (8.41)$$

A seguir é apresentado o valor de ΔI_{el} para as regiões R1, R2 e R3 :

$$\Delta I_{el} = \frac{V_{el}}{2L_4 \cdot f_s} \cdot (1 - 6D) \quad ; R1 \quad (8.42)$$

$$\Delta I_{el} = \frac{V_{el}}{2L_4 \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - 3D) \cdot (6D - 1)}{3D} \quad ; R2 \quad (8.43)$$

$$\Delta I_{el} = \frac{V_{el}}{2L_4 \cdot f_s} \frac{(1 - 3D) \cdot (2D - 1)}{D} \quad ; R3 \quad (8.44)$$

Parametrizando as Equações 8.42, 8.43 e 8.44, chega-se a Equação 8.45.

$$\begin{cases} \overline{\Delta I_{el}} = (1 - 6D) & ; R1 \\ \overline{\Delta I_{el}} = \frac{(1 - 3D) \cdot (6D - 1)}{3D} & ; R2 \\ \overline{\Delta I_{el}} = \frac{(1 - 3D) \cdot (2D - 1)}{D} & ; R3 \end{cases} \quad (8.45)$$

Graficamente, a Equação 8.45 é ilustrada na Figura 178. Observa-se que, na região *R2*, a maior ondulação de corrente extraída de V_{el} é igual a 0,172, ocorrendo para uma razão cíclica de $D = 0,236$. Na região *R3*, o valor máximo da ondulação registrado é 0,101, associado a uma razão cíclica de $D = 0,408$.

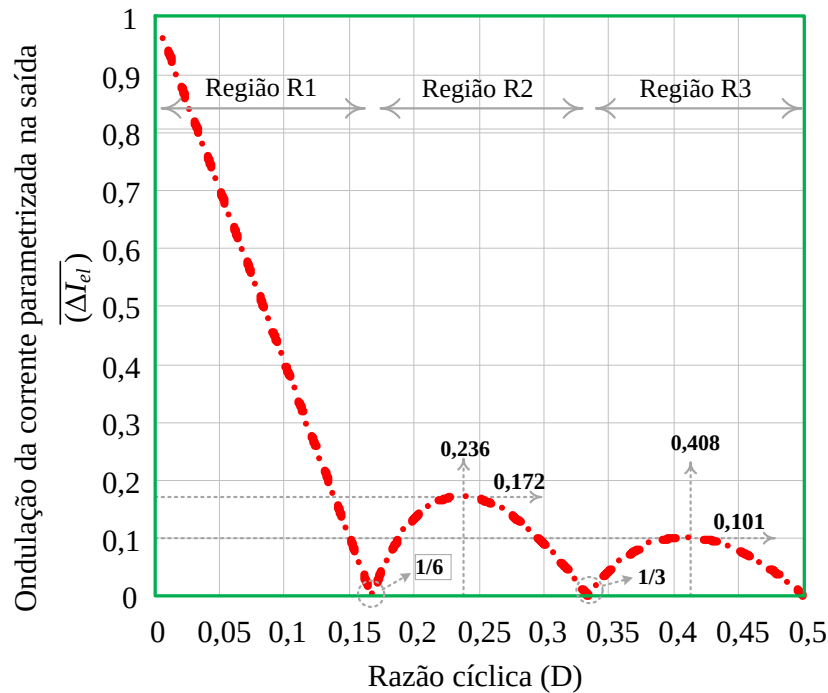
Em contraste, na região *R1*, a ondulação de corrente apresenta um comportamento decrescente à medida que D aumenta, com valores significativamente maiores quando comparados às regiões *R2* e *R3*.

Além disso, observa-se que as ondulações de corrente em $\overline{V_{el}}$ se anulam em dois valores específicos da razão cíclica: $D = 1/6$ e $D = 1/3$, fenômeno que representa uma vantagem significativa da topologia proposta, pois minimiza as variações de corrente extraídas de V_{el} e reduz as perdas associadas à ondulação. Em aplicações como eletrolisadores, o cancelamento da ondulação de corrente possibilita uma operação mais estável, garantindo uma produção uniforme de hidrogênio e minimizando a degradação dos eletrodos; assim, essas condições de operação ($D = 1/6$ e $D = 1/3$) tornam a topologia proposta uma forte candidata para aplicações que exigem alta confiabilidade e estabilidade no fornecimento de corrente, como sistemas de armazenamento de energia e produção de hidrogênio verde.

8.4 Conclusão

O presente capítulo apresentou a análise detalhada do segundo conversor proposto operando em modo de condução contínuo, contemplando as diferentes regiões de operação a partir da variação da razão cíclica, inicialmente estabelecendo o princípio de funcionamento da topologia por meio da descrição das etapas de operação ao longo do período de comutação, evidenciando a dinâmica de condução dos interruptores e o comportamento das correntes nos indutores e tensões nos capacitores.

Figura 178 – Ondulação da corrente parametrizada da fonte V_1 .



Fonte: Elaboração própria.

A partir dessa abordagem, foram obtidas as principais expressões analíticas que descrevem o comportamento do conversor, incluindo o ganho estático, as formas de onda características e as relações entre as grandezas elétricas nos diferentes intervalos de operação, sendo que a análise por regiões permitiu identificar as particularidades associadas à simultaneidade de condução dos interruptores e aos efeitos de sobreposição, destacando seus impactos no desempenho global da topologia,

Adicionalmente, foram discutidas as implicações dessas condições sobre os esforços elétricos e sobre o dimensionamento dos componentes passivos e semicondutores, fornecendo subsídios consistentes para o projeto do conversor.

De forma geral, os resultados obtidos evidenciam a capacidade da topologia de operar de maneira controlada, com comportamento consistente das variáveis elétricas, atendendo aos requisitos de aplicações que demandam elevada confiabilidade e servindo como base para as etapas subsequentes de validação experimental.

9 IMPLEMENTAÇÃO DO SEGUNDO CONVERSOR E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

9.1 Resultados experimentais do segundo conversor

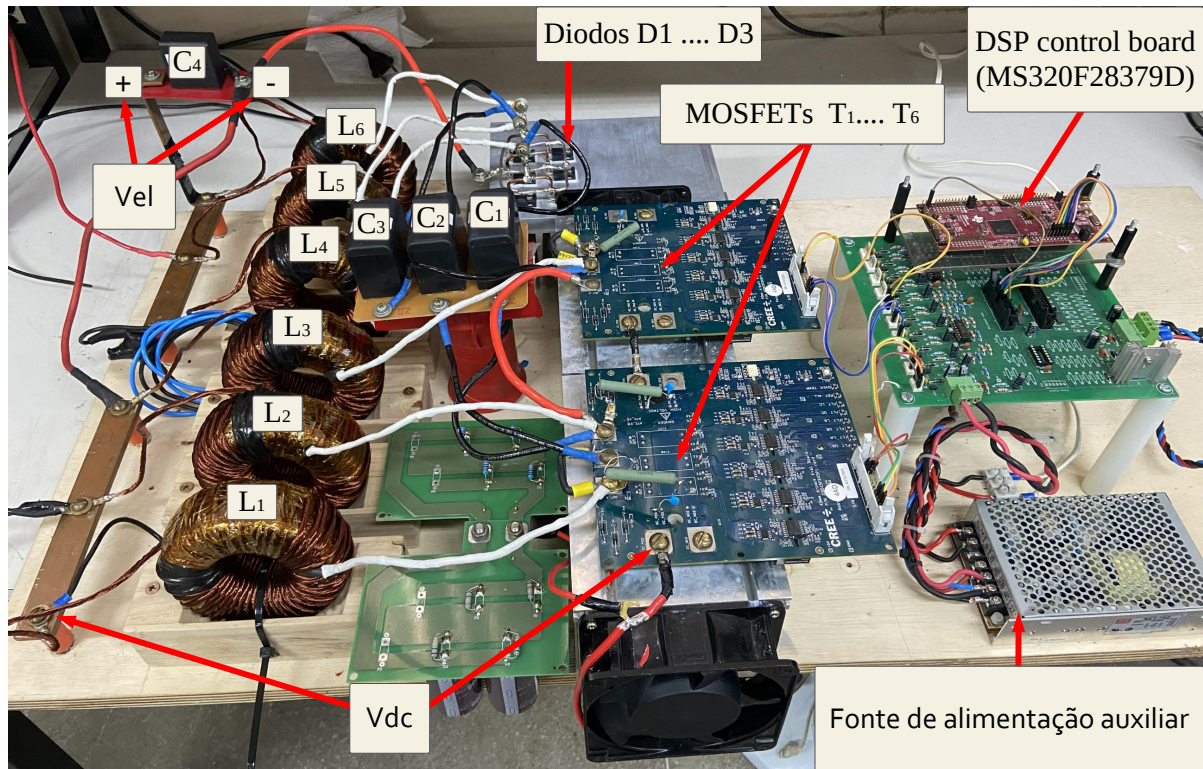
Para validar experimentalmente a viabilidade e o desempenho do conversor CC-CC proposto de 6 kW, foi desenvolvido um protótipo em laboratório, conforme ilustrado na Figura 179. Uma carga resistiva foi utilizada para representar o eletrolisador durante os testes de validação. O protótipo foi projetado para operar com uma tensão no barramento CC de $V_{dc} = 480\text{ V}$ e fornecer uma tensão de saída de $V_{el} = 250\text{ V}$ ao eletrolisador. A Tabela 16 apresenta as principais especificações e os parâmetros dos componentes utilizados, sendo o dimensionamento detalhado e as especificações completas dos componentes apresentados no Apêndice E. Os sinais de acionamento dos interruptores de potência foram gerados por meio de um controlador digital de sinais TMS320F28379D e aplicados aos *drivers* de porta dos MOSFETs. As formas de onda experimentais foram adquiridas utilizando um osciloscópio digital Tektronix® DPO3014, confirmando o correto funcionamento do conversor. As medições de rendimento foram realizadas com um analisador de potência Tektronix® PA4000. As medições de corrente foram obtidas utilizando uma sonda de corrente Tektronix® TCP305A, enquanto as medições de tensão foram realizadas por meio de sondas diferenciais de alta tensão: Tektronix® P5205A e Tektronix® P5210 (*High-Voltage Differential Probe*). Cabe destacar que o conversor foi implementado em regime permanente operando na região *R2*.

Tabela 16 – Especificações técnicas e principais componentes do conversor.

Parâmetros	Valores
Tensão do eletrolisador (V_{el})	250 V
Tensão do barramento CC (V_{dc})	480 V
Frequência de comutação (f_s)	20 kHz
Razão cíclica (D)	0,171
Potência nominal do conversor	6 kW
Indutância (L_1-L_6)	Núcleo toroidal 2 × Kool Mμ 0077102A7
Capacitores (C_1, C_2, C_3)	MKP1848C71050JY (VISHAY, 100 μF / 500 V)
Capacitor (C_{el})	MKP1848C61550JK2 (VISHAY, 15 μF / 500 V)
Interruptores de potência	G3R75MT12D SiC MOSFET
Diodos	Diodo Schottky GD30MPS12H

A Figura 180 apresenta as formas de onda de tensão e corrente medidas nos terminais V_{dc} e V_{el} . O canal Ch1 mostra a tensão do barramento CC (V_{dc}), aproximadamente 480 V, enquanto o canal Ch2 apresenta a tensão do eletrolisador (V_{el}), atingindo 250 V. As correntes

Figura 179 – Protótipo do segundo conversor proposto e seus principais componentes.



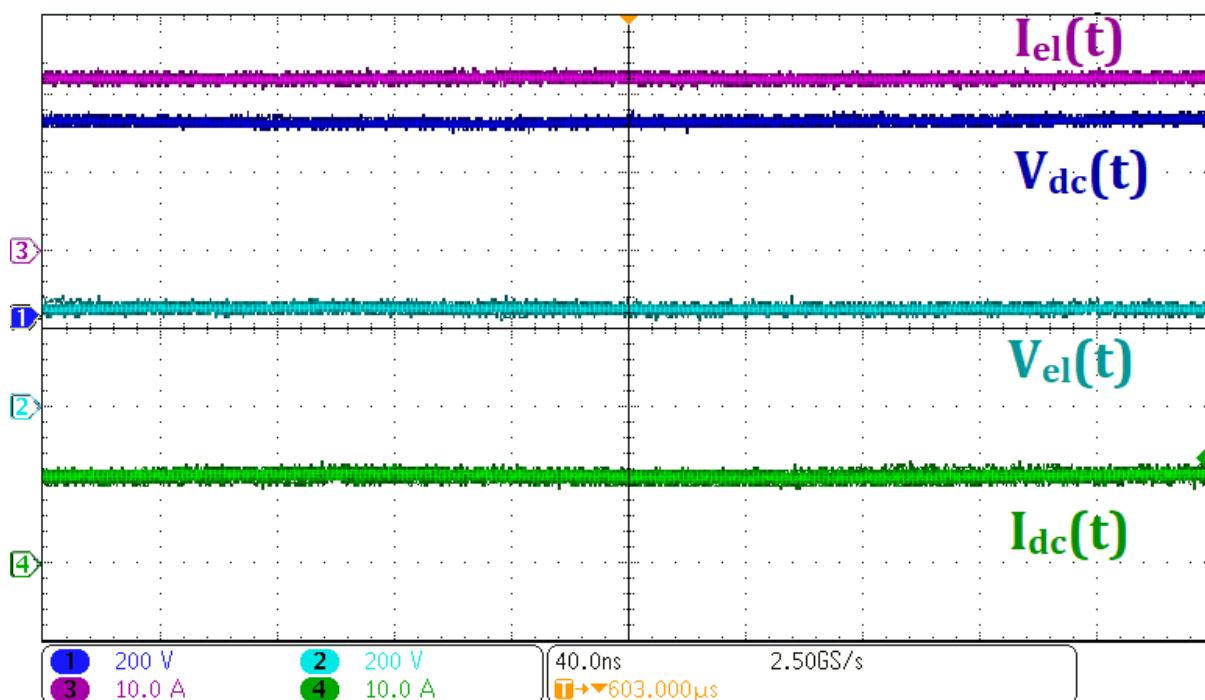
Fonte: Elaboração própria.

correspondentes são apresentadas no canal Ch4 para V_{dc} e no canal Ch3 para V_{el} . Esses valores experimentais validam a expressão teórica apresentada em (23), que define o ganho de tensão em corrente contínua. Os resultados confirmam a precisão da análise teórica e demonstram o correto funcionamento do conversor proposto.

A Figura 181 apresenta as formas de onda experimentais das correntes nos indutores I_{L1} (Ch1), I_{L2} (Ch2) e I_{L3} (Ch3), juntamente com a tensão no indutor L_2 (Ch4). A frequência de comutação é ajustada em 20kHz, correspondendo a um período de comutação de $50\mu s$. Conforme observado nas formas de onda de corrente, a frequência de ondulação atinge o dobro da frequência de comutação (40kHz), o que constitui uma característica típica da operação intercalada. Esse comportamento resulta do padrão de comutação defasado entre os braços do conversor, o qual efetivamente dobra a frequência de ondulação e contribui para o cancelamento da ondulação de corrente, além da redução da ondulação de tensão no barramento CC (V_{dc}). Esses resultados experimentais confirmam o correto funcionamento da estratégia de modulação intercalada e validam a análise teórica da ondulação de corrente.

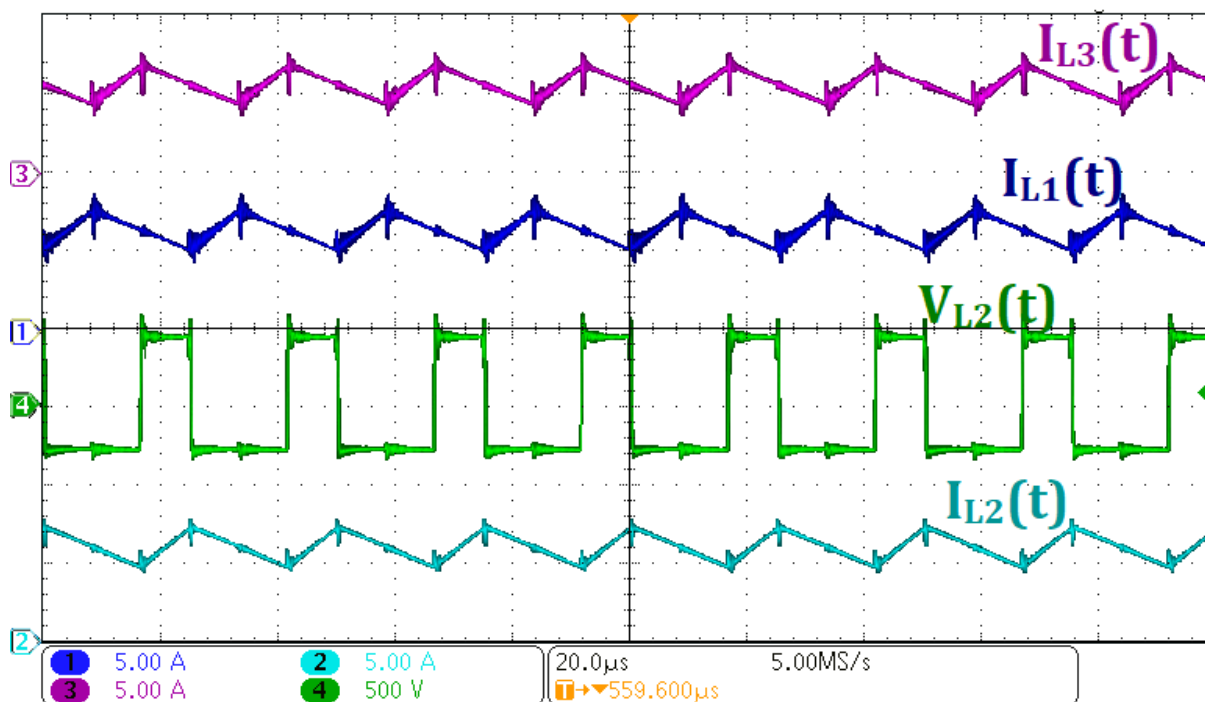
A Figura 182 apresenta as formas de onda experimentais das correntes nos indutores I_{L4} (Ch1), I_{L6} (Ch2) e I_{L5} (Ch3), juntamente com a tensão no indutor L_5 (Ch4). As formas de

Figura 180 – Formas de onda experimentais: (Ch1) tensão do barramento CC (V_{dc}); (Ch2) tensão do eletrolisador (V_{el}); (Ch3) corrente do eletrolisador (I_{el}); (Ch4) corrente do barramento CC (I_{dc}).



Fonte: Elaboração própria.

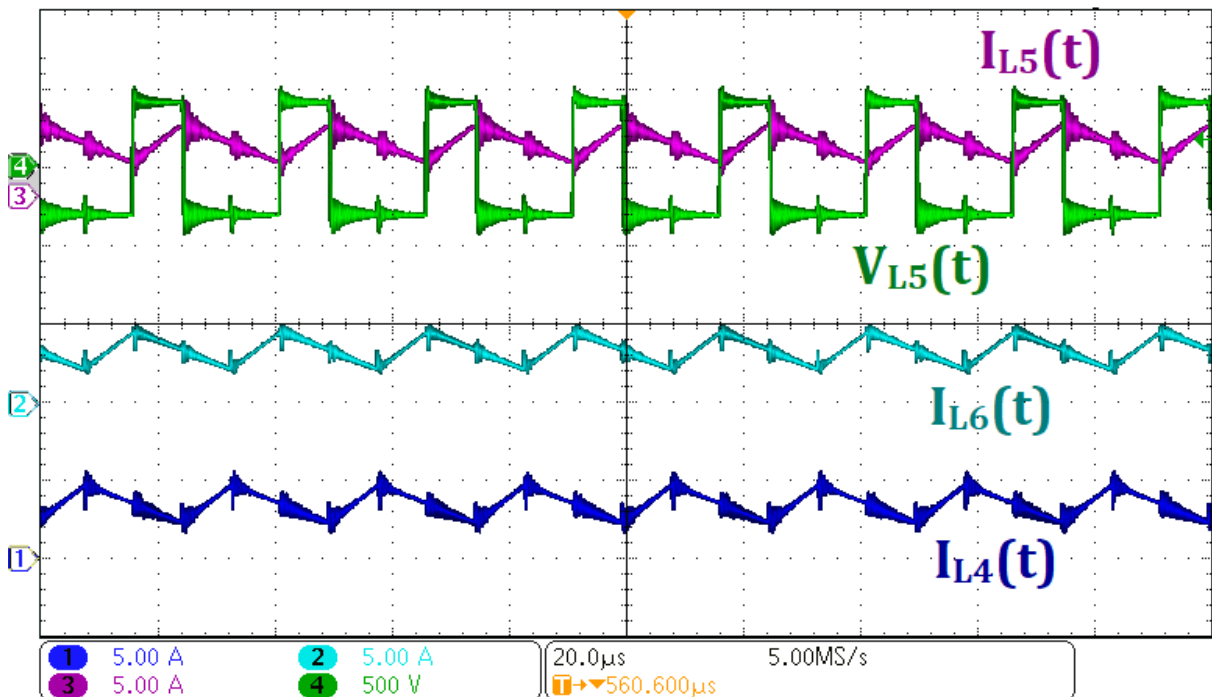
Figura 181 – Formas de onda experimentais: (Ch1) corrente no indutor I_{L1} ; (Ch2) corrente no indutor I_{L2} ; (Ch3) corrente no indutor I_{L3} ; (Ch4) tensão no indutor L_2 .



Fonte: Elaboração própria.

onda de corrente observadas apresentam uma frequência de ondulação de 40kHz, correspondente ao dobro da frequência de comutação, resultante da comutação intercalada entre os braços do conversor. A modulação intercalada produz ondulações de corrente defasadas em fase que se cancelam parcialmente, reduzindo a ondulação da tensão de saída (V_{el}). Esse comportamento é particularmente vantajoso em aplicações com eletrolisadores, nas quais correntes e tensões com baixa ondulação contribuem para a melhoria do rendimento do sistema.

Figura 182 – Formas de onda experimentais: (Ch1) corrente no indutor I_{L4} ; (Ch2) corrente no indutor I_{L6} ; (Ch3) corrente no indutor I_{L5} ; (Ch4) tensão no indutor L_5 .



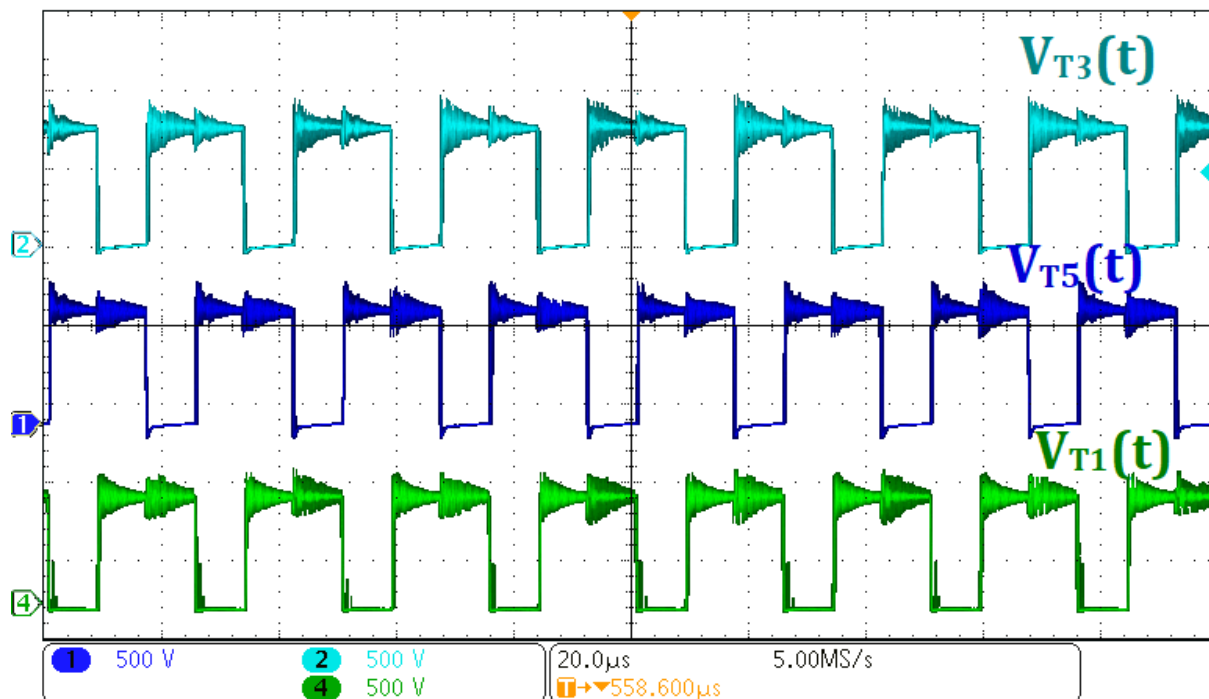
Fonte: Elaboração própria.

A Figura 183 apresenta as formas de onda experimentais das tensões nos interruptores T_1 (Ch4), T_3 (Ch2) e T_5 (Ch1). A tensão medida nos interruptores é de aproximadamente 800 V, apresentando um desvio de cerca de 50 V em relação ao valor teórico previsto em (36). Essa discrepância é atribuída principalmente ao ruído de medição.

A Figura 184 mostra as formas de onda experimentais das tensões nos diodos D_1 (Ch4), D_2 (Ch1) e D_3 (Ch2). As formas de onda de tensão confirmam o comportamento de comutação esperado dos diodos de roda livre durante a operação. Os níveis de tensão observados são consistentes com a previsão teórica, considerando as transições de comutação e as características de recuperação reversa dos diodos.

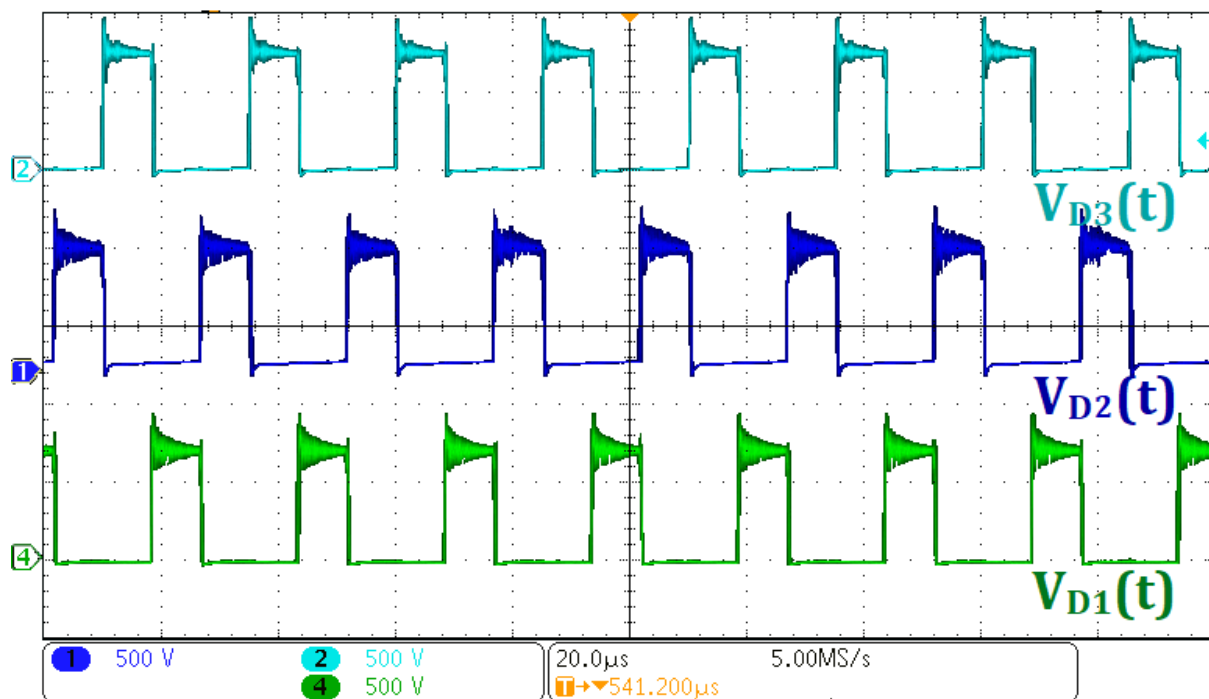
A Figura 185 ilustra as formas de onda experimentais das correntes nos capacitores

Figura 183 – Formas de onda experimentais: (Ch1) tensão no interruptor T_5 ; (Ch2) tensão no interruptor T_3 ; (Ch4) tensão no interruptor T_1 .



Fonte: Elaboração própria.

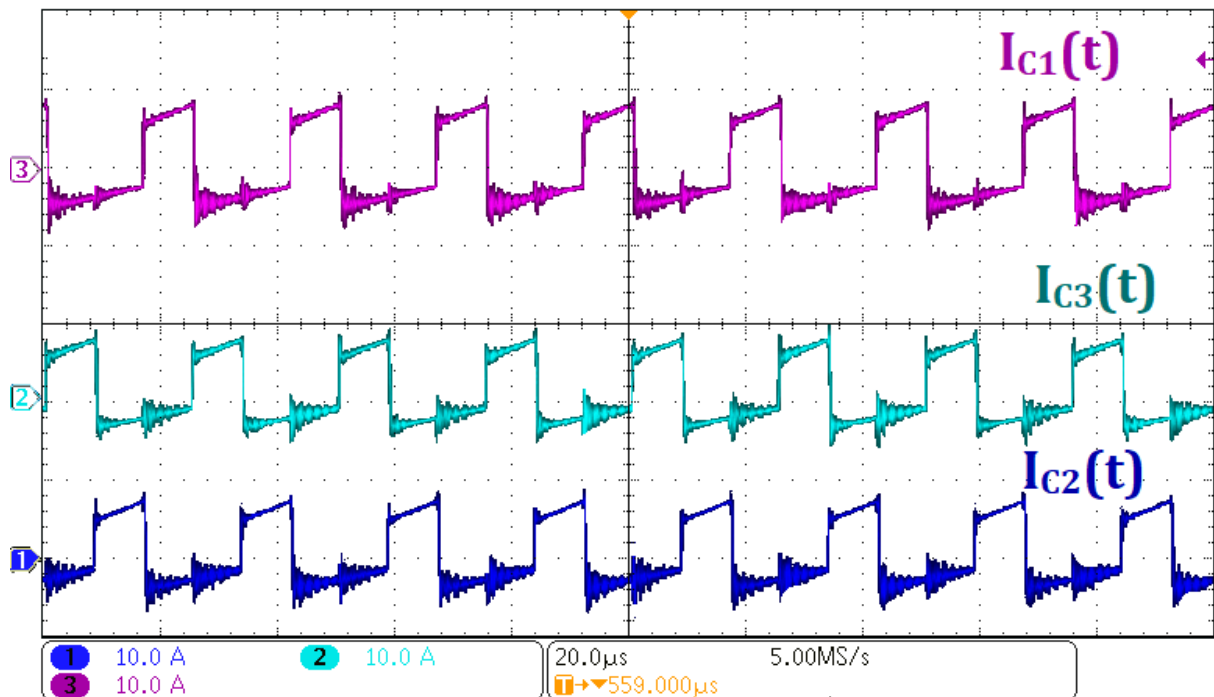
Figura 184 – Formas de onda experimentais: (Ch1) tensão no diodo D_2 ; (Ch2) tensão no diodo D_3 ; (Ch4) tensão no diodo D_1 .



Fonte: Elaboração própria.

C_1 , C_2 e C_3 , apresentadas nos canais Ch3, Ch1 e Ch2, respectivamente. A frequência de ondulação das correntes nos capacitores é o dobro da frequência de comutação. Devido ao esquema de comutação de três braços, a frequência de ondulação tanto no barramento CC quanto nos terminais de saída é elevada para seis vezes a frequência de comutação ($f_{\text{ripple}, V_{dc}, V_{el}} = 6f_s$). Essa maior frequência de ondulação possibilita a utilização de componentes passivos de filtragem de menor volume, resultando em um projeto de conversor mais compacto.

Figura 185 – Formas de onda experimentais: (Ch1) corrente no capacitor I_{C2} ; (Ch2) corrente no capacitor I_{C3} ; (Ch3) corrente no capacitor I_{C1} .

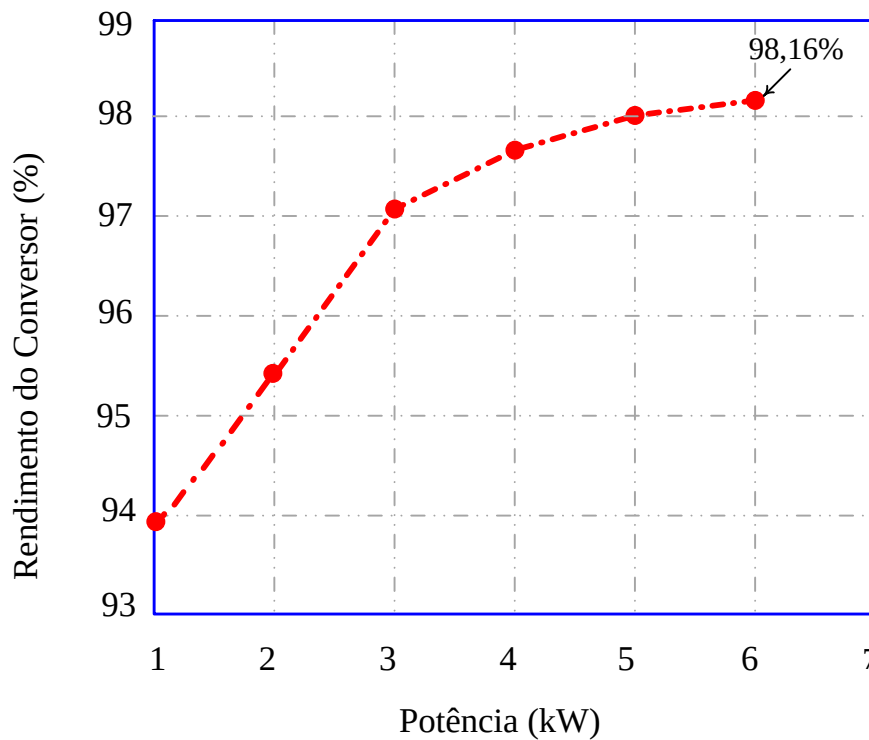


Fonte: Elaboração própria.

A Figura 186 apresenta o rendimento experimental do conversor proposto em função da potência de saída. As medições foram realizadas em regime permanente, utilizando uma carga puramente resistiva, de modo a permitir uma avaliação precisa das perdas por condução e por comutação. O conversor apresenta elevado rendimento em toda a faixa de operação, iniciando em aproximadamente 94% a 1 kW e aumentando significativamente à medida que a carga se eleva. Na faixa entre 1 kW e 3 kW, o rendimento cresce rapidamente, atingindo valores superiores a 97%. A partir de 3 kW, a curva do rendimento apresenta um aumento mais suave, indicando que o projeto está otimizado para operação em cargas médias a elevadas. O rendimento máximo de 98,16% é alcançada em 6 kW, demonstrando a eficácia da estratégia de modulação proposta. Esses resultados confirmam a adequação da topologia proposta para aplicações de

média potência, como sistemas de eletrólise alimentados por fontes renováveis.

Figura 186 – Rendimento do conversor proposto em função da potência de saída em regime permanente.

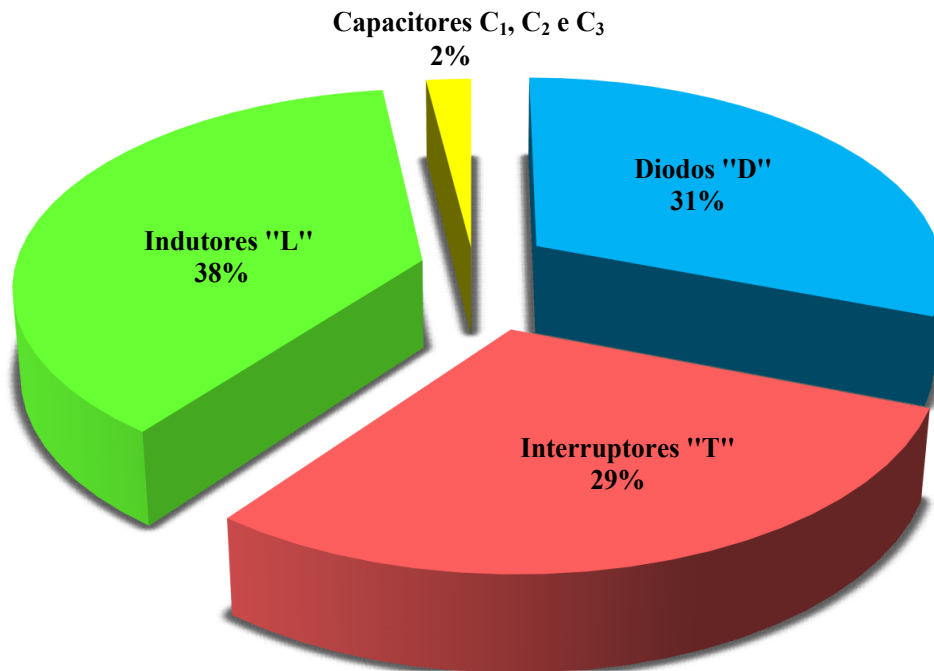


Fonte: Elaboração própria.

A Figura 187 mostra que as perdas totais do conversor proposto estão estimadas em 94,07 W, distribuídas pelos principais componentes: indutores, diodos e interruptores. Os indutores L_1 a L_6 representam 38% das perdas totais (35,75 W), divididas principalmente em perdas resistivas de 25,26 W devido à resistência do enrolamento e perdas no núcleo de 10,11 W, que podem ser mitigadas com a utilização de condutores com menor resistividade, como o fio Litz, e núcleos magnéticos com dissipação reduzida, preferencialmente de fabricantes especializados (por exemplo, Magnetics). Os diodos contribuem com 31% (29,16 W) das perdas e, por já serem de carboneto de silício (SiC), apresentam desempenho otimizado em alta frequência e menores perdas de comutação. Ainda assim, uma possível melhoria adicional consiste na utilização de retificação síncrona com MOSFETs, visando reduzir as perdas por condução. Os interruptores T representam 29% das perdas totais (27,28 W), o que é razoável devido à utilização de MOSFETs de SiC, e uma redução adicional das perdas de comutação pode ser conseguida utilizando técnicas de comutação suave, como a Comutação de Tensão Zero (ZVS) ou a Comutação de Corrente Zero (ZCS). No geral, a distribuição de perdas destaca que a

otimização de diodos e indutores é fundamental para melhorar o rendimento, enquanto a escolha atual de dispositivos em SiC e as potenciais estratégias de comutação suave contribuem para a redução das perdas no conversor.

Figura 187 – Perdas do Segundo Conversor.



Fonte: Elaboração própria.

9.2 Análise comparativa do segundo conversor com conversores existentes

O conversor proposto é comparado com outros conversores CC–CC intercalados baseados no conversor ZETA reportadas na literatura, conforme resumido na Tabela 17. O conversor ZETA intercalado apresentado em **A2** (Alagesan *et al.*, 2018) oferece melhor regulação de tensão e redução da ondulação na saída, sendo direcionado principalmente a aplicações fotovoltaicas. No entanto, apresenta elevada ondulação de corrente nos indutores e rendimento relativamente baixo. O conversor Boost-ZETA descrito em **B2** (Chapparya *et al.*, 2023) atende aos requisitos de balanceamento de tensão e confiabilidade para sistemas de microrredes CC bipolares de baixa tensão, fornecendo corrente de entrada contínua e reduzindo o número de componentes; entretanto, permanece limitado quanto ao ganho de tensão e à escalabilidade. O conversor Buck-Boost-ZETA intercalado descrito em **C2** (He *et al.*, 2024) incorpora indutores acoplados e células multiplicadoras de tensão para alcançar um ganho de tensão muito elevado e ondulação nula da corrente de entrada, tornando-o adequado para interfaces fotovoltaicas com

elevada elevação de tensão. Todavia, isso ocorre às custas de maior complexidade do circuito, aumento do número de componentes e maior volume total. Por sua vez, o conversor proposto em **D2** (Lee *et al.*, 2012a) utiliza interruptores conectados em série e um capacitor de acoplamento para reduzir as perdas de comutação e melhorar o rendimento em baixos ciclos de trabalho, com foco em aplicações de alta tensão de entrada e baixa tensão de saída. Em **E2** (Yodwong *et al.*, 2024), aborda-se o controle não linear avançado de um conversor Buck de três níveis, com ênfase na minimização das ondulações e na escalabilidade modular. O trabalho apresentado em **F2** (Sun *et al.*, 2022) descreve um conversor Buck Intercalado convencional aplicado à produção de hidrogênio por eletrólise. Embora ambas as topologias alcancem ondulação nula na corrente de saída, com redução dos esforços elétricos nos componentes, elas se restringem à operação no modo Buck e apresentam menor rendimento global.

Tabela 17 – Comparação de desempenho do segundo conversor com outros conversores da literatura.

	A2	B2	C2	D2	E2	F2	Proposto
	2-fases intercaladas ZETA	Boost-ZETA intercalado	Buck-Boost-ZETA intercalado	Buck intercalado	Buck intercalado de 3 níveis	Buck intercalado de 2 fases	ZETA intercalado multi-braço
Ganho de tensão V_o/V_i (MCC)	$\frac{D}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1+3D+2n}{1-D}$	$\begin{cases} D \leq 0.5 : \frac{D}{2} \\ D > 0.5 : D^2 \end{cases}$	D	D	$\frac{2D}{1-2D}$
Esforço de tensão no interruptor	$V_i + V_o$	$\frac{V_i}{1-D}$	$\frac{V_o}{1+3D+2n}$	V_i	$\frac{V_i}{2}$	V_i	$\frac{V_i}{1-2D}$
Esforço de corrente no interruptor (rms)	$\frac{I_o}{2} \cdot \frac{\sqrt{D}}{1-D}$	–	–	$\frac{I_o}{2} \sqrt{D}$	–	$\frac{I_o}{3} \sqrt{D}$	$\frac{I_o}{3} \frac{\sqrt{D}}{1-2D}$
Esforço de tensão no diodo	$V_i + V_o$	$\frac{V_i}{1-D}$	$\frac{1+2n}{1+3D+2n} V_o$	$\frac{V_i}{2}$	$\frac{V_i}{2}$	V_i	$\frac{V_i}{1-2D}$
Tensão de entrada/saída	12 V / 48 V	24 V / 48 V	32 V / 400 V	150–200 V / 24 V	100–200 V / 8 V	220 V / 40–80 V	480 V / 250 V
Potência	100 W	300 W	400 W	240 W	5000 W	2200 W	6000 W
Frequência de comutação (f_s)	10 kHz	15 kHz	50 kHz	65 kHz	10 kHz	10 kHz	20 kHz
Rendimento máxima	91.41%	95.61%	96.2%	96.25%	–	96%	98.16%
Número de componentes (S/D/L/C)	2/2/4/3	2/2/3/3	2/4/3/6	2/2/2/2	4/4/5/3	3/3/4/2	6/3/6/4
Frequência de ripple da corrente do indutor	$1 \times f_s$	$1 \times f_s$	$1 \times f_s$	$1 \times f_s$	$1 \times f_s$	$1 \times f_s$	$2 \times f_s$
Frequência de ripple da corrente entrada/saída	$2 \times f_s$	$1 \times f_s$	$2 \times f_s$	$1 \times f_s/2 \times f_s$	$2 \times f_s/4 \times f_s$	$3 \times f_s$	$6 \times f_s$
Tipo de comutação	Hard	Hard	ZCS	Hard	Hard	Hard	Hard
Corrente entrada/saída	Pulsante / Contínua	Pulsante	Contínua	Pulsante / Contínua	Pulsante / Contínua	Pulsante / Contínua	Pulsante / Contínua
Principais aplicações	Sistemas fotovoltaicos, energia eólica, aplicações <i>step-up/step-down</i>	Micro-redes CC bipolares, sistemas fotovoltaicos, células a combustível	Sistemas fotovoltaicos, aplicações de alto ganho, armazenamento de energia	Fontes CC, aplicações <i>step-down</i> de alta potência, eletrólise, armazenamento	Sistemas fotovoltaicos, energia eólica, eletrólise, micro-redes	Eletrólise, sistemas fotovoltaicos, armazenamento de energia	Eletrólise, sistemas fotovoltaicos, energia eólica, armazenamento de energia

S – Interruptor, D – Diodo, L – Indutor, C – Capacitor.

Fonte: Elaboração própria.

9.3 Conclusão

Em comparação a outros conversores, o Conversor ZETA Intercalado Multi-Braços proposto apresenta desempenho superior em diversos critérios. Embora possua um número de componentes maior em relação às demais topologias, esse aspecto é compensado de forma eficaz por sua capacidade de alcançar ondulação praticamente nula das correntes de entrada e de saída. Essa característica não apenas reduz a EMI e melhora a qualidade de energia, como também contribui para maior confiabilidade e compatibilidade com cargas sensíveis, como eletrolisadores, mitigando assim o impacto do aumento no número de componentes. O conversor atinge maior ganho de tensão e estresse de corrente significativamente menor nos dispositivos semicondutores. Em relação à topologia apresentada em (Alagesan *et al.*, 2018), o projeto proposto oferece reduções substanciais no volume dos indutores ao operar com correntes de ondulação ao dobro da frequência de comutação, o que também possibilita a redução do tamanho dos capacitores de filtro e do estresse de corrente. Além disso, fornece a menor ondulação de corrente de entrada e garante corrente de saída contínua, características particularmente benéficas para sistemas baseados em eletrolisadores. O conversor também proporciona maior confiabilidade e escalabilidade, ao mesmo tempo em que alcança um projeto compacto com elevada densidade de potência.

Destaca-se que, ao elevar a frequência de ondulação da saída para seis vezes a frequência de comutação e minimizar o volume dos componentes passivos, a topologia proposta atinge um rendimento máxima de 98,16% em um nível de potência de 6 kW, superando conversores anteriormente reportados em termos de rendimento, densidade de potência e frequência de ondulação na saída. Adicionalmente, sua capacidade inerente de conversão tanto elevadora quanto redutora de tensão amplia sua versatilidade para aplicações de eletrolisadores alimentados por fontes de energia renovável.

10 CONCLUSÃO GERAL

Esta tese apresentou o estudo, o desenvolvimento e a validação de novas topologias de conversores CC-CC voltadas a aplicações que requerem elevado desempenho, flexibilidade operacional e alto rendimento. A partir da análise de estruturas clássicas e contemporâneas, foram identificadas limitações relacionadas à distribuição de corrente, ao dimensionamento de elementos passivos e às perdas em semicondutores.

Como contribuição, foram propostas duas topologias baseadas em intercalação e arquiteturas multibraço, com foco na redução de esforços elétricos e na minimização do volume dos elementos passivos. A primeira consiste em um conversor CC-CC SEPIC-ZETA bidirecional intercalado, enquanto a segunda corresponde a uma topologia ZETA intercalada unidirecional aplicada a eletrolisadores. Ambas apresentam redução da ondulação de corrente e elevado desempenho. As análises matemáticas em regime permanente permitiu estabelecer diretrizes de projeto e selecionar adequadamente os parâmetros do sistema.

A validação experimental, por meio de protótipos laboratoriais, confirmou a viabilidade das propostas sob diferentes condições operacionais. Os resultados demonstraram elevado rendimento, atingindo 98,6% no conversor bidirecional e 98,16% na topologia para eletrolisadores, mesmo em níveis de potência da ordem de quilowatts. Adicionalmente, a utilização de múltiplos dispositivos semicondutores favoreceu a distribuição de esforços, aumentando a confiabilidade do sistema.

As topologias também apresentam característica de escalabilidade, permitindo expansão sem aumento proporcional dos componentes passivos. Do ponto de vista aplicado, o conversor bidirecional mostra-se adequado para sistemas de gerenciamento de energia em veículos elétricos, enquanto a topologia ZETA intercalada se destaca em aplicações com eletrolisadores, viabilizando a produção de hidrogênio verde com corrente de baixa ondulação.

De forma geral, os resultados confirmam que a combinação de intercalação, modularidade e operação multibraço constitui uma alternativa eficiente às arquiteturas convencionais.

Como perspectivas futuras, destacam-se a investigação de estratégias avançadas de controle e a análise do desempenho em condições não ideais. Em síntese, esta tese consolida contribuições teóricas e experimentais relevantes, evidenciando a viabilidade e o potencial de aplicação das topologias propostas no contexto da conversão de energia em corrente contínua.

REFERÊNCIAS

- ALAGESAN, J. S.; GNANAVADIVEL, J.; KUMAR, N. S.; VENI, K. S. K. Design and simulation of fuzzy-based dc–dc interleaved zeta converter for photovoltaic applications. In: **INTERNATIONAL CONFERENCE ON TRENDS IN ELECTRONICS AND INFORMATICS, 2., 2018, Tirunelveli. Anais [...]**. Tirunelveli: [s.n.], 2018. p. 704–709. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ICOEI.2018.8553836>. Acesso em: 16 jun. 2026.
- ALBARGHOT, M.; ROLLAND, L. In: **Comparison of experimental results with simulation of a PEM electrolyzer powered by a horizontal wind turbine**. Turin: IEEE, 2017. p. 1–6. Disponível em: <https://doi.org/10.23919/EETA.2017.7993232>. Acesso em: 16 jun. 2026.
- ALHARBI, S. S.; ALHARBI, S. S.; MATIN, M. An improved interleaved dc–dc sepic converter based on sic-cascade power devices for renewable energy applications. In: **IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRO/INFORMATION TECHNOLOGY, 2018, Rochester. Anais [...]**. Rochester, MI: IEEE, 2018. p. 487–492. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/EIT.2018.8500294>. Acesso em: 16 jun. 2026.
- ALI, A. I. M.; SAYED, M. A.; TAKESHITA, T. Isolated single-phase single-stage dc-ac cascaded transformer-based multilevel inverter for stand-alone and grid-tied applications. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 125, p. 106534, 2021. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2020.106534>. Acesso em: 16 jun. 2026.
- ARANDA, E. D.; LITRÁN, S. P.; PRIETO, M. B. F. Combination of interleaved single-input multiple-output dc-dc converters. **CSEE Journal of Power and Energy Systems**, v. 8, n. 1, p. 132–142, 2022. Disponível em: <https://www.sciopen.com/article/10.17775/CSEEJPES.2020.00300>. Acesso em: 16 jun. 2026.
- AZER, P.; EMADI, A. Generalized state space average model for multi-phase interleaved buck, boost and buck-boost dc–dc converters: Transient, steady-state and switching dynamics. **IEEE Access**, v. 8, p. 77735–77745, 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2987277>. Acesso em: 16 jun. 2026.
- BABAEI, E.; SAADATIZADEH, Z. A new interleaved bidirectional dc/dc converter with zero voltage switching and high voltage gain: Analyses, design and simulation. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, v. 45, p. 1773–1800, 2017. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/cta.2360>. Acesso em: 16 jun. 2026.
- BAI, H.; MI, C. Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge dc-dc converters using novel dual-phase-shift control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 6, p. 2905–2914, 2008. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.2005103>. Acesso em: 16 jun. 2026.
- Luiz Henrique Silva Colado Barreto, Menaouar Berrehil El Kattel, João Pedro Campelo de Lima e Paulo Peixoto Praça. **Arquitetura escalável de conversor CC-CC multistágio com n-braços não isolado para processamento de energia de alta eficiência**. 2024. BR 10 2024 025827 4. Depositante: Universidade Federal do Ceará. BR n. 10 2024 025827 4. Depósito: 11 dez. 2024.
- BAYAT, P.; BAYAT, P. Modeling, simulation, and experimental studies of a novel battery charger for fuel cell applications based on a new high step-up dc-dc converter.

International Journal of Circuit Theory and Applications, p. 1–32, 2024. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/cta.3975>. Acesso em: 16 jun. 2026.

BODRAVARA, N.; MALAPUR, S.; SHRUTHI, M. B. Comparison of isolated and non-isolated bidirectional dc–dc converter fed pmc motor. **International Journal for Research in Applied Science and Engineering Technology (IJRASET)**, v. 3, p. 698–702, 2015. Disponível em: <https://www.ijraset.com/research-paper/comparison-of-isolated-and-non-isolated-bidirectional-dc-dc-converter-fed-pmc-motor>. Acesso em: 16 jun. 2026.

CALDERON-LOPEZ, G.; SCOLTOCK, J.; WANG, Y.; LAIRD, I.; YUAN, X.; FORSYTH, A. J. Power-dense bi-directional dc–dc converters with high-performance inductors. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 68, n. 12, p. 11439–11448, 2019. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2943124>. Acesso em: 16 jun. 2026.

CHAPPARYA, V.; DEY, A.; SINGH, S. P. A novel non-isolated boost-zeta interleaved dc-dc converter for low voltage bipolar dc micro-grid application. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 59, n. 5, p. 6182–6192, 2023. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TIA.2023.3284810>. Acesso em: 16 jun. 2026.

CHOI, S.-C.; JUNG, D.-Y.; RYU, D.-G.; KIM, J.-H.; WON, C.-Y. 10 kw rapid charger for electric vehicle with active power filter function. In: **IEEE VEHICLE POWER AND PROPULSION CONFERENCE, 2012, Seoul. Anais [...]**. Seoul: IEEE, 2012. p. 1037–1041. Disponível em: <https://www.semanticscholar.org/search?q=10%20kW%20Rapid%20Charger%20for%20Electric%20Vehicle%20with%20Active%20Power%20Filter%20Function>. Acesso em: 16 jun. 2026.

CHOI, W.-Y.; YANG, M.-K.; CHO, H.-S. High-frequency-link soft-switching pwm dc-dc converter for ev on-board battery chargers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 8, p. 4136–4145, 2014. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2288364>. Acesso em: 16 jun. 2026.

CHRISTIAN, S.; FANTINO, R. A.; GOMEZ, R. A.; ZHAO, Y.; BALDA, J. C. High power density interleaved zcs 80-kw boost converter for automotive applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 11, p. 744–753, 2023. Disponível em: <https://www.semanticscholar.org/paper/High-Power-Density-Interleaved-ZCS-80-kW-Boost-for-Christian-Fantino/f68fde85a587c5ad5a069b5bdb88eb0129a5bd1c>. Acesso em: 16 jun. 2026.

CONCHA, D.; RENAUDINEAU, H.; HERNANDEZ, M. S.; LLOR, A. M.; KOURO, S. Evaluation of dcx converters for off-grid photovoltaic-based green hydrogen production. **International Journal of Hydrogen Energy**, v. 46, n. 38, p. 19861–19870, 2021. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2021.03.129>. Acesso em: 16 jun. 2026.

CORDIAL CABLES GMBH CO. KG. **Cordial AWG Table**. 2026. Disponível em: <https://www.cordial-cables.com/pdfs-produkte/cordial-awg-table.pdf>. Acesso em: 31 jan. 2026.

DAHBI, S.; ABOUTNI, R.; AZIZ, A.; BENAZZI, N.; ELHAFYANI, M.; KASSMI, K. Optimised hydrogen production by a photovoltaic-electrolysis system dc/dc converter and water flow controller. **International Journal of Hydrogen Energy**, v. 41, n. 45, p. 20858–20866, December 2016. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2016.05.111>. Acesso em: 16 jun. 2026.

- DHANANJAYA, M.; ANAND, V.; SINGH, V.; PATTNAIK, S.; POTNURU, D. Design of non-isolated dc–dc converter using renewable energy source for two-stage centralized grid connected inverters. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, p. 1–27, 2023. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/cta.3868>. Acesso em: 16 jun. 2026.
- DONCKER, R. W. A. A. D.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H. A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 27, n. 1, p. 63–73, 1991. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/28.67533>. Acesso em: 16 jun. 2026.
- DURAN, E.; ANDUJAR, J.; SEGURA, F.; BARRAGAN, A. A high-flexibility dc load for fuel cell and solar arrays power sources based on dc-dc converters. **Applied Energy**, v. 88, n. 5, p. 1690–1702, 2011. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2010.11.002>. Acesso em: 16 jun. 2026.
- ECCHER, M.; SALEMI, A.; TURRINI, S.; BRUSA, R. Measurements of power transfer efficiency in cpv cell-array models using individual dc-dc converters. **Applied Energy**, v. 142, p. 396–406, 2015. Disponível em: <https://ideas.repec.org/a/eee/appene/v142y2015icp396-406.html>. Acesso em: 16 jun. 2026.
- ESTEKI, M.; POORALI, B.; ADIB, E.; FARZANEHFARD, H. Interleaved buck converter with continuous input current, extremely low output current ripple, low switching losses, and improved step-down conversion ratio. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 8, p. 4769–4776, 2015. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2397881>. Acesso em: 16 jun. 2026.
- FERETTI, P. H.; SOUZA, A. F. d.; GOMES, A. C.; MORAIS, A. S. d.; TOFOLI, F. L. A step-up/step-down direct current to direct current converter for high-power, high-current applications. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, v. 47, p. 445–463, 2019. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/cta.2578>. Acesso em: 16 jun. 2026.
- GAUTAM, D. S.; BHAT, A. K. S. A comparison of soft-switched dc-to-dc converters for electrolyzer application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 1, p. 54–63, January 2013. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2195682>. Acesso em: 16 jun. 2026.
- GORJI, S. A. Reconfigurable quadratic converters for electrolyzers utilized in dc microgrids. **IEEE Access**, v. 10, p. 109677–109687, 2022. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3214581>. Acesso em: 16 jun. 2026.
- GORJI, S. A.; SAHEBI, H. G.; EKTESABI, M.; RAD, A. B. Topologies and control schemes of bidirectional dc–dc power converters: an overview. **IEEE Access**, v. 7, p. 117997–118019, 2019. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2937239>. Acesso em: 16 jun. 2026.
- GUILBERT, D.; COLLURA, S. M.; SCIPIONI, A. Dc/dc converter topologies for electrolyzers: State-of-the-art and remaining key issues. **International Journal of Hydrogen Energy**, v. 42, n. 38, p. 23966–23985, 2017.
- GUILBERT, D.; N'DIAYE, A.; GAILLARD, A.; DJERDIR, A. Fuel cell systems reliability and availability enhancement by developing a fast and efficient power switch open-circuit fault detection algorithm in interleaved dc/dc boost converter topologies. **International Journal of Hydrogen Energy**, v. 41, n. 34, p. 15505–15517, 2016.

GUO, X.; ZHANG, S.; DING, F.; ZHU, J.; BAI, H. A novel dc–dc converter for electrolyzer with low ripple and high step down. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, NJ, v. 71, n. 10, p. 12476–12486, out. 2024. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TIE.2024.3355516>. Acesso em: 17 jun. 2026.

HE, P.; KHALIGH, A. Comprehensive analyses and comparison of 1 kw isolated dc–dc converters for bidirectional ev charging systems. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 3, n. 1, p. 147–156, 2017.

HE, Y.; CHEN, L.; SUN, X. An interleaved buck-boost-zeta converter with coupled inductor multiplier cell and zero input current ripple for high step-up applications. **IEEE Access**, v. 12, p. 104807–104817, 2024.

HIGA, H.; TAKUMA, S.; ORIKAWA, K.; ITOH, J.-i. Dual active bridge dc–dc converter using both full and half bridge topologies to achieve high efficiency for wide load. In: **IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION, 2015, Montreal. Anais [...]**. Montreal, QC: IEEE, 2015. p. 6344–6351. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2015.7310516>. Acesso em: 16 jun. 2026.

HIROSE, T.; MATSUO, H. A consideration of bidirectional superposed dual active bridge dc–dc converter. In: **INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS FOR DISTRIBUTED GENERATION SYSTEMS, 2., 2010, Hefei. Anais [...]**. Hefei: IEEE, 2010. p. 39–46. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/search/searchresult.jsp?queryText=A%20Consideration%20of%20Bidirectional%20Superposed%20Dual%20Active%20Bridge%20DC-DC%20Converter>. Acesso em: 16 jun. 2026.

HOU, R.; EMADI, A. Applied integrated active filter auxiliary power module for electrified vehicles with single-phase onboard chargers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 3, p. 1860–1871, 2017.

HU, K.-W.; LIAW, C.-M. Incorporated operation control of dc microgrid and electric vehicle. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 1, p. 202–215, 2016.

JOSHI, M. C.; SAMANTA, S. Modeling and control of bidirectional dc–dc converter fed pmdc motor for electric vehicles. In: **Proceedings of the Annual IEEE India Conference (INDICON)**. Mumbai, India: [s.n.], 2013. p. 1–6.

KABALO, M.; BLUNIER, B.; BOUQUAIN, D.; MIRAOU, A. State-of-the-art of dc–dc converters for fuel cell vehicles. In: **IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)**. Lille, France: IEEE, 2010. p. 1–6.

KARSHENAS, H. R.; DANESHPAJOOH, H.; SAFAEE, A.; JAIN, P.; BAKHSHAI, A. Bidirectional dc–dc converters for energy storage systems. In: CARBONE, R. (Ed.). **Energy storage in the emerging era of smart grids**. London, UK: IntechOpen, 2011. v. 18, p. 161–178. Disponível em: <https://doi.org/10.5772/23494>. Acesso em: 17 jun. 2026.

KASHIF, M. Bidirectional flyback dc–dc converter for hybrid electric vehicle: Utility, working and pspice computer model. In: **Proceedings of the Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics and Electronics**. Hyderabad, India: [s.n.], 2012. p. 61–66.

KATTEL, M. B. E. **Novas Topologias de Conversores CC-CC Isolados Bidirecionais**. Tese (PhD thesis) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joenvile, SC, 08 2018.

KATTEL, M. B. E.; CAVALCANTE, K. D. N.; PRAÇA, P. P.; OLIVEIRA, D. S.; BARRETO, L. H. S. C.; ANTUNES, F. L. M. High-Efficiency Multiarm Interleaved DC–DC Converter Featuring Reduced Magnetic Components. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 13, n. 2, p. 1993–2002, 2025. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2025.3542501>. Acesso em: 22 jun. 2026.

Menaouar Berrehil El Kattel, Kassio Derek Nogueira Cavalcante, Paulo Peixoto Praça e Fernando Luiz Marcelo Antunes. **Conversor CC-CC buck-boost bidirecional avançado de múltiplos braços, alto ganho, intercalado flutuante e sem transformador**. 2025. BR 10 2025 010399 0. Depositante: Universidade Federal do Ceará. BR n. 10 2025 010399 0. Depósito: 23 maio 2025.

KATTEL, M. B. E.; LOBATO, G. I. C.; MAIA, T. A. C.; FILHO, B. J. C. 99% efficient interleaved bidirectional dc–dc converter with new interleaved pwm method of parallel-connected mosfets. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, v. 50, p. 2439–2470, 2022.

KATTEL, M. B. E.; MAYER, R.; OLIVEIRA, S. V. G.; FILHO, B. de J. C. Four-phase interleaved dc–dc step-down converter using coupled inductor for high power application. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, v. 48, p. 1696–1723, 2020.

KATTEL, M. B. E.; PINHEIRO, G. J. O.; MAYER, R.; Sá, E. M.; OLIVEIRA, D. de S.; BARRETO, L. H. S. C. Scalable architecture of a 15 kw multicell interleaved m-arm dc-dc converter for high-efficiency power processing in green hydrogen electrolyzers. **IEEE Access**, v. 13, p. 179166–179184, 2025.

KATTEL, M. B. E.; SANTIAGO, R. S. D.; MAYER, R.; SA, E. M.; BARRETO, L. H. S. C.; ANTUNES, F. L. M. Dc–dc multi-arm interleaved zeta converter with parallel switch modulation for renewable-powered electrolyzers. **IEEE Access**, v. 13, p. 166760–166777, 2025.

KHARE, V.; NEMA, S.; BAREDAR, P. Status of solar wind renewable energy in india. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 27, p. 1–10, 2013. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2013.06.018>. Acesso em: 16 jun. 2026.

KHERALUWALA, M. N.; GASCOIGNE, R. W.; DIVAN, D. M.; BAUMANN, E. D. Performance characterization of a high-power dual active bridge dc–dc converter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 28, n. 6, p. 1294–1301, 1992.

KHODABAKHSH, J.; MOSCHOPOULOS, G. A study of multilevel resonant dc–dc converters for conventional dc voltage bus applications. In: **Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. San Antonio, TX, USA: [s.n.], 2018. p. 2135–2141.

KOLLI, A.; GAILLARD, A.; BERNARDINIS, A. D.; BETHOUX, O.; HISSEL, D.; KHATIR, Z. A review on dc/dc converter architectures for power fuel cell applications. **Energy Conversion and Management**, v. 105, p. 716–730, 2015.

LAI, C.-M.; LIN, W.-H.; LIU, H.-E.; LIU, S.; MISHIMA, T.; TEH, J. A two-phase interleaved bidirectional dc-dc converter with asymmetrical duty limit control for wide-range dc-bus voltage applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 60, n. 2, p. 3306–3321, 2024.

LEE, I.-O.; CHO, S.-Y.; MOON, G.-W. Interleaved buck converter having low switching losses. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 8, p. 3664–3675, 2012.

LEE, J.; JEONG, Y.; HAN, B. A two-stage isolated/bidirectional dc/dc converter with current ripple reduction technique. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 1, p. 644–646, 2012.

LIU, S.; DONG, G.; MISHIMA, T.; LAI, C.-M. Over 98% efficiency sic-mosfet-based four-phase interleaved bidirectional dc–dc converter featuring wide-range voltage ratio. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 39, p. 8436–8455, 2024.

LU, D. D.-C.; SOON, J. L.; VERSTRAETE, D. Two-transistor step-down dc/dc converters with fault-tolerant capability. In: **Proceedings of the Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5.

MAGNETICS INC. **0077102A7 Core Datasheet**. 2021. Disponível em: <https://www.mag-inc.com/Media/Magnetics/Datasheets/0077102A7.pdf>. Acesso em: 28 jan. 2026.

MAGNETICS INC. **Magnetics Powder Core Catalog**. 2023. Disponível em: https://www.mag-inc.com/Media/Magnetics/File-Library/Product%20Literature/Powder%20Core%20Literature/Magnetics-Powder-Core-Catalog_1.pdf. Acesso em: 28 jan. 2026.

MAHMOUDI, M.; AJAMI, A.; BABAEI, E. A non-isolated high step-up dc–dc converter with integrated 3 winding coupled inductor and reduced switch voltage stress. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, v. 46, p. 1879–1898, 2018.

MAKSIMOVIĆ, D. **Synthesis of PWM and quasi-resonant DC-to-DC power converters**. Tese (Doutorado) — California Institute of Technology, Pasadena, CA, USA, 1989.

MAKSIMOVIC, D.; CUK, S. Switching converters with wide dc conversion range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, NJ, v. 6, n. 1, p. 151–157, jan. 1991. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/63.65013>. Acesso em: 17 jun. 2026.

MAYER, R. **Conversores CC–CC Bidirecionais Intercalados Aplicados a Bordo de Veículos Elétricos**. Tese (Tese) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, SC, 2019. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2019. Disponível em: https://sucupira.capes.gov.br/sucupira/public/consultas/coleta/trabalhoConclusao/viewTrabalhoConclusao.jsf?popup=true&id_trabalho=7649815. Acesso em: 22 jun. 2026.

MAYER, R.; KATTEL, M. B. E.; OLIVEIRA, S. V. G. Multiphase interleaved bidirectional dc/dc converter with coupled inductor for electrified-vehicle applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 3, p. 2533–2547, 2021. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3015390>. Acesso em: 22 jun. 2026.

MEYNARD, T. A. *et al.* Transformerless partial voltage dc–dc converter with double power processing capacity. **IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society**, v. 6, p. 927–937, 2025.

MONSALVE-RUEDA, M.; CANDELO-BECERRA, J. E.; HOYOS, F. E. Dynamic behavior of a sliding-mode control based on a washout filter with constant impedance and nonlinear constant power loads. **Applied Sciences**, v. 9, n. 21, p. 4548, 2019.

MONTEIRO, V. *et al.* Assessment of a battery charger for electric vehicles with reactive power control. In: **38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON)**. [S.l.]: IEEE, 2012. p. 5142–5147.

MOULI, G. R. C.; BAUER, P.; ZEMAN, M. Comparison of system architecture and converter topology for a solar powered electric vehicle charging station. In: **9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)**. [S.l.]: IEEE, 2015. p. 1908–1915.

NAIK, M. V.; SAMUEL, P. Analysis of ripple current, power losses and high efficiency of dc–dc converters for fuel cell power generating systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 59, p. 1080–1088, 2016.

OLIVEIRA, F. J. de; RIBEIRO, E. K. de B.; LUIZ, A.-S. A.; STOPA, M. M. Study and implementation of a high gain bidirectional dc–dc converter for photovoltaic on-grid systems. In: **Proceedings of the 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**. Florianopolis, Brazil: [s.n.], 2017. p. 1–8.

OUTEIRO, M. T.; BUJA, G.; CARVALHO, A. Resonant converters for electric equipment power supply. In: **Proceedings of the IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. Dallas, TX, USA: [s.n.], 2014. p. 5065–5071.

OUTEIRO, M. T.; VISINTINI, R.; BUJA, G. Considerations in designing power supplies for particle accelerators. In: **Proceedings of the IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. Vienna, Austria: [s.n.], 2013. p. 7076–7081.

PAJA, C. A. R.; NEVADO, A. R.; CASTILLÓN, R. G.; MARTINEZ-SALAMERO, L.; SAENZ, C. I. S. Switching and linear power stages evaluation for pem fuel cell emulation. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, v. 39, p. 475–499, 2011. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/cta.651>. Acesso em: 16 jun. 2026.

PAN, X.; LI, H.; LIU, Y.; ZHAO, T.; JU, C.; RATHORE, A. K. An overview and comprehensive comparative evaluation of current-fed isolated-bidirectional dc/dc converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 3, p. 2737–2763, 2019.

PRABHAKARAN, P.; AGARWAL, V. Novel boost-sepic type interleaved dc–dc converter for mitigation of voltage imbalance in a low-voltage bipolar dc microgrid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 67, p. 6494–6504, 2020.

PRAMANIK, R.; PATI, B. B. Modelling and control of a non-isolated half-bridge bidirectional dc–dc converter with an energy management topology applicable with ev/hev. **Journal of King Saud University – Engineering Sciences**, v. 35, n. 2, p. 116–122, 2021. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.jksues.2021.03.004>. Acesso em: 30 jun. 2026.

RAVI, D.; REDDY, B. M.; SHIMI, S.; SAMUEL, P. Bidirectional dc to dc converters: An overview of various topologies, switching schemes and control techniques. **International Journal of Engineering and Technology**, v. 7, p. 360–365, 2018.

REDDY, B. M.; SAMUEL, P. A comparative analysis of non-isolated bi-directional dc–dc converters. In: **Proceedings of the IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)**. Delhi, India: [s.n.], 2016. p. 1–6.

RENAUDINEAU, H.; LLOR, A. M.; HERNANDEZ, M. S.; CONCHA, D.; WILSON-VEAS, A. H.; KOURO, S. Photovoltaic to electrolysis off-grid green hydrogen production with dc–dc conversion. **Renewable Energy**, v. 237, p. 121687, 2024.

RICHELLI, A.; SALEM, M.; COLALONGO, L. A review of fully integrated and embedded power converters for iot. **Energies**, v. 14, n. 17, p. 5419, 2021.

RODRIGUES, M. C. B. P. *et al.* Integrated bidirectional single-phase vehicle-to-grid interface with active power filter capability. In: **Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**. [S.l.]: IEEE, 2013. p. 993–1000.

RODRIGUES, M. C. B. P. *et al.* Simultaneous active power filter and g2v (or v2g) operation of ev on-board power electronics. In: **39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)**. [S.l.]: IEEE, 2013. p. 4684–4689.

ROGGIA, L. *et al.* Integrated full-bridge-forward dc–dc converter for a residential microgrid application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 4, p. 1728–1740, 2013.

SAHIN, M. E.; OKUMUS, H. I.; AYDEMIR, M. T. Implementation of an electrolysis system with dc/dc synchronous buck converter. **International Journal of Hydrogen Energy**, Kidlington, v. 39, n. 13, p. 6802–6812, abr. 2014. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2014.02.084>. Acesso em: 17 jun. 2026.

SANTIAGO, R. S. de; KATTEL, M. B. E.; MAYER, R.; KATTEL, B. B. E.; HONÓRIO, D. de A.; PRACA, P. P.; ANTUNES, F. L. M. A bidirectional multidevice interleaved sepic–zeta dc–dc converter for high-efficiency electric mobility. **Energies**, v. 18, n. 24, p. 1–27, 2025. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/18/24/6423>. Acesso em: 30 jun. 2026.

SANTIAGO, R. S. de; KATTEL, M. B. E.; MAYER, R.; OLIVEIRA, R. N. M. de; CORREIA, W. B.; ANTUNES, F. L. M. Interleaved bidirectional sepic-zeta converter with pwm-based multi-arm technique for low-current-ripple renewable energy and electric vehicle systems. In: **Proceedings of the 18th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**. Vitória, ES, Brazil: [s.n.], 2025. October 5–8, 2025.

SANTOS, N. G. F. dos; ZIENTARSKI, J. R. R.; MARTINS, M. L. da S. A review of series-connected partial power converters for dc–dc applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, Piscataway, NJ, v. 10, n. 6, p. 7825–7838, dez. 2022. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2021.3082869>. Acesso em: 17 jun. 2026.

SANTRA, S. B.; CHATTERJEE, D.; SIWAKOTI, Y. P. Coupled inductor based soft switched high gain bidirectional dc-dc converter with reduced input current ripple. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 70, n. 2, p. 1431–1443, 2023.

SARAVANAN, S.; BABU, N. R. Analysis and implementation of high step-up dc-dc converter for pv based grid application. **Applied Energy**, v. 190, p. 64–72, 2017.

SHEN, C.-L.; SHEN, Y.-S.; TSAI, C.-T. Isolated dc–dc converter for bidirectional power flow controlling with soft-switching feature and high step-up/down voltage conversion. **Energies**, v. 10, n. 3, p. 296, 2017.

SINHA S.; CHANDEL, S. Review of recent trends in optimization techniques for solar photovoltaic–wind based hybrid energy systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 50, p. 755–769, 2015. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.05.040>. Acesso em: 16 jun. 2026.

SIVAKUMAR, S.; SATHIK, M. J.; MANOJ, P.; SUNDARARAJAN, G. An assessment on performance of dc-dc converters for renewable energy applications. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 58, p. 1475–1485, 2016.

SOLERO, L.; CARICCHI, F.; CRESCIMBINI, F.; HONORATI, O.; MEZZETTI, F. Performance of a 10 kw power electronic interface for combined wind/pv isolated generating systems. In: **Proceedings of the 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**. Baveno, Italy: [s.n.], 1996. v. 2, p. 1027–1032.

SOMKUN, S.; SIRISAMPHANWONG, C.; SUKCHAI, S. A dsp-based interleaved boost dc–dc converter for fuel cell applications. **International Journal of Hydrogen Energy**, v. 40, n. 19, p. 6391–6404, 2015.

SUN, L.; LIU, Z.; GUO, X.; WANG, X.; WANG, L. Multiphase stacked interleaved buck converter for hydrogen-production electrolysis with a low-voltage-stress ripple compensation circuit. **CSEE Journal of Power and Energy Systems**, 2022. Disponível em: <https://doi.org/10.17775/CSEEJPES.2022.07090>. Acesso em: 30 jun. 2026.

SYED, A.; TENG, Y.; WANG, N.; ZHANG, S.; GUO, X.; SUN, L. A novel high step-down dc–dc converter with low ripple for electrolyzer applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, NJ, v. 72, n. 12, p. 13405–13417, dez. 2025. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TIE.2025.3585024>. Acesso em: 17 jun. 2026.

TANG, J.; QI, Z.; SHAN, L.; YE, W.; ZHAO, C. An innovative interleaved high step-up direct current–direct current converter with switched-inductor/capacitor–diode units for hydrogen fuel cell power system. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, v. 49, n. 9, p. 3007–3030, 2021.

TENG, J.-H.; SHEN, P.; LIU, B.; CHEN, S. Circuit configurable bidirectional dc–dc converter for retired batteries. **IEEE Access**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 9, p. 156187–156199, nov 2021. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/access.2021.3129249>. Acesso em: 16 jun. 2026.

TYTELMAIER, K.; HUSEV, O.; VELIGORSKYI, O.; YERSHOV, R. A review of non-isolated bidirectional dc–dc converters for energy storage systems. In: **Proceedings of the International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF)**. Kharkiv, Ukraine: [s.n.], 2016. p. 22–28.

VILLARRUEL-PARRA, A.; FORSYTH, A. J. Modeling phase interactions in the dual-interleaved buck converter using sampler decomposition. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 5, p. 3316–3322, 2019.

VISWANATHAN, B. **Solar Energy: Fundamentals**. 2017. In: Viswanathan, B. (ed.). **Energy Sources**. Amsterdam, The Netherlands: Elsevier, 2017. p. 139–147.

WANG, S.; ZHENG, Z.; LI, C.; XU, L.; WANG, K.; LI, Y. Accurate frequency-domain analysis and hybrid control method for isolated dual active bridge series resonant dc/dc converters. **IET Power Electronics**, v. 12, p. 2932–2941, 2019.

WANG, Z.; WANG, Y.; REN, Y. Design of closed-loop control system for a bidirectional full bridge dc/dc converter. **Applied Energy**, v. 194, p. 617–625, 2017.

WU, Y.-E.; KE, Y.-T. A novel bidirectional isolated dc–dc converter with high voltage gain and wide input voltage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 7, p. 7973–7985, 2021.

YAN, Z.; JUN, Z.; LIN, W.; LIU, J. A novel interleaved nonisolated bidirectional dc-dc converter with high voltage-gain and full-range zvs. **IEEE Transactions on Power Electronics**, PP, p. 1–1, 12 2019.

YAN, Z.; ZENG, J.; GUO, Z.; HU, R.; LIU, J. A soft-switching bidirectional dc-dc converter with high voltage gain and low voltage stress for energy storage systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 68, n. 8, p. 6871–6880, 2021.

YAO, Z.; LU, S. A simple approach to enhance the effectiveness of passive currents balancing in an interleaved multiphase bidirectional dc-dc converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 8, p. 7242–7255, 2019.

YODWONG, B.; GUILBERT, D.; KAEWMANEE, W.; PHATTANASAK, M.; HINAJE, M.; VITALE, G. Improved sliding mode-based controller of a high voltage ratio dc-dc converter for electrolyzers supplied by renewable energy. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, NJ, v. 71, n. 8, p. 8831–8840, ago. 2024. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TIE.2023.3322009>. Acesso em: 17 jun. 2026.

ZAPATA, J. W.; KOURO, S.; CARRASCO, G.; RENAUDINEAU, H.; MEYNARD, T. A. Analysis of partial power dc-dc converters for two-stage photovoltaic systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, Piscataway, NJ, v. 7, n. 1, p. 591–603, mar. 2019. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2018.2842638>. Acesso em: 17 jun. 2026.

ZHANG, N.; SUTANTO, D.; MUTTAQI, K. M. A review of topologies of three-port dc-dc converters for the integration of renewable energy and energy storage system. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 56, p. 388–401, 2016.

ZHANG, Y.; ZHANG, W.; GAO, F.; GAO, S.; ROGERS, D. J. A switched-capacitor interleaved bidirectional converter with wide voltage-gain range for super capacitors in evs. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 35, p. 1536–1547, 2 2020. ISSN 19410107.

ZHOU, D. **Synthesis of PWM DC-to-DC Power Converters**. Tese (Tese (Doutorado em Philosophy)) — California Institute of Technology, Pasadena, CA, USA, 1996. Disponível em: <https://resolver.caltech.edu/CaltechETD:etd-01312005-163350>. Acesso em: 22 jun. 2026.

APÊNDICE A – TRABALHOS PUBLICADOS

Neste apêndice são reunidos os trabalhos oriundos desta pesquisa, submetidos e aprovados em periódicos e congressos científicos, em atendimento às exigências do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará. A relação dessas publicações, juntamente com suas respectivas referências bibliográficas, está apresentada na Tabela 18.

Tabela 18 – Trabalhos submetidos, aprovados e/ou apresentados.

Título	Local de Publicação	Fator de Impacto	Referência bibliográfica
A Bidirectional Multidevice Interleaved SEPIC ZETA DC–DC Converter for High-Efficiency Electric Mobility	Energies	3,2	(Santiago <i>et al.</i> , 2025a)
DC–DC Multi-Arm Interleaved ZETA Converter With Parallel Switch Modulation for Renewable-Powered Electrolyzers	IEEE Access	3,6	(Kattel <i>et al.</i> , 2025b)
Interleaved Bidirectional SEPIC-ZETA Converter with PWM-Based Multi-Arm Technique for Low Current-Ripple Renewable Energy and Electric Vehicle Systems	COBEP 2025	-	(Santiago <i>et al.</i> , 2025b)

Fonte: o autor.

APÊNDICE B – PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO - PCI

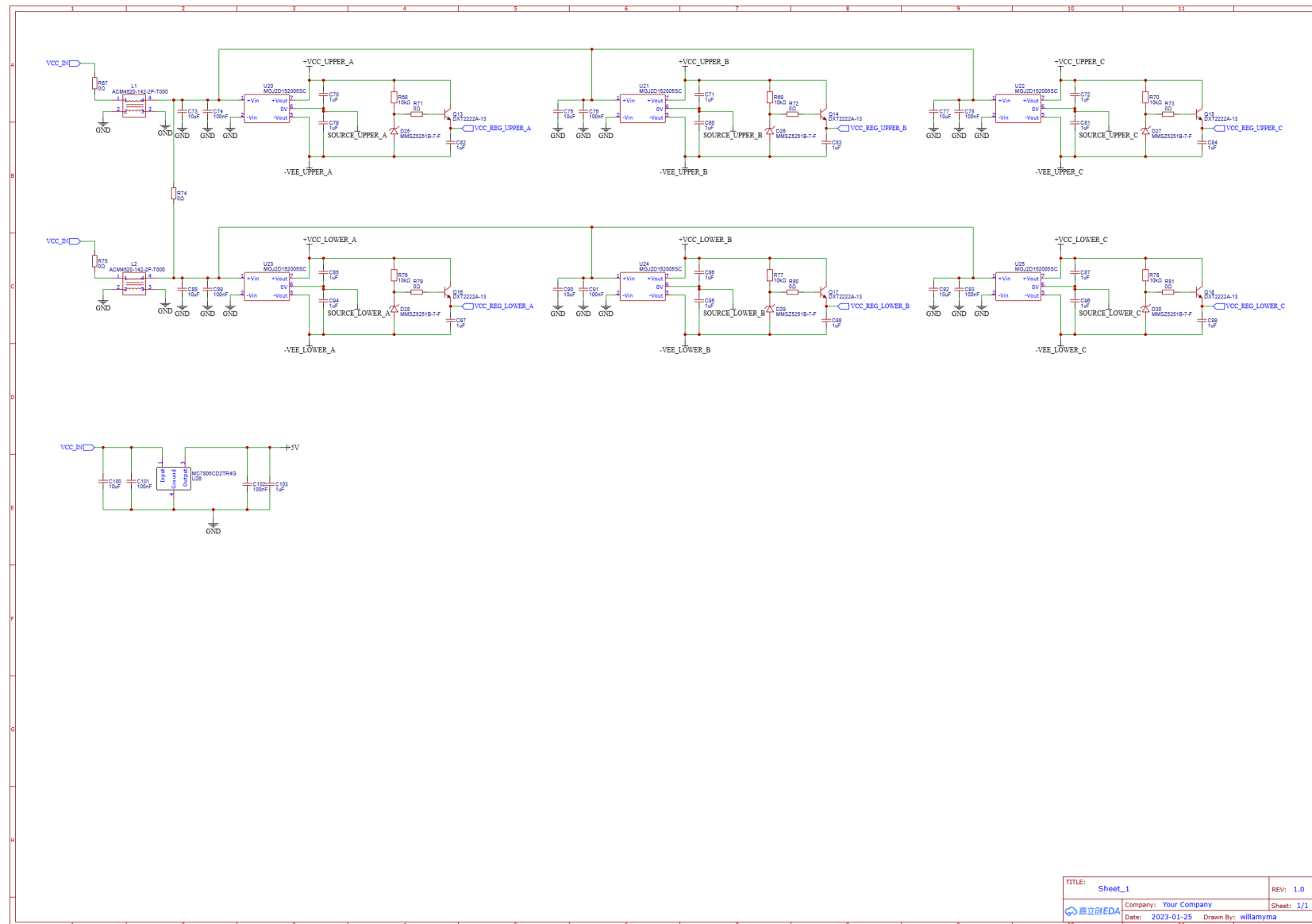
Um dos elementos fundamentais para a implementação do protótipo desenvolvido nesta tese foi o projeto e a fabricação das PCI dos circuitos de acionamento (*drivers*) dos interruptores MOSFETs, as quais foram concebidas em laboratório e enviadas para fabricação em empresa especializada no exterior, em virtude de sua natureza *multilayer*, com múltiplas camadas e trilhas internas, o que inviabiliza sua produção local.

Os custos associados foram absorvidos por recursos próprios, visando maior celeridade na montagem e validação experimental dos conversores propostos. O desenvolvimento desses circuitos contou com a colaboração dos professores Raimundo Nonato Moura de Oliveira e José Willamy Medeiros de Araújo, membros do GPEC, a partir da adaptação de um projeto existente às necessidades desta tese.

Neste apêndice são apresentados os principais diagramas esquemáticos e representações físicas das PCI desenvolvidas, sendo a Figura 188 referente à fonte de alimentação, a Figura 189 ao circuito auxiliar, a Figura 190 ao circuito de acionamento dos MOSFETs, e as Figuras 191 e 192 correspondentes às camadas superior (*Top Layer*) e inferior (*Bottom Layer*) da placa.

Por fim, destaca-se que os componentes eletrônicos utilizados foram adquiridos com recursos institucionais geridos pelo Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, coorientador deste trabalho e responsável pelo GPEC.

Figura 188 – Diagrama esquemático da fonte de alimentação.

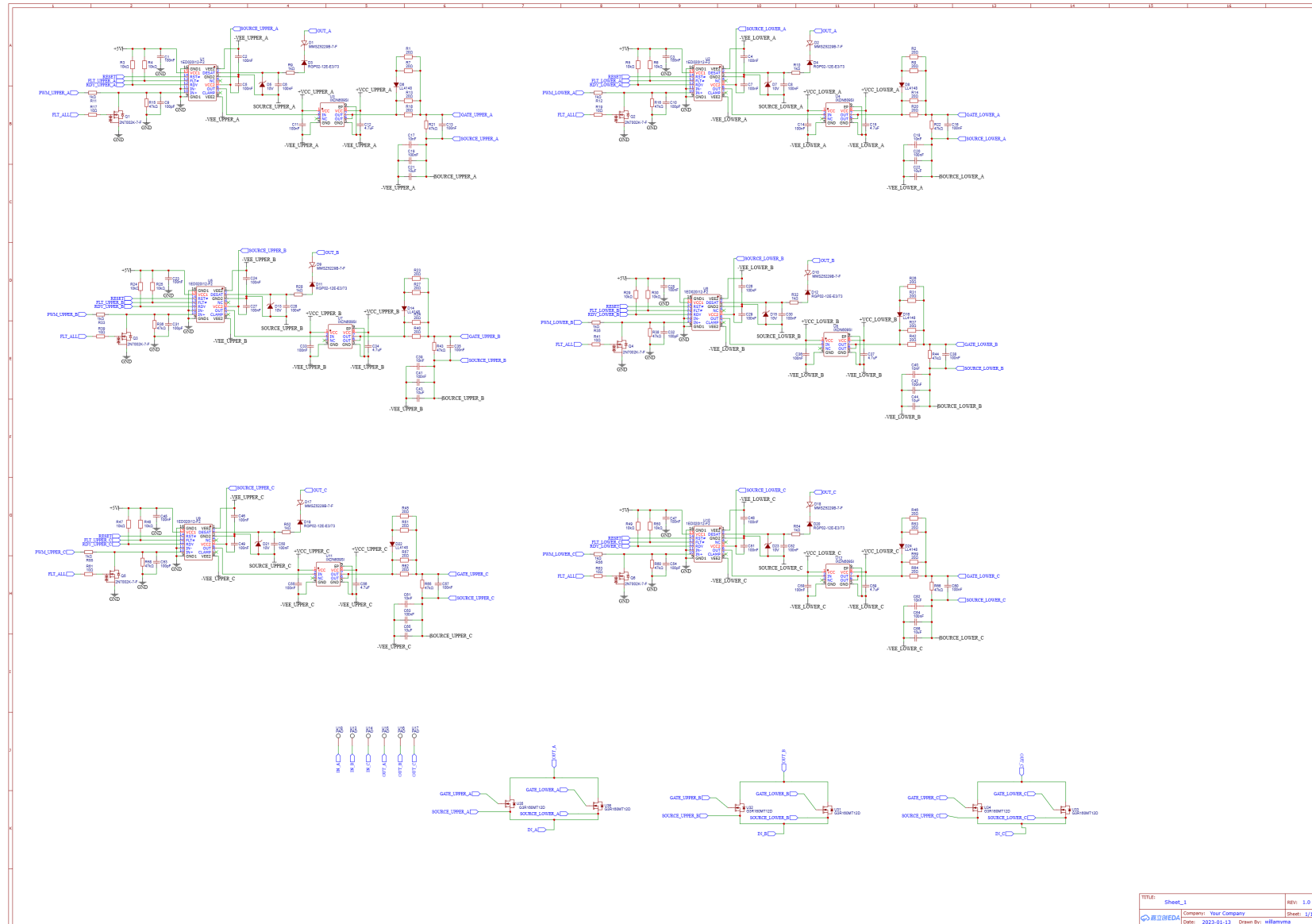


Fonte: Professores: Raimundo Nonato Moura de Oliveira e José Willamy Medeiros de Araújo.

[illegible]

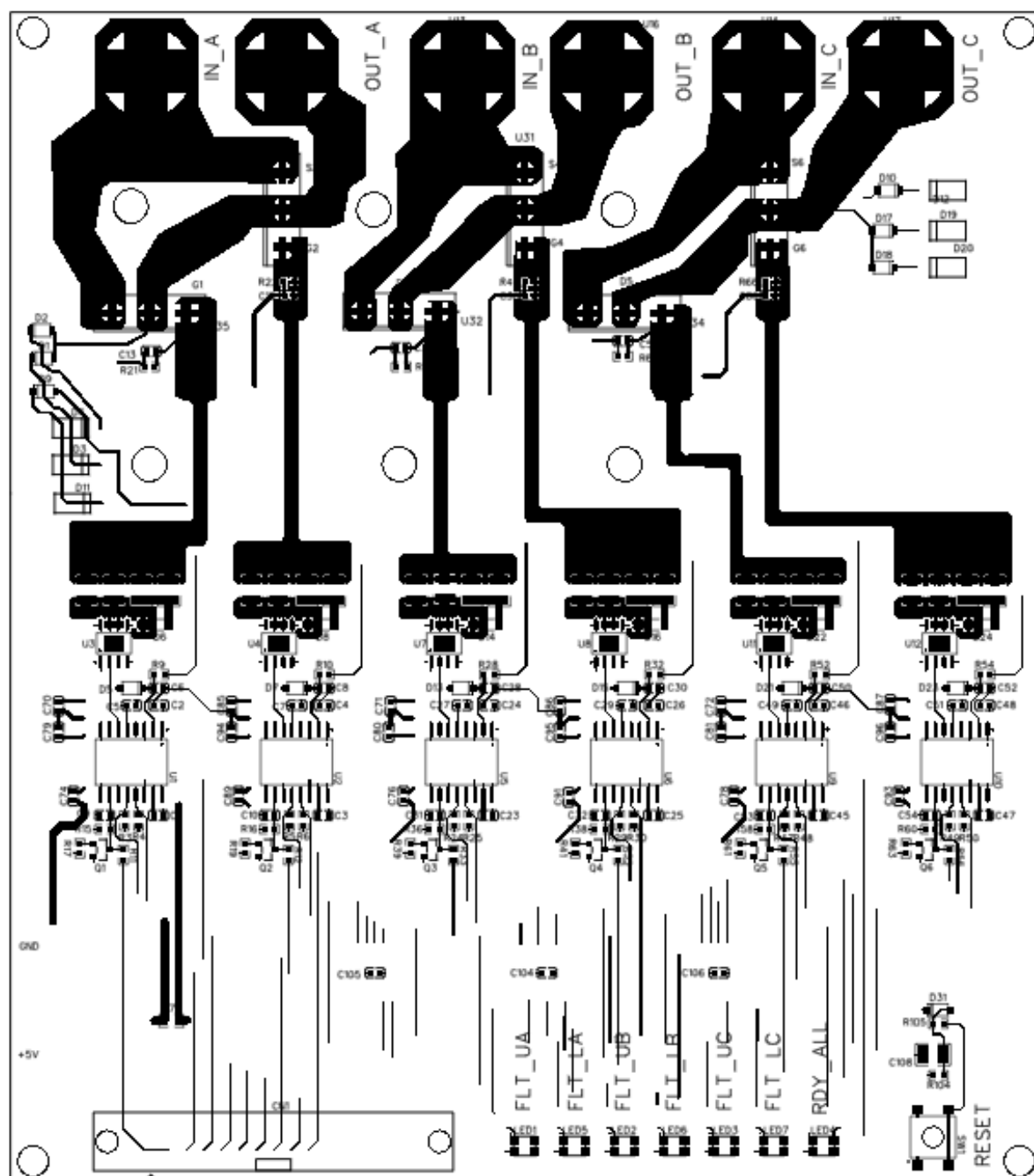
TITLE: Sheet_1		REV: 1.0
	Company: Your Company	Sheet: 1/1
	Date: 2023-01-25	Drawn By: willamyma

Figura 190 – Diagrama esquemático do *drive*.



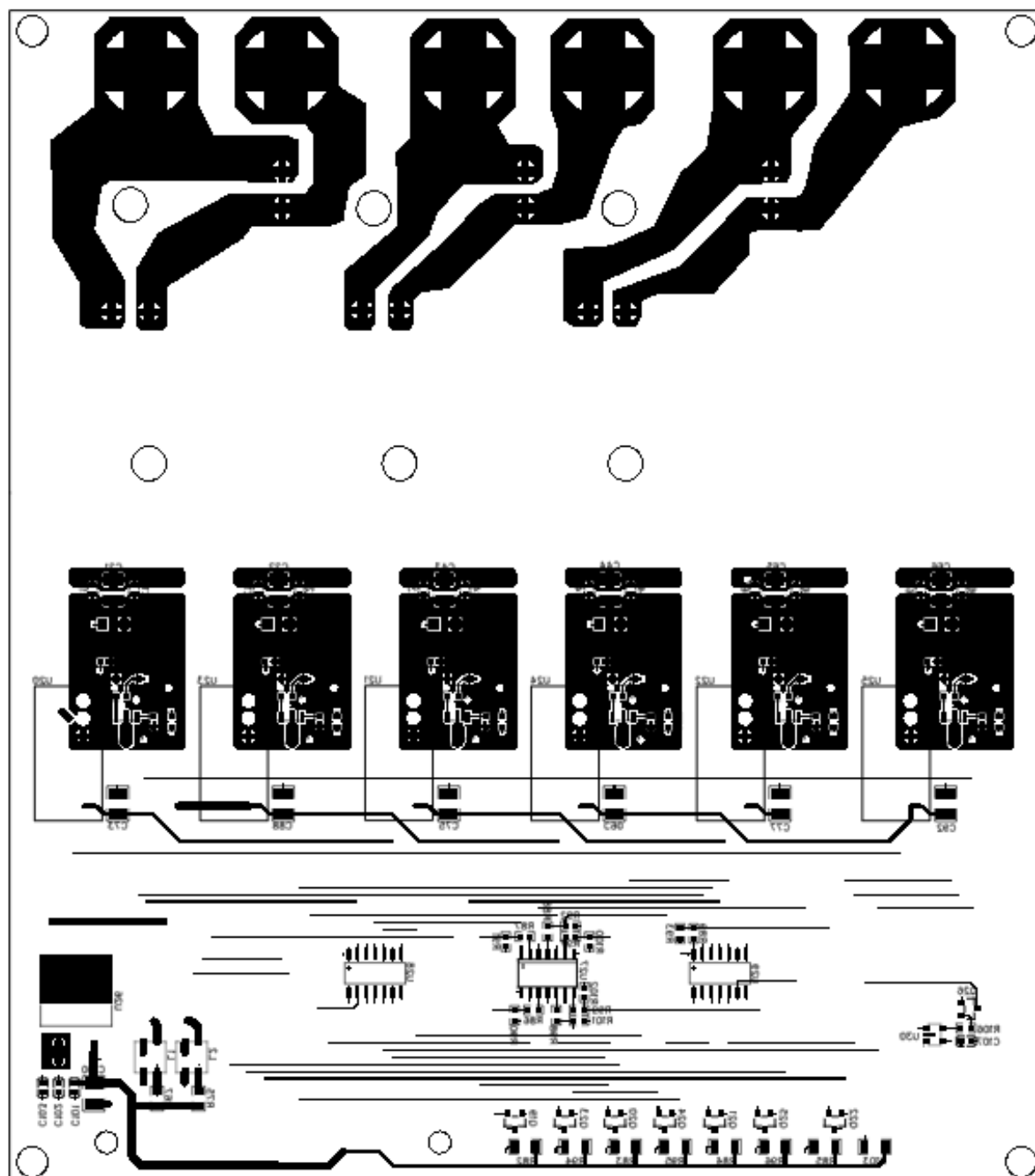
Fonte: Professores: Raimundo Nonato Moura de Oliveira e José Willamy Medeiros de Araújo.

Figura 191 – (PCB) Placa de Circuito Impresso - *Top Layer*.



Fonte: Professores: Raimundo Nonato Moura de Oliveira e José Willamy Medeiros de Araújo.

Figura 192 – (PCB) Placa de Circuito Impresso - *Bottom Layer*.

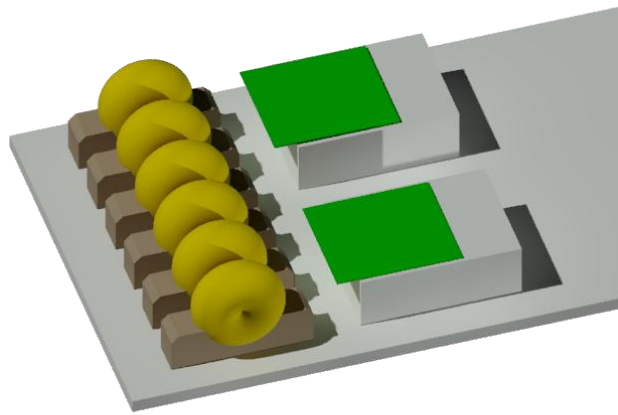


Fonte: Professores: Raimundo Nonato Moura de Oliveira e José Willamy Medeiros de Araújo.

APÊNDICE C – MONTAGEM DO PROTÓTIPO

O protótipo foi desenvolvido e montado no laboratório GPEC do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, sob coordenação do Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes (Coorientador). A montagem contou com a participação deste autor, do Prof. Dr. Menaouar Berrehil El Kattel (Orientador) e de alunos de iniciação científica vinculados ao grupo de pesquisa. Após a seleção dos componentes, foi realizado o projeto físico do protótipo com o auxílio de ferramenta de desenho técnico, sendo sua representação tridimensional apresentada na Figura C.1.

Figura C.1 – Projeto da distribuição dos componentes do protótipo.



Fonte: Elaboração própria.

A base dos indutores foi projetada no AutoCAD® e posteriormente confeccionada em madeira, conforme apresentado na Figura C.2. Sua finalidade é posicionar os indutores na orientação vertical, facilitando a interligação às placas de circuito impresso e garantindo sua fixação mecânica durante a operação do conversor. A escolha do material considerou propriedades de isolamento elétrico e térmico, além de adequada rigidez estrutural, de modo a assegurar estabilidade e segurança ao conjunto.

Figura C.2 – Base de madeira para afixar os indutores no protótipo.



Fonte: Elaboração própria.

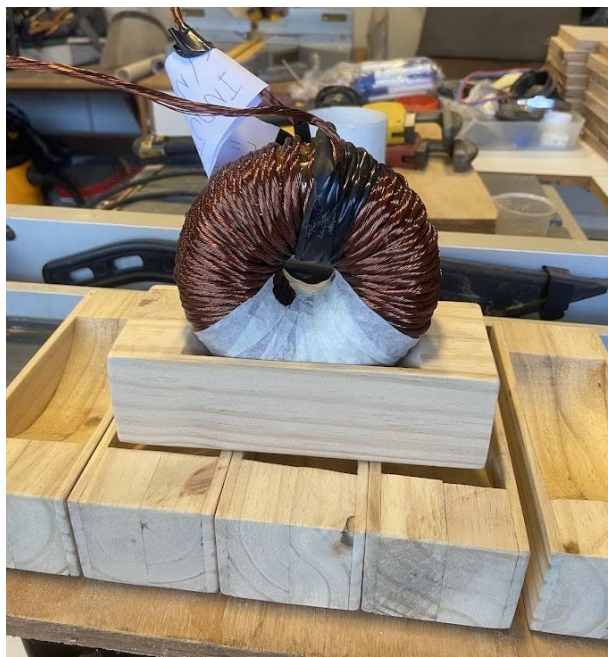
Os indutores foram projetados e construídos no próprio laboratório, seguindo as especificações definidas na etapa de dimensionamento do conversor. A Figura C.3 apresenta os núcleos magnéticos utilizados no protótipo, selecionados de acordo com os requisitos de corrente, frequência de operação e densidade de fluxo magnético. Para a execução dos enrolamentos, foi necessário realizar o trançamento prévio dos condutores, com o objetivo de reduzir o efeito *skin* e proximidade, além de facilitar o processo de montagem. Em seguida, os enrolamentos foram distribuídos de forma uniforme ao longo do núcleo toroidal, garantindo melhor aproveitamento do material magnético e contribuindo para a redução de perdas e para a uniformidade do campo magnético. O resultado final da montagem dos indutores, juntamente com suas respectivas bases de fixação, é apresentado na Figura C.4.

Figura C.3 – Núcleos dos indutores.



Fonte: Elaboração própria.

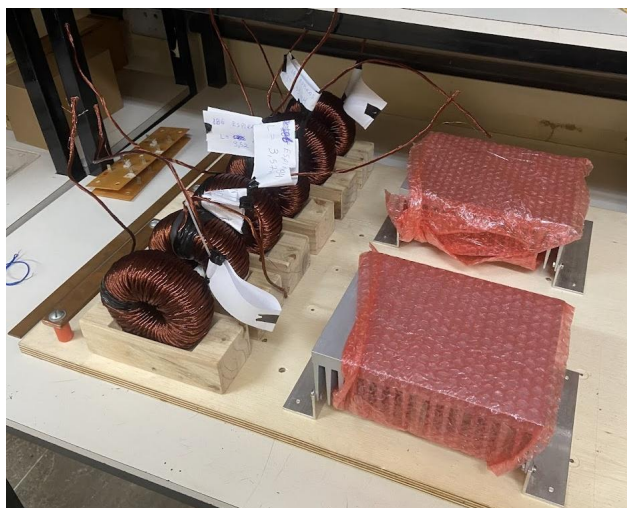
Figura C.4 – Indutor sobre a base de madeira.



Fonte: Elaboração própria.

Após a preparação e organização de todos os componentes, procedeu-se à montagem do protótipo. Essa etapa foi fundamental para o sucesso dos ensaios experimentais, exigindo atenção especial à fixação mecânica dos elementos, à qualidade das conexões elétricas e ao adequado isolamento entre os componentes. Foram adotadas boas práticas de montagem, visando garantir robustez estrutural, segurança elétrica e confiabilidade durante a operação do conversor. A Figura C.5 apresenta o início do processo de montagem do protótipo.

Figura C.5 – Montagem inicial do protótipo.



Fonte: Elaboração própria.

APÊNDICE D – PROJETO DO PRIMEIRO CONVERSOR

O presente apêndice tem por finalidade apresentar o dimensionamento completo dos circuitos de potência do projeto do primeiro conversor. Com base nos equacionamentos e nas estratégias estabelecidas nos capítulos anteriores, realiza-se a especificação e o dimensionamento dos componentes do conversor CC-CC proposto, para uma potência nominal de 5 kW. Ressalta-se que o dimensionamento apresentado é realizado no fluxo de potência de V_1 para V_2 . Entretanto, como o conversor opera de forma bidirecional, processando a mesma potência em ambos os sentidos, o dimensionamento obtido também é válido para o fluxo de potência no sentido de V_2 para V_1 . As principais especificações elétricas consideradas no dimensionamento do conversor são apresentadas na Tabela D.1.

Tabela D.1 – Parâmetros do projeto para o primeiro conversor

Especificação	Valores
Potência da porta V_2	5 kW
Tensão V_2	450 V
Tensão V_1	220 V
Ondulação da corrente L_1 , L_2 e L_3	2,5 A
Ondulação de tensão dos capacitores C_1 , C_2 e C_3	1 V
Ondulação da corrente dos indutores L_4 , L_5 e L_6	2,5 A
Ondulação de tensão do capacitor C_4	1 V
Frequência de comutação	20 kHz

D.1 Cálculos preliminares

O projeto e o dimensionamento do conversor são desenvolvidos com base na hipótese de operação em MCC, iniciando-se pela determinação da razão cíclica.

$$D_1 = \frac{V_2}{2V_1 + 2V_2} \Rightarrow D_1 = \frac{450 \text{ V}}{2 \cdot 220 \text{ V} + 2 \cdot 450 \text{ V}} \Rightarrow D_1 = 0,336$$

Com base nas especificações de projeto apresentadas na Tabela 1, a corrente do eletrolisador e a resistência de carga são determinadas por meio das expressões D.1 e D.2, respectivamente.

$$I_2 = \frac{P_2}{V_2} \Rightarrow I_2 = \frac{5 \text{ kW}}{450 \text{ V}} \Rightarrow I_2 = 11,11 \text{ A} \quad (\text{D.1})$$

$$R_2 = \frac{V_2}{I_2} \Rightarrow R_2 = \frac{450 \text{ V}}{11,11 \text{ A}} \Rightarrow R_2 = 40,5 \Omega \quad (\text{D.2})$$

D.2 Projeto físico dos indutores L_1

Nesta seção, apresenta-se o projeto do indutor L_1 , bem como a especificação do componente. Com base nas equações de dimensionamento, foram determinados os esforços elétricos e magnéticos envolvidos, além do dimensionamento físico do indutor. Esse processo inclui a seleção do núcleo magnético, o dimensionamento dos condutores dos enrolamentos e a estimativa das perdas associadas, contemplando perdas no cobre e no núcleo. Os resultados obtidos permitem verificar a viabilidade do projeto e assegurar que o componente atenda adequadamente às condições de operação estabelecidas.

D.2.1 Valor da indutância L_1 , L_2 e L_3

O valor da indutância L_1 é determinado com base na Equação D.3, considerando-se uma ondulação de corrente de 2,5 A, que correspondente a 22,5% da corrente I_2 .

$$L_1 = L_2 = L_3 = \frac{V_2}{2 \cdot \Delta I_{L1} \cdot f_s} \cdot (1 - 2D_1) \Rightarrow L_1 = \frac{450 \text{ V}}{2 \cdot 2,5 \text{ A} \cdot 20 \text{ kHz}} \cdot (1 - 2 \cdot 0,336) \Rightarrow L_1 = 1,476 \text{ mH} \quad (\text{D.3})$$

Como a ondulação de corrente considerada nos indutores L_4 , L_5 e L_6 é a mesma adotada para L_1 , L_2 e L_3 , os valores das indutâncias L_4 , L_5 e L_6 são iguais aos de L_1 , L_2 e L_3 .

D.2.2 Corrente média, eficaz e máxima dos indutores L_1 , L_2 e L_3

As correntes média, eficaz, máxima e mínima nos indutores L_1 , L_2 e L_3 são calculadas pelas Equações D.4, D.5, D.6 e D.7.

$$I_{L1,\text{med}} = I_2 \cdot \frac{2D_1}{3(1 - 2D_1)} \Rightarrow I_{L1,\text{med}} = 11,11 \text{ A} \cdot \frac{2 \cdot 0,336}{3(1 - 2 \cdot 0,336)} \Rightarrow I_{L1,\text{med}} = 7,59 \text{ A} \quad (\text{D.4})$$

$$I_{L1,\text{ef}} = I_{L1,\text{med}} \Rightarrow I_{L1,\text{ef}} = 7,59 \text{ A} \quad (\text{D.5})$$

$$I_{L1,\max} = I_{L1,\text{med}} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \Rightarrow I_{L1,\max} = 7,59 \text{ A} + \frac{2,5 \text{ A}}{2} \Rightarrow I_{L1,\max} = 8,84 \text{ A} \quad (\text{D.6})$$

$$I_{L1,\min} = I_{L1,\text{med}} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \Rightarrow I_{L1,\min} = 7,59 \text{ A} - \frac{2,5 \text{ A}}{2} \Rightarrow I_{L1,\min} = 6,34 \text{ A} \quad (\text{D.7})$$

D.2.3 Corrente média, eficaz e máxima dos indutores L_4 , L_5 e L_6

As correntes média, eficaz, máxima e mínima nos indutores L_4 , L_5 e L_6 são calculadas pelas Equações D.8, D.9, D.10 e D.11.

$$I_{L4,\text{med}} = \frac{I_2}{3} \Rightarrow I_{L4,\text{med}} = \frac{11,11 \text{ A}}{3} \Rightarrow I_{L4,\text{med}} = 3,7 \text{ A} \quad (\text{D.8})$$

$$I_{L4,\text{ef}} = I_{L4,\text{med}} \Rightarrow I_{L4,\text{ef}} = 3,7 \text{ A} \quad (\text{D.9})$$

$$I_{L4,\max} = I_{L4,\text{med}} + \frac{\Delta I_{L4}}{2} \Rightarrow I_{L4,\max} = 3,7 \text{ A} + \frac{2,5 \text{ A}}{2} \Rightarrow I_{L4,\max} = 4,95 \text{ A} \quad (\text{D.10})$$

$$I_{L4,\min} = I_{L4,\text{med}} - \frac{\Delta I_{L4}}{2} \Rightarrow I_{L4,\min} = 3,7 \text{ A} - \frac{2,5 \text{ A}}{2} \Rightarrow I_{L4,\min} = 2,45 \text{ A} \quad (\text{D.11})$$

D.2.4 Determinação do produto LI^2

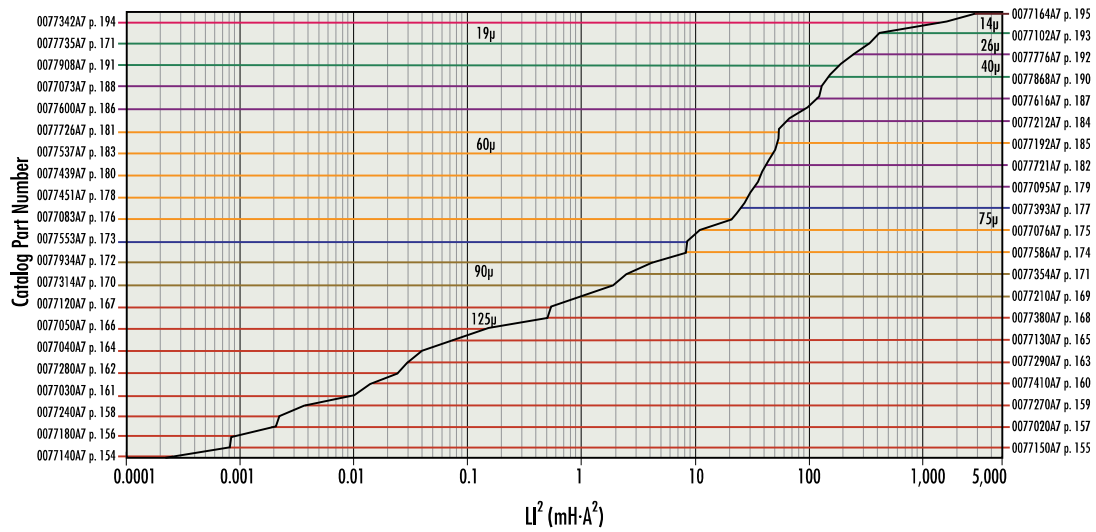
A partir do produto entre a corrente máxima no indutor e a indutância especificada em projeto, conforme descrito na Equação D.12, e com base no ábaco apresentado na Figura D.1, procedeu-se à escolha de dois núcleos Kool Mu 0077102A7, pertencentes à família Sendust, conforme dados fornecidos pelo fabricante Magnetics®.

$$A_{\text{pro_L1}} = L_1 \cdot I_{L1,\max}^2 \Rightarrow A_{\text{pro_L1}} = 1,5 \text{ mH} \cdot (8,838 \text{ A})^2 \Rightarrow A_{\text{pro_L1}} = 117,165 \text{ mH} \cdot \text{A}^2 \quad (\text{D.12})$$

D.2.5 Número de espiras (N_{esp})

Uma vez definido o valor da indutância e selecionado o núcleo apropriado, o número de espiras (N) pode ser determinado por meio da Equação D.13, levando em consideração as especificações e as dimensões do núcleo apresentadas na Figura D.2.

Figura D.1 – Ábaco de seleção de núcleos toroidais Kool Mu® em função do produto LI^2 .



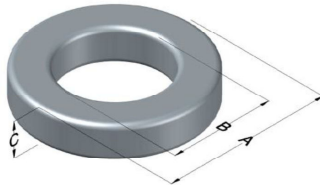
Fonte: (MAGNETICS INC., 2023)

Figura D.2 – Características geométricas do núcleo Kool Mμ 0077102A7 (Sendust).



0077102A7

110 Delta Drive
Pittsburgh, PA 15238
NAFTA Sales: (1)800-245-3984
HK Sales : (852)3102-9337
magnetics@spang.com
www.mag-inc.com



Kool Mμ Permeability (μ)	A_L (nH/T²)	Core Marking			Coating Color
		Lot Number	Part Number	Inductance Grade	
26	48 ± 8%	XXXXXX	77102A7	N/A	Black

Dimensions	Uncoated		Coated Limits		Packaging
	(mm)	(in)	(mm)	(in)	
OD (A)	101.60	4.000	103.00	4.055	Cardboard cut-outs Box Qty= 25 pcs
ID (B)	57.15	2.250	55.75	2.195	
HT (C)	16.51	0.650	17.91	0.705	

Electrical Characteristics			Physical Characteristics						
Watt Loss @ 100 kHz, 100mT Max (mW/cm³)	DC Bias min (oersteds)		Voltage Breakdown wire to wire min (V _{AC})	Break Strength min (kg)	Window Area W _A (mm²)	Cross Section A _e (mm²)	Path Length L _e (mm)	Volume V _e (mm³)	Weight (g)
900	80%	50%	3000	181.0	2,470	358	243	86,900	470
	95.0	205							

Fonte: (MAGNETICS INC., 2021)

$$N_{\text{esp}} = \sqrt{\frac{L_1}{2 \cdot A_{L1}}} \Rightarrow N_{\text{esp}} = \left\lceil \frac{1.5 \text{ mH}}{2 \cdot 48 \cdot 10^{-3} \mu\text{H}} \right\rceil \Rightarrow N_{\text{esp}} = 125 \quad (\text{D.13})$$

O número de espiras obtido para o indutor L_1 é adotado igualmente para os demais indutores do circuito.

D.2.6 Seleção do condutor de cobre dos indutores

A seção do condutor de cobre a ser utilizada no enrolamento dos indutores L_1 , L_2 e L_3 , bem como de L_4 , L_5 e L_6 , é determinada a partir da escolha de uma densidade de corrente máxima admissível e do valor eficaz da corrente que circula nesses indutores. Ressalta-se que os indutores L_1 , L_2 e L_3 apresentam o mesmo valor de corrente eficaz entre si, assim como ocorre para L_4 , L_5 e L_6 . As Equações D.14 e D.15 apresentam o cálculo da seção do condutor de cobre adotado no dimensionamento.

$$S_{\text{cob_L1}} = \frac{I_{L1,\text{ef}}}{J_{\text{max}}} \Rightarrow S_{\text{cob_L1}} = \frac{7,59 \text{ A}}{150 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}} \Rightarrow S_{\text{cob_L1}} = 5,06 \text{ mm}^2 \quad (\text{D.14})$$

$$S_{\text{cob_L4}} = \frac{I_{L4,\text{ef}}}{J_{\text{max}}} \Rightarrow S_{\text{cob_L4}} = \frac{3,7 \text{ A}}{150 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}} \Rightarrow S_{\text{cob_L4}} = 2,467 \text{ mm}^2 \quad (\text{D.15})$$

D.2.7 Profundidade de penetração da corrente (efeito skin)

Avalia-se a profundidade de penetração da corrente no condutor de cobre, considerando que a frequência de ondulação da corrente nos indutores é o dobro da frequência de chaveamento ($2 \times 20 \text{ kHz}$). Dessa forma, torna-se necessário analisar o efeito pelicular, bem como a consequente redução da área efetiva de condução da corrente.

A profundidade de penetração da corrente no condutor do indutor é determinada a partir da Equação D.16, na qual ρ representa a permeabilidade magnética do material e ρ a resistividade elétrica do condutor. A permeabilidade magnética é expressa por $\mu = \mu_r \cdot \mu_0$, sendo $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ (permeabilidade do vácuo) e μ_r igual a 1 para o cobre. A resistividade elétrica do cobre a 20°C é $1,72 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$. No entanto, considerando condições reais de operação, em que a temperatura do indutor pode atingir 50°C , a resistividade do material é ajustada para essa temperatura, conforme descrito na Equação D.17.

$$\delta_{L1} = \sqrt{\frac{\rho_C}{\pi \cdot 4f_s \cdot \mu}} \quad (\text{D.16})$$

$$\rho_{C_{50^\circ\text{C}}} = \rho_{C_{20^\circ\text{C}}} [1 + \alpha \cdot (50^\circ\text{C} - 20^\circ\text{C})]$$

$$\rho_{C_{50^\circ\text{C}}} = 1,72 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m} \cdot [1 + 0,00393 \cdot (50 - 20)]$$

$$\rho_{C_{50^\circ\text{C}}} = 1,923 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m} \quad (\text{D.17})$$

Ao substituir o resultado da Equação D.17 na Equação D.16, obtém-se a Equação D.18, que descreve a profundidade de penetração da corrente no condutor dos indutores. A partir desse valor, define-se a utilização do fio AWG 26 no enrolamento. As características desse condutor estão apresentadas na Tabela D.2, disponibilizada pelo fabricante Cordial GmbH®, contemplando dados como diâmetro, resistência elétrica e área de seção transversal.

$$\delta_{L1} = \sqrt{\frac{2,058 \times 10^{-8} \Omega \cdot m}{\pi \cdot 4 \cdot 20 \text{ kHz} \cdot 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}}} \Rightarrow \delta_{L1} = 0,255 \text{ mm} \quad (\text{D.18})$$

Tabela D.2 – Especificações elétricas e dimensionais do condutor AWG 26 sólido, conforme dados do fabricante.

Composição dos condutores	n x cond.-Ø	Área do condutor (mm ²)	Diâmetro do condutor Ø (mm)	Resistência do condutor (Ohm/km)	Peso do condutor (kg/km)
sólido	sólido	0,128	0,409	143,0	1,14
10/36	10 × 0,127	0,127	0,533	137,0	1,13
19/38	9 × 0,102	9 × 0,102	9 × 0,102	9 × 0,102	9 × 0,102
7/34	7/34	7/34	7/34	7/34	7/34

Fonte:(CORDIAL CABLES GMBH CO. KG, 2026)

D.2.8 Escolha do número de fios em paralelo para os indutores

A seleção do condutor empregado nos indutores foi realizada considerando o efeito pelicular, que influencia a distribuição da corrente em altas frequências. O fio adotado, do tipo AWG 26, possui suas características apresentadas na Tabela D.2. A partir das Equações D.14 e D.15, determinou-se a área efetiva de cobre do condutor. Com base nesses resultados, o número de condutores em paralelo necessário para os indutores foi definido por meio das Equações D.19 e D.20, de modo a assegurar o atendimento adequado aos requisitos elétricos e térmicos do circuito.

$$N_{u_cond_L1} \frac{S_{cob_L1}}{S_{AWG26}} \Rightarrow N_{u_cond_L1} \frac{5,06 \text{ mm}^2}{0,128 \text{ mm}^2} \Rightarrow N_{u_cond_L1} = 40 \quad (\text{D.19})$$

$$N_{u_cond_L4} \frac{S_{cob_L4}}{S_{AWG26}} \Rightarrow N_{u_cond_L4} \frac{2,467 \text{ mm}^2}{0,128 \text{ mm}^2} \Rightarrow N_{u_cond_L4} = 20 \quad (\text{D.20})$$

D.2.9 Área do cobre ocupada pelo enrolamento dos indutores

A área de cobre correspondente ao enrolamento é obtida a partir do número de espiras, do número de condutores em paralelo e da seção do fio AWG 26 utilizado, conforme descrito nas Equações D.21 e D.22.

$$A_{ocup_L1} = N_{esp} \cdot N_{u_cond_L1} \cdot S_{AWG26} \Rightarrow A_{ocup_L1} = 125 \cdot 40 \cdot 0,128 \text{ mm}^2 \Rightarrow A_{ocup_L1} = 6,4 \text{ cm}^2 \quad (\text{D.21})$$

$$A_{ocup_L4} = N_{esp} \cdot N_{u_cond_L4} \cdot S_{AWG26} \Rightarrow A_{ocup_L4} = 125 \cdot 20 \cdot 0,128 \text{ mm}^2 \Rightarrow A_{ocup_L4} = 3,2 \text{ cm}^2 \quad (\text{D.22})$$

D.2.10 Fator de ocupação pelo enrolamento do indutor

Para a determinação do fator de ocupação do enrolamento, calcula-se inicialmente a área disponível para o cobre no interior do núcleo, conforme apresentado na Equação D.23, em que B representa o diâmetro interno do núcleo. Com base nesse valor, o fator de ocupação é obtido por meio da razão entre a área total de cobre do enrolamento e a área disponível no núcleo, conforme estabelecido nas Equações D.24 e D.25.

$$A_{nucleo} = \pi \left(\frac{B}{2} \right)^2 \Rightarrow A_{nucleo} = \pi \left(\frac{57,15 \text{ mm}}{2} \right)^2 \Rightarrow A_{nucleo} = 25,65 \text{ cm}^2 \quad (\text{D.23})$$

$$F_{ocup_L1} = \frac{A_{ocup_L1}}{A_{nucleo}} \Rightarrow F_{ocup_L1} = \frac{6,4 \text{ cm}^2}{25,65 \text{ cm}^2} \Rightarrow F_{ocup_L1} = 24,95\% \quad (\text{D.24})$$

$$F_{ocup_L4} = \frac{A_{ocup_L4}}{A_{nucleo}} \Rightarrow F_{ocup_L4} = \frac{3,2 \text{ cm}^2}{25,65 \text{ cm}^2} \Rightarrow F_{ocup_L4} = 12,47\% \quad (\text{D.25})$$

D.2.11 O comprimento médio de uma espira

Considerando o núcleo toroidal adotado, o comprimento médio de uma espira (*Mean Turn Length* - MTL) é determinado a partir da relação apresentada na Equação D.26, sendo esse parâmetro essencial para o cálculo do comprimento total do enrolamento do indutor. Nessa formulação, o termo d_{total} representa o diâmetro equivalente do conjunto de condutores em paralelo, cujo valor é obtido com base na área total (A_{total}) ocupada pelos condutores AWG 26 utilizados no enrolamento, conforme indicado na Equação D.27.

A área total é determinada pelo produto entre o número de condutores em paralelo e a área da seção transversal de um único condutor AWG 26, considerando os parâmetros construtivos apresentados na Tabela D2, conforme mostrado nas Equações D.28 e D.29. A Equação D.28 aplica-se aos indutores L_1 , L_2 e L_3 , enquanto a Equação D.29 é utilizada para L_4 , L_5 e L_6 .

$$MTL_L = 2 \cdot (A - B) + 4 \cdot C + 4 \cdot d_{total} \quad (D.26)$$

$$d_{total} = \sqrt{\frac{4 \cdot A_{total}}{\pi}} \quad (D.27)$$

$$A_{total_L1} = N_{u_cond_L1} \cdot S_{AWG26} \quad (D.28)$$

$$A_{total_L4} = N_{u_cond_L4} \cdot S_{AWG26} \quad (D.29)$$

Ao substituir as Equações D.28 e D.27 na Equação D.26, obtém-se a Equação D.30, que permite determinar o comprimento médio de uma espira para os indutores L_1 , L_2 e L_3 .

$$MTL_{L1} = 2 \cdot (A - B) + 4 \cdot C + 4 \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot (N_{u_cond_L1} \cdot S_{AWG26})}{\pi}}$$

$$MTL_{L1} = 2 \cdot (101,6 \text{ mm} - 57,15 \text{ mm}) + 4 \cdot 16,51 \text{ mm} + 4 \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot 40 \cdot 0,128 \text{ mm}^2}{\pi}}$$

$$MTL_{L1} = 16,52 \text{ cm} \quad (D.30)$$

Substituindo as equações (D.29) e (D.27) na equação (D.26), obtém-se a equação (D.31), a qual permite determinar o comprimento médio de uma espira para os indutores L_4 , L_5 e L_6 .

$$MTL_{L4} = 2 \cdot (A - B) + 4 \cdot C + 4 \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot (N_{u_cond_L4} \cdot S_{AWG26})}{\pi}}$$

$$MTL_{L4} = 2 \cdot (101,6 \text{ mm} - 57,15 \text{ mm}) + 4 \cdot 16,51 \text{ mm} + 4 \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot 20 \cdot 0,128 \text{ mm}^2}{\pi}}$$

$$MTL_{L4} = 16,22 \text{ cm} \quad (D.31)$$

D.2.12 Cálculo do comprimento do chicote e do enrolamento total

O comprimento do chicote, bem como o comprimento total do conjunto de fios AWG 26 que compõem o enrolamento dos indutores L_1 , L_2 e L_3 , são determinados pelas equações (D.32) e (D.33), respectivamente.

$$l_{chicote_L_1} = MTL_{L_1} \cdot N_{esp} \Rightarrow l_{chicote_L_1} = 16,52 \text{ cm} \cdot 125 \Rightarrow l_{chicote_L_1} = 20,65 \text{ m} \quad (\text{D.32})$$

$$l_{total_L_1} = MTL_{L_1} \cdot N_{esp} \cdot Nu_{cond_L_1} \Rightarrow l_{total_L_1} = 16,52 \text{ cm} \cdot 125 \cdot 40 \Rightarrow l_{total_L_1} = 826 \text{ m} \quad (\text{D.33})$$

O comprimento do chicote, assim como o comprimento total do conjunto de fios AWG 26 que constituem o enrolamento dos indutores L_4 , L_5 e L_6 , são calculados por meio das equações (D.34) e (D.35), respectivamente.

$$l_{chicote_L_4} = MTL_{L_4} \cdot N_{esp} \Rightarrow l_{chicote_L_4} = 16,216 \text{ cm} \cdot 125 \Rightarrow l_{chicote_L_4} = 20,27 \text{ m} \quad (\text{D.34})$$

$$l_{total_L_4} = MTL_{L_4} \cdot N_{esp} \cdot Nu_{cond_L_4} \Rightarrow l_{total_L_4} = 16,216 \text{ cm} \cdot 125 \cdot 20 \Rightarrow l_{total_L_4} = 405,4 \text{ m} \quad (\text{D.35})$$

D.2.13 Cálculo das perdas nos indutores

As perdas nos indutores L_1 , L_2 e L_3 , bem como em L_4 , L_5 e L_6 , são divididas em duas componentes principais: perdas no núcleo magnético e perdas nos enrolamentos de cobre. Inicialmente, avaliam-se as perdas associadas ao cobre, sendo a resistência elétrica dos enrolamentos dos grupos (L_1, L_2, L_3) e (L_4, L_5, L_6) determinada por meio das equações (D.36) e (D.37), respectivamente.

$$r_{L_1} = \rho_{C,50^\circ C} \cdot \frac{l_{chicote_L_1}}{Nu_{cond_L_1} \cdot SAWG_{26}} \Rightarrow r_{L_1} = 1,923 \times 10^{-8} \Omega \cdot m \cdot \frac{20,65 \text{ m}}{40 \cdot 0,128 \text{ mm}^2} \Rightarrow r_{L_1} = 0,078 \Omega \quad (\text{D.36})$$

$$r_{L_4} = \rho_{C,50^\circ C} \cdot \frac{l_{chicote_L_4}}{Nu_{cond_L_4} \cdot SAWG_{26}} \Rightarrow r_{L_4} = 1,923 \times 10^{-8} \Omega \cdot m \cdot \frac{20,27 \text{ m}}{20 \cdot 0,128 \text{ mm}^2} \Rightarrow r_{L_4} = 0,152 \Omega \quad (\text{D.37})$$

As perdas no cobre são então determinadas pelo produto entre a resistência elétrica do enrolamento e o quadrado da corrente eficaz que percorre os indutores, conforme estabelecido

nas equações (D.38) e (D.39).

$$P_{cobre_L1} = r_{L1} \cdot I_{L1,ef}^2 \Rightarrow P_{cobre_L1} = 0,078 \Omega \cdot (7,59 A)^2 \Rightarrow P_{cobre_L1} = 4,49 W \quad (D.38)$$

$$P_{cobre_L4} = r_{L4} \cdot I_{L4,ef}^2 \Rightarrow P_{cobre_L4} = 0,152 \Omega \cdot (3,7 A)^2 \Rightarrow P_{cobre_L4} = 2,08 W \quad (D.39)$$

As perdas no núcleo magnético, também denominadas perdas no ferro, estão associadas às variações do fluxo magnético no interior do material. A densidade de perdas no núcleo (P_{ve}) é função da componente alternada do fluxo magnético e da frequência de operação, podendo ser estimada de forma aproximada por meio da equação (D.40). Essa relação é fornecida pelo fabricante do núcleo, no qual são apresentados os parâmetros empíricos definidos como:

$$k = 52,36 \quad \alpha = 1,988 \quad \beta = 1,541$$

$$P_{ve_L} = k \cdot B_{pk}^\alpha \cdot f^\beta \quad [\text{mW/cm}^3] \quad (D.40)$$

onde B_{pk} é expresso em tesla (T) e f em kHz.

Inicialmente, os valores máximo e mínimo da intensidade de campo magnético H para os indutores L_1 , L_2 e L_3 são determinados por meio das equações (D.41) e (D.42), enquanto para L_4 , L_5 e L_6 são obtidos a partir das equações (D.43) e (D.44). Esses valores dependem do número de espiras do enrolamento, da corrente que o percorre e do comprimento magnético médio do núcleo.

$$H_{CA,max_L1} = 4\pi \cdot \frac{N_{esp}}{l_e} \left(I_{L1,med} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right) \Rightarrow H_{CA,max_L1} = 4\pi \cdot \frac{125}{243 \text{ mm}} \left(7,59 A + \frac{2,5 A}{2} \right)$$

$$H_{CA,max_L1} = 57,143 \frac{A}{\text{mm}} \quad (D.41)$$

$$H_{CA,min_L1} = 4\pi \cdot \frac{N_{esp}}{l_e} \left(I_{L1,med} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right) \Rightarrow H_{CA,min_L1} = 4\pi \cdot \frac{125}{243 \text{ mm}} \left(7,59 A - \frac{2,5 A}{2} \right)$$

$$H_{CA,min_L1} = 40,983 \frac{A}{\text{mm}} \quad (D.42)$$

$$H_{CA,max_L4} = 4\pi \cdot \frac{N_{esp}}{l_e} \left(I_{L4,med} + \frac{\Delta I_{L4}}{2} \right) \Rightarrow H_{CA,max_L4} = 4\pi \cdot \frac{125}{243 \text{ mm}} \left(3,7 A + \frac{2,5 A}{2} \right)$$

$$H_{CA,max_L4} = 32 \frac{A}{\text{mm}} \quad (D.43)$$

$$H_{CA,min_L_4} = 4\pi \cdot \frac{N_{esp}}{l_e} \left(I_{L_4,med} - \frac{\Delta I_{L_4}}{2} \right) \Rightarrow H_{CA,min_L_4} = 4\pi \cdot \frac{125}{243 \text{ mm}} \left(3,7 \text{ A} - \frac{2,5 \text{ A}}{2} \right)$$

$$H_{CA,min_L_4} = 15,84 \frac{\text{A}}{\text{mm}} \quad (\text{D.44})$$

Os valores máximo e mínimo da densidade de fluxo magnético B para os indutores L_1 , L_2 e L_3 são, então, determinados por meio das equações (D.45) e (D.46), conforme fornecido pelo catálogo do fabricante. Nessa formulação, os parâmetros a , b , c , d , e e x assumem os valores especificados a seguir:

$$a = 3,763 \times 10^{-2} \quad b = 1,712 \times 10^{-2} \quad c = 5,155 \times 10^{-4}$$

$$d = 9,19 \times 10^{-2} \quad e = 4,909 \times 10^{-4} \quad x = 1,812$$

$$B_{max_L_1} = \left(\frac{a + b \cdot H_{CA,max_L_1} + c \cdot H_{CA,max_L_1}^2}{1 + d \cdot H_{CA,max_L_1} + e \cdot H_{CA,max_L_1}^2} \right)^x \quad (\text{D.45})$$

$$B_{max_L_1} = \left(\frac{3,763 \times 10^{-2} + 1,712 \times 10^{-2} \cdot 57,143 + 5,155 \times 10^{-4} \cdot 57,143^2}{1 + 9,19 \times 10^{-2} \cdot 57,143 + 4,909 \times 10^{-4} \cdot 57,143^2} \right)^{1,812} \cdot T$$

$$B_{max_L_1} = 0,144 \text{ T}$$

$$B_{min_L_1} = \left(\frac{a + b \cdot H_{CA,min_L_1} + c \cdot H_{CA,min_L_1}^2}{1 + d \cdot H_{CA,min_L_1} + e \cdot H_{CA,min_L_1}^2} \right)^x \quad (\text{D.46})$$

$$B_{min_L_1} = \left(\frac{3,763 \times 10^{-2} + 1,712 \times 10^{-2} \cdot 40,983 + 5,155 \times 10^{-4} \cdot 40,983^2}{1 + 9,19 \times 10^{-2} \cdot 40,983 + 4,909 \times 10^{-4} \cdot 40,983^2} \right)^{1,812} \cdot T$$

$$B_{min_L_1} = 0,104 \text{ T}$$

Para os indutores L_4 , L_5 e L_6 , os valores máximo e mínimo da densidade de fluxo magnético B são determinados por meio das equações (D.47) e (D.48), conforme especificado no catálogo do fabricante, considerando os mesmos parâmetros empíricos previamente definidos.

$$B_{max_L_4} = \left(\frac{a + b \cdot H_{CA,max_L_4} + c \cdot H_{CA,max_L_4}^2}{1 + d \cdot H_{CA,max_L_4} + e \cdot H_{CA,max_L_4}^2} \right)^x \quad (\text{D.47})$$

$$B_{max_L_4} = \left(\frac{3,763 \times 10^{-2} + 1,712 \times 10^{-2} \cdot 32 + 5,155 \times 10^{-4} \cdot 32^2}{1 + 9,19 \times 10^{-2} \cdot 32 + 4,909 \times 10^{-4} \cdot 32^2} \right)^{1,812} \cdot T$$

$$B_{max_L_4} = 0,081 \text{ T}$$

$$B_{min_L4} = \left(\frac{a + b \cdot H_{CA,min_L4} + c \cdot H_{CA,min_L4}^2}{1 + d \cdot H_{CA,min_L4} + e \cdot H_{CA,min_L4}^2} \right)^x \quad (D.48)$$

$$B_{min_L4} = \left(\frac{3,763 \times 10^{-2} + 1,712 \times 10^{-2} \cdot 15,84 + 5,155 \times 10^{-4} \cdot 15,84^2}{1 + 9,19 \times 10^{-2} \cdot 15,84 + 4,909 \times 10^{-4} \cdot 15,84^2} \right)^{1,812} \cdot T$$

$$B_{min_L4} = 0,04 T$$

O valor de B_{pk} , que representa a densidade de fluxo magnético de pico, é determinado pelas equações (D.49) e (D.50). A equação (D.49) é aplicada aos indutores L_1 , L_2 e L_3 , enquanto a equação (D.50) é utilizada para L_4 , L_5 e L_6 .

$$B_{pk_L1} = \frac{B_{max_L1} - B_{min_L1}}{2} \Rightarrow B_{pk_L1} = \frac{0,144 T - 0,104 T}{2} \Rightarrow B_{pk_L1} = 0,02 T \quad (D.49)$$

$$B_{pk_L4} = \frac{B_{max_L4} - B_{min_L4}}{2} \Rightarrow B_{pk_L4} = \frac{0,081 T - 0,04 T}{2} \Rightarrow B_{pk_L4} = 0,021 T \quad (D.50)$$

Para determinar a densidade de perdas no núcleo, substitui-se o resultado da equação (D.49) na equação (D.40), obtendo-se assim a equação (D.51) para L_1 , L_2 e L_3 . De forma análoga, para L_4 , L_5 e L_6 , substitui-se a equação (D.50) na equação (D.40), resultando na equação (D.52).

$$P_{ve_L1} = 52,36 \cdot (0,02)^{1,988} \cdot (2,20)^{1,541} \frac{mW}{cm^3} \Rightarrow P_{ve_L1} = 6,46 \frac{mW}{cm^3} \quad (D.51)$$

$$P_{ve_L4} = 52,36 \cdot (0,021)^{1,988} \cdot (2,20)^{1,541} \frac{mW}{cm^3} \Rightarrow P_{ve_L4} = 7,12 \frac{mW}{cm^3} \quad (D.52)$$

Por fim, a perda no núcleo magnético dos indutores L_1 , L_2 e L_3 é calculada pela equação (D.53), enquanto, para L_4 , L_5 e L_6 , utiliza-se a equação (D.54).

$$P_{nucleo_L1} = 2 \cdot A_e \cdot l_e \cdot P_{ve_L1} \Rightarrow P_{nucleo_L1} = 2 \cdot 358 mm^2 \cdot 243 mm \cdot 6,46 \frac{mW}{cm^3} \Rightarrow P_{nucleo_L1} = 1,12 W \quad (D.53)$$

$$P_{nucleo_L4} = 2 \cdot A_e \cdot l_e \cdot P_{ve_L4} \Rightarrow P_{nucleo_L4} = 2 \cdot 358 mm^2 \cdot 243 mm \cdot 7,12 \frac{mW}{cm^3} \Rightarrow P_{nucleo_L4} = 1,24 W \quad (D.54)$$

A perda total associada a todos os indutores resulta da soma das perdas no enrolamento de cobre com as perdas no núcleo magnético, conforme descrito na equação (D.55).

$$P_{L,total} = 3 \cdot (P_{cobre_L1} + P_{nucleo_L1}) + 3 \cdot (P_{cobre_L4} + P_{nucleo_L4}) \quad (D.55)$$

$$P_{L,total} = 3 \cdot (4,493 W + 1,12 W) + 3 \cdot (2,081 W + 1,24 W) \Rightarrow P_{L,total} = 26,8 W$$

D.3 Especificações dos interruptores

Nesta seção, determinam-se os valores das correntes e da tensão de bloqueio necessários para a adequada seleção dos interruptores, além da estimativa e/ou do cálculo das perdas associadas aos mesmos.

D.3.1 Corrente e tensão nos interruptores “S”

Com base nas equações apresentadas no Capítulo 5 e nas especificações do conversor, realiza-se a seleção dos interruptores a partir da determinação das correntes média, eficaz e de pico, calculadas pelas equações (D.56), (D.57) e (D.58), bem como da tensão máxima de bloqueio aplicada aos seus terminais, definida pela equação (D.59).

$$I_{S,med} = I_2 \cdot \frac{D_1}{3 \cdot (1 - 2D_1)} \Rightarrow I_{S,med} = 11,11 A \cdot \frac{0,336}{3 \cdot (1 - 2 \cdot 0,336)} \Rightarrow I_{S,med} = 3,79 A \quad (D.56)$$

$$I_{S,ef} = I_2 \cdot \frac{\sqrt{D_1}}{3 \cdot (1 - 2D_1)} \Rightarrow I_{S,ef} = 11,11 A \cdot \frac{\sqrt{0,336}}{3 \cdot (1 - 2 \cdot 0,336)} \Rightarrow I_{S,ef} = 6,54 A \quad (D.57)$$

$$I_{S,max} = \frac{I_2}{3 \cdot (1 - 2D)} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \Rightarrow I_{S,max} = \frac{11,11 A}{3 \cdot (1 - 2 \cdot 0,336)} + \frac{2,5 A}{2} \Rightarrow I_{S,max} = 12,54 A \quad (D.58)$$

$$V_{S,max} = \frac{V_2}{2 \cdot D} \Rightarrow V_{S,max} = \frac{450 V}{2 \cdot 0,336} \Rightarrow V_{S,max} = 669,64 V \quad (D.59)$$

Para a implementação do interruptor, foi selecionado o MOSFET G3R75MT12D de carbeto de silício (SiC), fabricado pela GeneSiC, o qual também será empregado na realização dos interruptores identificados como “Q” no circuito proposto.

D.3.2 As perdas nos interruptores “S”

As perdas associadas aos interruptores de potência são compostas principalmente pelas perdas de condução e de comutação. A equação (D.60) é utilizada para determinar as perdas de condução nos interruptores “S”.

$$P_{S,cond} = R_{DS} \cdot (I_{S,ef})^2 \Rightarrow P_{S,cond} = 60 \times 10^{-3} \Omega \cdot (6,54 A)^2 \Rightarrow P_{S,cond} = 2,57 W \quad (D.60)$$

As perdas por comutação ocorrem durante os instantes de entrada em condução e bloqueio dos MOSFETs. Com base nos dados fornecidos pelo fabricante GeneSiC Semiconductor®, as perdas de comutação dos interruptores “S” são calculadas por meio da equação (D.61).

$$P_{S,com} = f_s \cdot (E_{on} + E_{off}) \Rightarrow P_{S,com} = 20 kHz \cdot (25 \times 10^{-6} J + 80 \times 10^{-6} J) \Rightarrow P_{S,com} = 2,1 W \quad (D.61)$$

Dessa forma, a perda total nos interruptores pode ser estimada pela soma das perdas de condução com as perdas de comutação, conforme indicado na equação (D.62).

$$P_{S,total} = 6 \cdot (P_{S,cond} + P_{S,com}) \Rightarrow P_{S,total} = 6 \cdot (2,57 W + 2,1 W) \Rightarrow P_{S,total} = 28,02 W \quad (D.62)$$

D.3.3 Corrente e tensão nos diodos dos interruptores “Q”

O cálculo das correntes média, eficaz e de pico é realizado conforme as equações (D.63), (D.64) e (D.65), assim como o da tensão máxima de bloqueio nos terminais, conforme a equação (D.66).

$$I_{DQ,med} = \frac{I_2}{6} \Rightarrow I_{DQ,med} = \frac{11,11 A}{6} \Rightarrow I_{DQ,med} = 1,85 A \quad (D.63)$$

$$I_{DQ,ef} = \frac{I_2}{6\sqrt{1-2D_1}} \Rightarrow I_{DQ,ef} = \frac{11,11 A}{6\sqrt{1-2 \cdot 0,336}} \Rightarrow I_{DQ,ef} = 3,23 A \quad (D.64)$$

$$I_{DQ,max} = \frac{I_2}{6(1-2D_1)} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \Rightarrow I_{DQ,max} = \frac{11,11 A}{6(1-2 \cdot 0,336)} + \frac{2,5 A}{2} \Rightarrow I_{DQ,max} = 6,9 A \quad (D.65)$$

$$V_{DQ,max} = \frac{V_2}{2D_1} \Rightarrow V_{DQ,max} = \frac{450 V}{2 \cdot 0,336} \Rightarrow V_{DQ,max} = 669,64 V \quad (D.66)$$

D.3.4 As perdas nos diodos dos interruptores “Q”

As perdas por condução e por comutação associadas aos diodos internos dos interruptores “Q” são calculadas, respectivamente, por meio das equações (D.67) e (D.68).

$$P_{DQ,cond} = V_{SD} \cdot I_{DQ,med} \Rightarrow P_{DQ,cond} = 1,2V \cdot 1,85A \Rightarrow P_{DQ,cond} = 2,22W \quad (D.67)$$

$$P_{DQ,com} = 2 \left(\frac{1}{2} V_{DQ,max} I_{DQ,med} f_s t_{rr} + Q_{rr} V_{DQ,max} f_s \right) \quad (D.68)$$

$$P_{DQ,com} = 2 \left(\frac{1}{2} \cdot 669,64V \cdot 1,85A \cdot 20kHz \cdot 15ns + 64nC \cdot 669,64V \cdot 20kHz \right)$$

$$P_{DQ,com} = 2,09W$$

Assim, a perda total nos interruptores é estimada a partir da soma das perdas de condução e de comutação, conforme expresso na equação (D.69).

$$P_{DQ,total} = 6 \cdot (P_{DQ,cond} + P_{DQ,com}) \Rightarrow P_{DQ,total} = 6 \cdot (2,22W + 2,09W) \Rightarrow P_{DQ,total} = 25,86W \quad (D.69)$$

D.4 Dimensionamento dos capacitores C_1 , C_2 e C_3 e C_4

Nesta seção, são definidos os valores de corrente eficaz, tensão máxima e capacitância requeridos para a adequada seleção dos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 , bem como a determinação das perdas associadas a esses componentes.

D.4.1 Corrente eficaz e tensão máxima nos capacitores C_1 , C_2 e C_3

O dimensionamento dos capacitores C_1 , C_2 e C_3 é efetuado com base nos esforços de tensão e corrente, bem como no valor de capacitância, conforme estabelecido pelas equações (D.70), (D.71) e (D.72). Em aplicações práticas, em função da disponibilidade comercial, é comum selecionar componentes com capacitância superior àquela obtida teoricamente. Dessa forma, para esta aplicação, foi adotado o capacitor modelo MKP1848C71050JY, do tipo polipropileno metalizado (Metallized Polypropylene), com especificação de $100\mu F/500V$, fabricado pela Vishay Roederstein.

$$V_{C_1} = V_2 \cdot \frac{1 - 2D_1}{2D_1} \Rightarrow V_{C_1} = 450V \cdot \frac{1 - 2 \cdot 0,336}{2 \cdot 0,336} \Rightarrow V_{C_1} = 219,64V \quad (D.70)$$

$$I_{C_1,ef} = \frac{I_2}{3} \sqrt{\frac{2D_1}{1 - 2D_1}} \Rightarrow I_{C_1,ef} = \frac{11,11A}{3} \sqrt{\frac{2 \cdot 0,336}{1 - 2 \cdot 0,336}} \Rightarrow I_{C_1,ef} = 5,3A \quad (D.71)$$

$$C_1 = I_2 \cdot \frac{D_1}{3f_s \cdot \Delta V_{C_1}} \Rightarrow C_1 = 11,11 A \cdot \frac{0,336}{3 \cdot 20kHz \cdot 1V} \Rightarrow C_1 = 62,22 \mu F \quad (D.72)$$

D.4.2 As perdas nos capacitores C_1 , C_2 e C_3

As perdas nos capacitores estão associadas à sua resistência série equivalente (ESR) e são determinadas conforme a equação (D.73), considerando-se a resistência informada pelo fabricante, cujo valor é de $19 m\Omega$.

$$P_{C_1} = 3 \cdot R_{seC_1} \cdot I_{C_1,ef}^2 \Rightarrow P_{C_1} = 3 \cdot 19 \times 10^{-3} \Omega \cdot (5,3A)^2 \Rightarrow P_{C_1} = 1,6W \quad (D.73)$$

D.4.3 Corrente eficaz e tensão máxima no capacitor C_4

O dimensionamento do capacitor C_4 baseia-se nos esforços de tensão e corrente, bem como no valor de capacitância, conforme as equações (D.74), (D.75) e (D.76). Para a implementação, foi adotado o modelo MKP1848C62580JP (25uF / 800V), do tipo polipropileno metalizado, da Vishay Roederstein®.

$$V_{C_4} = V_2 \Rightarrow V_{C_4} = 450V \quad (D.74)$$

$$I_{C_4,ef} = \frac{I_2}{3} \sqrt{\frac{6(3D_1 - 1)}{1 - 2D_1}} \Rightarrow I_{C_4,ef} = \frac{11,11A}{3} \sqrt{\frac{6(3 \cdot 0,336 - 1)}{1 - 2 \cdot 0,336}} \Rightarrow I_{C_4,ef} = 1,42A \quad (D.75)$$

$$C_4 = \frac{I_2}{3f_s \cdot \Delta V_{C_4}} \cdot (3D_1 - 1) \Rightarrow C_4 = \frac{11,11A}{3 \cdot 20kHz \cdot 1V} \cdot (3 \cdot 0,336 - 1) \Rightarrow C_4 = 1,481 \mu F \quad (D.76)$$

D.4.4 As perdas no capacitor C_4

As perdas no capacitor C_4 estão associadas à sua resistência série equivalente (ESR) e são determinadas conforme a equação (D.77), considerando o valor de $5 m\Omega$ informado pelo fabricante.

$$P_{C_4} = R_{seC_4} \cdot I_{C_4,ef}^2 \Rightarrow P_{C_4} = 5 \times 10^{-3} \Omega \cdot (1,42A)^2 \Rightarrow P_{C_4} = 10,08 mW \quad (D.77)$$

D.5 Rendimento teórico para o fluxo de potência V_1 para V_2

O rendimento teórico do conversor é definido como a razão entre a potência de saída e a potência total de entrada, a qual contempla a potência de saída acrescida das perdas no

circuito. Dessa forma, o rendimento é determinado conforme a equação a seguir.

$$\eta_{teor,V_1-V_2} = \frac{P_2}{P_2 + P_{S,total} + P_{DQ,total} + P_{L,total} + P_{C_1} + P_{C_4}} \quad (D.78)$$

$$\eta_{teor,V_1-V_2} = \frac{5 kW}{5 kW + 28,02 W + 25,86 W + 26,8 W + 1,6 W + 10,08 mW}$$

$$\eta_{teor,V_1-V_2} = 98,38\%$$

D.6 Rendimento e perdas para o fluxo de potência V_2 para V_1

Nesta seção, são determinadas as perdas do conversor para o fluxo de potência no sentido de V_2 para V_1 . Considerando que o conversor processa a mesma potência em ambos os sentidos de operação, conclui-se que as perdas nos indutores permanecem inalteradas, sendo, portanto, iguais às previamente obtidas para o fluxo de potência no sentido de V_1 para V_2 . De forma análoga, as perdas nos capacitores C_1 e C_2 também se mantêm inalteradas, correspondendo aos mesmos valores calculados para o fluxo de potência no sentido de V_1 para V_2 .

D.6.1 Cálculo da razão cíclica para fluxo de potência de V_2 para V_1

Para assegurar que as tensões nas portas V_1 e V_2 sejam mantidas em 220 V e 450 V, respectivamente, no fluxo de potência de V_2 para V_1 , o valor da razão cíclica D_2 é determinado pela equação (D.79).

$$D_2 = \frac{1 - 2D_1}{2} \Rightarrow D_2 = \frac{1 - 2 \cdot 0,336}{2} \Rightarrow D_2 = 0,164 \quad (D.79)$$

D.6.2 Cálculo dos esforços e das perdas nos interruptores

Nesta seção, são apresentados os cálculos dos esforços de tensão e corrente nos interruptores, assim como a avaliação das perdas de condução e de comutação associadas a esses dispositivos.

D.6.3 Corrente e tensão nos interruptores “Q”

Para o cálculo dos esforços de tensão e corrente nos interruptores “Q”, utilizam-se as mesmas expressões aplicadas aos interruptores “S”, substituindo-se a relação $D_1 = (1 - 2D_2)/2$

em todas as expressões. Dessa forma, obtêm-se os valores de corrente média, eficaz e máxima, bem como a tensão máxima nos interruptores “Q”, conforme as equações (D.80), (D.81), (D.82) e (D.83).

$$I_{Q,med} = \frac{I_2}{6} \Rightarrow I_{Q,med} = \frac{11,11A}{6} \Rightarrow I_{Q,med} = 1,85A \quad (D.80)$$

$$I_{Q,ef} = I_2 \cdot \frac{1}{6\sqrt{D_2}} \Rightarrow I_{Q,ef} = 11,11A \cdot \frac{1}{6\sqrt{0,164}} \Rightarrow I_{Q,ef} = 4,57A \quad (D.81)$$

$$I_{Q,max} = \frac{I_2}{6D_2} + \Delta I_{L1} \Rightarrow I_{Q,max} = \frac{11,11A}{6 \cdot 0,164} + 2,5A \Rightarrow I_{Q,max} = 13,79A \quad (D.82)$$

$$V_{Q,max} = \frac{V_2}{1 - 2D_2} \Rightarrow V_{Q,max} = \frac{450V}{1 - 2 \cdot 0,164} \Rightarrow V_{Q,max} = 669,64V \quad (D.83)$$

D.6.4 As perdas nos interruptores “Q”

As perdas nos interruptores “Q” são formadas, em sua maior parte, pelas parcelas de condução e de comutação. A determinação das perdas de condução desses dispositivos é realizada por meio da Equação (D.84).

$$P_{Q,cond} = R_{DQ} \cdot (I_{Q,ef})^2 \Rightarrow P_{Q,cond} = 90 \times 10^{-3} \Omega \cdot (4,57A)^2 \Rightarrow P_{Q,cond} = 1,88W \quad (D.84)$$

As perdas por comutação ocorrem durante os intervalos de entrada em condução e bloqueio dos MOSFETs “Q”. Com base nos dados fornecidos pelo fabricante GeneSiC Semiconductor®, as perdas de comutação dos interruptores são determinadas por meio da Equação (D.85).

$$P_{Q,com} = f_s \cdot (E_{on} + E_{off}) \Rightarrow P_{Q,com} = 20kHz \cdot (25 \times 10^{-6}J + 80 \times 10^{-6}J) \Rightarrow P_{Q,com} = 2,1W \quad (D.85)$$

Assim, as perdas totais nos interruptores são obtidas pela soma das perdas de condução e de comutação, conforme expresso na Equação (D.86).

$$P_{Q,total} = 6 \cdot (P_{Q,cond} + P_{Q,com}) \Rightarrow P_{Q,total} = 6 \cdot (1,88W + 2,1W) \Rightarrow P_{Q,total} = 23,88W \quad (D.86)$$

D.6.5 As correntes nos diodos dos interruptores “S”

O cálculo das correntes média, eficaz e de máxima dos diodos internos dos interruptores “S” é realizado conforme as Equações (D.87), (D.88) e (D.89), bem como o da tensão máxima de bloqueio nos terminais, conforme a Equação (D.90).

$$I_{DS,med} = I_2 \cdot \frac{1 - 2D_2}{12D_2} \Rightarrow I_{DS,med} = 11,11 A \cdot \frac{1 - 2 \cdot 0,164}{12 \cdot 0,164} \Rightarrow I_{DS,med} = 3,79 A \quad (D.87)$$

$$I_{DS,ef} = I_2 \cdot \frac{\sqrt{1 - 2D_2}}{12D_2} \Rightarrow I_{DS,ef} = 11,11 A \cdot \frac{\sqrt{1 - 2 \cdot 0,164}}{12 \cdot 0,164} \Rightarrow I_{DS,ef} = 4,63 A \quad (D.88)$$

$$I_{DS,max} = \frac{I_2}{12D_2} + \Delta I_{L1} \Rightarrow I_{DS,max} = \frac{11,11 A}{12 \cdot 0,164} + 2,5 A \Rightarrow I_{DS,max} = 8,15 A \quad (D.89)$$

$$V_{DS,max} = \frac{V_2}{1 - 2D_2} \Rightarrow V_{DS,max} = \frac{450 V}{1 - 2 \cdot 0,164} \Rightarrow V_{DS,max} = 669,64 V \quad (D.90)$$

D.6.6 As perdas nos diodos dos interruptores “S”

As perdas de condução e de comutação dos diodos internos dos interruptores “S” são calculadas, respectivamente, conforme as Equações (D.91) e (D.92).

$$P_{DS,cond} = V_{SD} \cdot I_{DS,med} \Rightarrow P_{DS,cond} = 1,2 V \cdot 3,794 A \Rightarrow P_{DS,cond} = 4,55 W \quad (D.91)$$

$$P_{DS,com} = 2 \left(\frac{1}{2} V_{DS,max} I_{DS,med} f_{strr} + Q_{rr} V_{DS,max} f_s \right) \quad (D.92)$$

$$P_{DS,com} = 2 \left(\frac{1}{2} \cdot 669,64 V \cdot 3,794 A \cdot 20 kHz \cdot 23 ns + 160 nC \cdot 669,64 V \cdot 20 kHz \right)$$

$$P_{DS,com} = 5,45 W$$

Assim, a perda total nos interruptores é estimada a partir da soma das perdas de condução e de comutação, conforme expresso na equação (D.93).

$$P_{DS,total} = 6 \cdot (P_{DS,cond} + P_{DS,com}) \Rightarrow P_{DS,total} = 6 \cdot (4,55 W + 5,45 W) \Rightarrow P_{DS,total} = 60 W \quad (D.93)$$

D.7 Dimensionamento dos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_5

Ressalta-se que, embora o dimensionamento dos capacitores C_1 , C_2 e C_3 tenha sido realizado considerando o fluxo de potência de V_1 para V_2 , os esforços de tensão e corrente, bem

como as perdas associadas, permanecem inalterados no sentido inverso de fluxo de potência, de V_2 para V_1 . Isso se deve ao caráter bidirecional do conversor, que processa a mesma potência em ambos os sentidos.

D.7.1 Corrente eficaz e tensão máxima no capacitor C_5

São definidos os valores de corrente eficaz, tensão máxima e capacitância requerida, utilizados na seleção adequada dos capacitores C_5 , bem como na determinação das perdas associadas a esse componente. Os esforços de tensão e corrente, bem como o valor de capacitância, são determinados conforme as Equações (D.94), (D.95) e (D.96). Para a implementação, foi adotado o mesmo modelo do capacitor C_4 , MKP1848C62580JP (25uF / 800V), do tipo polipropileno metalizado, fabricado pela Vishay Roederstein®.

$$V_{C_5} = V_1 \Rightarrow V_{C_5} = 220V \quad (D.94)$$

$$I_{C_5,ef} = \frac{\Delta I_{L1}}{8} \Rightarrow I_{C_5,ef} = \frac{2,5A}{8} \Rightarrow I_{C_5,ef} = 0,31A \quad (D.95)$$

$$C_5 = \frac{\Delta I_{L1}}{96 \cdot \Delta V_{C_5} \cdot f_s} \Rightarrow C_5 = \frac{2,5A}{96 \cdot 1V \cdot 20kHz} \Rightarrow C_5 = 1,302\mu F \quad (D.96)$$

D.7.2 As perdas no capacitor C_5

As perdas no capacitor C_5 decorrem de sua resistência série equivalente (ESR) e são calculadas conforme a Equação (D.97), adotando-se o valor de $5m\Omega$ fornecido pelo fabricante.

$$P_{C_5} = R_{seC_5} \cdot I_{C_5,ef}^2 \Rightarrow P_{C_5} = 5 \times 10^{-3} \Omega \cdot (0,31A)^2 \Rightarrow P_{C_5} = 0,48mW \quad (D.97)$$

D.7.3 Rendimento teórico para o fluxo de potência V_2 para V_1

O rendimento teórico do conversor, para o fluxo de potência de V_2 para V_1 , é calculado pela Equação (D.98).

$$\eta_{teor,V_2-V_1} = \frac{P_2}{P_2 + P_{Q,total} + P_{DS,total} + P_{L,total} + P_{C_1} + P_{C_4}} \quad (D.98)$$

$$\eta_{teor,V_2-V_1} = \frac{5kW}{5kW + 23,88W + 60W + 26,8W + 1,6W + 0,48mW}$$

$$\eta_{teor,V_2-V_1} = 97,8\%$$

APÊNDICE E – PROJETO DO SEGUNDO CONVERSOR

Este Apêndice tem como objetivo apresentar o processo completo de dimensionamento dos componentes do conversor. Com base nos equacionamentos desenvolvidos no Capítulo 8, são apresentadas a especificação e definição dos componentes para uma potência nominal de 6 kW. As principais especificações elétricas são apresentadas na Tabela E.1.

Tabela E.1 – Parâmetros do projeto para o segundo conversor

Especificação	Valores
Potência do conversor	6 kW
Tensão V_{dc}	480 V
Tensão V_{el}	250 V
Ondulação da corrente L_1 , L_2 e L_3	2 A
Ondulação de tensão dos capacitores C_1 , C_2 e C_3	1 V
Ondulação da corrente dos indutores L_4 , L_5 e L_6	2 A
Ondulação de tensão do capacitor C_{el}	1 V
Frequência de comutação	20 kHz

E.1 Cálculos preliminares

O valor da razão cíclica é determinado com base em um cálculo que resulta na Equação E.1.

$$\frac{V_{el}}{V_{dc}} = \frac{2 \cdot D}{1 - 2 \cdot D} \Rightarrow D = \frac{250V}{2 \cdot 250V + 2 \cdot 480V} \Rightarrow D = 0,171 \quad (E.1)$$

O valor médio da corrente nas fontes V_{dc} e V_{el} é calculado pelas Equações E.2 e E.3, respectivamente.

$$I_{dc} = \frac{P_{dc}}{V_{dc}} \Rightarrow I_{dc} = \frac{6kW}{480V} \Rightarrow I_{dc} = 12,5A \quad (E.2)$$

$$I_{el} = I_{dc} \cdot \frac{1 - 2 \cdot D}{2 \cdot D} \Rightarrow I_{el} = 12,5A \cdot \frac{1 - 2 \cdot 0,171}{2 \cdot 0,171} \Rightarrow I_{el} = 24,05A \quad (E.3)$$

$$R_{el} = \frac{V_{el}}{I_{el}} \Rightarrow R_2 = \frac{250V}{24,05A} \Rightarrow R_2 = 10,395\Omega \quad (E.4)$$

E.2 Projeto físico dos indutores

O projeto dos indutores foi realizado com base nos mesmos critérios e procedimentos adotados no dimensionamento do primeiro conversor. Nesta seção, são apresentados apenas os

principais resultados e as equações mais relevantes para a compreensão do projeto.

E.2.1 Os valores das indutâncias L_1 – L_6

O valor da indutância L_1 é calculado a partir da Equação E.5, considerando uma ondulação de corrente de 2,5 A.

$$L_1 = L_2 = L_3 = \frac{V_{el}}{2 \cdot \Delta I_{L_1} \cdot f_s} (1 - 2D) \Rightarrow L_1 = \frac{250V}{2 \cdot 2A \cdot 20kHz} (1 - 2 \cdot 0,171) \Rightarrow L_1 = 2,056mH \quad (E.5)$$

E.2.2 A corrente média, eficaz e máxima dos indutores

As correntes média e eficaz nos indutores L_1 , L_2 e L_3 são determinadas pelas Equações E.6, E.7, E.8 e E.9.

$$I_{L1,med} = \frac{I_{dc}}{3} \Rightarrow I_{L1,med} = \frac{12,5A}{3} \Rightarrow I_{L1,med} = 4,167A \quad (E.6)$$

$$I_{L1,ef} = I_{L1,med} \Rightarrow I_{L1,ef} = 4,167A \quad (E.7)$$

$$I_{L4,med} = \frac{I_{el}}{3} \Rightarrow I_{L4,med} = \frac{24,05A}{3} \Rightarrow I_{L4,med} = 8,017A \quad (E.8)$$

$$I_{L4,ef} = I_{L4,med} \Rightarrow I_{L4,ef} = 8,017A \quad (E.9)$$

E.2.3 Determinação do produto LI^2

Para a segunda topologia, também foram utilizados dois núcleos toroidais. A seleção foi realizada com base no produto entre a corrente máxima no indutor e o valor da indutância especificada em projeto, resultando na escolha dos núcleos Kool Mu 0077102A7 da família Sendust, conforme dados do fabricante Magnetics.

E.2.4 Número de espiras N_{esp}

$$N_{esp} = \sqrt{\frac{L_1}{2 \cdot A_L}} \Rightarrow N_{esp} = \left\lceil \sqrt{\frac{2,056mH}{2 \cdot 48 \cdot 10^{-3} \mu H}} \right\rceil \Rightarrow N_{esp} = 147 \quad (E.10)$$

E.2.5 Seleção do condutor de cobre dos indutores

A seção do condutor de cobre para os indutores é definida com base na densidade de corrente admissível e no valor eficaz da corrente. Os indutores L_1 , L_2 e L_3 possuem a mesma corrente eficaz, assim como L_4 , L_5 e L_6 . As equações a seguir apresentam o cálculo utilizado no dimensionamento.

$$S_{cob_L1} = \frac{I_{L1,ef}}{J_{max}} \Rightarrow S_{cob_L1} = \frac{4,167A}{150A/cm^2} \Rightarrow S_{cob_L1} = 2,778mm^2 \quad (E.11)$$

$$S_{cob_L4} = \frac{I_{L4,ef}}{J_{max}} \Rightarrow S_{cob_L4} = \frac{8,017A}{150A/cm^2} \Rightarrow S_{cob_L4} = 5,345mm^2 \quad (E.12)$$

E.2.6 Profundidade de penetração da corrente (efeito skin)

A profundidade de penetração da corrente no condutor dos indutores é calculada seguindo, passo a passo, os métodos apresentados no Apêndice D, resultando no valor obtido na Equação E.13.

$$\delta_{L1} = 0,255mm \quad (E.13)$$

As características desse condutor são apresentadas na Tabela D.2 (Apêndice D), fornecida pelo fabricante Cerdial GmbH, incluindo parâmetros como diâmetro, resistência elétrica e área da seção transversal.

E.2.7 Escolha do número de fios em paralelo para os indutores

A seleção do condutor dos indutores considerou o efeito pelicular em altas frequências. Foi adotado o AWG 26, e a área efetiva de cobre foi determinada pelas equações correspondentes. Com base nesses resultados, define-se o número de condutores em paralelo para atender aos requisitos elétricos e térmicos do circuito.

$$N_{ucond_L1} = \left\lceil \frac{S_{cob_L1}}{S_{AWG26}} \right\rceil \Rightarrow N_{ucond_L1} = \left\lceil \frac{2,778mm^2}{0,128mm^2} \right\rceil \Rightarrow N_{ucond_L1} = 22 \quad (E.14)$$

$$N_{ucond_L4} = \left\lceil \frac{S_{cob_L4}}{S_{AWG26}} \right\rceil \Rightarrow N_{ucond_L4} = \left\lceil \frac{5,345mm^2}{0,128mm^2} \right\rceil \Rightarrow N_{ucond_L4} = 42 \quad (E.15)$$

E.2.8 Área do cobre ocupada pelo enrolamento dos indutores

A área de cobre do enrolamento é determinada com base no número de espiras, na quantidade de condutores em paralelo e na seção do fio AWG 26, conforme apresentado nas Equações E.16 e E.17.

$$A_{ocup_L1} = N_{esp} \cdot N_{ucond_L1} \cdot S_{AWG26} \Rightarrow A_{ocup_L1} = 147 \cdot 22 \cdot 0,128 \text{ mm}^2 \Rightarrow A_{ocup_L1} = 4,14 \text{ cm}^2 \quad (\text{E.16})$$

$$A_{ocup_L4} = N_{esp} \cdot N_{ucond_L4} \cdot S_{AWG26} \Rightarrow A_{ocup_L4} = 147 \cdot 42 \cdot 0,128 \text{ mm}^2 \Rightarrow A_{ocup_L4} = 7,903 \text{ cm}^2 \quad (\text{E.17})$$

E.2.9 O comprimento médio de uma espira

Seguindo o mesmo procedimento descrito no Apêndice D, o comprimento médio de uma espira para os indutores L_1 e L_4 é determinado por meio das Equações E.20 e E.23.

$$MTL_{L1} = 2 \cdot (A - B) + 4 \cdot C + 4 \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot (N_{ucond_L1} \cdot S_{AWG26})}{\pi}} \quad (\text{E.18})$$

$$MTL_{L1} = 2 \cdot (101,6 \text{ mm} - 57,15 \text{ mm}) + 4 \cdot 16,51 \text{ mm} + 4 \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot 22 \cdot 0,128 \text{ mm}^2}{\pi}} \quad (\text{E.19})$$

$$MTL_{L1} = 16,25 \text{ cm} \quad (\text{E.20})$$

$$MTL_{L4} = 2 \cdot (A - B) + 4 \cdot C + 4 \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot (N_{ucond_L4} \cdot S_{AWG26})}{\pi}} \quad (\text{E.21})$$

$$MTL_{L4} = 2 \cdot (101,6 \text{ mm} - 57,15 \text{ mm}) + 4 \cdot 16,51 \text{ mm} + 4 \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot 42 \cdot 0,128 \text{ mm}^2}{\pi}} \quad (\text{E.22})$$

$$MTL_{L4} = 16,54 \text{ cm} \quad (\text{E.23})$$

E.2.10 Cálculo do comprimento do chicote e do encordoamento total

O comprimento do chicote, assim como o comprimento total do conjunto de fios AWG 26 que compõem o enrolamento dos indutores L_1 , L_2 e L_3 , são determinados pelas

Equações E.24 e E.25, respectivamente.

$$l_{chicote_L1} = MTL_{L1} \cdot N_{esp} \Rightarrow l_{chicote_L1} = 16,25 \text{ cm} \cdot 147 \Rightarrow l_{chicote_L1} = 23,89 \text{ m} \quad (\text{E.24})$$

$$l_{total_L1} = MTL_{L1} \cdot N_{esp} \cdot N_{ucond_L1} \Rightarrow l_{total_L1} = 16,25 \text{ cm} \cdot 147 \cdot 22 \Rightarrow l_{total_L1} = 525,56 \text{ m} \quad (\text{E.25})$$

O comprimento do chicote e o comprimento total dos fios AWG 26 utilizados no enrolamento dos indutores L_4 , L_5 e L_6 são obtidos a partir das Equações E.26 e E.27, respectivamente.

$$l_{chicote_L4} = MTL_{L4} \cdot N_{esp} \Rightarrow l_{chicote_L4} = 16,54 \text{ cm} \cdot 147 \Rightarrow l_{chicote_L4} = 24,32 \text{ m} \quad (\text{E.26})$$

$$l_{total_L4} = MTL_{L4} \cdot N_{esp} \cdot N_{ucond_L4} \Rightarrow l_{total_L4} = 16,54 \text{ cm} \cdot 147 \cdot 42 \Rightarrow l_{total_L4} = 1021,24 \text{ m} \quad (\text{E.27})$$

As perdas nos indutores são divididas em perdas no núcleo e perdas no cobre. Inicialmente, avaliam-se as perdas ôhmicas, com a resistência dos enrolamentos determinada pelas Equações E.28 e E.29.

$$r_{L1} = \rho_{C,50^\circ C} \cdot \frac{l_{chicote_L1}}{N_{ucond_L1} \cdot S_{AWG26}} \Rightarrow r_{L1} = 1,923 \times 10^{-8} \Omega \cdot m \cdot \frac{23,89 \text{ m}}{22 \cdot 0,128 \text{ mm}^2} \Rightarrow r_{L1} = 0,163 \Omega \quad (\text{E.28})$$

$$r_{L4} = \rho_{C,50^\circ C} \cdot \frac{l_{chicote_L4}}{N_{ucond_L4} \cdot S_{AWG26}} \Rightarrow r_{L4} = 1,923 \times 10^{-8} \Omega \cdot m \cdot \frac{24,32 \text{ m}}{42 \cdot 0,128 \text{ mm}^2} \Rightarrow r_{L4} = 0,087 \Omega \quad (\text{E.29})$$

As perdas no cobre são calculadas pelo produto entre a resistência elétrica do enrolamento e o quadrado da corrente eficaz, conforme as Equações E.30 e E.31.

$$P_{cobre_L1} = r_{L1} \cdot I_{L1,ef}^2 \Rightarrow P_{cobre_L1} = 0,163 \Omega \cdot (4,167 \text{ A})^2 \Rightarrow P_{cobre_L1} = 2,83 \text{ W} \quad (\text{E.30})$$

$$P_{cobre_L4} = r_{L4} \cdot I_{L4,ef}^2 \Rightarrow P_{cobre_L4} = 0,087 \Omega \cdot (8,017 \text{ A})^2 \Rightarrow P_{cobre_L4} = 5,59 \text{ W} \quad (\text{E.31})$$

De forma análoga ao procedimento apresentado no Apêndice D, as perdas no núcleo magnético, também denominadas perdas no ferro, estão associadas às variações do fluxo magnético no interior do material. Após o cálculo, obtêm-se as perdas no núcleo para os indutores L_1 e

L_4 , dadas por:

$$P_{nucleo_L1} = 1,95 W \Rightarrow P_{nucleo_L4} = 1,42 W \quad (E.32)$$

A perda total dos indutores é obtida pela soma das perdas nos enrolamentos de cobre e das perdas no núcleo magnético, conforme a Equação E.34.

$$P_{L,total} = 3 \cdot (P_{cobre_L1} + P_{nucleo_L1}) + 3 \cdot (P_{cobre_L4} + P_{nucleo_L4}) \quad (E.33)$$

$$P_{L,total} = 3 \cdot (2,83 W + 1,95 W) + 3 \cdot (5,59 W + 1,42 W) \Rightarrow P_{L,total} = 35,37 W \quad (E.34)$$

E.3 Especificações dos interruptores “T” e dos diodos “D”

Nesta seção, determinam-se os valores das correntes e das tensões de bloqueio necessários para a adequada seleção dos interruptores, além da estimativa e/ou do cálculo das perdas associadas aos mesmos.

E.3.1 Corrente e tensão nos interruptores “T”

Com base nas equações apresentadas no Capítulo 8 e nas especificações do conversor, realiza-se a seleção dos interruptores “T” a partir da determinação das correntes média e eficaz, conforme as Equações E.35 e E.36, bem como da tensão máxima de bloqueio aplicada aos seus terminais, definida pela Equação E.37.

$$I_{T,med} = I_{el} \cdot \frac{D}{3 \cdot (1 - 2D)} \Rightarrow I_{T,med} = 24,05 A \cdot \frac{0,171}{3 \cdot (1 - 2 \cdot 0,171)} \Rightarrow I_{T,med} = 2,08 A \quad (E.35)$$

$$I_{T,ef} = I_{el} \cdot \frac{\sqrt{D}}{3 \cdot (1 - 2D)} \Rightarrow I_{T,ef} = 24,05 A \cdot \frac{\sqrt{0,171}}{3 \cdot (1 - 2 \cdot 0,171)} \Rightarrow I_{T,ef} = 5,04 A \quad (E.36)$$

$$V_{T,max} = \frac{V_{el}}{2D} \Rightarrow V_{T,max} = \frac{250 V}{2 \cdot 0,171} \Rightarrow V_{T,max} = 730,99 V \quad (E.37)$$

Para a implementação do interruptor, foi escolhido o MOSFET de carbeto de silício (SiC) G3R75MT12D, fabricado pela GeneSiC.

E.3.2 As perdas nos interruptores “T”

As perdas associadas aos interruptores de potência são compostas, principalmente, pelas perdas de condução e de comutação. A Equação E.38 é utilizada para a determinação das perdas de condução nos interruptores “T”.

$$P_{T,cond} = R_{DS} \cdot (I_{T,ef})^2 \Rightarrow P_{T,cond} = 100 \times 10^{-3} \Omega \cdot (5,038 A)^2 \Rightarrow P_{T,cond} = 2,54 W \quad (E.38)$$

As perdas por comutação ocorrem durante os instantes de entrada em condução e bloqueio dos MOSFETs. Com base nos dados fornecidos pelo fabricante no *datasheet*, as perdas de comutação dos interruptores "T" são calculadas por meio da Equação E.39.

$$P_{T,com} = f_s \cdot (E_{on} + E_{off}) \Rightarrow P_{T,com} = 20 kHz \cdot (25 \cdot 10^{-6} J + 80 \cdot 10^{-6} J) \Rightarrow P_{T,com} = 2,1 W \quad (E.39)$$

Assim, a perda total nos interruptores pode ser obtida pela soma das perdas de condução e de comutação, conforme apresentado na Equação E.40.

$$P_{T,total} = 6 \cdot (P_{T,cond} + P_{T,com}) \Rightarrow P_{T,total} = 6 \cdot (2,54 W + 2,1 W) \Rightarrow P_{T,total} = 27,84 W \quad (E.40)$$

E.3.3 Corrente e tensão nos diodos “D”

O cálculo das correntes média e eficaz é realizado conforme as Equações E.41 e E.42, enquanto a tensão máxima de bloqueio nos terminais é determinada pela Equação E.43.

$$I_{D,med} = \frac{I_{el}}{3} \Rightarrow I_{D,med} = \frac{24,05 A}{3} \Rightarrow I_{D,med} = 8,03 A \quad (E.41)$$

$$I_{D,ef} = \frac{I_{el}}{3\sqrt{1-2D}} \Rightarrow I_{D,ef} = \frac{24,05 A}{3\sqrt{1-2 \cdot 0,171}} \Rightarrow I_{D,ef} = 9,88 A \quad (E.42)$$

$$V_{D,max} = \frac{V_{el}}{2D} \Rightarrow V_{D,max} = \frac{250 V}{2 \cdot 0,171} \Rightarrow V_{D,max} = 730,99 V \quad (E.43)$$

Para a implementação dos diodos, foi selecionado o dispositivo GD30MPS12H, um diodo Schottky de carbeto de silício (SiC) fabricado pela GeneSiC.

E.3.4 As perdas nos diodos “D”

As perdas nos diodos SiC Schottky são predominantemente associadas às perdas de condução, uma vez que esses dispositivos apresentam recuperação reversa praticamente desprezível. A Equação E.44 é utilizada para o cálculo das perdas nos diodos D, em que R_{DIFF} e V_{BI} representam, respectivamente, a resistência diferencial e a tensão de barreira da junção do diodo, conforme as Equações E.45 e E.46, fornecidas pelo fabricante.

$$P_{D,cond} = V_{BI} \cdot I_{D,med} + R_{DIFF} \cdot I_{D,ef}^2 \quad (E.44)$$

$$R_{DIFF} = a \cdot T_j^2 + b \cdot T_j + c \quad (E.45)$$

$$V_{BI} = m \cdot T_j + n \quad (E.46)$$

As constantes a , b , c , m e n são fornecidas pelo fabricante, sendo consideradas em função da temperatura de junção, a qual é obtida a partir do valor prático medido no protótipo, onde:

$$a = 3,97 \times 10^{-7} \frac{\Omega}{(^{\circ}C)^2} \Rightarrow b = -5,5 \times 10^{-5} \frac{\Omega}{^{\circ}C} \Rightarrow c = 0,0163 \Omega \Rightarrow T_j = 75^{\circ}C \quad (E.47)$$

$$m = -0,00119 \frac{V}{^{\circ}C} \Rightarrow n = 1,01 V \quad (E.48)$$

Substituindo os valores das constantes a , b , c , m e n nas Equações E.45 e E.46, obtêm-se as Equações E.49 e E.50.

$$R_{DIFF} = 3,97 \times 10^{-7} \frac{\Omega}{(^{\circ}C)^2} \cdot (75^{\circ}C)^2 - 5,5 \times 10^{-5} \frac{\Omega}{^{\circ}C} \cdot 75^{\circ}C + 0,0163 \Omega \Rightarrow R_{DIFF} = 0,0162 \Omega \quad (E.49)$$

$$V_{BI} = -0,00119 \frac{V}{^{\circ}C} \cdot 75^{\circ}C + 1,01 V \Rightarrow V_{BI} = 1,008 V \quad (E.50)$$

Substituindo os valores obtidos nas Equações E.49 e E.50 na Equação E.44, obtêm-se a Equação E.51, a qual considera as perdas totais nos quatro diodos do circuito.

$$P_{D,total} = 3 \cdot [1,008 V \cdot (8,017 A) + 0,0162 \Omega \cdot (9,883 A)^2] \Rightarrow P_{D,total} = 28,932 W \quad (E.51)$$

E.4 Dimensionamento dos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_{el}

Nesta seção, são determinados os valores de corrente eficaz, tensão máxima e capacitância necessários para a adequada seleção dos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_{el} , bem como para a avaliação das perdas associadas a esses componentes.

E.4.1 Corrente eficaz e tensão máxima nos capacitores C_1 , C_2 e C_3

O dimensionamento dos capacitores C_1 , C_2 e C_3 é realizado a partir dos esforços de tensão e corrente, bem como do valor de capacitância, conforme as equações E.52, E.53 e E.54. Para esta aplicação, adotou-se o capacitor MKP1848C7105JY (100 μ F / 500 V), do tipo polipropileno metalizado, fabricado pela Vishay Roederstein.

$$V_{C1} = V_{el} \Rightarrow V_{C1} = 250V \Rightarrow V_{C1} = 250V \quad (E.52)$$

$$I_{C1,ef} = \frac{I_{el}}{3} \cdot \sqrt{\frac{2D}{1-2D}} \Rightarrow I_{C1,ef} = \frac{24,05A}{3} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 0,171}{1-2 \cdot 0,171}} \Rightarrow I_{C1,ef} = 5,78A \quad (E.53)$$

$$C_1 = \frac{I_{el} \cdot D}{f_s \cdot \Delta V_{C1}} \Rightarrow C_1 = \frac{24,05A \cdot 0,171}{20kHz \cdot 1V} \Rightarrow C_1 = 68,54\mu F \quad (E.54)$$

E.4.2 As perdas nos capacitores C_1 , C_2 e C_3

As perdas nos capacitores são atribuídas à sua resistência série equivalente (ESR) e são calculadas de acordo com a Equação E.55, adotando-se o valor de resistência fornecido pelo fabricante, de 19 m Ω .

$$P_{C1} = 3 \cdot R_{ESR} \cdot I_{C1,ef}^2 \Rightarrow P_{C1} = 3 \cdot 19 \times 10^{-3} \Omega \cdot (5,78A)^2 \Rightarrow P_{C1} = 1,9W \quad (E.55)$$

E.4.3 Corrente eficaz e tensão máxima no capacitor C_{el}

O dimensionamento do capacitor C_{el} considera os esforços de tensão e corrente, bem como o valor de capacitância, conforme as Equações E.56, E.57 e E.58. Para a implementação, adotou-se o capacitor MKP1848C62580JP (25 μ F / 800 V), do tipo polipropileno metalizado, fabricado pela Vishay Roederstein, disponível em laboratório.

$$V_{Cel} = V_{el} \Rightarrow V_{Cel} = 250V \Rightarrow V_{Cel} = 250V \quad (E.56)$$

$$I_{Cel,ef} = \frac{\Delta I_{L1}}{8} \Rightarrow I_{Cel,ef} = \frac{2A}{8} \Rightarrow I_{Cel,ef} = 0,25A \quad (E.57)$$

$$C_{el} = \frac{\Delta I_{L1}}{96 \cdot f_s \cdot \Delta V_{el}} \Rightarrow C_{el} = \frac{2A}{96 \cdot 20kHz \cdot 1V} \Rightarrow C_{el} = 1,042\mu F \quad (E.58)$$

E.4.4 As perdas no capacitor C_{el}

As perdas associadas ao capacitor C_{el} decorrem da sua resistência série equivalente (ESR) e são obtidas por meio da equação E.59, considerando-se o valor de $5m\Omega$ especificado pelo fabricante.

$$P_{Cel} = R_{ESR} \cdot I_{Cel,ef}^2 \Rightarrow P_{Cel} = 5 \times 10^{-3} \Omega \cdot (0,25A)^2 \Rightarrow P_{Cel} = 0,31mW \quad (E.59)$$

E.5 Rendimento teórico

O rendimento teórico do conversor é calculado pela Equação E.60.

$$\eta_{teor} = \frac{P_{dc}}{P_{dc} + P_{L,total} + P_{T,total} + P_{D,total} + P_{C1} + P_{C4}}$$

$$\eta_{teor} = \frac{6kW}{6kW + 35,37W + 27,84W + 28,932W + 1,904W + 0,31mW} \Rightarrow \eta_{teor} = 98,46\% \quad (E.60)$$