



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JOÃO FELIPE XIMENES PAIVA LIMA

MODELAGEM E ANÁLISE DA EFICIÊNCIA DE UM CONVERSOR CC-CC
TRIFÁSICO ISOLADO BASEADO NO RETIFICADOR HYBRIDGE PARA
CARREGAMENTO OFF-BOARD DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

FORTALEZA

2025

JOÃO FELIPE XIMENES PAIVA LIMA

MODELAGEM E ANÁLISE DA EFICIÊNCIA DE UM CONVERSOR CC-CC TRIFÁSICO
ISOLADO BASEADO NO RETIFICADOR HYBRIDGE PARA CARREGAMENTO
OFF-BOARD DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do
Centro de Tecnologia da Universidade Federal
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Demercil de Souza
Oliveira Júnior

FORTALEZA

2025

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Sistema de Bibliotecas
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- L698m Lima, João Felipe Ximenes Paiva.
Modelagem e análise da eficiência de um conversor CC-CC trifásico isolado baseado no retificador híbrido para carregamento off-board de veículos elétricos / João Felipe Ximenes Paiva
Lima. – 2025.
174 f. : il. color.
- Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2025.
Orientação: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.
1. Carregadores off-board. 2. Conversor CC-CC. 3. Retificador híbrido. 4. Análise matemática. 5. Avaliação da eficiência. I. Título.

CDD 621.3

JOÃO FELIPE XIMENES PAIVA LIMA

MODELAGEM E ANÁLISE DA EFICIÊNCIA DE UM CONVERSOR CC-CC TRIFÁSICO
ISOLADO BASEADO NO RETIFICADOR HYBRIDGE PARA CARREGAMENTO
OFF-BOARD DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do
Centro de Tecnologia da Universidade Federal
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 17 de Dezembro de 2025

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira
Júnior (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Dra. Samanta Gadelha Barbosa
Universidade do Federal do Ceará (UFC)

Ms. Raimundo Nonato Moura de Oliveira
Universidade do Federal do Ceará (UFC)

À minha família, por sua capacidade de acreditar em mim e investir em mim, especialmente minha mãe, meu pai e minha irmã.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, minha irmã e meus avós pelo amor, apoio emocional e compreensão ao longo dessa trajetória na graduação em Engenharia Elétrica. A cada dia, me ensinaram que a dedicação aos estudos é uma das maiores formas de investir no futuro, e que sempre estiveram ao meu lado, me incentivando a persistir nos momentos mais difíceis.

A minha namorada e companheira Bianca Maria, por todo seu carinho, apoio, companhia e palavras de incentivo.

Agradeço imensamente ao meu orientador, Demercil de Souza Oliveira Júnior, pela orientação excepcional, paciência e dedicação, com contribuições acadêmicas e profissionais fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho, não se limitando apenas ao conteúdo técnico, mas também à forma de pensar e encarar os desafios, desenvolvendo soluções eficazes.

Aos meus colegas e amigos da graduação Amanda Sousa, Milena Freitas, João Pedro, Davi Chaves, Lucas Macedo, Ian Wanderley, Eduardo Vilas Boas, Amanda Carvalho, Juliana Almeida, Francisco Douglas, Vitória Júlia e Auro Gabriel, pela amizade, apoio constante, motivação e contribuição de cada um de forma única para a realização deste trabalho, seja com discussões acadêmicas, palavras de incentivo ou simplesmente compartilhando momentos difíceis e alegres durante essa jornada.

Aos colegas de projeto Adolfo, Davi Cabral e João Arnaud, pelo apoio acadêmico e pela colaboração nas diversas etapas da pesquisa de iniciação científica, que culminou na elaboração desse trabalho.

Aos pesquisadores do Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC), Raimundo Nonato, Robério e José Willamy, pelo auxílio técnico, pelas discussões enriquecedoras e pelas contribuições valiosas que ampliaram o escopo do trabalho. Sua ajuda e disponibilidade foram imensuráveis para o sucesso deste estudo.

Ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará e seus professores por todo o conhecimento adquirido ao longo da graduação.

“A ciência humana de maneira nenhuma nega a existência de Deus. Quando considero quantas e quão maravilhosas coisas o homem compreende, pesquisa e consegue realizar, então reconheço claramente que o espírito humano é obra de Deus, e a mais notável.”

(Galileu Galilei)

RESUMO

A crescente adoção de Veículos Elétricos (VEs) tem impulsionado a necessidade do desenvolvimento de sistemas de carregamento eficientes e rápidos. Nesse contexto, os carregadores off-board ultra-rápidos surgem como uma solução essencial, exigindo elevados níveis de potência e a capacidade de operar em uma ampla faixa de tensões de saída, visando garantir a compatibilidade com a diversidade de modelos e fabricantes presentes no mercado automotivo. Esses sistemas de carregamento são projetados com um processo de conversão de duas etapas principais: um estágio inicial CA-CC ativo, seguido por uma conversão CC-CC isolada em alta frequência. Assim, o presente trabalho visa apresentar uma topologia para o estágio CC-CC PWM isolado baseada no retificador hybridge com potencial aplicação nesses carregadores, ao proporcionar uma faixa estendida de tensão de saída e minimizar os esforços de tensão nos semicondutores do retificador. Para a análise matemática, serão detalhadas as formas de onda de corrente e tensão em cada componente da topologia analisada, além do desenvolvimento das equações relativas aos ganhos estáticos e esforços de tensão e corrente. Com foco na avaliação da eficiência, serão apresentadas metodologias para estimativa de perdas nos elementos semicondutores e magnéticos do conversor, integradas em algoritmos computacionais desenvolvidos no MATLAB, que automatizam o cálculo para diferentes condições de operação, garantindo precisão e agilidade na obtenção dos resultados. Os parâmetros obtidos a partir dessas análises teóricas serão validados por meio de simulações computacionais e da construção de um protótipo experimental em laboratório, assegurando a confiabilidade das modelagens desenvolvidas.

Palavras-chave: Carregadores off-board. Conversor CC-CC. Retificador hybridge. Análise matemática. Avaliação da eficiência

ABSTRACT

The growing adoption of electric vehicles (EVs) has driven the demand for the development of efficient and rapid charging systems. In this context, ultra-fast off-board chargers emerge as a critical solution, requiring high power levels and the ability to operate across a wide output voltage range to ensure compatibility with a variety of vehicle models and manufacturers in the automotive market. These charging systems are designed with a two-stage conversion process: an initial active AC-DC stage, followed by a high-frequency isolated DC-DC conversion. This work presents a topology for the isolated PWM DC-DC stage based on the hybrid rectifier, which has potential application in these chargers by offering an extended output voltage range and minimizing voltage stresses on the rectifier semiconductors. The mathematical analysis will detail the current and voltage waveforms in each component of the analyzed topology, as well as the development of equations for static gains and voltage and current stresses. Focusing on efficiency evaluation, methodologies for estimating losses in the semiconductor and magnetic elements of the converter will be presented. These methods are integrated into computational algorithms developed in MATLAB, which automate the calculation for various operating conditions, ensuring both accuracy and efficiency in obtaining results. The parameters derived from these theoretical analyses will be validated through computational simulations and the construction of an experimental prototype in the laboratory, ensuring the reliability of the developed models.

Keywords: Off-board chargers. DC-DC converter. Hybrid rectifier. Mathematical analysis. Efficiency evaluation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagramas de blocos de carregadores de VEs	22
Figura 2 – Conversor DAB monofásico com deslocamento de fase	23
Figura 3 – Conversor CC-CC PSFB com filtro LC de saída	24
Figura 4 – Conversor CC-CC PSFB com filtro capacitivo de saída	25
Figura 5 – Conversor CC-CC Full-Bridge trifásico associado ao retificador trifásico convencional	25
Figura 6 – Conversor CC-CC Full-Bridge trifásico associado ao retificador <i>hybride</i> . .	26
Figura 7 – Conversor CC-CC <i>Full-Bridge</i> LLC ressonante	26
Figura 8 – Topologia analisada do conversor CC-CC	28
Figura 9 – Principais formas de onda do conversor operando na Região 1	30
Figura 10 – Caminhos das correntes e estados de comutação relativos à primeira subetapa da Região 1	31
Figura 11 – Circuito equivalente da primeira subetapa da Região 1	32
Figura 12 – Caminhos das correntes e estados de comutação relativos à segunda subetapa da Região 1	34
Figura 13 – Circuito equivalente da segunda subetapa da Região 1	34
Figura 14 – Caminhos das correntes e estados de comutação relativos à terceira subetapa da Região 1	36
Figura 15 – Circuito equivalente da terceira subetapa da Região 1	37
Figura 16 – Principais formas de onda do conversor operando na Região 2	41
Figura 17 – Caminhos das correntes e estados de comutação relativos à primeira subetapa da Região 2	42
Figura 18 – Circuito equivalente da primeira subetapa da Região 2	43
Figura 19 – Caminhos das correntes e estados de comutação relativos à segunda subetapa da Região 2	44
Figura 20 – Circuito equivalente da segunda subetapa da Região 2	45
Figura 21 – Caminhos das correntes e estados de comutação relativos à terceira subetapa da Região 2	47
Figura 22 – Circuito equivalente da terceira subetapa da Região 2	47
Figura 23 – Sinais de comando das chaves e intervalos de operação para Região 2	49
Figura 24 – Principais formas de onda do conversor operando na Região 3	53

Figura 25 – Caminhos das correntes e estados de comutação relativos à primeira subetapa da Região 3	54
Figura 26 – Circuito equivalente da primeira subetapa da Região 3	54
Figura 27 – Caminhos das correntes e estados de comutação relativos à segunda subetapa da Região 3	56
Figura 28 – Circuito equivalente da segunda subetapa da Região 3	56
Figura 29 – Caminhos das correntes e estados de comutação relativos à terceira subetapa da Região 3	58
Figura 30 – Circuito equivalente da terceira subetapa da Região 3	58
Figura 31 – Característica de saída e limites das regiões da topologia de conversor estudada	62
Figura 32 – Correntes instantâneas nos semicondutores e magnéticos referentes à Região 1	64
Figura 33 – Correntes instantâneas nos semicondutores e magnéticos referentes à Região 2	72
Figura 34 – Correntes instantâneas nos semicondutores e magnéticos referentes à Região 3	75
Figura 35 – Tensão aplicada no enrolamento primário dos transformadores para $D = 2/3$	78
Figura 36 – Ondulações de correntes no filtro de saída para operação na Região 1	81
Figura 37 – Ondulações de correntes no filtro de saída para operação na Região 2	86
Figura 38 – Ondulações de correntes no filtro de saída para operação na Região 3	88
Figura 39 – Ondulações de correntes nos indutores de filtro em função do ciclo de trabalho, para as três regiões de operação	89
Figura 40 – Ondulações de corrente de saída em função do ciclo de trabalho, para as três regiões de operação	90
Figura 41 – Tensão e corrente no indutor de saída L_3	91
Figura 42 – Tensões e correntes no filtro de saída para a Região 2 de operação	94
Figura 43 – Gráfico da relação de permeabilidade versus força de magnetização CC, para núcleos Sendust S26	100
Figura 44 – Esquemático do conversor simulado no PSIM	103
Figura 45 – Formas de onda de tensão e corrente nas chaves S_5 e S_6 do conversor simuladas no PSIM considerando $D=0,3$	104
Figura 46 – Detalhe da comutação suave na entrada em condução das chaves S_5 e S_6 para a Região 1 de operação	105
Figura 47 – Formas de onda de tensão e corrente nos diodos do conversor simuladas no PSIM considerando $D=0,3$	106

Figura 48 – Formas de onda de tensão e corrente no filtro LC de saída simuladas no PSIM considerando $D=0,3$	107
Figura 49 – Formas de onda de tensão e corrente nos enrolamentos primários dos transformadores simuladas no PSIM considerando $D=0,3$	108
Figura 50 – Formas de onda de tensão e corrente nas chaves S_5 e S_6 do conversor simuladas no PSIM considerando $D=0,6$	109
Figura 51 – Formas de onda de tensão e corrente nos diodos do conversor simuladas no PSIM considerando $D=0,6$	110
Figura 52 – Formas de onda de tensão e corrente no filtro LC de saída simuladas no PSIM considerando $D=0,6$	111
Figura 53 – Formas de onda de tensão e corrente nos enrolamentos primários dos transformadores simuladas no PSIM considerando $D=0,6$	112
Figura 54 – Principais formas de onda do conversor simuladas no PSIM considerando $D=0,8$	113
Figura 55 – Gráfico comparativo entre as curvas teóricas e os valores simulados de ganho estático para diferentes valores de D e I_o	114
Figura 56 – Gráfico comparativo entre as curvas teóricas e os valores simulados de correntes eficazes nas chaves para diferentes valores de D e I_o	116
Figura 57 – Gráfico comparativo entre as curvas teóricas e os valores simulados de correntes eficazes nos diodos e transformadores para diferentes valores de D e I_o	117
Figura 58 – Gráfico comparativo entre as curvas teóricas e os valores simulados de correntes médias nas chaves para diferentes valores de D e I_o	119
Figura 59 – Gráfico comparativo entre as curvas teóricas e os valores simulados de correntes médias nos diodos e transformadores para diferentes valores de D e I_o	120
Figura 60 – Gráfico comparativo entre a curva teórica e os valores simulados de ondulação na corrente dos indutores para diferentes valores de D	121
Figura 61 – Gráfico comparativo entre a curva teórica e os valores simulados de ondulação na corrente de saída para diferentes valores de D	121
Figura 62 – Modelo de diodos em condução	124
Figura 63 – Linearização do diodo por reta secante	126

Figura 64 – Fluxograma do algoritmo recursivo para estimativa de perdas em diodos <i>GeneSiC</i>	128
Figura 65 – Gráfico de perdas por chaveamento e condução em um MOSFET	129
Figura 66 – Estrutura das variáveis obtidas a partir da extração dos dados dos modelos PLECs dos MOSFETs <i>Wolfspeed</i>	134
Figura 67 – Fluxograma do algoritmo recursivo para estimativa de perdas em MOSFETs <i>Wolfspeed</i>	136
Figura 68 – Estrutura das variáveis obtidas a partir da extração dos dados dos modelos PLECs dos MOSFETs <i>GeneSiC</i>	139
Figura 69 – Laço de Histerese da Curva B-H	140
Figura 70 – Gráfico para seleção de núcleos Kool M μ da <i>Magnetics</i> de acordo com o valor de LI^2	145
Figura 71 – Fluxograma do algoritmo recursivo para estimativa de perdas nos indutores .	149
Figura 72 – Fluxograma do algoritmo recursivo para estimativa de perdas nos transforma- dores	151
Figura 73 – Semicondutores selecionados para o protótipo: (a) Módulo de MOSFETs <i>CAS120M12BM2</i> , (b) Diodo <i>GD2X30MPS12D</i>	155
Figura 74 – Circuito <i>snubber</i> do tipo grampeador usado no diodos retificadores do protótipo	156
Figura 75 – Elementos magnéticos montados para o protótipo: (a) Indutor, (b) Transfor- mador	158
Figura 76 – Protótipo do conversor de 30 kW montado no laboratório	159
Figura 77 – Protótipo do conversor de 30 kW montado no laboratório, visão superior . .	159
Figura 78 – Formas de onda experimentais das correntes nos indutores de filtro para $P_o = 25 kW$ e $D = 0,5$	160
Figura 79 – Formas de onda experimentais das tensões nos diodos e correntes nos induto- res de filtro para $P_o = 3,2 kW$ e $D = 0,5$	161
Figura 80 – Formas de onda experimentais das correntes nos enrolamentos primários dos transformadores 1 e 2 para $P_o \approx 9 kW$ e $D = 0,5$	162
Figura 81 – Principais formas de onda experimentais do conversor para $P_o = 25 kW$ e $D = 2/3$	163
Figura 82 – Curvas de eficiência calculadas e simuladas referentes ao protótipo do con- versor analisado	164

Figura 83 – Curvas de eficiência calculadas e simuladas referentes ao protótipo do conversor, com eixo horizontal na escala logarítmica	165
Figura 84 – Análise das perdas nos componentes do conversor em condições de operação nominal	167
Figura 85 – Curvas teóricas de eficiência do conversor para $V_o = 600\text{V}$ considerando diferentes especificações de MOSFETs	168
Figura 86 – Curvas de eficiência teóricas considerando variação no barramento de entrada	169

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Tensões nos indutores ao longo do período de chaveamento do conversor na Região 1	39
Tabela 2 – Tensões nos indutores ao longo do período de chaveamento do conversor na Região 2	51
Tabela 3 – Tensões nos indutores ao longo do período de chaveamento do conversor na Região 3	60
Tabela 4 – Correntes médias e eficazes nos componentes do conversor em diferentes regiões de operação	77
Tabela 5 – Especificações de projeto do conversor	96
Tabela 6 – Especificações do núcleo do transformador	97
Tabela 7 – Especificações do núcleo do indutor	99
Tabela 8 – Componentes semicondutores e capacitor de saída utilizados no protótipo .	154
Tabela 9 – Resumo do projeto dos indutores de filtro do protótipo	157
Tabela 10 – Resumo do projeto dos transformadores do protótipo	157

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DAB	<i>Dual-Active Bridge</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
HFTs	<i>High Frequency Transformers</i>
LKC	Lei de Kirchhoff das Correntes
MOSFETs	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SiC	<i>Silicon Carbide</i>
VEs	Veículos Elétricos
ZVS	Comutação sob tensão nula

LISTA DE SÍMBOLOS

A_e	Área da seção transversal do núcleo magnético
A_w	Área da janela do núcleo magnético
\vec{B}	Vetor de densidade de fluxo magnético
C_o	Capacitor do filtro de saída
C_r	Capacitor ressonante
D	Ciclo de trabalho
D_1	Diodo de potência 1
\vec{E}	Vetor de campo elétrico
f	Frequência de operação dos indutores
f_s	Frequência de chaveamento
G_V	Ganho estático do conversor
\vec{H}	Vetor de campo magnético
i_a, i_b, i_c	Corrente de linha ou corrente no enrolamento primário a, b e c
$i_{c1_{ef}}$	Corrente eficaz no enrolamento primário do transformador c_1
$i_{c1_{md}}$	Corrente média no enrolamento primário do transformador c_1
i_{D_1}	Corrente no diodo de potência 1
$i_{D6_{ef}}$	Corrente eficaz no diodo retificador 6
$i_{D6_{md}}$	Corrente média no diodo retificador 6
i_{S_1}	Corrente na chave de potência 1
$i_{S5_{ef}}$	Corrente eficaz na chave de potência 5
$i_{S5_{md}}$	Corrente média na chave de potência 5
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Corrente no enrolamento secundário a, b e c
I_o	Corrente média de saída
J	Densidade de corrente
k_f	Fator de forma
k_u	Fator de utilização da janela

L_1	Indutor de filtro na saída
L_{da}	Indutância de dispersão associada ao enrolamento primário da fase a do transformador
L_e	Comprimento médio do percurso magnético
L_m	Indutância de magnetização
L_r	Indutor ressonante
n	Relação do transformador
N	Número de enrolamentos no magnético
P_o	Potência média de saída
Q_C	Carga acumulada no capacitor
R_{avg}	Resistência do fio do magnético por metro
R_{enr}	Resistência do enrolamento do magnético
R_g	Resistor de <i>gate</i>
R_o	Resistência da carga
R_{se}	Resistência série equivalente de um capacitor
S_1	Chave de potência 1
T_S	Período de chaveamento
T_j	Temperatura de junção do semicondutor
V_o	Tensão média de saída
V_c	Volume do núcleo magnético
V_{C_o}	Tensão nos terminais do capacitor de saída C_o
V_{L_1}	Tensão nos terminais do indutor L_1
V_{mag}	Tensão de magnetização
ΔI_L	Ondulação da corrente no indutor do filtro da saída
Δt_i	Intervalo de tempo no período de operação $[t_i, t_{i+1}]$
ΔV_o	Ondulação da tensão de saída
ΔI_o	Ondulação da corrente de saída
η	Rendimento

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
2	TOPOLOGIA DE CONVERSOR ANALISADA	28
2.1	Região 1 de Operação do Conversor	29
2.1.1	<i>Primeira Subetapa: Estágio $[t_0, t_1]$</i>	30
2.1.2	<i>Segunda Subetapa: Estágio $[t_1, t_2]$</i>	33
2.1.3	<i>Terceira Subetapa: Estágio $[t_2, t_3]$</i>	36
2.1.4	<i>Ganho Estático na Região 1</i>	38
2.2	Região 2 de Operação do Conversor	40
2.2.1	<i>Primeira Subetapa: Estágio $[t_0, t_1]$</i>	42
2.2.2	<i>Segunda Subetapa: Estágio $[t_1, t_2]$</i>	44
2.2.3	<i>Terceira Subetapa: Estágio $[t_2, t_3]$</i>	47
2.2.4	<i>Ganho Estático na Região 2</i>	48
2.3	Região 3 de Operação do Conversor	52
2.3.1	<i>Primeira Subetapa: Estágio $[t_0, t_1]$</i>	52
2.3.2	<i>Segunda Subetapa: Estágio $[t_1, t_2]$</i>	55
2.3.3	<i>Terceira Subetapa: Estágio $[t_2, t_3]$</i>	57
2.3.4	<i>Ganho Estático na Região 3</i>	59
2.4	Determinação dos Esforços de Corrente nos Semicondutores e Magnéticos	63
2.4.1	<i>Análise dos esforços na Região 1</i>	63
2.4.1.1	<i>Chaves de Potência</i>	64
2.4.1.2	<i>Diodos Semicondutores</i>	68
2.4.1.3	<i>Transformadores</i>	70
2.4.2	<i>Análise dos esforços na Região 2</i>	71
2.4.2.1	<i>Chaves de Potência</i>	71
2.4.2.2	<i>Diodos Semicondutores</i>	73
2.4.2.3	<i>Transformadores</i>	74
2.4.3	<i>Análise dos esforços na Região 3</i>	74
2.4.3.1	<i>Chaves de Potência</i>	75
2.4.3.2	<i>Diodos Semicondutores e Transformadores</i>	76
2.4.4	<i>Resumo dos Esforços de Corrente</i>	77

3	PROCEDIMENTO DE PROJETO	78
3.1	Projeto dos Transformadores	78
3.1.1	<i>Determinação do Produto A_p</i>	78
3.1.2	<i>Determinação da Relação de Transformação</i>	80
3.2	Projeto do Filtro LC de Saída	81
3.2.1	<i>Análise das Ondulações de Corrente</i>	81
3.2.1.1	<i>Região 1</i>	82
3.2.1.2	<i>Região 2</i>	86
3.2.1.3	<i>Região 3</i>	87
3.2.1.4	<i>Curvas das Ondulações de Corrente em Função do Ciclo de Trabalho</i>	88
3.2.2	<i>Projeto dos Indutores de Filtro</i>	90
3.2.3	<i>Projeto do Capacitor de Filtro</i>	93
3.3	Exemplo de Projeto	96
3.3.1	<i>Projeto do Transformador</i>	97
3.3.2	<i>Projeto dos Indutores</i>	99
3.3.3	<i>Projeto do Capacitor</i>	101
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	102
4.1	Circuito de Simulação	102
4.2	Formas de Onda em Regime Permanente	103
4.2.1	<i>Região 1 de Operação</i>	103
4.2.2	<i>Região 2 de Operação</i>	108
4.2.3	<i>Região 3 de Operação</i>	112
4.3	Simulação do Ganho Estático	114
4.4	Simulação dos Esforços de Corrente	115
4.4.1	<i>Correntes Eficazes</i>	115
4.4.2	<i>Correntes Médias</i>	118
4.5	Simulação das Ondulações de Corrente	120
5	MODELAGEM DE PERDAS E ANÁLISE DA EFICIÊNCIA	122
5.1	Diodos Semicondutores	123
5.1.1	<i>Perdas por condução</i>	124
5.1.2	<i>Algoritmo desenvolvido para estimativa de perdas</i>	126
5.2	MOSFETs	128

5.2.1	<i>Perdas por condução</i>	129
5.2.2	<i>Perdas por chaveamento</i>	130
5.2.3	<i>Algoritmos desenvolvidos para estimativa de perdas</i>	131
5.2.3.1	<i>MOSFETs Wolfspeed</i>	132
5.2.3.2	<i>MOSFETs GeneSiC</i>	137
5.3	Indutores e Transformadores	139
5.3.1	<i>Perdas no núcleo</i>	139
5.3.2	<i>Perdas nos enrolamentos</i>	143
5.3.3	<i>Algoritmos desenvolvidos para o projeto dos magnéticos</i>	144
5.3.3.1	<i>Algoritmo para projeto de indutores</i>	145
5.3.3.2	<i>Algoritmo para projeto de transformadores</i>	150
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	154
6.1	Resultados experimentais em regime permanente	159
6.2	Resultados de rendimento	163
7	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	170
	REFERÊNCIAS	173

1 INTRODUÇÃO

No cenário contemporâneo, o crescente desenvolvimento tecnológico e a melhoria contínuo da qualidade de vida têm impulsionado a expansão progressiva da demanda global por eletricidade, evidenciando a necessidade de soluções energéticas eficientes e sustentáveis capazes de suprir essa demanda (RAMKUMAR *et al.*, 2025). Nesse contexto, os veículos elétricos (VEs) desempenham papel estratégico na descarbonização do setor de transportes, ao combinar elevada eficiência energética com significativa redução das emissões de gases poluentes, e utilizando-se de tecnologias avançadas como redes elétricas inteligentes, armazenamento em baterias de alta densidade e integração com fontes renováveis, otimizando, assim, o consumo e a gestão da energia.

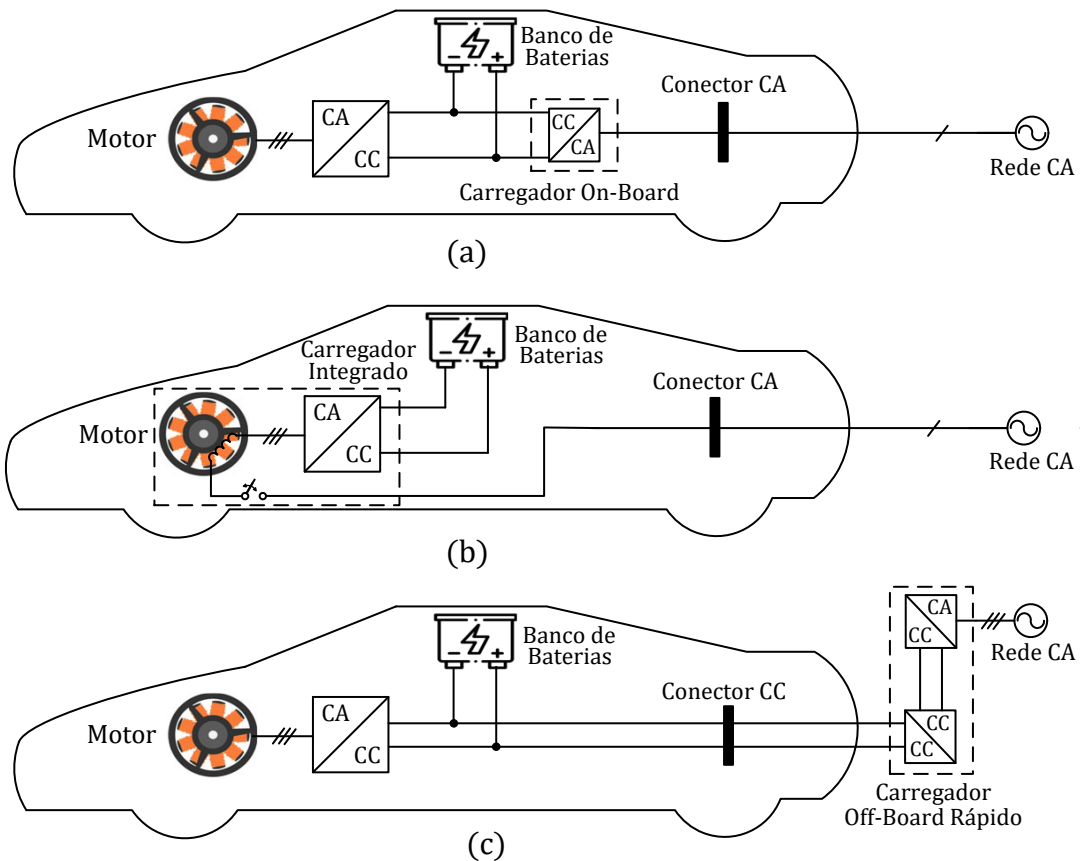
Esse papel de relevância dos VEs na transição energética sustentável se reflete diretamente no Brasil, onde, em 2024, foram registrados 177.358 emplacamentos de veículos eletrificados leves, representando um aumento de 89% em relação ao ano anterior, com predominância de modelos *plug-in*, números esses que evidenciam não apenas a mudança no comportamento do consumidor, mas também a consolidação de uma cadeia produtiva estruturada e comprometida com o desenvolvimento de tecnologias energéticas sustentáveis (Energy Libra, 2025).

Conforme (RAMKUMAR *et al.*, 2025), diante desse cenário, a expansão dos VEs reforça a necessidade de se desenvolver sistemas de recarga de alta potência, mais eficientes, com reduzido tempo de abastecimento e capazes de fornecer ampla faixa de tensão de saída, tornando-se compatíveis com a diversidade de modelos comerciais existentes, viabilizando, assim, a consolidação da mobilidade elétrica e sustentando o crescimento da participação das fontes renováveis na matriz energética global.

Para tanto, torna-se fundamental compreender e dominar as arquiteturas de carregamento existentes, que variam conforme a aplicação e a potência envolvida. Como ilustrado na Figura 1, os sistemas de recarga são categorizados em carregamento lento, semi-rápido e rápido. A configuração (a) ilustra um arranjo convencional de recarga lenta com carregamento *on-board*, no qual a energia da rede elétrica em Corrente Alternada (CA) é convertida internamente em Corrente Contínua (CC) pelo carregador embarcado para alimentar o banco de baterias, que, por sua vez, fornece energia ao motor. Essa topologia, típica de carregadores lentos e semi-rápidos, é amplamente difundida em ambientes residenciais e comerciais, mas é limitada pela capacidade de conversão do equipamento embarcado. A topologia (b) apresenta um carregador integrado,

possivelmente consolidado com outros componentes de potência para otimização de espaço e eficiência, mantendo o fluxo de energia similar ao modelo anterior. Essa evolução busca reduzir perdas, peso e volume, integrando funcionalidades em módulos eletrônicos mais compactos. A configuração (c) representa o carregamento rápido off-board, no qual um carregador externo de alta potência converte o sinal CA para CC, alimentando diretamente as baterias do veículo, contornando completamente o sistema de carregamento embarcado e permitindo recargas aceleradas.

Figura 1 – Diagramas de blocos de carregadores de VEs: (a) Lento, (b) Semirrápido, (c) Rápido.



Fonte: Adaptado de (SILVA, 2023)

Os carregadores *off-board* rápidos além de apenas fornecer elevados níveis de potência, devem operar ainda dentro de amplas faixas de tensão de saída, que variam de 200 V a 920 V, conforme estabelecido em (CHARIN Association, 2021), podendo alcançar até 1 kV ou 1,5 kV, como destacado por (Chademo, n.d.), de modo a assegurar conformidade com as especificações dos diferentes modelos de veículos elétricos.

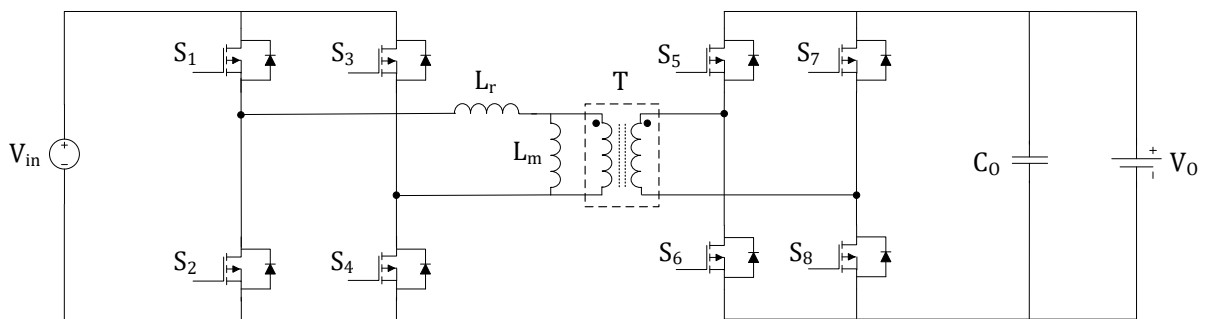
Esses carregadores são, tipicamente, projetados para operação a partir de alimentação

trifásica em CA, de modo que os sistemas mais consolidados comercialmente adotam uma topologia composta por dois estágios: um retificador ativo seguido de um conversor CC-CC isolado em alta frequência (OLIVEIRA *et al.*, 2024). O estágio CA-CC geralmente emprega uma ponte monofásica ou trifásica com chave de potência, enquanto o estágio CC-CC utiliza conversores do tipo *Dual-Active Bridge* (DAB) ou *Pulse Width Modulation* (PWM). Entretanto, a ampla variação de tensão exigida em carregadores *off-board* limita consideravelmente o desempenho dessas topologias convencionais, de modo que, embora alternativas que usam um estágio ressonante tenham se mostrado promissoras em termos de eficiência, estruturas ressonantes significativamente mais complexas ainda seriam necessárias para atender à essas especificações de tensão (Infineon Technologies AG, 2019).

Com relação ao conversor DAB com deslocamento de fase, apresentado na Figura 2, verifica-se, na literatura, que suas principais vantagens incluem um projeto e controle simplificados, um baixo número de dispositivos empregados e uma eficiência competitiva, com protótipos de 10 kW desenvolvidos alcançando 98,2% de eficiência (YUAN *et al.*, 2021). Entretanto, ainda assim, a modulação simples por deslocamento de fase utilizada introduz uma corrente circulante (ou reativa) que não transfere energia útil e provoca aumento de perdas de condução nos dispositivos e perdas resistivas nos enrolamentos (TEICHERT, 2025).

Além disso, a Comutação sob tensão nula (ZVS) é facilmente perdida em condições de carga leve e não pode ser garantida em uma ampla faixa de tensão da bateria, resultando em um aumento significativo das perdas por chaveamento (LIU, 2020).

Figura 2 – Conversor DAB monofásico com deslocamento de fase

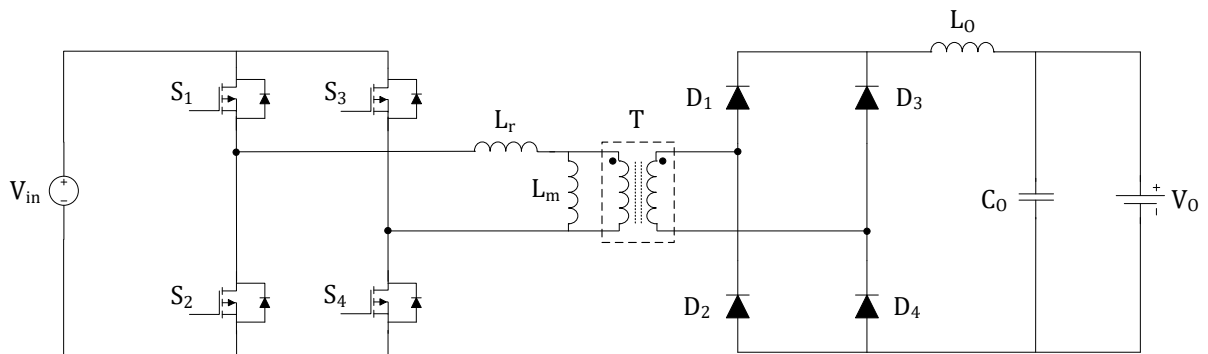


Fonte: Adaptado de (YUAN *et al.*, 2021)

Diante dessas limitações, o conversor *Full-Bridge* PS-ZVS-PWM se mantém como uma das principais soluções viáveis para sistemas de carregamento. Em (WHITAKER *et al.*,

2014) destaca-se uma topologia de conversor *Full-Bridge* com deslocamento de fase (PSFB), cujo circuito é mostrado na Figura 3. Essa topologia apresenta a vantagem de redução do estresse de tensão nos dispositivos do lado primário, além da capacidade de realizar a comutação ZVS nos semicondutores, sem necessitar de componentes auxiliares ou um sistema de controle mais complexo. No entanto, a topologia enfrenta algumas desvantagens, como as perdas durante a desativação dos semicondutores e as perdas elevadas nos diodos retificadores. Isso é causado pela ressonância entre a indutância de dispersão, as capacitâncias parasitas dos diodos em polarização reversa e o indutor de saída, resultando em sobretensões nos diodos. Para controlar esses efeitos, é preciso utilizar circuitos amortecedores (*snubbers*), os quais, embora ajudem na mitigação das sobretensões, podem prejudicar a eficiência do conversor.

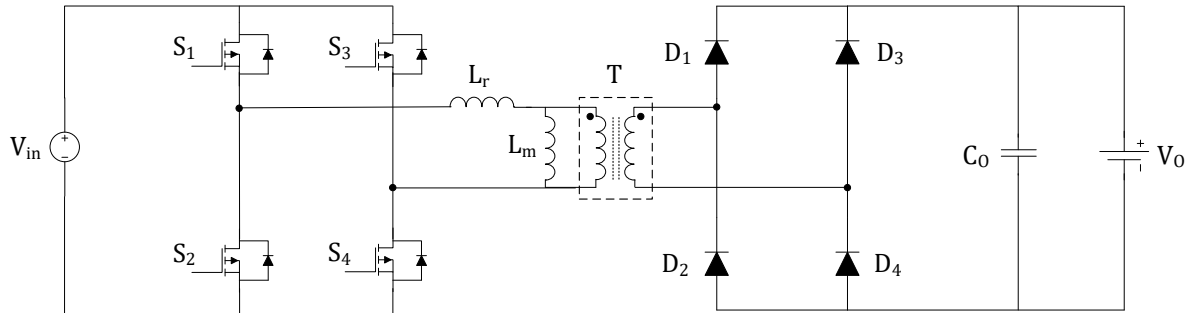
Figura 3 – Conversor CC-CC PSFB com filtro LC de saída



Fonte: Adaptado de (WHITAKER *et al.*, 2014)

A topologia do PSFB alimentado em corrente, ilustrada na Figura 4 e documentada por (GAUTAM *et al.*, 2012), utiliza um filtro de saída capacitivo com o propósito de atenuar esses picos de tensão nos diodos retificadores. Esta arquitetura assegura o grampeamento dos diodos diretamente à tensão de saída, promovendo uma derivada de corrente reduzida. Contudo, uma limitação inerente é a estreita faixa de ZVS, a qual apresenta uma alta dependência do ponto de operação da carga, de modo que, para contornar esta restrição e garantir uma faixa ampla de comutação suave, faz-se necessária a integração de circuitos auxiliares ao projeto.

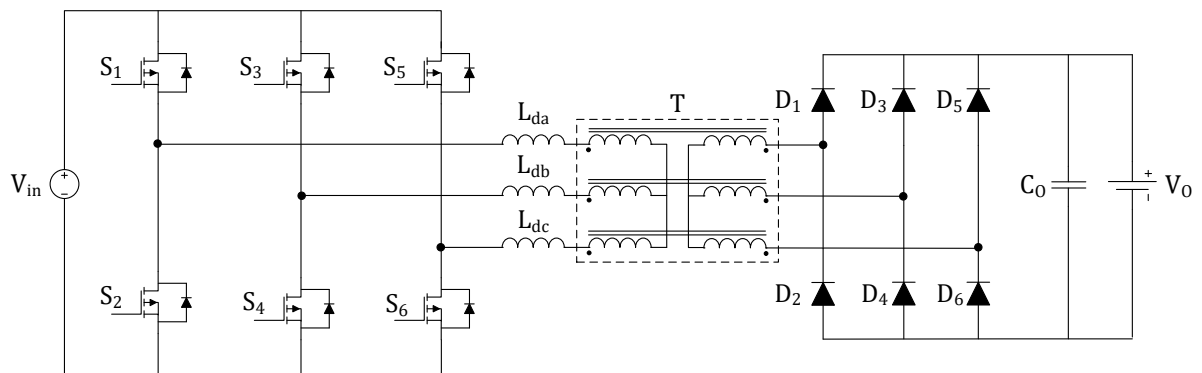
Figura 4 – Conversor CC-CC PSFB com filtro capacitivo de saída



Fonte: Adaptado de (GAUTAM *et al.*, 2012)

O trabalho desenvolvido por (OLIVEIRA; BARBI, 2005) apresenta ainda duas topologias de conversor *Full-Bridge* PWM, com ZVS e razão cíclica assimétrica, sendo uma delas com retificador trifásico convencional, mostrada na Figura 5 e a outra associada ao retificador *hybridge*, conforme Figura 6, o qual melhora a eficiência do sistema, uma vez que apenas três diodos são responsáveis pelas perdas de condução no lado secundário.

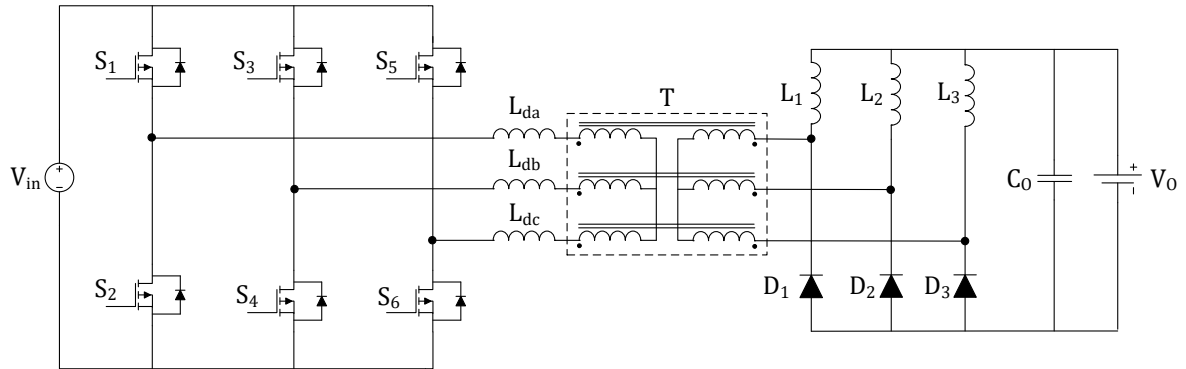
Figura 5 – Conversor CC-CC Full-Bridge trifásico associado ao retificador trifásico convencional



Fonte: Adaptado de (OLIVEIRA; BARBI, 2005)

A desvantagem desses circuitos reside no uso dos filtros LC na saída, de modo que, nesse caso, o grampeamento da tensão nos diodos retificadores não é garantido, reduzindo a razão cíclica efetiva e exigindo o projeto de transformadores com maior relação de transformação, bem como diodos capazes de suportar tensões elevadas, aumentando custos e degradando o desempenho.

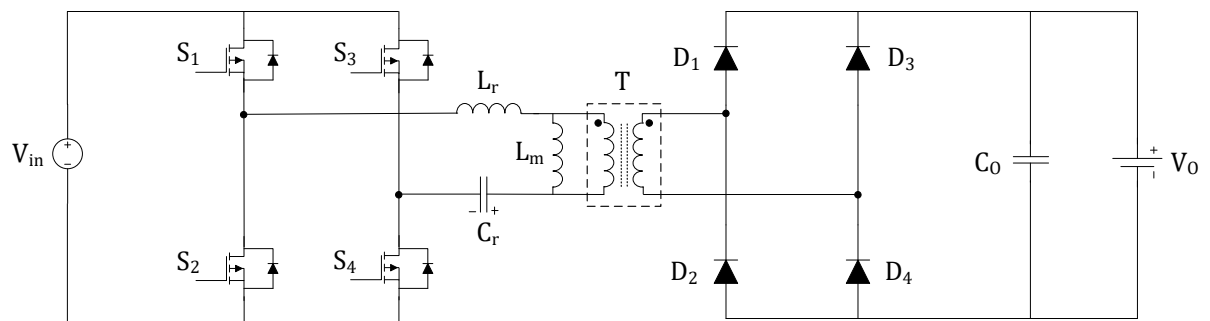
Figura 6 – Conversor CC-CC Full-Bridge trifásico associado ao retificador *hybridge*



Fonte: Adaptado de (OLIVEIRA; BARBI, 2005)

Assim, embora essas soluções PWM convencionais lidem bem com a ampla faixa de variação de tensão de saída, os esforços de tensão sobre os diodos retificadores são significativos, o que exige a conexão série de retificadores ou o uso de diodos de 1,7kV de tensão reversa máxima, que são modelos comercialmente mais caros. Por outro lado, conversores ressonantes tipo LLC, como o mostrado na Figura 7, permitem o controle do grampeamento da tensão e o uso de diodos com menor tensão nominal, mas tornam-se inviáveis para a extensa faixa de tensão requerida (CAO *et al.*, 2018).

Figura 7 – Conversor CC-CC *Full-Bridge* LLC ressonante



Fonte: Adaptado de (CAO *et al.*, 2018)

Assim, a solução para o estágio CC-CC isolado aplicado em sistemas de recarga *off-board* rápidos, proposta em (OLIVEIRA *et al.*, 2024), e a ser analisada no presente trabalho, busca conciliar uma significativa variação de tensão de saída com a diminuição das tensões aplicadas aos diodos retificadores, mantendo-se, dessa forma, como foi explicado anteriormente, as vantagens inerentes aos conversores PWM tradicionais, ao mesmo tempo em que se amplia a

flexibilidade de operação e se reduzem os esforços sobre os dispositivos de retificação.

O propósito deste trabalho é realizar uma análise abrangente desse conversor, com a dedução detalhada das expressões de ganho estático, esforços e ondulações de corrente, realização do projeto dos principais componentes, a modelagem das perdas e análise eficiência, a partir de algoritmos MATLAB desenvolvidos, e a validação da análise via simulação e construção de um protótipo experimental.

O documento está dividido em 7 seções. A seção 2 apresenta o estudo teórico e matemático do conversor proposto para as três regiões de operação. Serão então realizadas as análises qualitativas, com descrição das etapas de operação e formas de onda; e as análises quantitativas, com a determinação das principais equações que regem o comportamento do conversor, tais como ganhos estáticos e esforços de tensão e corrente nos componentes.

Na seção 3 são apresentados o procedimento e exemplo de projeto da topologia. Com as especificações e considerações de projeto, são dimensionados então indutores e capacitor de saída, bem como os transformadores isoladores, considerando também a análise matemática realizada na seção 2.

Posteriormente, na seção 4 são detalhados os resultados de simulação do projeto realizado na seção 3. São apresentados o circuito simulado e as principais formas de onda do conversor no software PSIM, com resultados em regime permanente, assim como ganho estático simulado. Visando verificar e validar a análise teórica, são obtidos gráficos comparativos entre valores teóricos e simulados para ganhos e esforços.

Na seção 5 realiza-se a modelagem de perdas do conversor considerando as especificações comerciais para os componentes do circuito. Serão explorados procedimentos para determinação de perdas em semicondutores e elementos magnéticos, os quais podem ser implementados em algoritmos no MATLAB, que automatizam os cálculos para diferentes condições de operação, proporcionando resultados precisos de forma sistemática.

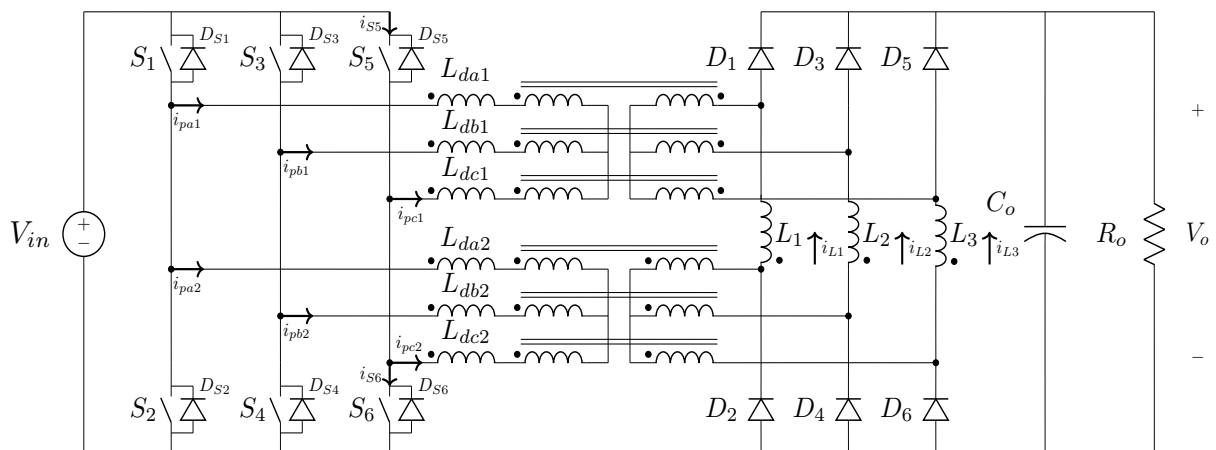
Na Seção 6 é, finalmente, apresentado o protótipo do conversor desenvolvido para testes experimentais, incluindo as formas de onda medidas para comparação com os resultados obtidos por análise teórica e simulação. Além disso, são traçadas curvas de rendimento, tanto experimentais quanto teóricas, considerando diferentes tensões de saída, com o objetivo de validar a modelagem de perdas realizada e evidenciar a elevada eficiência do circuito em diversas condições de operação. Por fim, é realizada a conclusão da monografia na seção 7.

2 TOPOLOGIA DE CONVERSOR ANALISADA

A topologia de conversor analisada neste trabalho, baseia-se em uma estrutura composta por uma ponte inversora trifásica com seis chaves ativas, e por uma versão trifásica do retificador *hybride* apresentado em (JÚNIOR, 2004), isoladas estas por dois conjuntos de transformadores estrela-estrela de alta frequência (*High Frequency Transformers* (HFTs)). Nesse caso, conforme a Figura 8, os enrolamentos primários dos transformadores são diretamente conectados aos braços correspondentes do inversor, enquanto que, para o banco de transformadores inferior, os terminais do lado secundário estão conectados entre os ânodos dos três diodos adicionados na parte inferior da estrutura *hybride* e os terminais dos indutores de filtro na saída, e, para o banco superior, os secundários conectam-se entre os cátodos dos três diodos superiores e os terminais sem polaridade dos indutores de filtro.

Esta configuração resulta em uma associação anti-série de dois estágios do retificador *hybride* clássico descrito em (JÚNIOR, 2004), na qual um diodo suplementar é incorporado em cada braço, permitindo a integração de um segundo banco composto por três transformadores monofásicos de alta frequência, configurados em arranjo estrela-estrela. Conseqüentemente, a topologia resultante, presente na Figura 8, possui seis chaves (S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 e S_6) formando a ponte inversora, dois banco trifásicos com três transformadores monofásicos cada cujas indutâncias de dispersão, representadas por $(L_{da2}, L_{db2}, L_{dc2}, L_{da1}, L_{db1}, L_{dc1})$, estão associadas aos seus respectivos enrolamentos primários, um circuito retificador com seis diodos (D_1 a D_6) e três indutores (L_1, L_2, L_3) que, em conjunto com o capacitor C_o , formam um filtro LC para suavizar o sinal de saída.

Figura 8 – Topologia analisada do conversor CC-CC



Fonte: Autoria própria baseada em (OLIVEIRA *et al.*, 2024)

Neste conversor, a ponte trifásica opera com comandos assimétricos entre os semicondutores, apresentando uma defasagem de 120° entre as fases. Além disso, os interruptores correspondentes de cada braço são acionados de forma complementar, ou seja, os pares de chave $S_1 - S_2$, $S_3 - S_4$, e $S_5 - S_6$. As chaves superiores S_1 , S_3 e S_5 operam com o mesmo ciclo de trabalho $(1 - D)$, enquanto as inferiores S_2 , S_4 e S_6 são acionadas com ciclo de trabalho D .

Para a análise quantitativa da operação do conversor, visando a obtenção das expressões dos ganhos estáticos e dos esforços nos componentes semicondutores e magnéticos, estabeleceram-se as seguintes hipóteses simplificadoras, que facilitam a modelagem matemática do sistema:

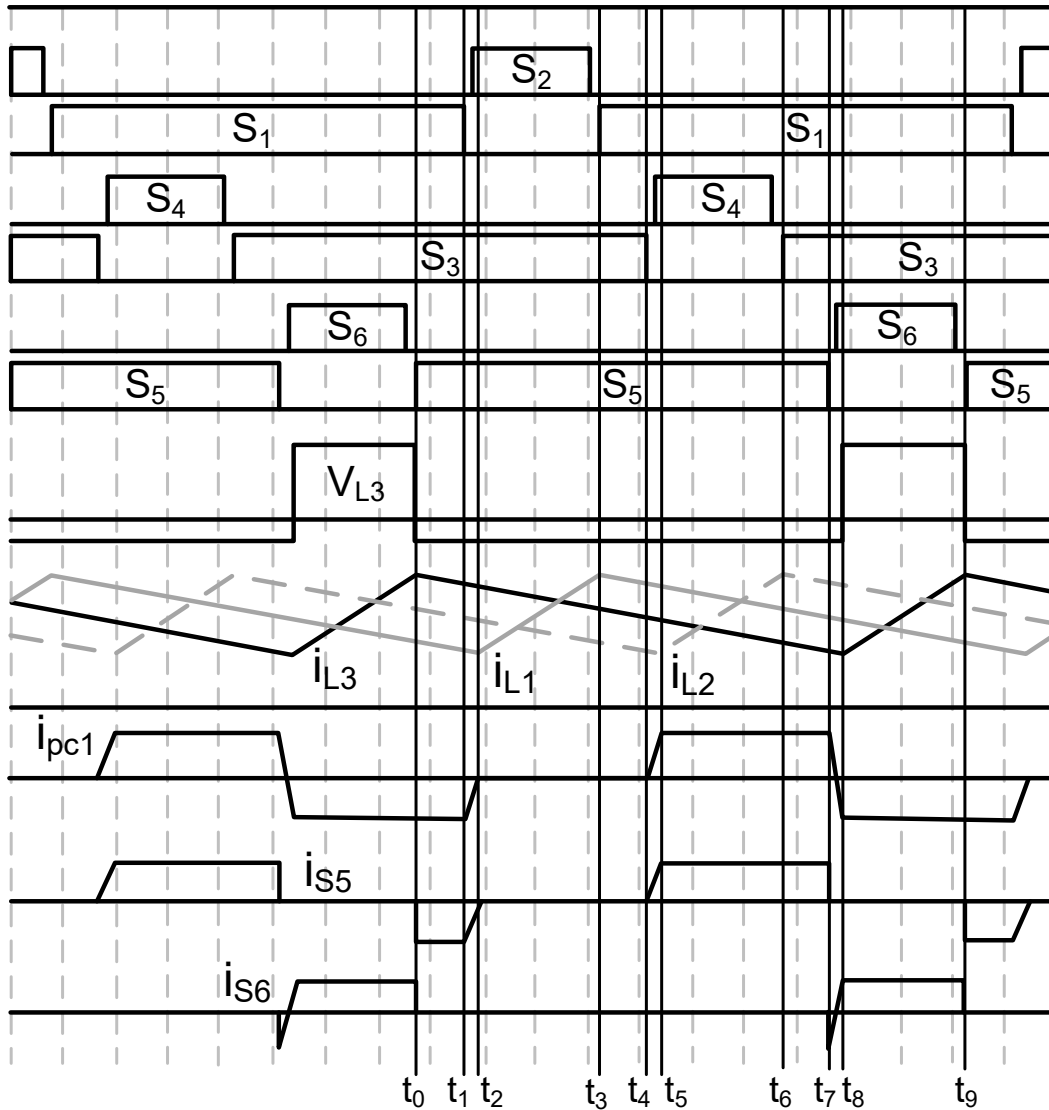
- A fonte de alimentação do conversor é assumida ideal;
- Os semicondutores são considerados como dispositivos ideais, sem queda tensão, resistência em condução, capacitâncias parasitas e perdas;
- Os transformadores são ideais, possuindo indutâncias de dispersão iguais entre si (iguais a L_d), modeladas como indutâncias em série com os enrolamentos primários;
- Desconsidera-se o tempo morto entre a comutação das chaves do mesmo braço;
- Para cada braço, o ciclo de trabalho aplicado é $(1 - D)$ nas chaves superiores e D nas chaves inferiores.

A análise dos estados de comutação, em (OLIVEIRA *et al.*, 2024) permite a definição de quatro regiões operacionais distintas desse conversor, denominadas Regiões 1, 2, 3 e 4, sendo que as três primeiras podem ser subdivididas em três sub-regiões cada. Aproveitando a simetria inerente às formas de onda de corrente e tensão, os estudos foram concentrados em apenas um terço do ciclo completo de comutação, com os resultados matemáticos extrapolados para o período total. A variável-chave que delimita essas regiões e sub-regiões é o ciclo de trabalho, que é associado às características físicas do conversor e à magnitude da carga conectada à saída, determinando assim os regimes dinâmicos do sistema.

2.1 Região 1 de Operação do Conversor

A Região 1 de operação do conversor proposto ocorre para valores de ciclo de trabalho $D < 0,33$. Para essa região são apresentados, na Figura 9, os sinais de comando das chaves de potências, as formas de ondas das correntes nos indutores i_{L1} , i_{L2} e i_{L3} , as correntes em uma chave superior i_{S5} , e em uma chave inferior, i_{S6} , a corrente na indutância de dispersão L_{dc1} , i_{pc1} , e a tensão no indutor L_3 , v_{L3} .

Figura 9 – Principais formas de onda do conversor operando na Região 1



Fonte: Adaptado de (OLIVEIRA *et al.*, 2024)

Da Figura 9 observa-se que, durante um período completo de comutação, a operação do conversor na região 1 pode ser dividida em nove estágios distintos, como se verifica de t_0 a t_9 . Entretanto, devido ao comportamento simétrico observado entre os instantes, uma análise aprofundada é necessária apenas para três dessas etapas, correspondentes aos seguintes conjuntos de intervalos: $\{[t_0, t_1], [t_3, t_4], [t_6, t_7]\}$, $\{[t_1, t_2], [t_4, t_5], [t_7, t_8]\}$ e $\{[t_2, t_3], [t_5, t_6], [t_8, t_9]\}$.

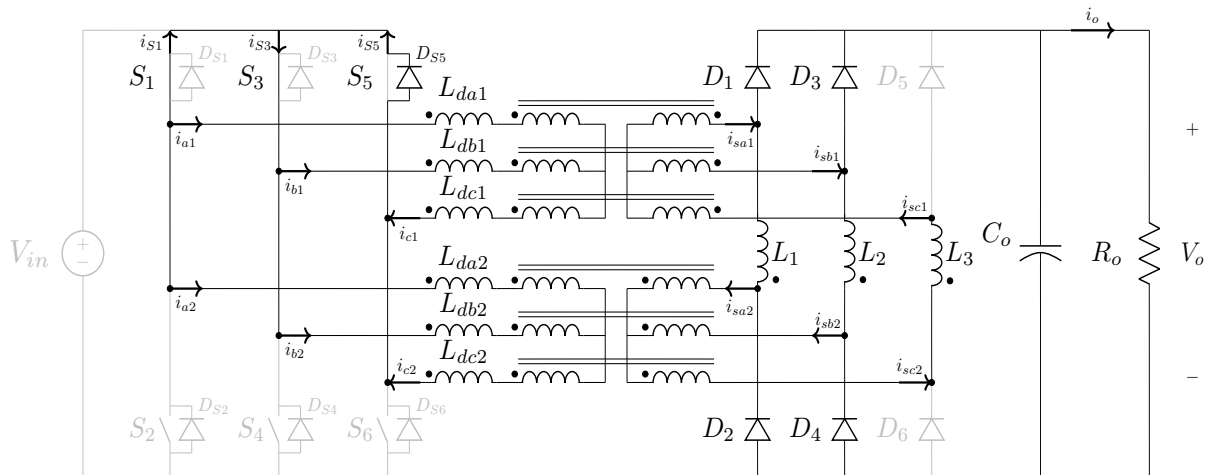
2.1.1 Primeira Subetapa: Estágio $[t_0, t_1]$

O intervalo $[t_0, t_1]$ corresponde ao estágio de roda livre, no qual as chaves S_1 , S_3 e S_5 estão acionadas, e as chaves inferiores estão desativadas. No caso de S_5 , devido ao sentido da corrente na indutância de dispersão L_{dc1} , o seu diodo intrínseco é polarizado diretamente e a

corrente i_{S5} flui por ele. Nessas condições, as chaves superiores em condução curto-circuitam os enrolamentos primários dos dois bancos de transformadores, de modo que, assim, as tensões neles passam a ser nulas, enquanto a corrente continua circulando pelos transformadores e pelos indutores de filtro na saída, sem qualquer contribuição da fonte de alimentação de entrada V_{in} .

A Figura 10 mostra o estado dos componentes e a circulação de corrente através do conversor, para esse intervalo de operação.

Figura 10 – Caminhos das correntes e estados de comutação relativos à primeira subetapa da Região 1



Fonte: Autoria própria

A obtenção do circuito equivalente para a etapa operacional analisada do conversor fundamenta-se inicialmente na análise do estado dos dispositivos semicondutores, para identificar os caminhos efetivamente ativos de condução de corrente. Essa etapa define rigorosamente quais elementos do circuito original contribuem para o fluxo energético naquele intervalo de operação, permitindo uma redução da topologia ao eliminar os dispositivos bloqueados e os ramos inativos.

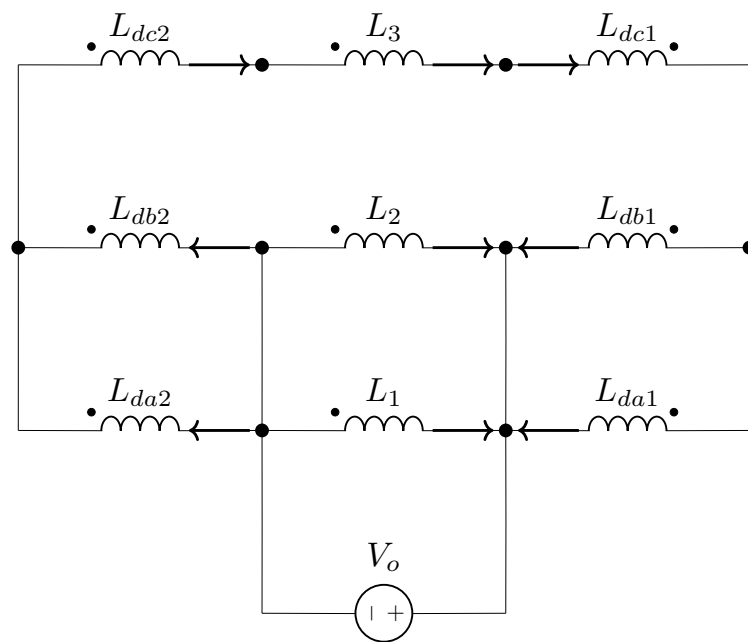
Com os dispositivos condutores representados por seus modelos ideais — chaves fechadas como curto-circuitos e abertas como circuitos abertos — o circuito é simplificado para uma rede linear passiva composta por elementos indutivos. Essa rede reflete a configuração elétrica instantânea do conversor, destacando os nós e ramos que realmente conduzem energia.

No circuito equivalente resultante, as indutâncias de dispersão são conectadas diretamente aos indutores de saída, configurando uma rede elétrica sem a inclusão explícita da isolamento magnética do transformador ou da relação de transformação. Isso ocorre porque, para fins de análise dinâmica e simplificação do modelo, considera-se que o acoplamento magnético completo do transformador pode ser abstraído, e que as indutâncias podem ser tratadas como

elementos elétricos conectados diretamente conforme a topologia imposta pelas chaves conduzindo. Tal simplificação elimina a necessidade de modelar detalhadamente o transformador como um componente magnético complexo, com múltiplos enrolamentos, acoplamento mútuo e transformação de tensão.

Para a primeira subetapa da Região 1, o circuito equivalente obtido é apresentado na Figura 11 seguinte

Figura 11 – Circuito equivalente da primeira subetapa da Região 1



Fonte: Autoria própria

Nesse circuito, as correntes nas dispersões do segundo banco de transformadores apresentam sentido invertido em relação às da Figura 10 devido a polaridade dos transformadores. As correntes médias nos indutores de saída L_1 , L_2 e L_3 são fixas no valor de $I_o/3$, sendo I_o a corrente de saída média na carga.

As correntes nas indutâncias de dispersão do banco 1 de transformadores podem ser obtidas a partir da equação diferencial que rege o comportamento de indutores, dada por $V_L = L di_L/dt$, relacionando a tensão aplicada V_L à variação temporal da corrente i_L :

$$i_{a1}(t) = \frac{1}{L_{da1}} \int_{t_0}^t v_{L_{da1}} dt + i_{a1}(t_0) \quad (2.1)$$

$$i_{b1}(t) = \frac{1}{L_{db1}} \int_{t_0}^t v_{L_{db1}} dt + i_{b1}(t_0) \quad (2.2)$$

$$i_{c1}(t) = \frac{1}{L_{dc1}} \int_{t_0}^t v_{L_{dc1}} dt + i_{c1}(t_0) \quad (2.3)$$

Da análise do circuito equivalente, verifica-se inicialmente que as correntes nas dispersões c_1 e c_2 são iguais à corrente que flui pelo indutor de filtro L_3 , que é adotada como constante, igual a $I_o/3$. Por outro lado, verifica-se que as tensões nas indutâncias de dispersão das fases a e b são as mesmas, de modo que $v_{L_{da1}} = v_{L_{db1}} = v_{L_d}$. Associando-se então em paralelo as indutâncias L_{da1} e L_{db1} (já que assume-se que são iguais a L_d), obtém-se uma indutância resultante de $L_d/2$, pela qual passa a corrente em L_{dc1} , que é constante, fazendo, portanto, com que v_{L_d} seja nula. Assim, as correntes dependem apenas da condição inicial de operação do conversor, e também que, por análise análoga, são iguais às correntes nas dispersões nos transformadores do banco 2. Então, a partir da análise das formas das onda apresentadas (sabendo-se que, na Figura 9, $i_{pc1} = -i_{c1}$) e de todo o período de operação, escreve-se de forma aproximada:

$$i_{a1}(t) = i_{a2}(t) = i_{a1}(t_0) = \frac{I_o}{3} \quad (2.4)$$

$$i_{b1}(t) = i_{b2}(t) = i_{b1}(t_0) = 0 \quad (2.5)$$

As tensões nos indutores de filtros L_2 e L_3 são iguais entre si, já que estão em paralelo e equivalentes a $-V_o$. Uma vez que as tensões nas dispersões são nulas, já que as suas correntes são constantes, a tensão em L_3 também pode ser obtida como $-V_o$:

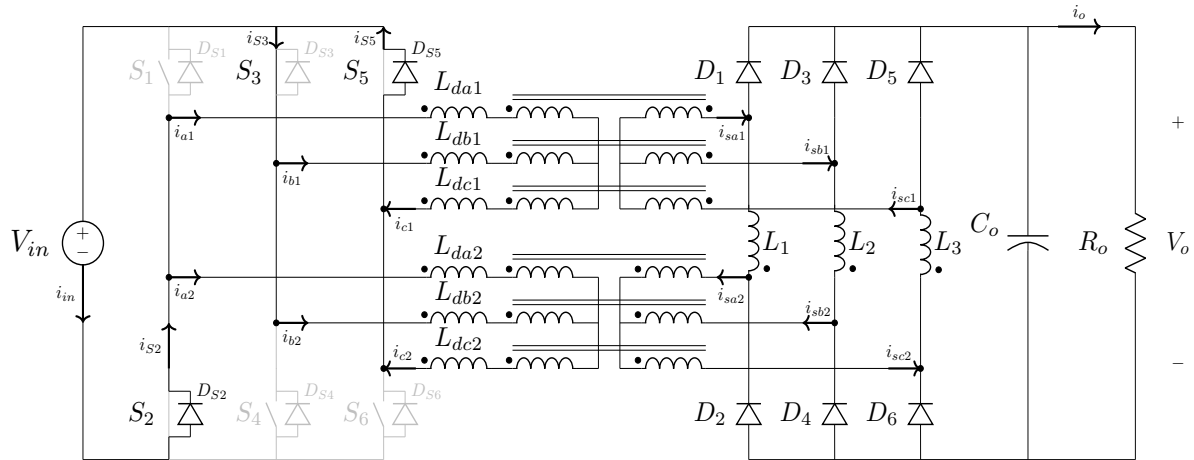
$$v_{L1}(t) = v_{L2}(t) = v_{L3}(t) = -V_o \quad (2.6)$$

2.1.2 Segunda Subetapa: Estágio $[t_1, t_2]$

Com o término do estágio de roda livre do conversor, a abertura da chave S_1 , e o subsequente fechamento da chave S_2 marcam o início da etapa de corrente linear. Nesta etapa, devido ao bloqueio de S_1 ocorre a inversão da polaridade da tensão da fase a à qual está conectada a chave S_1 , permitindo, assim, a reversão do sentido da corrente nos transformadores dessa fase correspondente, que flui pelo diodo intrínseco da chave S_2 .

A Figura 12 mostra o estado dos componentes e circulação de corrente no conversor, correspondente a esta etapa de operação.

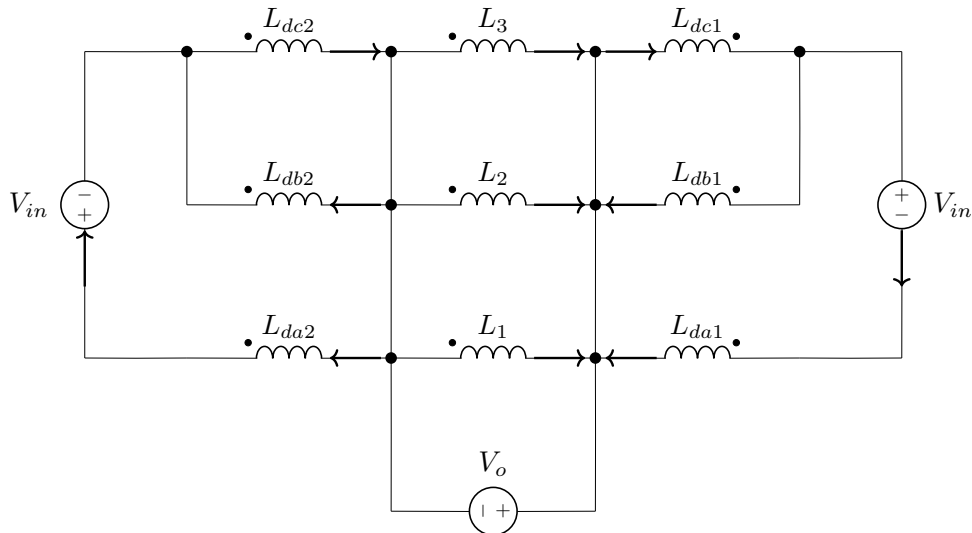
Figura 12 – Caminhos das correntes e estados de comutação relativos à segunda subetapa da Região 1



Fonte: Autoria própria

O circuito equivalente da etapa de corrente linear está representado na Figura 13. Nesse circuito, devido a polaridade dos transformadores do banco 2, a tensão conectada às dispersões destes é o inverso de V_{in} .

Figura 13 – Circuito equivalente da segunda subetapa da Região 1



Fonte: Autoria própria

Considerando a associação em paralelo das indutâncias de dispersão L_{dc1} e L_{db1} , ambas assumidas com o mesmo valor L_d , obtém-se uma indutância equivalente dada por $L_d/2$. Essa resultante é conectada em série com a indutância L_{da1} , também de valor L_d , resultando em uma indutância total equivalente de $3L_d/2$ para o respectivo caminho de condução. A corrente

na indutância equivalente é igual a $i_{a1}(t)$ e a tensão corresponde a $v_{Ldeq} = -V_{in}$, de modo que:

$$i_{a1}(t) = \frac{1}{3L_d/2} \int_{t_1}^t v_{Ldeq}(t) dt + i_{a1}(t_1) = \frac{1}{3L_d/2} \int_{t_1}^t -V_{in} dt + i_{a1}(t_1) = \frac{-2V_{in}}{3L_d}(t - t_1) + i_{a1}(t_1) \quad (2.7)$$

Da Equação 2.4, verifica-se que $i_{a1}(t_1) = I_o/3$, de forma que a expressão escrita em 2.7 torna-se:

$$i_{a1}(t) = \frac{-2V_{in}}{3L_d}(t - t_1) + \frac{I_o}{3} \quad (2.8)$$

A tensão aplicada à indutância de dispersão L_{dc1} é resultante da queda de tensão sobre a indutância L_{da1} , somada à contribuição da fonte de alimentação V_{in} , como pode ser expresso pela Equação 2.9:

$$v_{L_{dc1}}(t) = L_{dc1} \frac{di_{a1}(t)}{dt} + V_{in} = L_d \frac{d}{dt} \left(\frac{-2V_{in}}{3L_d}(t - t_1) + \frac{I_o}{3} \right) + V_{in} = V_{in} - \frac{2V_{in}}{3} = \frac{V_{in}}{3} \quad (2.9)$$

Assim, a corrente na dispersão L_{dc1} é dada pela Equação 2.10, considerando o sentido dessa corrente (saindo da polaridade):

$$i_{L_{dc1}}(t) = \frac{1}{L_d} \int_{t_1}^t -v_{L_{dc1}}(t) dt + i_{c1}(t_1) = \frac{1}{L_d} \int_{t_1}^t -\frac{V_{in}}{3} dt + i_{c1}(t_1) = -\frac{V_{in}}{3L_d}(t - t_1) + i_{c1}(t_1) \quad (2.10)$$

A partir da Equação 2.4, observa-se que a corrente em L_{dc1} no instante $t = t_1$, $i_{c1}(t_1) = I_o/3$, de forma que a Equação 2.10 é expressa como:

$$i_{c1}(t) = \frac{-V_{in}}{3L_d}(t - t_1) + \frac{I_o}{3} \quad (2.11)$$

Com base na análise do circuito equivalente e considerando a aplicação da Lei de Kirchhoff das Correntes (LKC) no nó comum às indutâncias de dispersão L_{a1} , L_{b1} e L_{c1} , obtém-se a seguinte relação entre as correntes que circulam por essas indutâncias, válida para o intervalo analisado e sob a convenção de sentidos adotada:

$$i_{c1}(t) = i_{a1}(t) + i_{b1}(t) \quad (2.12)$$

Assim, a expressão da corrente em L_{db1} pode ser determinada utilizando-se as expressões para $i_{a1}(t)$ e $i_{c1}(t)$ obtidas em 2.8 e 2.11:

$$i_{b1}(t) = i_{c1}(t) - i_{a1}(t) = \frac{-V_{in}}{3L_d}(t - t_1) + \frac{I_o}{3} - \left(\frac{-2V_{in}}{3L_d}(t - t_1) + \frac{I_o}{3} \right) = \frac{V_{in}}{3L_d}(t - t_1) \quad (2.13)$$

Por análise similar nas dispersões do segundo banco de transformadores, obtém-se as seguintes expressões de corrente:

$$i_{a2}(t) = \frac{-2V_{in}}{3L_d}(t - t_1) + \frac{I_o}{3} \quad (2.14)$$

$$i_{b2}(t) = \frac{V_{in}}{3L_d}(t - t_1) \quad (2.15)$$

$$i_{c2}(t) = \frac{-V_{in}}{3L_d}(t - t_1) + \frac{I_o}{3} \quad (2.16)$$

As tensões nos indutores de filtros mantém-se iguais a $-V_o$ para essa etapa de operação:

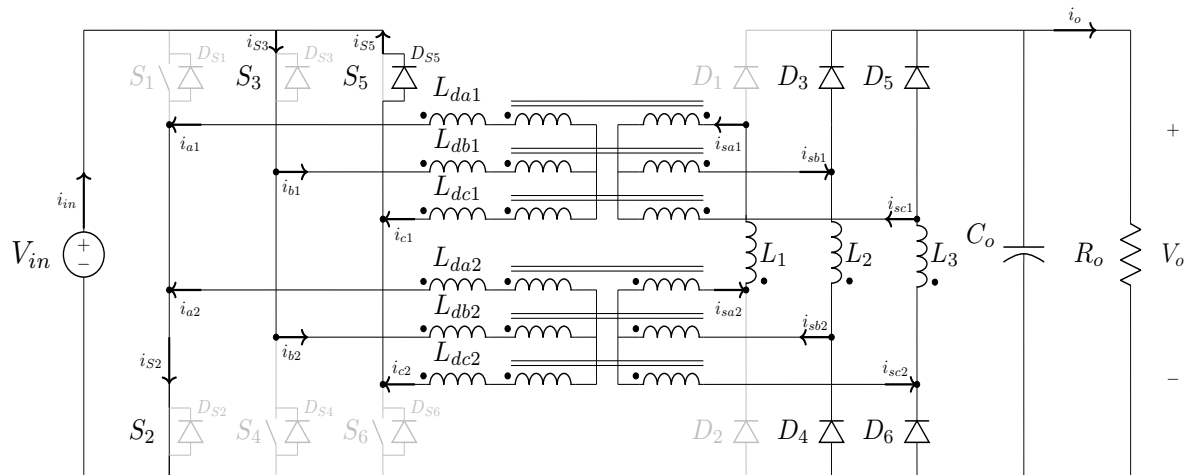
$$v_{L1}(t) = v_{L2}(t) = v_{L3}(t) = -V_o \quad (2.17)$$

2.1.3 Terceira Subetapa: Estágio $[t_2, t_3]$

Devido à tensão reversa nos enrolamentos a_1 e a_2 dos bancos de transformadores, os diodos D_1 e D_2 conectados a estas fases bloqueiam a partir do instante $t = t_2$, dando início a terceira subetapa de operação do conversor funcionando na Região 1, denominada transferência de energia. Nesse cenário, a energia é transferida diretamente da fonte de entrada para os indutores de filtro da saída, através das fases a_1 e a_2 (correspondentes aos diodos em bloqueio) o que ocorre até o momento em que S_2 é desativada, em $t = t_3$.

A Figura 14 registra o estado dos componentes e os percursos das correntes no conversor referente a esta terceira subetapa da região 1 de operação.

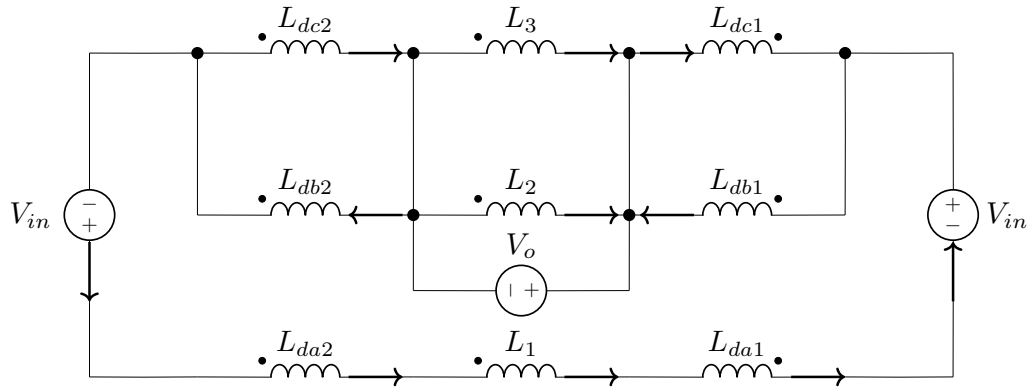
Figura 14 – Caminhos das correntes e estados de comutação relativos à terceira subetapa da Região 1



Fonte: Autoria própria

A partir do diagrama dos estados dos componentes do conversor operando no intervalo considerado, elaborase o seu circuito equivalente esquematizado na Figura 15

Figura 15 – Circuito equivalente da terceira subetapa da Região 1



Fonte: Autoria própria

Analisando-se o circuito equivalente, verifica-se que as correntes que fluem nas indutâncias L_{da1} e L_{da2} são iguais à corrente no indutor de filtro L_1 , já que, devido ao bloqueio dos diodos D_1 e D_2 , L_1 desconecta-se da carga na saída, ligando-se diretamente, no circuito equivalente, às indutâncias de dispersão da fase a dos bancos de transformadores. Sendo a corrente nos indutores de filtros fixas em $I_o/3$, como já mencionado anteriormente, tem-se:

$$i_{a1}(t) = i_{a2}(t) = \frac{I_o}{3} \quad (2.18)$$

Associando-se em paralelo as indutâncias L_{db1} e L_{dc1} (já que são iguais a L_d), verifica-se que a tensão sobre a indutância resultante $L_d/2$ é nula, uma vez que a corrente que flui por ela é constante igual à corrente $i_{a1}(t) = I_o/3$. Consequentemente, conclui-se que não há queda de tensão nas indutâncias L_{dc1} e L_{db1} , e as correntes que circulam por elas são igualmente constantes, e assumem os valores correspondentes a $i_{c1}(t_2)$ e $i_{b1}(t_2)$, respectivamente. Portanto, em $t = t_2$, através da análise dos sentidos das correntes, nota-se que uma parte da corrente I_o , ao sair da fonte V_o , divide-se com o mesmo valor em L_1 e L_2 , restando apenas uma parcela equivalente a $I_o/3$ que circula pela dispersão b_1 , tornando a corrente $i_{c1}(t)$ igual a zero. A determinação das correntes em L_{db2} e L_{dc2} segue esse mesmo princípio. Dessa forma, escreve-se:

$$i_{b1}(t) = i_{b2}(t) = \frac{I_o}{3} \quad (2.19)$$

$$i_{c1}(t) = i_{c2}(t) = 0 \quad (2.20)$$

Como se verifica no circuito equivalente, as tensões em L_2 e L_3 são iguais a $-V_o$. Por outro lado, sabendo-se que as quedas de tensões em todas as dispersões são nulas, a tensão em L_1 , considerando a referência no terminal negativo de V_o é determinada como:

$$v_{L1}(t) = (0 + V_{in}) - (V_o - V_{in}) = 2V_{in} - V_o \quad (2.21)$$

2.1.4 Ganho Estático na Região 1

Para a determinação do ganho estático do conversor na Região 1, que corresponde a razão entre a tensão média de saída e a tensão de alimentação, é necessário inicialmente estabelecer expressões que quantifiquem a duração de cada subetapa, possibilitando assim realizar a integração que resulta no valor de tensão média aplicada aos indutores de filtro.

Primeiramente, a duração da segunda subetapa, $\Delta t_2 = (t_2 - t_1)$, é determinada considerando-se que, as expressões de corrente em L_{dc1} , por exemplo, para a segunda (Equação 2.11) e a terceira subetapas (Equação 2.20) devem se igualar no instante $t = t_2$, que corresponde à transição entre esses dois estágios:

$$i_{c1}(t_2) = \frac{-V_{in}}{3L_d}(t_2 - t_1) + \frac{I_o}{3} = 0 \Rightarrow \frac{-V_{in}}{3L_d}(\Delta t_2) = -\frac{I_o}{3} \Rightarrow \Delta t_2 = \frac{L_d I_o}{V_{in}} \quad (2.22)$$

Observando-se as formas de ondas do conversor para a Região 1 registradas na Figura 9, verifica-se que a duração do intervalo em que a chave S_1 permanece desativada corresponde a $(t_3 - t_1)$. Assim, a soma dos intervalos de duração da segunda e terceira subetapas, $\Delta t_2 = (t_2 - t_1)$ e $\Delta t_3 = (t_3 - t_2)$, respectivamente, equivale a DT_S , sendo T_S o período completo de chaveamento, de modo que, utilizando-se a Equação 2.22 resulta em:

$$\Delta t_2 + \Delta t_3 = DT_S \Rightarrow \Delta t_3 = DT_S - \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right) \quad (2.23)$$

Sabe-se ainda que os três estágios iniciais analisados totalizam um terço do período total de operação, como mencionado anteriormente, de forma que:

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 = T_S/3 \quad (2.24)$$

em que $\Delta t_1 = (t_1 - t_0)$ corresponde a duração da primeira subetapa de operação. Com isso, utilizando-se as expressões deduzidas em 2.22 e em 2.23 na Equação 2.24, tem-se:

$$\Delta t_1 = \frac{T_S}{3} - \left(DT_S - \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right) \right) - \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right) = T_S \left(\frac{1}{3} - D \right) \quad (2.25)$$

Da expressão em 2.25, é possível verificar que o ciclo de trabalho D para a operação do conversor na região 1 é limitado a $1/3$, de modo a garantir $\Delta t_1 > 0$.

Extrapolando-se a análise realizada nos intervalos considerados para o restante do período de chaveamento, devido à operação análoga do conversor nos intervalos simétricos, obtém-se os valores de tensão nos indutores de filtro ao longo de todos os estágios de operação, de t_1 a t_9 . Assim, sabe-se que, enquanto os dois pares de diodos de um braço do retificador se mantiverem polarizados diretamente, o indutor de filtro ao qual estão conectados estará acoplado à saída, apresentando tensão igual a $-V_o$. Quando esses diodos bloqueiam, devido ao desligamento da chave no inversor associada à fase correspondente, a tensão no indutor associado passa a ser $(2V_{in} - V_o)$.

A transição descrita encontra-se claramente representada nas formas de onda da Figura 9, no intervalo $[t_8, t_9]$, em que, após o desligamento da chave S_5 (associada à fase c) e o subsequente desenvolvimento da etapa de corrente linear, o gráfico da tensão no indutor L_3 muda de $-V_o$ para $(2V_{in} - V_o)$. O mesmo acontece para L_2 no intervalo $[t_5, t_6]$.

A Tabela 1 apresenta as tensões nos indutores v_{L1} , v_{L2} e v_{L3} durante os diferentes intervalos de operação no ciclo de chaveamento do conversor na Região 1, detalhando as variações dessas tensões em função das fases de comutação e das condições específicas do circuito ao longo do período.

Tabela 1 – Tensões nos indutores ao longo do período de chaveamento do conversor na Região 1

Intervalo	v_{L1}	v_{L2}	v_{L3}
$[t_0, t_1]$	$-V_o$	$-V_o$	$-V_o$
$[t_1, t_2]$	$-V_o$	$-V_o$	$-V_o$
$[t_2, t_3]$	$2V_{in} - V_o$	$-V_o$	$-V_o$
$[t_3, t_4]$	$-V_o$	$-V_o$	$-V_o$
$[t_4, t_5]$	$-V_o$	$-V_o$	$-V_o$
$[t_5, t_6]$	$-V_o$	$2V_{in} - V_o$	$-V_o$
$[t_6, t_7]$	$-V_o$	$-V_o$	$-V_o$
$[t_7, t_8]$	$-V_o$	$-V_o$	$-V_o$
$[t_8, t_9]$	$-V_o$	$-V_o$	$2V_{in} - V_o$

Fonte: Autoria Própria

Pode-se então determinar o ganho estático G_{V1} referente à Região 1 do conversor, sabendo-se que a tensão média em qualquer um dos indutores de filtro, durante o regime

permanente, deve ser nula. Utilizando-se então os valores, registrados na Tabela 1, das tensões no indutor L_3 ao longo do período de chaveamento, escreve-se a equação para o cálculo do valor médio de tensão $v_{L3(md)}$:

$$v_{L3(md)} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} v_{L3}(t) dt = \frac{1}{T_S} \left[\int_{t_0}^{t_1} (-V_o) dt + \int_{t_1}^{t_2} (-V_o) dt + \int_{t_2}^{t_3} (-V_o) dt + \int_{t_3}^{t_4} (-V_o) dt + \int_{t_4}^{t_5} (-V_o) dt + \int_{t_5}^{t_6} (-V_o) dt + \int_{t_6}^{t_7} (-V_o) dt + \int_{t_7}^{t_8} (-V_o) dt + \int_{t_8}^{t_9} (2V_{in} - V_o) dt \right] = 0 \quad (2.26)$$

Considerando o caráter simétrico dos intervalos, de modo que $\Delta t_1 = \{[t_0, t_1], [t_3, t_4], [t_6, t_7]\}$, $\Delta t_2 = \{[t_1, t_2], [t_4, t_5], [t_7, t_8]\}$ e $\Delta t_3 = \{[t_2, t_3], [t_5, t_6], [t_8, t_9]\}$, a expressão em 2.26 pode ser sintetizada como se segue:

$$\frac{1}{T_S} \left[3 \cdot \int_{t_0}^{t_1} (-V_o) dt + 3 \cdot \int_{t_1}^{t_2} (-V_o) dt + 2 \cdot \int_{t_2}^{t_3} (-V_o) dt + \int_{t_8}^{t_9} (2V_{in} - V_o) dt \right] = 0 \quad (2.27)$$

Resolvendo-se as integrações na Equação 2.27, e utilizando-se as expressões deduzidas anteriormente que descrevem a duração de cada intervalo de operação, obtém-se:

$$\begin{aligned} 3 \cdot (-V_o)(t_1 - t_0) + 3 \cdot (-V_o)(t_2 - t_1) + 2 \cdot (-V_o)(t_3 - t_2) + (2V_{in} - V_o)(t_9 - t_8) &= 0 \\ -3V_o\Delta t_1 - 3V_o\Delta t_2 + (-3V_o + 2V_{in})\Delta t_3 &= 0 \\ -3V_oT_S \left(\frac{1}{3} - D \right) - 3V_o \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right) + (-3V_o + 2V_{in}) \left(DT_S - \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right) \right) &= 0 \\ -V_oT_S = -2V_{in} \left(DT_S - \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right) \right) \Rightarrow G_{V1} = \frac{V_o}{V_{in}} = 2D - \frac{2f_s L_d I_o}{V_{in}} & \quad (2.28) \end{aligned}$$

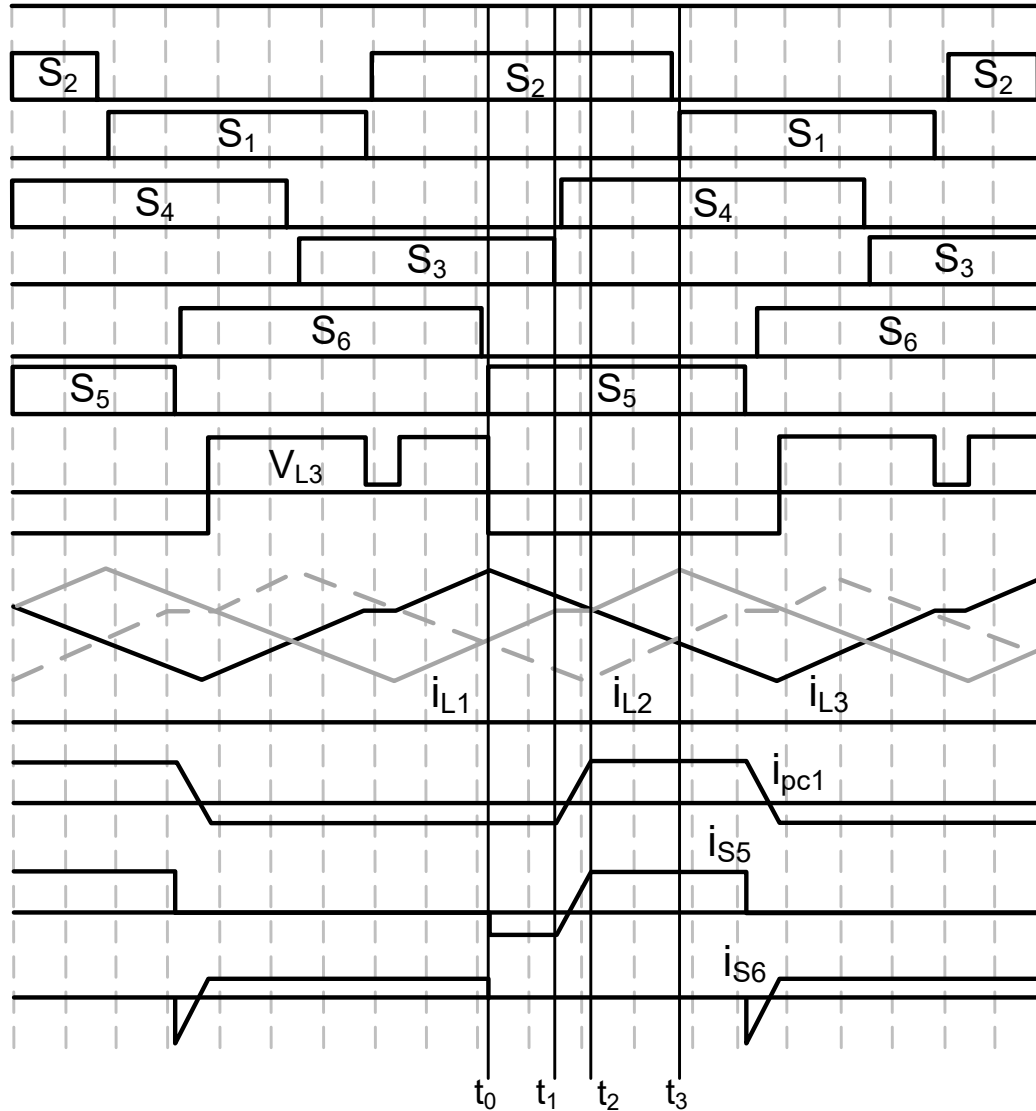
Assim, a Equação 2.28 estabelece uma expressão para a determinação do ganho estático do conversor operando na região 1, em termos do ciclo de trabalho D , que é o parâmetro variável da equação, e de grandezas fixas que são definidas conforme o projeto do conversor, as quais correspondem a frequência de chaveamento f_s , a corrente de saída I_o , a indutância de dispersão L_d e a tensão de entrada V_{in} .

2.2 Região 2 de Operação do Conversor

Para valores de ciclo de trabalho na faixa $1/3 < D < 2/3$, o conversor com a topologia estudada opera na Região 2. As mesmas formas de onda anteriormente registradas na Figura 9

para a operação do circuito na Região 1, são então traçadas considerando o seu funcionamento na Região 2 e estão apresentadas na Figura 16.

Figura 16 – Principais formas de onda do conversor operando na Região 2



Fonte: Adaptado de (OLIVEIRA *et al.*, 2024)

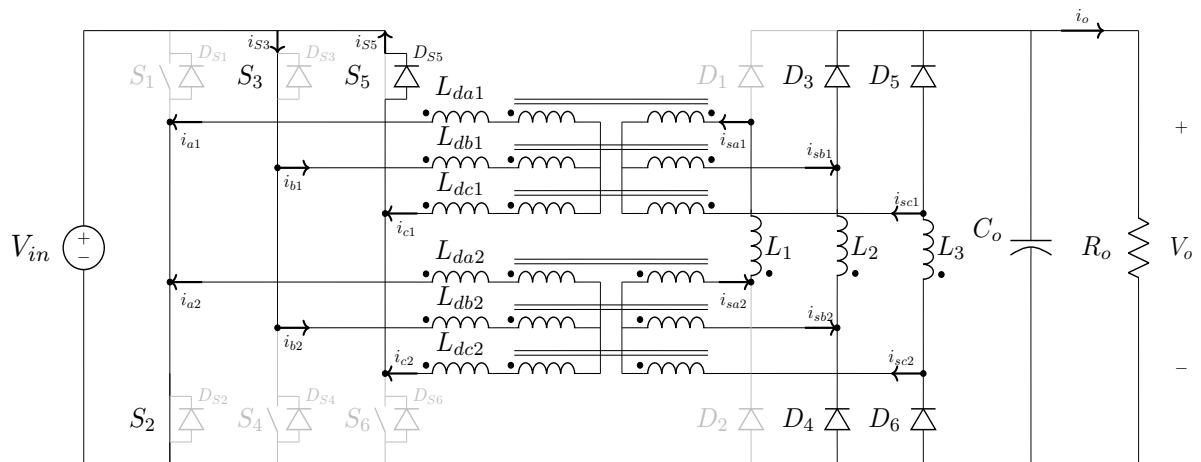
Das formas de onda da Figura 16 é nítido que, durante um período completo de comutação, a operação do conversor na Região 2 pode ser dividida em diversos estágios, sendo destacado, nessa figura, apenas de t_0 a t_3 , que considera somente um terço do período completo T_S . No entanto, devido à simetria presente entre os intervalos, e de forma análoga ao que foi feito na Região 1, a análise matemática se concentra apenas em três dos estágios totais do conversor, correspondentes aos intervalos $[t_0, t_1]$, $[t_1, t_2]$ e $[t_2, t_3]$, que são aqueles representados na Figura 16.

2.2.1 Primeira Subetapa: Estágio $[t_0, t_1]$

A primeira subetapa de operação do conversor na Região 2 se dá com o desligamento da chave S_6 e acionamento da chave superior S_5 . Nesse caso, as chaves S_2 também mantém-se acionada (juntamente com a chave S_3), que faz com que a energia da alimentação seja transferida para os indutores de filtro pelas dispersões a_1 e a_2 associadas a fase a qual está associada essa chave.

Como mostra a Figura 17, a chave S_2 acionada faz com que a polaridade de tensão nos enrolamentos a_1 e a_2 dos bancos de transformadores sejam invertidas, levando ao bloqueio dos diodos associados a essas fases, D_1 e D_2 . Assim, a energia é transferida apenas por esses enrolamentos, já que as chaves S_3 e S_5 , associadas a b_1, b_2, c_1 e c_2 estão acionadas, mantendo a polarização direta dos demais diodos D_3, D_4, D_5 e D_6 .

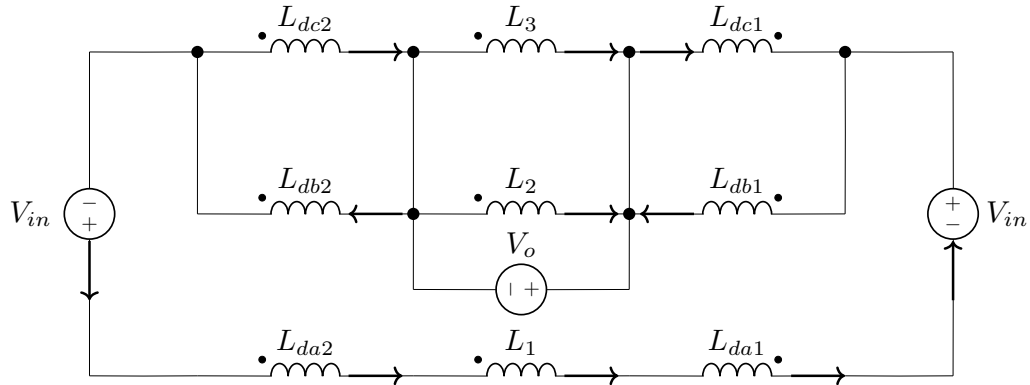
Figura 17 – Caminhos das correntes e estados de comutação relativos à primeira subetapa da Região 2



Fonte: Autoria própria

A partir dos estados dos componentes nessa primeira subetapa da Região 2 apresentados na Figura 17 anterior, obtém-se o circuito equivalente da Figura 18, com os sentidos das correntes adotados conforme as polaridades dos enrolamentos e as duas fontes de tensão V_{in} representando as tensões refletidas para os secundários dos bancos de transformadores.

Figura 18 – Circuito equivalente da primeira subetapa da Região 2



Fonte: Autoria própria

Ao se examinar esse circuito equivalente, determina-se que as correntes que circulam nas indutâncias de dispersão L_{da1} e L_{da2} são a mesma que flue no indutor de filtro L_1 , uma vez que, devido à polarização reversa dos diodos D_1 e D_2 , o indutor L_1 é isolado da carga e se conecta diretamente, no modelo equivalente, às indutâncias de dispersão associadas à fase a dos transformadores, bem como às fontes de tensão V_{in} . Conforme já abordado previamente, as correntes médias nos indutores de filtro são iguais a $I_o/3$, de forma que se pode expressar:

$$i_{a1}(t) = i_{a2}(t) = \frac{I_o}{3} \quad (2.29)$$

Do circuito equivalente é fácil de verificar que as tensões sobre as indutâncias L_{db1} e L_{dc1} são nulas, pelo mesmo raciocínio adotado anteriormente na análise da última subetapa da Região 1, tornando as correntes nessas dispersões dependentes unicamente da condição inicial, isto é, sendo iguais, nessa ordem, a $i_{c1}(t_0)$ e $i_{b1}(t_0)$. Das formas de onda registradas na Figura 16, verifica-se que $i_{pc1}(t_0) = -I_o/3$, e sendo $i_{c1} = -i_{pc1}$, conforme os circuitos da Figura 2 e 17, conclui-se que, para essa etapa de operação:

$$i_{c1}(t) = i_{c1}(t_0) = i_{c2}(t) = \frac{I_o}{3} \quad (2.30)$$

No nó que interliga a fonte V_{in} , e as indutâncias de dispersão L_{db1} e L_{dc1} a aplicação da LKC conduz à relação:

$$i_{b1}(t) = i_{c1}(t) + i_{a1}(t) \quad (2.31)$$

De forma que a corrente $i_{b1}(t)$ é determinada utilizando-se os valores de $i_{a1}(t)$ e $i_{c1}(t)$ previamente deduzidos. A determinação da corrente $i_{b2}(t)$ segue a mesma ideia. Assim,

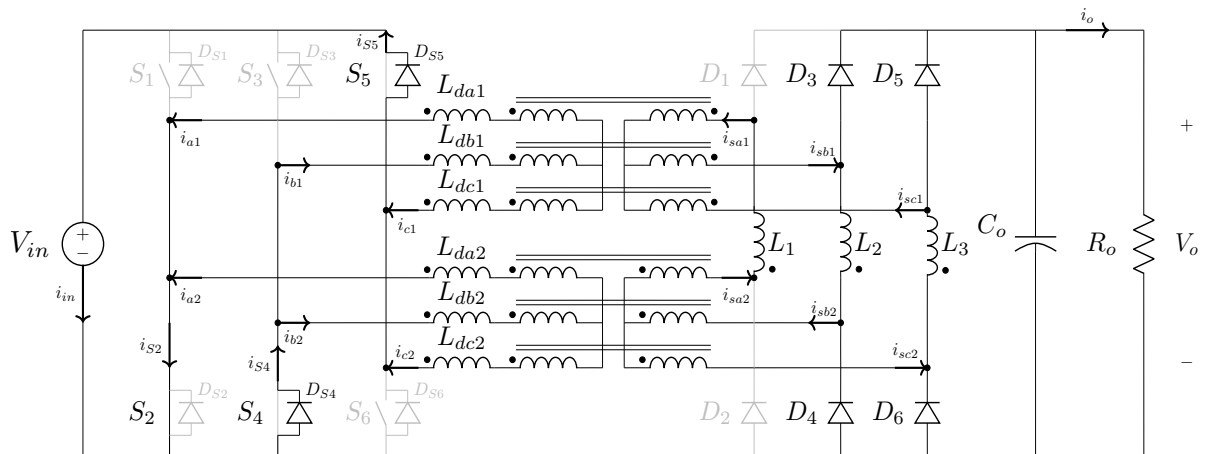
$$i_{b1}(t) = i_{b2}(t) = \frac{I_o}{3} + \frac{I_o}{3} = \frac{2I_o}{3} \quad (2.32)$$

Por fim, as tensões nos indutores L_2 e L_3 são iguais a $-V_o$, como se deduz pelo circuito equivalente. Já a tensão em L_1 é determinada como $(2V_{in} - V_o)$, considerando-se que as quedas de tensões em todas as dispersões dos transformadores são nulas, assim como foi realizado na subseção anterior, para a terceira subetapa da Região 1.

2.2.2 Segunda Subetapa: Estágio $[t_1, t_2]$

A segunda subetapa de operação do conversor na Região 2 inicia-se no instante $t = t_1$, em que a chave S_3 é desativada e ocorre o acionamento da chave inferior S_4 , conforme visualizado na Figura 19, que apresenta os estados dos componentes e os caminhos das correntes para subetapa considerada. Essa transição resulta em uma inversão no sentido das correntes em duas fases de cada banco de transformadores, com uma variação linear.

Figura 19 – Caminhos das correntes e estados de comutação relativos à segunda subetapa da Região 2

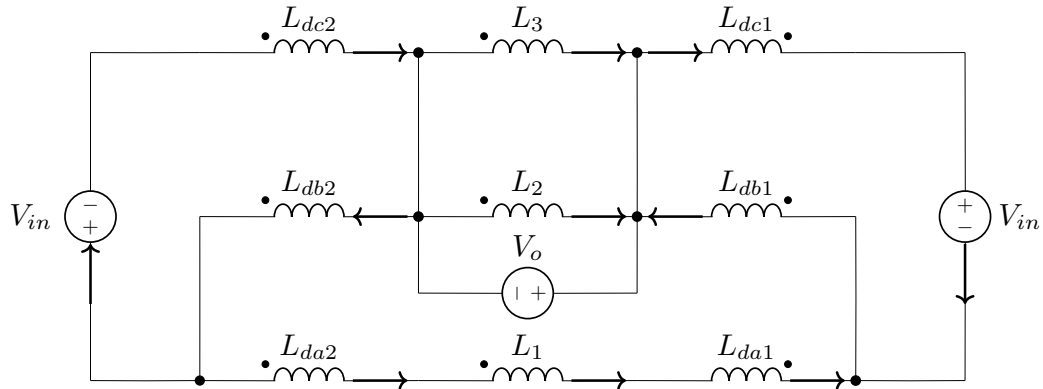


Fonte: Autoria própria

Nesse caso, devido à polaridade da tensão e ao sentido das corrente nas dispersões a_1 e a_2 , verifica-se que os diodos associados D_1 e D_2 continuam reversamente polarizados. Já os diodos D_3 e D_4 correspondentes à fase b , mantém-se polarizados diretamente, mesmo com o acionamento de S_4 e o potencial V_{in} aplicado na polaridade dos enrolamentos b_1 e b_2 dos transformadores, como mostra os sentidos das correntes na Figura 19.

Com base na representação de estados de comutação dos elementos do conversor para o intervalo em análise, o circuito equivalente correspondente é obtido, sendo apresentado de forma esquemática na Figura 20.

Figura 20 – Circuito equivalente da segunda subetapa da Região 2



Fonte: Autoria própria

Do circuito equivalente, é trivial deduzir que as correntes $i_{a1}(t)$ e $i_{a2}(t)$ se mantêm iguais a corrente no indutor L_1 , isto é,

$$i_{a1}(t) = i_{a2}(t) = \frac{I_o}{3} \quad (2.33)$$

Para a indutância de dispersão L_{db1} , a partir da equação que descreve o desempenho dinâmico dos indutores, pode-se escrever a relação entre a corrente $i_{b1}(t)$ e a integração ao longo do tempo da tensão aplicada $v_{L_{db1}}(t)$, sabendo-se que a corrente inicial nessa etapa de operação é dada por $i_{b1}(t_1) = 2I_o/3$:

$$i_{b1}(t) = \frac{1}{L_{db1}} \int_{t_1}^t v_{L_{db1}}(t) dt + i_{b1}(t_1) = \frac{1}{L_d} \int_{t_1}^t v_{L_{db1}}(t) dt + \frac{2I_o}{3} \quad (2.34)$$

Considerando a indutância de dispersão L_{dc1} , determina-se também, na Equação 2.35, a relação entre a corrente que flui por ela, $i_{c1}(t)$, e a integração temporal da tensão aplicada $v_{L_{dc1}}(t)$, dado que a corrente inicial em c_1 nessa etapa de operação é igual a $i_{c1}(t_1) = I_o/3$ e tendo em vista o sentido dessa corrente (saindo da polaridade).

$$i_{c1}(t) = \frac{1}{L_{dc1}} \int_{t_1}^t -v_{L_{dc1}}(t) dt + i_{c1}(t_1) = \frac{1}{L_d} \int_{t_1}^t -v_{L_{dc1}}(t) dt + \frac{I_o}{3} \quad (2.35)$$

Adotando-se a referência de tensão (0V) no terminal negativo da fonte V_o , e denominando de V o potencial elétrico no terminal com a marca de polaridade da indutância L_{db1} , a tensão $v_{L_{db1}}(t)$ é:

$$v_{L_{db1}}(t) = V - V_o \quad (2.36)$$

Enquanto a tensão $v_{L_{dc1}}(t)$ é dada por:

$$v_{L_{dc1}}(t) = V + V_{in} - V_o \quad (2.37)$$

Substituindo-se as expressões das tensões nas dispersões L_{db1} e L_{dc1} determinadas em 2.36 e 2.37, nas Equações 2.34 e 2.35, respectivamente, tem-se:

$$i_{b1}(t) = \frac{1}{L_d} \int_{t_1}^t (V - V_o) dt + \frac{2I_o}{3} = \frac{(V - V_o)}{L_d} (t - t_1) + \frac{2I_o}{3} \quad (2.38)$$

$$i_{c1}(t) = \frac{1}{L_d} \int_{t_1}^t -(V + V_{in} - V_o) dt + \frac{I_o}{3} = \frac{-(V + V_{in} - V_o)}{L_d} (t - t_1) + \frac{I_o}{3} \quad (2.39)$$

Empregando-se a LKC no nó de interligação da fonte V_{in} , e das indutâncias L_{da1} e L_{db1} , obtém-se a relação entre as correntes nas dispersões, apresentada na Equação 2.40.

$$i_{b1}(t) = i_{c1}(t_0) + i_{a1}(t_0) \quad (2.40)$$

Assim, aplicando, nessa relação, as expressões deduzidas de corrente nas Equações 2.33, 2.38 e 2.39, pode-se estabelecer uma fórmula para o potencial V em termos das tensões V_{in} e V_o :

$$\frac{I_o}{3} + \left(\frac{-(V + V_{in} - V_o)}{L_d} (t - t_1) + \frac{I_o}{3} \right) = \left(\frac{(V - V_o)}{L_d} (t - t_1) + \frac{2I_o}{3} \right) \Rightarrow V_o - V - V_{in} = V - V_o$$

$$V = V_o - \frac{V_{in}}{2} \quad (2.41)$$

As expressões de corrente nas dispersões L_{db1} e L_{dc1} a partir da expressão determinada do potencial V , são então escritas como segue nas Equações 2.42 e 2.43, respectivamente. As expressões para $i_{b2}(t)$ e $i_{c2}(t)$ são deduzidas por um raciocínio análogo, obtendo-se as mesmas formulações de $i_{b1}(t)$ e $i_{c1}(t)$.

$$i_{b1}(t) = \frac{-V_{in}}{2L_d} (t - t_1) + \frac{2I_o}{3} \quad (2.42)$$

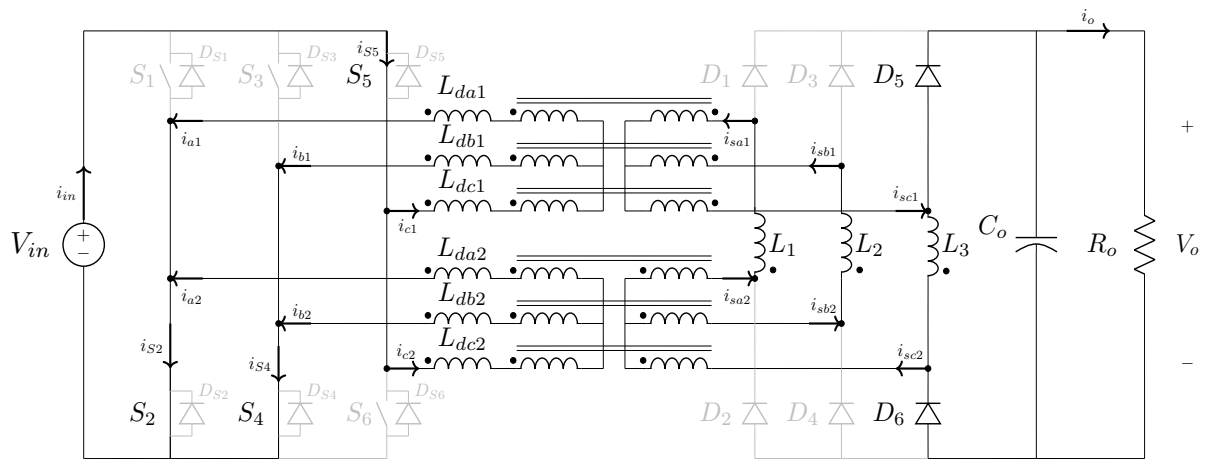
$$i_{c1}(t) = \frac{-V_{in}}{2L_d} (t - t_1) + \frac{I_o}{3} \quad (2.43)$$

As tensões $v_{L2}(t)$ e $v_{L3}(t)$, para essa etapa de operação, correspondem a $-V_o$, como se verifica facilmente pelo circuito equivalente. Já a tensão em L_1 é deduzida sabendo-se que os potenciais nos terminais com polaridade de L_{db1} e L_{db2} são iguais, respectivamente, a $V_{in}/2$ e $(V_o - V_{in}/2)$ e que as quedas de tensão em L_{da1} e L_{da2} são nulas, de modo que $v_{L1}(t) = (V_{in}/2) - (V_o - V_{in}/2) = V_{in} - V_o$.

2.2.3 Terceira Subetapa: Estágio $[t_2, t_3]$

O início da última subetapa de operação do conversor funcionando na Região 2 se dá no instante $t = t_2$, em que os diodos D_3 e D_4 associados à fase b são polarizados reversamente, devido a mudança de sentido das correntes $i_{b1}(t)$ e $i_{b2}(t)$, como se observa na Figura 21.

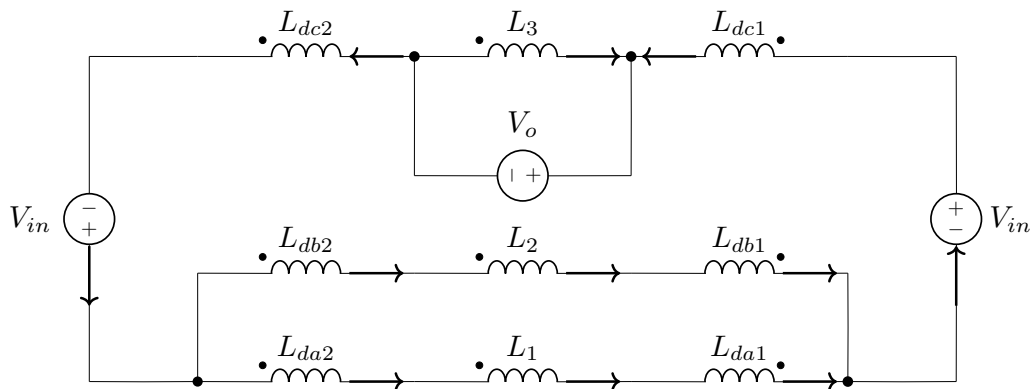
Figura 21 – Caminhos das correntes e estados de comutação relativos à terceira subetapa da Região 2



Fonte: Autoria própria

Assim, nessa subetapa, ocorre a transferência de energia da alimentação de entrada e dos indutores de filtro L_1 e L_2 , por meio das fases a e b , até o instante $t = t_3$, em que a chave S_1 é acionada. A análise dos estados de comutação dos componentes para essa subetapa leva à elaboração do circuito equivalente da Figura 22.

Figura 22 – Circuito equivalente da terceira subetapa da Região 2



Fonte: Autoria própria

A avaliação desse circuito equivalente, leva à conclusão de que as correntes que passam a circular nas indutâncias de dispersão L_{db1} e L_{db2} são a mesma que flui no indutor de

filtro L_2 , pois devido à polarização reversa dos diodos D_3 e D_4 , L_2 é desconectado da carga e se conecta diretamente, no modelo equivalente, às indutâncias de dispersão associadas à fase b dos transformadores. Pelo sentido adotado para $i_{b1}(t)$ e $i_{b2}(t)$ nas primeiras subetapas da Região 2, infere-se que as correntes em L_{db1} e L_{db2} na Figura 22 estão em sentido oposto às anteriores, de modo que:

$$i_{b1}(t) = i_{b2}(t) = -\frac{I_o}{3} \quad (2.44)$$

A partir do circuito equivalente, é evidente também que as correntes $i_{a1}(t)$ e $i_{a2}(t)$ permanecem idênticas à corrente no indutor L_1 e com o mesmo sentido:

$$i_{a1}(t) = i_{a2}(t) = \frac{I_o}{3} \quad (2.45)$$

Aplicando-se a LKC, considerando os sentidos adotados para $i_{a1}(t)$, $i_{b1}(t)$ e $i_{c1}(t)$, e utilizando-se as expressões deduzidas em 2.44 e 2.45, obtém-se:

$$i_{b1}(t) = i_{c1}(t) + i_{a1}(t) \Rightarrow i_{c1}(t) = -I_o/3 - I_o/3 = -2I_o/3 \quad (2.46)$$

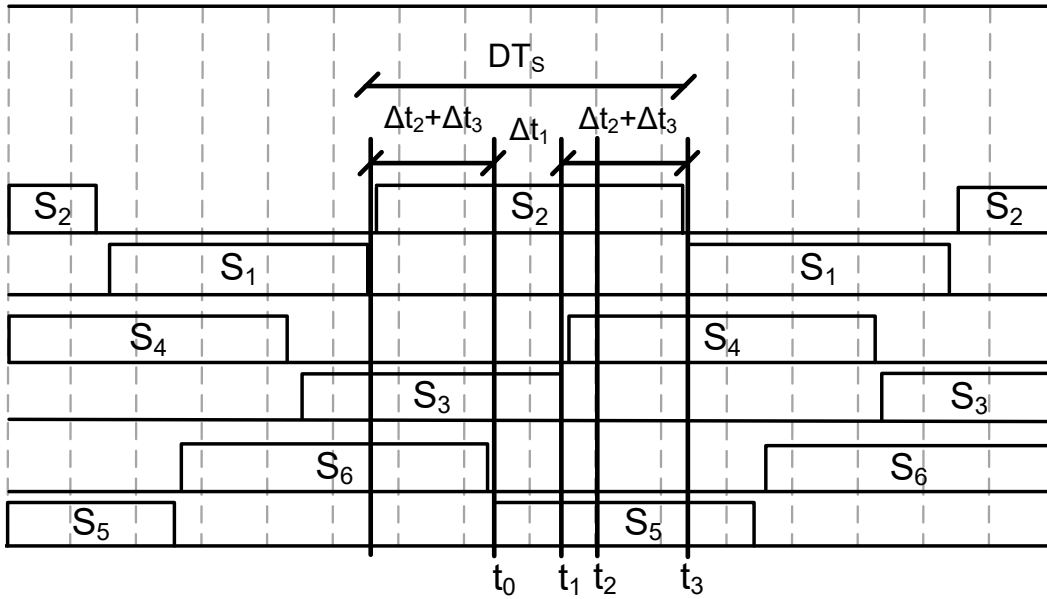
Do circuito equivalente, observa-se que a tensão v_{L3} é igual a $-V_o$. Sabendo-se ainda que as quedas de tensões em todas as dispersões dos transformadores são nulas, deduz-se que as tensões $v_{L1}(t)$ e $v_{L2}(t)$ correspondem a $(2V_{in} - V_o)$.

2.2.4 Ganho Estático na Região 2

Primeiramente, para quantificação do ganho estático, deriva-se as expressões que estabelecem a duração de cada subetapa da Região 2. Para isso são mostrados, em detalhe, na Figura 23, os sinais de comando das chaves de potência e os intervalos de tempo de duração de cada subetapa estudada da Região 2 (de t_0 a t_3), assim como um intervalo adicional, que corresponde àquele desde o desligamento da chave S_1 até o desligamento da chave S_6 , em $t = t_0$.

Do entendimento da operação do conversor na Região 2, é possível perceber que a partir do momento em que a chave S_1 é desativada, inicia-se a etapa de variação linear das correntes em a_1 e c_1 , devido ao estado de bloqueio dos diodos D_5 e D_6 e de acionamento das chaves S_2 e S_3 . Assim, pela simetria dos sinais de comando, essa etapa possui a mesma duração do estágio $\Delta t_2 = (t_2 - t_1)$ analisado na subseção 2.2.2, que corresponde à etapa de variação linear das correntes em b_1 e c_1 .

Figura 23 – Sinais de comando das chaves e intervalos de operação para Região 2



Fonte: Autoria Própria

Em seguida, até o momento de desativação da chave S_6 , ocorre a etapa de transferência de energia através das fases a e c . Pelo caráter simétrico, essa etapa possui a mesmo intervalo de duração do estágio $\Delta t_3 = (t_3 - t_2)$ descrito na subseção 2.2.3, que corresponde à etapa de transferência de energia por meio das fases a e b , que ocorre até o momento de desativação da chave S_2 .

Assim, o intervalo adicional na Figura 23, que contempla o instante de desligamento da chave S_1 até o instante de desligamento da chave S_6 , possui duração dada por $\Delta t_2 + \Delta t_3$. Com isso, pode-se estabelecer a relação:

$$2(\Delta t_2 + \Delta t_3) + \Delta t_1 = DT_S \quad (2.47)$$

Como mencionado no início desta seção, os três estágios analisados de operação na Região 2 representam um terço do período total de chaveamento, de forma que se escreve:

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 = \frac{T_S}{3} \Rightarrow \Delta t_2 + \Delta t_3 = \frac{T_S}{3} - \Delta t_1 \quad (2.48)$$

A substituição da expressão obtida em 2.48 na Equação 2.47, resulta na fórmula para o cálculo da duração do intervalo $\Delta t_1 = (t_1 - t_0)$:

$$2\left(\frac{T_S}{3} - \Delta t_1\right) + \Delta t_1 = DT_S \Rightarrow \Delta t_1 = T_S \left(\frac{2}{3} - D\right) \quad (2.49)$$

Da expressão para a duração do intervalo Δt_1 deduzida em 2.49, verifica-se que o ciclo de trabalho D para a operação do conversor na Região 2 é limitado a $2/3$, de modo a assegurar $\Delta t_1 > 0$.

Na sequência é conveniente estimar a duração da segunda subetapa da Região 2, Δt_2 , a qual é determinada, assim como foi feito para a Região 1, pressupondo-se que as expressões de corrente em L_{dc1} , para a segunda (Equação 2.43) e a terceira subetapas (Equação 2.46) devem apresentar igualdade no instante $t = t_2$:

$$i_{c1}(t_2) = \frac{-V_{in}}{2L_d}(t_2 - t_1) + \frac{I_o}{3} = -\frac{2I_o}{3} \Rightarrow \frac{-V_{in}}{2L_d}(\Delta t_2) = -I_o \Rightarrow \Delta t_2 = \frac{2L_d I_o}{V_{in}} \quad (2.50)$$

Utilizando a Equação 2.48, e as expressões inferidas para Δt_1 e Δt_2 , obtém-se uma expressão para se estimar a duração do intervalo Δt_3 :

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 = \frac{T_S}{3} \Rightarrow \Delta t_3 = \frac{T_S}{3} - T_S \left(\frac{2}{3} - D \right) - \frac{2L_d I_o}{V_{in}} = T_S \left(D - \frac{1}{3} \right) - \frac{2L_d I_o}{V_{in}} \quad (2.51)$$

Para se obter os valores de tensão nos indutores de filtro ao longo de todos os estágios de operação, pode-se estender a análise matemática referente aos intervalos considerados, de t_0 a t_3 , para o restante do período de chaveamento, devido à simetria entre os intervalos.

Das subseções anteriores, sabe-se que, para a etapa inicial de transferência parcial de energia, em que os diodos associados a uma dada fase estão bloqueados e ocorre a transferência de energia unicamente através dessa fase, o indutor de filtro ao qual esses diodos estão conectados estará desconectado da saída, apresentando tensão igual a $(2V_{in} - V_o)$. Na etapa seguinte de variação linear da corrente nas outras duas fases, a tensão no indutor considerado passa a ser $(V_{in} - V_o)$. Na etapa final então, ocorre a transferência de energia através de duas fases, e a tensão no indutor analisado volta a ser $(2V_{in} - V_o)$, assim como no indutor associado a outra fase que também é responsável pela transferência de energia da alimentação. No restante do período, a tensão no indutor é $-V_o$.

Com base nesse entendimento das subetapas de operação, obtém-se os valores das tensões nos indutores v_{L1} , v_{L2} e v_{L3} durante os todos intervalos que compõe o período de chaveamento do conversor na Região 2, os quais estão exibidos na Tabela 2. Nesse caso, os intervalos $[t_3, t_4]$ e $[t_6, t_7]$ corresponde aos estágios de transferência de energia através das fases b e c , respectivamente; já os intervalos $[t_4, t_5]$ e $[t_7, t_8]$ representam, respectivamente, os estágios de variação linear das correntes em a e c , e de variação linear das correntes em a e b ; e, por fim, os intervalos $[t_5, t_6]$ e $[t_8, t_9]$ estão associados, respectivamente, às etapas de transferência de energia através das fases b e c , e de transferência de energia através das fases a e c .

Tabela 2 – Tensões nos indutores ao longo do período de chaveamento do conversor na Região 2

Intervalo	v_{L1}	v_{L2}	v_{L3}
$[t_0, t_1]$	$2V_{in} - V_o$	$-V_o$	$-V_o$
$[t_1, t_2]$	$V_{in} - V_o$	$-V_o$	$-V_o$
$[t_2, t_3]$	$2V_{in} - V_o$	$2V_{in} - V_o$	$-V_o$
$[t_3, t_4]$	$-V_o$	$2V_{in} - V_o$	$-V_o$
$[t_4, t_5]$	$-V_o$	$V_{in} - V_o$	$-V_o$
$[t_5, t_6]$	$-V_o$	$2V_{in} - V_o$	$2V_{in} - V_o$
$[t_6, t_7]$	$-V_o$	$-V_o$	$2V_{in} - V_o$
$[t_7, t_8]$	$-V_o$	$-V_o$	$V_{in} - V_o$
$[t_8, t_9]$	$2V_{in} - V_o$	$-V_o$	$2V_{in} - V_o$

Fonte: Autoria Própria

É possível calcular então o ganho estático G_{V2} correspondente à Região 2 do conversor, baseando-se no fato de que, no regime permanente, a tensão média em qualquer indutor de filtro deve ser igual a zero. Assim, a partir dos valores das tensões no indutor L_3 , registrados durante o ciclo de chaveamento na Tabela 2, pode-se formular a equação para o cálculo do valor médio de tensão $v_{L3(md)}$:

$$\begin{aligned}
 v_{L3(md)} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} v_{L3}(t) dt = \frac{1}{T_S} & \left[\int_{t_0}^{t_1} (-V_o) dt + \int_{t_1}^{t_2} (-V_o) dt + \int_{t_2}^{t_3} (-V_o) dt + \int_{t_3}^{t_4} (-V_o) dt \right. \\
 & + \int_{t_4}^{t_5} (-V_o) dt + \int_{t_5}^{t_6} (2V_{in} - V_o) dt + \int_{t_6}^{t_7} (2V_{in} - V_o) dt + \int_{t_7}^{t_8} (V_{in} - V_o) dt \\
 & \left. + \int_{t_8}^{t_9} (2V_{in} - V_o) dt \right] = 0 \tag{2.52}
 \end{aligned}$$

Levando em consideração o caráter simétrico dos intervalos, tal que $\Delta t_1 = \{[t_0, t_1], [t_3, t_4], [t_6, t_7]\}$, $\Delta t_2 = \{[t_1, t_2], [t_4, t_5], [t_7, t_8]\}$ e $\Delta t_3 = \{[t_2, t_3], [t_5, t_6], [t_8, t_9]\}$, a expressão formulada em 2.52 pode ser reescrita de forma otimizada:

$$\begin{aligned}
 v_{L3(md)} = \frac{1}{T_S} & \left[2 \cdot \int_{t_0}^{t_1} (-V_o) dt + 2 \cdot \int_{t_1}^{t_2} (-V_o) dt + \int_{t_2}^{t_3} (-V_o) dt + 2 \cdot \int_{t_5}^{t_6} (2V_{in} - V_o) dt \right. \\
 & \left. + \int_{t_6}^{t_7} (2V_{in} - V_o) dt + \int_{t_7}^{t_8} (V_{in} - V_o) dt \right] = 0 \tag{2.53}
 \end{aligned}$$

Ao resolver as integrações em 2.53, tem-se a expressão matemática:

$$\begin{aligned}
 2(-V_o)(t_1 - t_0) + 2(-V_o)(t_2 - t_1) + (-V_o)(t_3 - t_2) + 2(2V_{in} - V_o)(t_6 - t_5) \\
 + (2V_{in} - V_o)(t_7 - t_6) + (V_{in} - V_o)(t_8 - t_7) = 0
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& 2(-V_o)(\Delta t_1) + 2(-V_o)(\Delta t_2) + (-V_o)(\Delta t_3) + 2(2V_{in} - V_o)(\Delta t_3) + (2V_{in} - V_o)(\Delta t_1) \\
& + (V_{in} - V_o)(\Delta t_2) = (2V_{in} - 3V_o)(\Delta t_1) + (V_{in} - 3V_o)(\Delta t_2) + (4V_{in} - 3V_o)(\Delta t_3) = 0 \quad (2.54)
\end{aligned}$$

Aplicando as expressões previamente deduzidas que estimam a duração de cada intervalo de operação, e realizando operações algébricas, obtém-se o ganho estático do conversor, G_{V2} , para a operação na Região 2:

$$\begin{aligned}
& (2V_{in} - 3V_o) \left(\frac{2}{3} - D \right) T_S + (V_{in} - 3V_o) \left(\frac{2L_d I_o}{V_{in}} \right) + (4V_{in} - 3V_o) \left[T_S \left(D - \frac{1}{3} \right) - \frac{2L_d I_o}{V_{in}} \right] = 0 \\
& -3V_{in} \left(\frac{2L_d I_o}{V_{in}} \right) + 2V_{in} D T_S = V_o T_S \Rightarrow G_{V2} = \frac{V_o}{V_{in}} = 2D - \frac{6f_s L_d I_o}{V_{in}} \quad (2.55)
\end{aligned}$$

2.3 Região 3 de Operação do Conversor

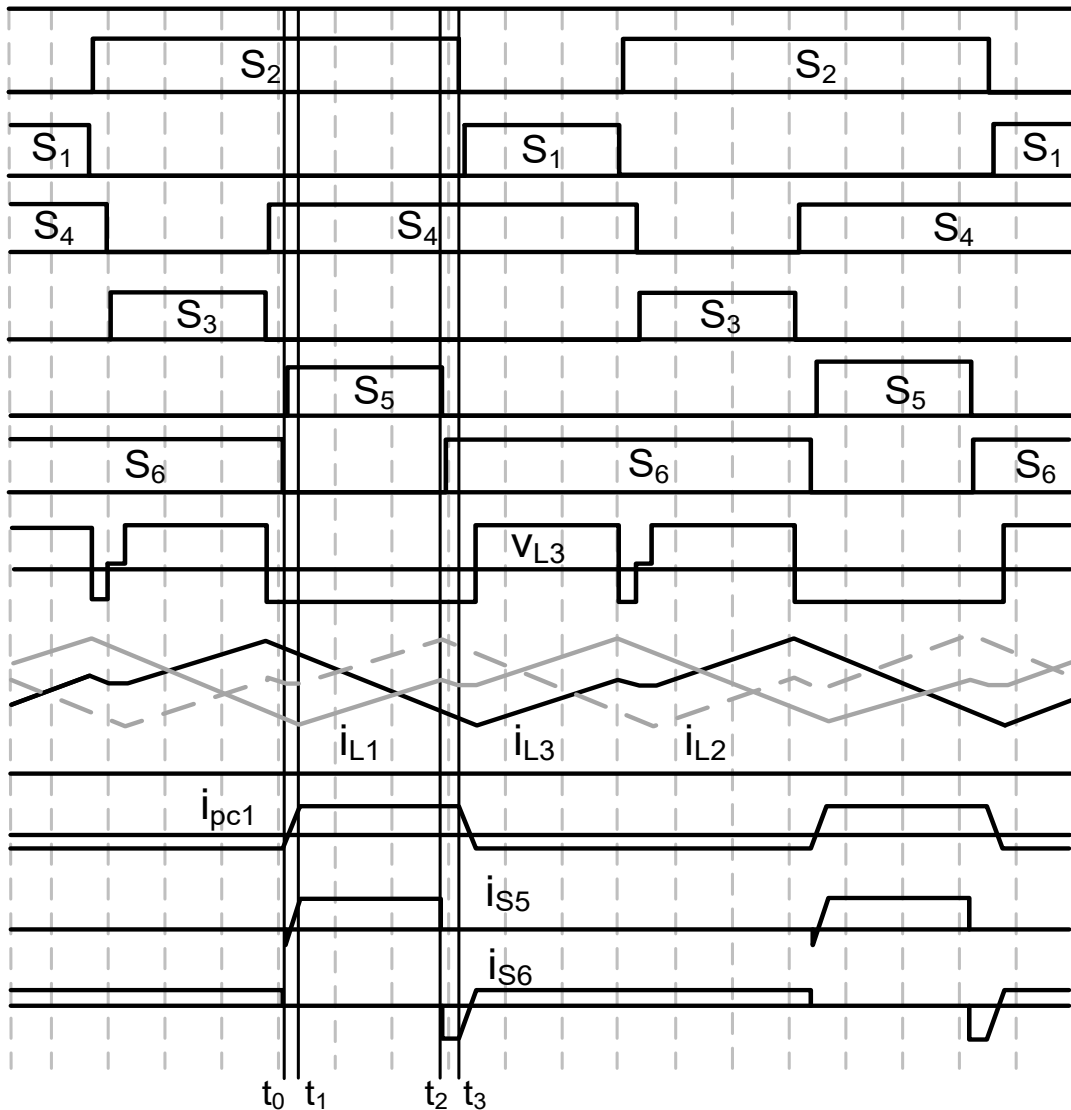
Para valores de ciclo de trabalho $D > 2/3$, o conversor analisado passa a operar na Região 3. As mesmas formas de onda já anteriormente registradas nas Figuras 9 e 16 para a operação do circuito nas Regiões 1 e 2, são então esboçadas assumindo o seu funcionamento na Região 3 e estão apresentadas na Figura 24.

Das formas de onda representadas na Figura 24, assim como para as regiões anteriores, percebe-se que, durante um período completo de comutação, a operação do conversor na Região 3 pode ser separada em diversos estágios (subetapas), sendo registrado, nessa figura, apenas o intervalo de t_0 a t_3 , que se refere somente a um terço do período completo T_S . No entanto, devido à simetria que há entre os intervalos, e de forma análoga ao que foi feito nas Regiões tratadas anteriormente, a análise matemática se concentra apenas em três dos estágios totais do conversor, correspondentes aos intervalos $[t_0, t_1]$, $[t_1, t_2]$ e $[t_2, t_3]$, que são aqueles representados na Figura 24.

2.3.1 Primeira Subetapa: Estágio $[t_0, t_1]$

A primeira subetapa de operação do conversor na Região 3 inicia com a abertura da chave S_6 e acionamento da chave superior S_5 . Nessa situação, assim como para a primeira subetapa da Região 2, a chave S_2 também mantém-se fechada, juntamente com a chave S_3 , o que faz com que a energia da alimentação seja transferida para os indutores de filtro pelas dispersões a_1 e a_2 relacionadas a fase a qual está associada essa chave.

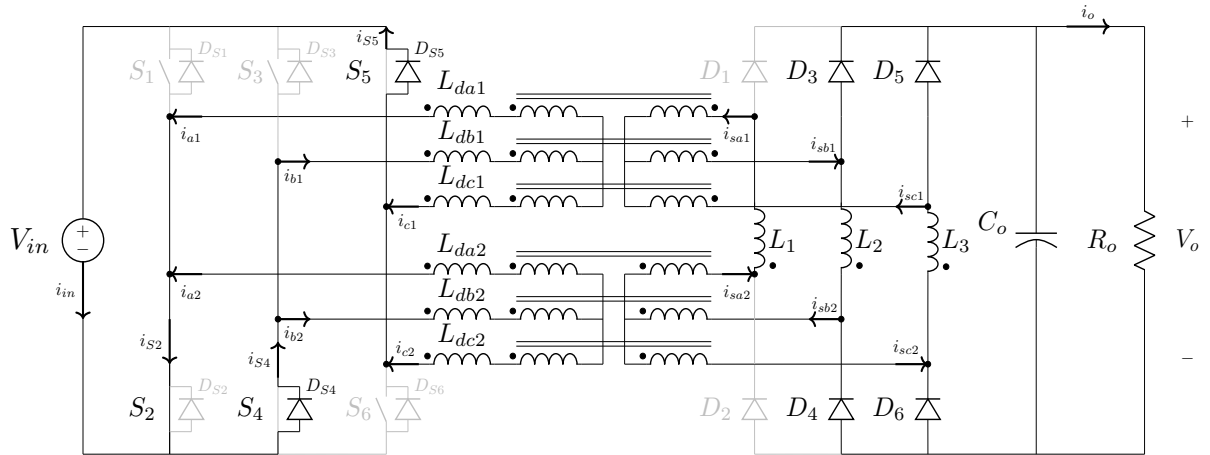
Figura 24 – Principais formas de onda do conversor operando na Região 3



Fonte: Autoria Própria

Conforme ilustrado na Figura 25, o acionamento da chave S_2 provoca a inversão da polaridade de tensão nos enrolamentos a_1 e a_2 dos bancos de transformadores, o que resulta no bloqueio dos diodos D_1 e D_2 associados a essas fases. Dessa forma, a transferência de energia ocorre exclusivamente por meio desses enrolamentos, pois as chaves S_3 e S_5 , ligadas aos enrolamentos b_1 , b_2 , c_1 e c_2 , permanecem acionadas, assegurando a polarização direta dos diodos D_3 , D_4 , D_5 e D_6 .

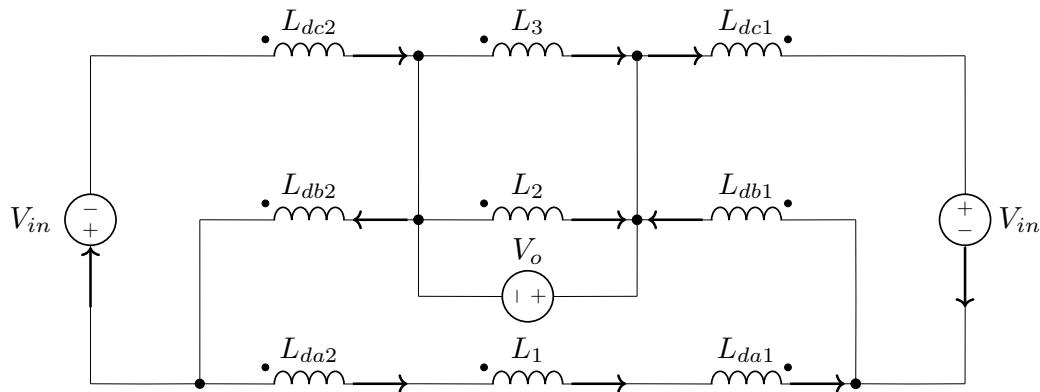
Figura 25 – Caminhos das correntes e estados de comutação relativos à primeira subetapa da Região 3



Fonte: Autoria própria

A partir da representação dos estados de comutação dos componentes do conversor para o intervalo em consideração, é possível derivar o circuito equivalente correspondente, o qual é apresentado na Figura 26.

Figura 26 – Circuito equivalente da primeira subetapa da Região 3



Fonte: Autoria própria

Esse circuito equivalente é exatamente igual àquele da Figura 20 referente à segunda subetapa da Região 2 e, com isso, conclui-se que as expressões das correntes nas dispersões dos transformadores para essa primeira subetapa da Região 3 obedece então a mesma estrutura das equações de corrente determinadas para a segunda subetapa da Região 2. Assim, as correntes em b_1 e c_1 seguem um comportamento linear decrescente, dependendo das condições iniciais, $i_{b1}(t_0)$ e $i_{c1}(t_0)$, respectivamente, conforme escrito nas Equações 2.57 e 2.58, enquanto a corrente em

i_{a1} é a mesma que flui pelo indutor L_1 , isto é, $I_o/3$.

$$i_{a1}(t) = i_{a2}(t) = \frac{I_o}{3} \quad (2.56)$$

$$i_{b1}(t) = i_{b2}(t) = \frac{-V_{in}}{2L_d}(t - t_0) + i_{b1}(t_0) \quad (2.57)$$

$$i_{c1}(t) = i_{c2}(t) = \frac{-V_{in}}{2L_d}(t - t_0) + i_{c1}(t_0) \quad (2.58)$$

O valor inicial da corrente $i_{c1}(t_0)$ é determinado analisando-se a forma de onda apresentada de i_{pc1} na Figura 24. Comparando-se o sentido da corrente i_{c1} na Figura 25 e o sentido de i_{pc1} definido no circuito da topologia mostrado na Figura 8, verifica-se que $i_{c1} = -i_{pc1}$. Sendo, do gráfico, $i_{pc1}(t_0) = -I_o/3$, então $i_{c1}(t_0) = I_o/3$, de modo que:

$$i_{c1}(t) = i_{c2}(t) = \frac{-V_{in}}{2L_d}(t - t_0) + \frac{I_o}{3} \quad (2.59)$$

A partir das equações inferidas para $i_{a1}(t)$ e $i_{c1}(t)$, determina-se o valor inicial $i_{b1}(t_0)$ utilizando a LKC e a expressão para $i_{b1}(t)$ (e $i_{b2}(t)$) em 2.60.

$$i_{b1}(t_0) = i_{c1}(t_0) + i_{a1}(t_0) = \frac{I_o}{3} + \frac{I_o}{3} = \frac{2I_o}{3}$$

$$i_{b2}(t) = i_{b1}(t) = \frac{-V_{in}}{2L_d}(t - t_0) + \frac{2I_o}{3} \quad (2.60)$$

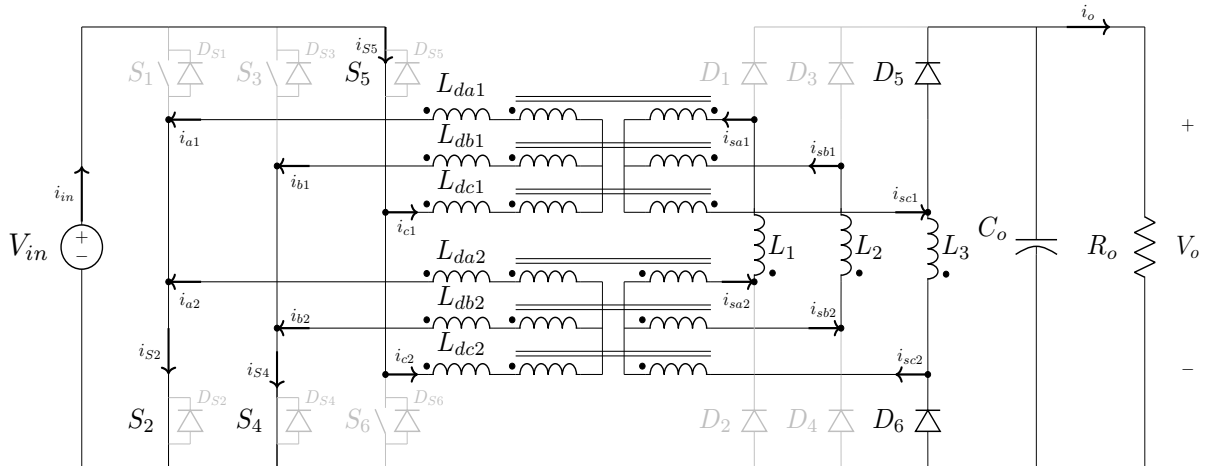
No que se refere às expressões que quantificam as tensões nos indutores, determina-se que as tensões $v_{L2}(t)$ e $v_{L3}(t)$, para essa etapa de operação, correspondem a $-V_o$, como se verifica diretamente pelo circuito equivalente. Já a tensão v_{L1} é deduzida sabendo-se que os potenciais nos terminais com polaridade de L_{db1} e L_{db2} são iguais, respectivamente, a $V_{in}/2$ e $(V_o - V_{in}/2)$ e que as quedas de tensão em L_{da1} e L_{da2} são nulas, de modo que $v_{L1}(t) = (V_{in}/2) - (V_o - V_{in}/2) = (V_{in} - V_o)$.

2.3.2 Segunda Subetapa: Estágio $[t_1, t_2]$

O início da segunda subetapa de operação do conversor na Região 3 ocorre a partir do instante $t = t_1$, no qual ocorre a inversão do sentido das correntes $i_{b1}(t)$ e $i_{b2}(t)$, como se verifica pelo equacionamento dessas correntes na etapa anterior, mostrado em 2.60, o que faz com que os diodos D_3 e D_4 , que estão conectados à fase b , sejam polarizados de maneira reversa.

A Figura 27 mostra o estado dos componentes e a circulação de corrente através do conversor, para esse intervalo de operação.

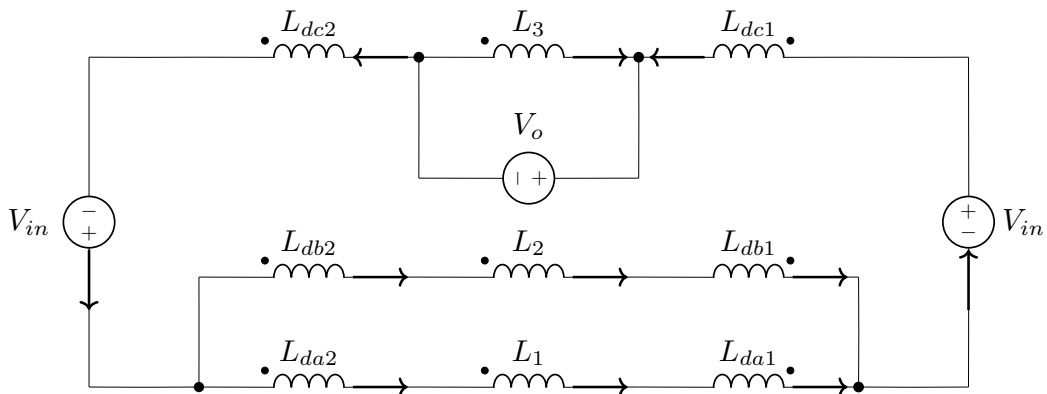
Figura 27 – Caminhos das correntes e estados de comutação relativos à segunda subetapa da Região 3



Fonte: Autoria própria

Com base na representação de estados de comutação dos elementos do conversor para o intervalo em análise, o circuito equivalente correspondente é obtido, sendo apresentado de forma esquemática na Figura 28.

Figura 28 – Circuito equivalente da segunda subetapa da Região 3



Fonte: Autoria própria

Observando o circuito equivalente apresentado, verifica-se que ele é idêntico àquele mostrado na Figura 22, que se refere à última subetapa da Região 2. Portanto, pode-se concluir que as expressões das correntes nas dispersões dos transformadores para a segunda subetapa da Região 3 seguem a mesma estrutura das equações de corrente obtidas para a segunda subetapa da Região 2. Dessa forma, as correntes obtidas são constantes no tempo, sendo as que fluem nas

fases a_1 e b_1 as mesmas que circulam pelos indutores L_1 e L_2 , respectivamente, ou seja, $I_o/3$. Enquanto isso, a corrente em c_1 , pelo sentidos adotados, é igual a soma das correntes em a_1 e em b_1 , o que resulta em $2I_o/3$. No entanto a partir dos sentidos adotados para $i_{b1}(t)$ e $i_{c1}(t)$ na primeira subetapa da Região 3 (Figura 25), deduz-se que essas correntes calculadas em b_1 e c_1 estão em sentido contrário. Assim, escreve-se:

$$i_{a1}(t) = i_{a2}(t) = I_o/3 \quad (2.61)$$

$$i_{b1}(t) = i_{b2}(t) = -I_o/3 \quad (2.62)$$

$$i_{c1}(t) = i_{c2}(t) = -2I_o/3 \quad (2.63)$$

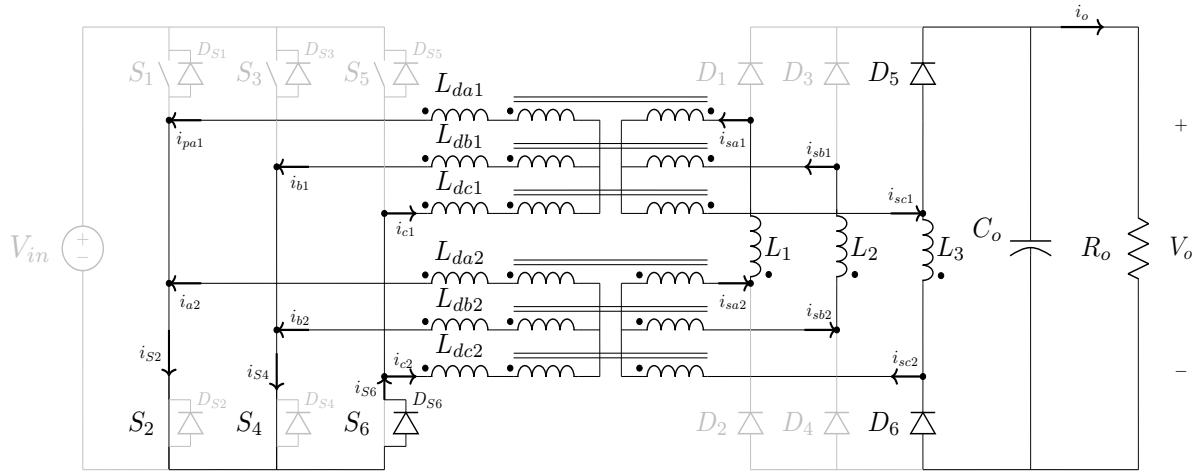
A partir da análise do circuito equivalente, conclui-se de forma imediata que a tensão $v_{L3}(t)$ é igual a $-V_o$. Considerando também que as quedas de tensão em todas as dispersões dos transformadores são zero, deduz-se que as tensões $v_{L1}(t)$ e $v_{L2}(t)$ possuem o valor de $(2V_{in} - V_o)$.

2.3.3 Terceira Subetapa: Estágio $[t_2, t_3]$

O último intervalo de operação analisado na Região 3 inicia-se em $t = t_2$, com o fechamento de S_6 , e refere-se a etapa de roda livre, em que todas as chaves inferiores S_2 , S_4 e S_6 mantêm-se acionadas, enquanto as chaves superiores estão desativadas, conforme registrado na Figura 29. Nesse caso, as chaves inferiores, ao serem ativadas, provocam um curto-circuito nos enrolamentos primários dos dois bancos de transformadores, de modo que as tensões nesses enrolamentos tornam-se nulas. No entanto, a corrente continua a fluir através dos transformadores e dos indutores de filtro na saída, com a fonte de alimentação V_{in} não exercendo nenhuma contribuição no circuito, uma vez que a tensão de entrada é essencialmente eliminada devido à situação de abertura de todas as chaves superiores.

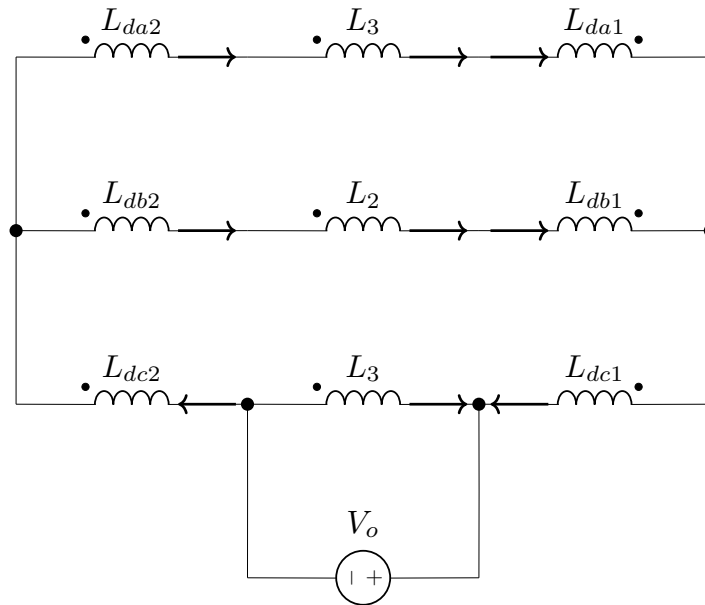
O circuito equivalente correspondente a esse estágio de operação obtido com base na representação de estados de comutação dos elementos do conversor para o intervalo em análise, é registrado na Figura 30.

Figura 29 – Caminhos das correntes e estados de comutação relativos à terceira subetapa da Região 3



Fonte: Autoria própria

Figura 30 – Circuito equivalente da terceira subetapa da Região 3



Fonte: Autoria própria

A partir da análise do circuito equivalente verifica-se que as correntes nas dispersões a e b são iguais respectivamente às correntes nos indutores de filtro L_1 e L_2 , respectivamente, isto é, $I_o/3$. Considerando o sentido definido para a corrente $i_{b1}(t)$ no circuito da Figura 26, entrando na marca de polaridade, verifica-se que o sentido adotado no circuito equivalente dessa terceira etapa está invertido de modo que, considerando essa mudança de sentido:

$$i_{b1}(t) = i_{b2}(t) = -\frac{I_o}{3} \quad (2.64)$$

enquanto a corrente $i_{a1}(t)$ permanece em $I_o/3$:

$$i_{a1}(t) = i_{a2}(t) = \frac{I_o}{3} \quad (2.65)$$

Aplicando-se a LKC, considerando os sentidos definidos para $i_{a1}(t)$, $i_{b1}(t)$ e $i_{c1}(t)$ obtém-se:

$$i_{c1}(t) = i_{c2}(t) = i_{b1}(t) - i_{a1}(t) = -\frac{I_o}{3} - \frac{I_o}{3} = -\frac{2I_o}{3} \quad (2.66)$$

Do circuito equivalente, uma vez que as correntes nas dispersões são constantes com o tempo, as tensões nessas indutâncias são nulas, verifica-se que as tensões nos indutores de filtro são iguais a $-V_o$.

2.3.4 Ganho Estático na Região 3

Para a determinação do ganho estático do conversor na Região 3, primeiramente, assim como foi feito na análise das regiões de operação anteriores, deve-se estabelecer expressões matemáticas que estimem a duração de cada subetapa analisada.

Primeiramente, a duração da primeira subetapa, $\Delta t_1 = (t_1 - t_0)$, é deduzida considerando que, as equações de corrente $i_{c1}(t)$, para a primeira (Equação 2.59) e a segunda subetapas (Equação 2.63) devem se igualar no instante $t = t_1$, de modo que:

$$i_{c1}(t_1) = \frac{-V_{in}}{2L_d}(t_1 - t_0) + \frac{I_o}{3} = -\frac{2I_o}{3} \Rightarrow \frac{-V_{in}}{2L_d}(\Delta t_1) = -I_o \Rightarrow \Delta t_1 = \frac{2L_d I_o}{V_{in}} \quad (2.67)$$

Ao analisar as formas de onda relativas à operação do conversor na Região 3, conforme ilustrado na Figura 24, observa-se que a duração do intervalo em que a chave superior S_5 permanece fechada corresponde ao intervalo $(t_2 - t_1)$. Assim, a soma dos tempos de duração das primeiras duas subetapas, denominadas $\Delta t_1 = (t_1 - t_0)$ e $\Delta t_2 = (t_2 - t_1)$, respectivamente, é igual a $(1 - D)T_S$. Utilizando-se a Equação 2.67, obtém-se então a expressão para a duração dos intervalo Δt_2 em função das variáveis do sistema:

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 = (1 - D)T_S \Rightarrow \Delta t_2 = (1 - D)T_S - \left(\frac{2L_d I_o}{V_{in}} \right) \quad (2.68)$$

Conforme previamente estabelecido, os três primeiros estágios analisados correspondem a uma fração de um terço do período total de operação do conversor na Região 3. Com isso, utilizando-se as expressões para Δt_1 e Δt_2 anteriormente deduzidas em 2.67 e em 2.68, obtém-se uma equação que quantifica a duração da terceira subetapa $\Delta t_3 = (t_3 - t_2)$.

$$\Delta t_3 = \frac{T_S}{3} - \left[(1 - D)T_S - \left(\frac{2L_d I_o}{V_{in}} \right) \right] - \left(\frac{2L_d I_o}{V_{in}} \right) = T_S \left(D - \frac{2}{3} \right) \quad (2.69)$$

Para determinar as tensões nos indutores de filtro ao longo de todo o ciclo de operação, a análise matemática dos intervalos definidos entre t_0 e t_3 pode ser estendida para o restante do período de chaveamento, em virtude da simetria intrínseca entre os intervalos de operação.

Como demonstrado nas seções anteriores, durante a fase inicial, na qual ocorre a variação linear das correntes em duas fases, a tensão no indutor considerado relativo à fase associada às dispersões nas quais as correntes são constantes, é dada por $(V_{in} - V_o)$. Na sequência, durante o processo de transferência de energia entre duas fases, a tensão no indutor analisado assume o valor $(2V_{in} - V_o)$, o mesmo valor registrado no indutor da outra fase, que também participa da transferência de energia da fonte de alimentação. Finalmente, na etapa de roda livre e no restante do ciclo, as tensões nos indutores são iguais a $-V_o$.

A partir da análise detalhada das subetapas de operação, os valores das tensões nos indutores $v_{L1}(t)$, $v_{L2}(t)$ e $v_{L3}(t)$ ao longo dos intervalos que compõem o período de chaveamento do conversor na Região 3 são obtidos. Esses valores estão apresentados na Tabela 3. Especificamente, os intervalos $[t_3, t_4]$ e $[t_6, t_7]$ correspondem, respectivamente, aos estágios de variação linear das correntes nas fases a e c , e a e b . Já os intervalos $[t_4, t_5]$ e $[t_7, t_8]$ estão associados às etapas de transferência de energia através das fases b e c , e a e c , respectivamente. E, finalmente, os intervalos $[t_5, t_6]$ e $[t_8, t_9]$ representam as etapas de roda livre, nas quais não ocorre transferência de energia ativa.

Tabela 3 – Tensões nos indutores ao longo do período de chaveamento do conversor na Região 3

Intervalo	v_{L1}	v_{L2}	v_{L3}
$[t_0, t_1]$	$V_{in} - V_o$	$-V_o$	$-V_o$
$[t_1, t_2]$	$2V_{in} - V_o$	$2V_{in} - V_o$	$-V_o$
$[t_2, t_3]$	$-V_o$	$-V_o$	$-V_o$
$[t_3, t_4]$	$-V_o$	$V_{in} - V_o$	$-V_o$
$[t_4, t_5]$	$-V_o$	$2V_{in} - V_o$	$2V_{in} - V_o$
$[t_5, t_6]$	$-V_o$	$-V_o$	$-V_o$
$[t_6, t_7]$	$-V_o$	$-V_o$	$V_{in} - V_o$
$[t_7, t_8]$	$2V_{in} - V_o$	$-V_o$	$2V_{in} - V_o$
$[t_8, t_9]$	$-V_o$	$-V_o$	$-V_o$

Fonte: Autoria Própria

O cálculo do ganho estático G_{V3} para a Região 3 do conversor pode ser então realizado a partir da equacionamento que determina o valor médio de tensão $v_{L3(md)}$, que é nulo

ao longo do período de chaveamento. Utilizando então os valores das tensões nos indutores durante um ciclo de operação, conforme registrados na Tabela 3, tem-se:

$$\begin{aligned}
 v_{L3(md)} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} v_{L3}(t) dt = \frac{1}{T_S} & \left[\int_{t_0}^{t_1} (-V_o) dt + \int_{t_1}^{t_2} (-V_o) dt + \int_{t_2}^{t_3} (-V_o) dt + \int_{t_3}^{t_4} (-V_o) dt \right. \\
 & + \int_{t_4}^{t_5} (2V_{in} - V_o) dt + \int_{t_5}^{t_6} (-V_o) dt + \int_{t_6}^{t_7} (V_{in} - V_o) dt + \int_{t_7}^{t_8} (2V_{in} - V_o) dt \\
 & \left. + \int_{t_8}^{t_9} (-V_o) dt \right] = 0 \tag{2.70}
 \end{aligned}$$

Considerando a simetria temporal dos intervalos de operação na Região 3, em que $\Delta t_1 = \{[t_0, t_1], [t_3, t_4], [t_6, t_7]\}$, $\Delta t_2 = \{[t_1, t_2], [t_4, t_5], [t_7, t_8]\}$ e $\Delta t_3 = \{[t_2, t_3], [t_5, t_6], [t_8, t_9]\}$, a expressão apresentada em 2.52 pode ser reescrita de maneira mais simplificada, como segue:

$$\begin{aligned}
 v_{L3(md)} = \frac{1}{T_S} & \left[2 \cdot \int_{t_0}^{t_1} (-V_o) dt + \int_{t_1}^{t_2} (-V_o) dt + 3 \cdot \int_{t_2}^{t_3} (-V_o) dt + 2 \cdot \int_{t_4}^{t_5} (2V_{in} - V_o) dt \right. \\
 & \left. + \int_{t_6}^{t_7} (V_{in} - V_o) dt \right] = 0 \tag{2.71}
 \end{aligned}$$

Resolvendo as integrações em 2.71, obtém-se a expressão matemática:

$$\begin{aligned}
 2(-V_o)(t_1 - t_0) + (-V_o)(t_2 - t_1) + 3(-V_o)(t_3 - t_2) + 2(V_{in} - V_o)(t_5 - t_4) \\
 (V_{in} - V_o)(t_7 - t_6) = 0 \\
 (V_{in} - V_o)(\Delta t_1) + 2(2V_{in} - V_o)(\Delta t_2) + 3(-V_o)(\Delta t_3) + 2(-V_o)(\Delta t_1) \\
 (-V_o)(\Delta t_2) = (V_{in} - 3V_o)(\Delta t_1) + (4V_{in} - 3V_o)(\Delta t_2) + 3(-V_o)(\Delta t_3) = 0 \tag{2.72}
 \end{aligned}$$

Ao aplicar as expressões analíticas previamente estabelecidas, que descrevem a duração de cada intervalo de operação, e realizar as operações algébricas necessárias, obtém-se o ganho estático do conversor, G_{V3} , para a operação na Região 3:

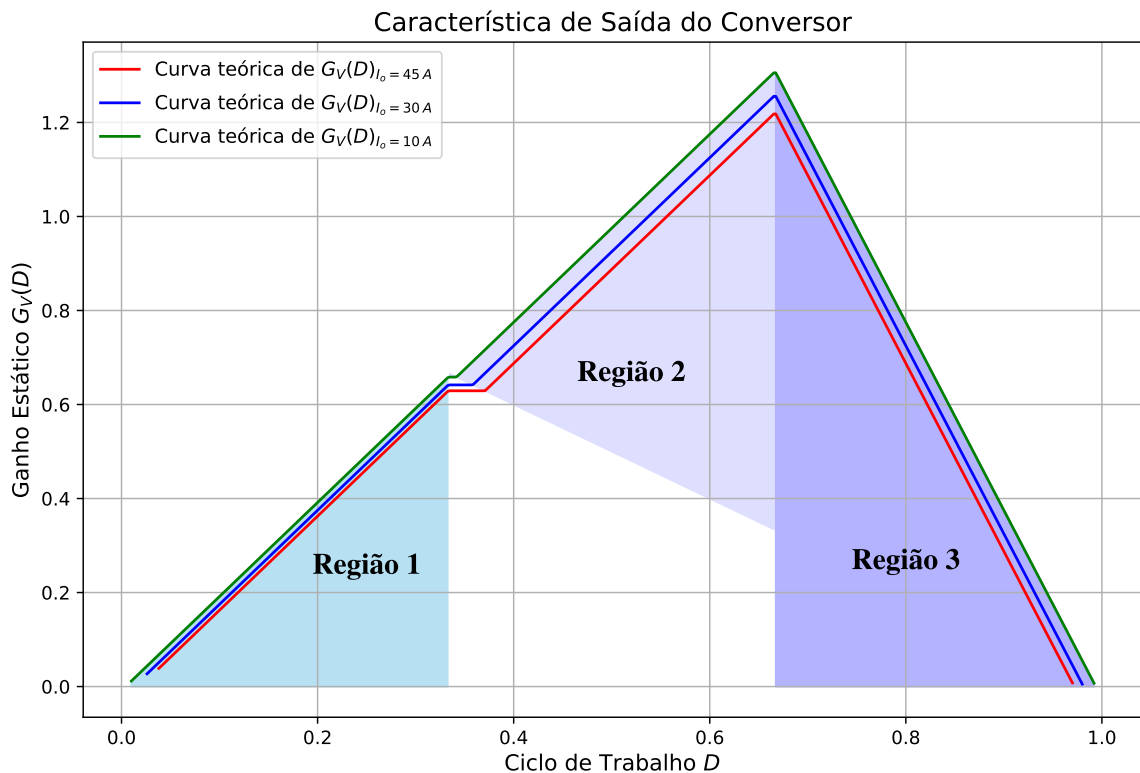
$$\begin{aligned}
 (V_{in} - 3V_o) \left(\frac{2L_d I_o}{V_{in}} \right) + (4V_{in} - 3V_o) \left[(1 - D)T_S - \left(\frac{2L_d I_o}{V_{in}} \right) \right] - 3V_o \left(D - \frac{2}{3} \right) T_S = 0 \\
 -3V_{in} \left(\frac{2L_d I_o}{V_{in}} \right) + (4V_{in} - 3V_o)(1 - D)T_S - 3V_o \left(D - \frac{2}{3} \right) T_S = 0 \\
 -6V_{in} \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right) + 4V_{in}(1 - D)T_S = V_o T_S \Rightarrow G_{V3} = \frac{V_o}{V_{in}} = 4 - 4D - \frac{6f_S L_d I_o}{V_{in}} \tag{2.73}
 \end{aligned}$$

Desconsiderando-se a Região 4, que ocorre em uma pequena faixa de razão cíclica entre as Regiões 1 e 2, a Figura 31 apresenta a característica de saída do conversor (para três níveis

de corrente, $I_o = 10\text{ A}$, 30 A e 45 A) e os limites das regiões de operação, utilizando as equações deduzidas para o ganho estático de cada região em função do ciclo de trabalho D , reunidas em 2.74. Essas equações podem incluir ainda a relação do transformador, n , considerando-se $V_{in} = V_{in}/n$ e $L_d = L_d/n^2$.

$$G_V(D) = \begin{cases} 2D - \frac{2f_s L_d I_o}{V_{in}}, & \text{se } D \leq \frac{1}{3} \\ 2D - \frac{6f_s L_d I_o}{V_{in}}, & \text{se } \frac{1}{3} < D \leq \frac{2}{3} \\ 4 - 4D - \frac{6f_s L_d I_o}{V_{in}}, & \text{se } D > \frac{2}{3} \end{cases} \quad (2.74)$$

Figura 31 – Característica de saída e limites das regiões da topologia de conversor estudada



Fonte: Autoria própria

As curvas apresentadas foram obtidas com valores preliminares das grandezas de projeto, como indutância de dispersão, tensão de entrada e frequência de chaveamento uma vez que como objetivo principal nesta seção é ilustrar seu comportamento geral. A definição precisa dos valores dessas especificações de projeto será abordada em seção subsequente.

Do gráfico, verifica-se que operando nas Regiões 1 e 2 é possível obter qualquer ganho entre o mínimo e máximo do gráfico. O mesmo ocorre considerando-se somente a Região

3, porém, nesta região, a faixa de variação da razão cíclica é mais restrita, de modo que quando comparada com as Regiões 1 e 2 juntas, a faixa da Região 3 é metade da variação.

2.4 Determinação dos Esforços de Corrente nos Semicondutores e Magnéticos

Neste subseção, são realizados os cálculos e análises detalhadas dos esforços de tensão e corrente nos diversos componentes do conversor, considerando as características operacionais, as condições de carga e as variáveis de desempenho. O objetivo é fornecer os parâmetros necessários para a especificação técnica precisa de componentes comerciais para o conversor proposto e para a modelagem das perdas nos mesmos, visando a estimativa da eficiência do sistema.

A determinação dos esforços de corrente refere-se ao cálculo das correntes média I_{md} e eficaz I_{ef} associadas à corrente periódica $i(t)$ que flui por dado componente específico do conversor. Para essa análise, são utilizadas as definições estabelecidas por (VITORINO, 2019), que correspondem às expressões matemáticas apresentadas em 2.75 e 2.76:

$$I_{md} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i(t) dt \quad (2.75)$$

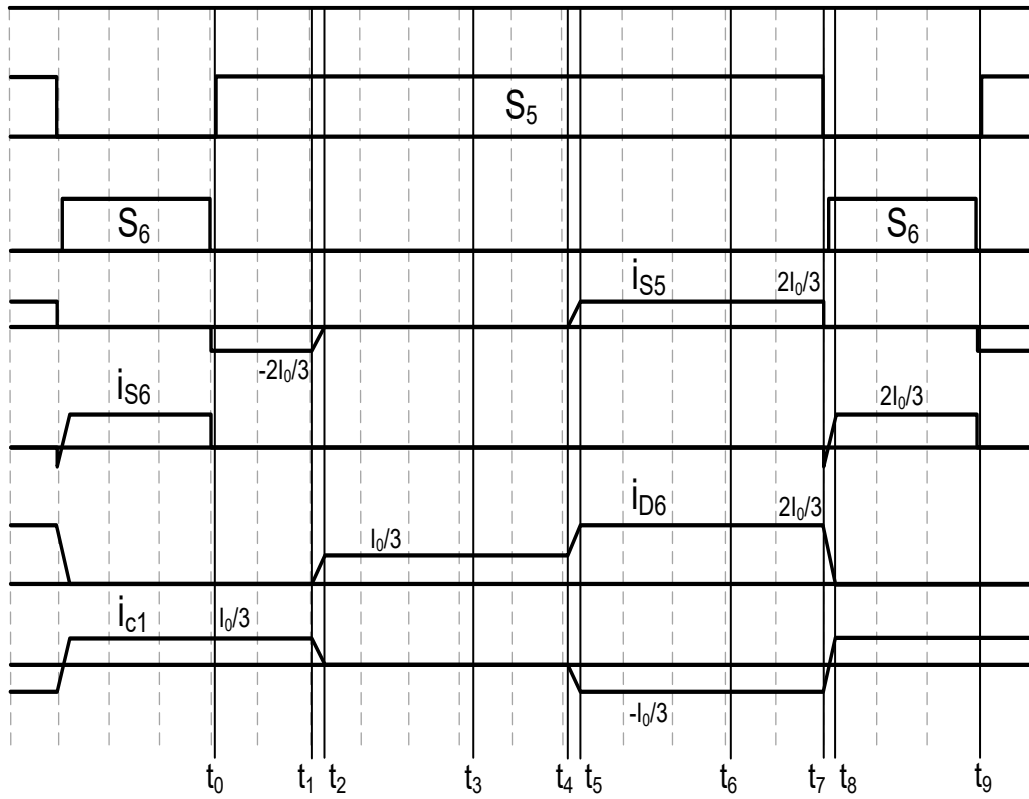
$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (i(t))^2 dt} \quad (2.76)$$

2.4.1 Análise dos esforços na Região 1

A Figura 32 apresenta as principais formas de ondas das correntes instantâneas nos componentes semicondutores e magnéticos para a Região 1 de operação do conversor. Vale ressaltar, nesse caso, que as correntes nos indutores não foram incluídas nessa figura uma vez que, ao desconsiderar as ondulações dessas correntes, as representações são simplificadas como retas constantes horizontais, tornando desnecessária a sua inclusão na ilustração gráfica.

Nesse caso, são apresentadas as formas de onda das correntes i_{S5} e i_{S6} nas chaves S_5 e S_6 , respectivamente, da corrente i_{D6} no diodo D_6 do retificador, e da corrente i_{c1} que flui no enrolamento primário c_1 do banco de transformadores. Para facilitar o equacionamento, essas formas de onda traçadas são aproximadas, em alguns intervalos, por retas, que representam variações lineares das correntes com o tempo, ou, em outros intervalos, por patamares constantes de corrente.

Figura 32 – Correntes instantâneas nos semicondutores e magnéticos referentes à Região 1



Fonte: Autoria própria

2.4.1.1 Chaves de Potência

No que tange à corrente i_{S6} , verifica-se que ela é nula nos períodos de t_0 a t_7 , já que S_6 está desativada. Já no estágio $[t_7, t_8]$, S_6 é fechada e S_5 desativada, ocorrendo a etapa de variação linear nas correntes que fluem pelos enrolamentos dos transformadores. Assim, a corrente i_{S6} é a soma das correntes i_{c1} e i_{c2} , que são iguais a $\frac{2V_{in}}{3L_d}(t - t_7) - \frac{I_o}{3}$, de modo que:

$$i_{S6}(t) = i_{c1}(t) + i_{c2}(t) = \frac{2V_{in}}{3L_d}(t - t_7) - \frac{I_o}{3} + \frac{2V_{in}}{3L_d}(t - t_7) - \frac{I_o}{3} = \frac{4V_{in}}{3L_d}(t - t_7) - \frac{2I_o}{3}, \quad t_7 \leq t \leq t_8 \quad (2.77)$$

No estágio $[t_8, t_9]$ ocorre a transferência de energia através da fase c com o bloqueio dos diodos D_5 e D_6 , de modo que a corrente i_{S6} continua sendo a soma das correntes i_{c1} e i_{c2} , que, para essa etapa, correspondem a $I_o/3$, o que resulta em:

$$i_{S6}(t) = i_{c1}(t) + i_{c2}(t) = \frac{I_o}{3} + \frac{I_o}{3} = \frac{2I_o}{3}, \quad t_8 \leq t \leq t_9 \quad (2.78)$$

Assim, utilizando-se a definição de corrente eficaz da Equação 2.76, calcula-se o valor de $i_{S6_{ef}}$ como se segue:

$$i_{S6_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (i_{S6}(t))^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_{t_7}^{t_8} \left(\frac{4V_{in}}{3L_d}(t-t_7) - \frac{2I_o}{3} \right)^2 dt + \int_{t_8}^{t_9} \left(\frac{2I_o}{3} \right)^2 dt \right]} \quad (2.79)$$

Considerando a simetria dos intervalos de operação, de modo que $\Delta t_2 = [t_7, t_8]$ e $\Delta t_3 = [t_8, t_9]$, as integrações em 2.79 podem ser reescritas como:

$$i_{S6_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{4V_{in}}{3L_d}t - \frac{2I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} \left(\frac{2I_o}{3} \right)^2 dt \right]} \quad (2.80)$$

Resolvendo-se então as intergrais da Equação 2.80, tem-se:

$$\begin{aligned} i_{S6_{ef}} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{16V_{in}^2}{9L_d^2}t^2 - \frac{16V_{in}I_o}{9L_d}t + \frac{4I_o^2}{9} \right) dt + \int_0^{\Delta t_3} \frac{4I_o^2}{9} dt \right]} \\ &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\frac{16V_{in}^2}{27L_d^2}\Delta t_2^3 - \frac{8V_{in}I_o}{9L_d}\Delta t_2^2 + \frac{4I_o^2}{9}\Delta t_2 + \frac{4I_o^2}{9}\Delta t_3 \right]} \end{aligned} \quad (2.81)$$

Substituindo-se finalmente na expressão acima as equações determinadas em 2.22 e 2.23 para o cálculo das durações dos intervalos de operação, Δt_2 e Δt_3 , respectivamente, tem-se a expressão final para a corrente eficaz $i_{S6_{ef}}$:

$$\begin{aligned} i_{S6_{ef}} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\frac{16V_{in}^2}{27L_d^2} \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right)^3 - \frac{8V_{in}I_o}{9L_d} \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right)^2 + \frac{4I_o^2}{9} \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right) + \frac{4I_o^2}{9} \left(DT_s - \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right) \right) \right]} \\ &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\frac{16L_d I_o^3}{27V_{in}} - \frac{24L_d I_o^3}{27V_{in}} + \frac{4I_o^2 DT_s}{9} \right)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\frac{-8L_d I_o^3}{27V_{in}} + \frac{4I_o^2 DT_s}{9} \right)} \\ i_{S6_{ef}} &= \frac{2I_o}{3} \sqrt{D - \frac{2f_s L_d I_o}{3V_{in}}} \end{aligned} \quad (2.82)$$

Na sequência, empregando-se a definição matemática de corrente média, conforme estabelecido pela Equação 2.75, a expressão de $i_{S6_{md}}$ é determinada pela seguinte abordagem, considerando a simetria dos intervalos de operação:

$$i_{S6_{md}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{S6}(t) dt = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{4V_{in}}{3L_d}t - \frac{2I_o}{3} \right) dt + \int_0^{\Delta t_3} \left(\frac{2I_o}{3} \right) dt \right] \quad (2.83)$$

Solucionando-se as integrais na Equação 2.83, escreve-se:

$$i_{S6_{md}} = \frac{1}{T_s} \left(\frac{4V_{in}}{6L_d}\Delta t_2^2 - \frac{2I_o}{3}\Delta t_2 + \frac{2I_o}{3}\Delta t_3 \right) \quad (2.84)$$

Utilizando-se as equações determinadas para Δt_2 e Δt_3 , obtém-se:

$$i_{S6_{md}} = \frac{1}{T_s} \left(\frac{2V_{in}}{3L_d} \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right)^2 - \frac{2I_o}{3} \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right) + \frac{2I_o}{3} \left(DT_s - \frac{L_d I_o}{V_{in}} \right) \right)$$

$$i_{S6_{md}} = \frac{2I_o}{3} \left(D - \frac{f_s L_d I_o}{V_{in}} \right) \quad (2.85)$$

Analisando-se então a corrente que flui em uma chave superior, nesse caso a chave S_5 , verifica-se que essa corrente i_{S5} com o sentido definido na Figura 8 é, no estágio inicial $[t_0, t_1]$, o inverso da soma das correntes i_{c1} e i_{c2} , que são iguais a $I_o/3$, para essa etapa de operação, de modo que:

$$i_{S5}(t) = -(i_{c1}(t) + i_{c2}(t)) = -\left(\frac{I_o}{3} + \frac{I_o}{3} \right) = -\frac{2I_o}{3}, \quad t_0 \leq t \leq t_1 \quad (2.86)$$

Conforme descrito na subseção 3.1.2, no estágio $[t_1, t_2]$ seguinte, as chaves S_2 , S_3 e S_5 estão fechadas enquanto S_1 está desativada, correspondendo à etapa de variação linear nas correntes que fluem pelos enrolamentos dos transformadores, de modo que as correntes i_{c1} e i_{c2} , nesse estágio de operação, são iguais a $\frac{-V_{in}}{3L_d}(t - t_1) + \frac{I_o}{3}$ e, assim, a corrente i_{S5} , considerando seu sentido adotado, é dada pela expressão:

$$i_{S5}(t) = -(i_{c1}(t) + i_{c2}(t)) = \frac{2V_{in}}{3L_d}(t - t_1) - \frac{2I_o}{3}, \quad t_1 \leq t \leq t_2 \quad (2.87)$$

No intervalo $[t_2, t_3]$, a corrente i_{S5} é ainda expressa pela inverso da soma das correntes i_{c1} e i_{c2} , o que se verifica pelo circuito da Figura 14. Como $i_{c1} = i_{c2} = 0$, nessa etapa de operação, então a corrente i_{S5} é nula, ou seja, $i_{S5} = 0$. O mesmo vale para o estágio $[t_3, t_4]$. No intervalo de t_7 a t_9 , a corrente i_{S5} é também igual a zero, uma vez que a chave S_5 está desativada.

Examinando-se as formas de onda da Figura 32 e considerando o funcionamento do conversor em cada etapa de operação referente a Região 1, obtém-se as expressões para $i_{S5}(t)$ nos demais intervalos:

$$i_{S5}(t) = \frac{2V_{in}}{3L_d}(t - t_4), \quad t_4 \leq t \leq t_5 \quad (2.88)$$

$$i_{S5}(t) = \frac{2I_o}{3}, \quad t_5 \leq t \leq t_6 \quad (2.89)$$

$$i_{S5}(t) = \frac{2I_o}{3}, \quad t_6 \leq t \leq t_7 \quad (2.90)$$

A determinação da equação matemática que define a corrente eficaz $i_{SS_{ef}}$ é realizada por meio da aplicação da Equação 2.76, com base nas expressões obtidas para $i_{SS}(t)$ nos diferentes intervalos de operação do conversor na Região 1:

$$i_{SS_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (i_{SS}(t))^2 dt} = \left\{ \frac{1}{T_s} \left[\int_{t_0}^{t_1} \left(\frac{-2I_o}{3} \right)^2 dt + \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{2V_{in}}{3L_d}(t-t_1) - \frac{2I_o}{3} \right)^2 dt \right. \right. \\ \left. \left. + \int_{t_4}^{t_5} \left(\frac{2V_{in}}{3L_d}(t-t_4) \right)^2 dt + \int_{t_5}^{t_6} \left(\frac{2I_o}{3} \right)^2 dt + \int_{t_6}^{t_7} \left(\frac{2I_o}{3} \right)^2 dt \right] \right\}^{1/2} \quad (2.91)$$

Assumindo ainda a caráter simétrico dos intervalos de operação, de modo que $\Delta t_1 = \{[t_0, t_1], [t_6, t_7]\}$, $\Delta t_2 = \{[t_1, t_2], [t_4, t_5]\}$ e $\Delta t_3 = \{[t_6, t_7]\}$ as integrações na Equação 2.91 podem ser expressas como:

$$i_{SS_{ef}} = \left\{ \frac{1}{T_s} \left[2 \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{2I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{2V_{in}}{3L_d}t - \frac{2I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{2V_{in}}{3L_d}t \right)^2 dt \right. \right. \\ \left. \left. + \int_0^{\Delta t_3} \left(\frac{2I_o}{3} \right)^2 dt \right] \right\}^{1/2} \quad (2.92)$$

Resolvendo-se as integrais presentes na Equação 2.92, e realizando operações algébricas, obtém-se:

$$i_{SS_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\frac{8I_o^2}{9} \Delta t_1 + \frac{4I_o^2}{9} \Delta t_3 + \frac{4V_{in}^2}{27L_d^2} \Delta t_2^3 + \left(\frac{4V_{in}^2}{27L_d^2} \Delta t_2^3 - \frac{8V_{in}I_o}{L_d} \Delta t_2 + \frac{4I_o^2}{9} \Delta t_2 \right) \right]} \\ i_{SS_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\frac{4I_o^2}{9} (2\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3) + \frac{8V_{in}^2}{27L_d^2} \Delta t_2^3 - \frac{8V_{in}I_o}{18L_d} \Delta t_2^2 \right]} \\ i_{SS_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\frac{4I_o^2}{9} \left(\Delta t_1 + \frac{T_s}{3} \right) + \frac{8V_{in}^2}{27L_d^2} \Delta t_2^3 - \frac{8V_{in}I_o}{18L_d} \Delta t_2^2 \right]} \quad (2.93)$$

Substituindo-se na Equação 2.93 acima as expressões escritas em 2.22, 2.25 e 2.23 para a determinação das durações Δt_2 , Δt_1 e Δt_3 , respectivamente, tem-se:

$$i_{SS_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\frac{4I_o^2}{9} \left(T_s \left(\frac{1}{3} - D \right) + \frac{T_s}{3} \right) + \frac{8V_{in}^2}{27L_d^2} \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right)^3 - \frac{8V_{in}I_o}{18L_d} \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right)^2 \right]} \\ i_{SS_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\frac{8I_o^2 T_s}{27} - \frac{4I_o^2 D T_s}{9} - \frac{4L_d I_o^3}{27V_{in}} \right)} = \frac{2I_o}{3} \sqrt{\frac{2}{3} - D - \frac{f_s L_d I_o}{3V_{in}}} \quad (2.94)$$

A expressão para a corrente média $i_{SS_{md}}$ é obtida a partir da definição de valor médio, conforme descrito pela Equação 2.75, assumindo-se a simetria dos intervalos de operação,

conforme apresentado a seguir:

$$i_{S5_{md}} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(-\frac{2I_o}{3} \right) dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{2V_{in}}{3L_d}t - \frac{2I_o}{3} \right) dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{2V_{in}}{3L_d}t \right) dt + \int_0^{\Delta t_3} \left(\frac{2I_o}{3} \right) dt + \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{2I_o}{3} \right) dt \right] \quad (2.95)$$

Ao resolver as integrais presentes na Equação 2.95, e considerando as relações derivadas para os intervalos Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 , a expressão resultante que determina o valor de $i_{S5_{md}}$ é obtida conforme segue:

$$i_{S5_{md}} = \frac{1}{T_s} \left(\frac{2V_{in}}{3L_d} \Delta t_2^2 - \frac{2I_o}{3} \Delta t_2 + \frac{2I_o}{3} \Delta t_3 \right)$$

$$i_{S5_{md}} = \frac{1}{T_s} \left\{ \frac{2V_{in}}{3L_d} \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right)^2 - \frac{2I_o}{3} \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right) + \frac{2I_o}{3} \left[DT_s - \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right) \right] \right\}$$

$$i_{S5_{md}} = \frac{2I_o}{3} \left(D - \frac{f_s L_d I_o}{V_{in}} \right) \quad (2.96)$$

2.4.1.2 Diodos Semicondutores

Com o objetivo de determinar os esforços de corrente nos diodos retificadores, foi analisada a forma de onda da corrente através de um dos diodos, com o resultado obtido sendo estendido aos demais dispositivos, devido a simetria observada entre o funcionamento desses componentes ao longo do período de chaveamento.

Analisando-se a corrente $i_{D6}(t)$ que flui pelo diodo retificador D_6 , no estágio inicial $[t_0, t_1]$ referente a operação do conversor na Região 1, verifica-se que ela corresponde a diferença entre $i_{L3}(t)$ e $i_{c2}(t)$, que são iguais a $I_o/3$, para essa etapa, de modo que:

$$i_{D6}(t) = i_{L3}(t) - i_{c2}(t) = \frac{I_o}{3} - \frac{I_o}{3} = 0, \quad t_0 \leq t \leq t_1 \quad (2.97)$$

Para a etapa $[t_1, t_2]$, a corrente $i_{c2}(t)$ varia linearmente a partir da expressão obtida e apresentada em 2.16, enquanto $i_{L3}(t)$ é fixa em $I_o/3$, de forma que a corrente $i_{D6}(t)$ é dada por:

$$i_{D6}(t) = i_{L3}(t) - i_{c2}(t) = \frac{I_o}{3} - \left(\frac{-V_{in}}{3L_d}(t - t_1) + \frac{I_o}{3} \right) = \frac{V_{in}}{3L_d}(t - t_1), \quad t_1 \leq t \leq t_2 \quad (2.98)$$

Na última etapa do primeiro terço do período de chaveamento, o estágio $[t_2, t_3]$, a corrente $i_{c2}(t)$ é nula, de forma que a corrente $i_{D6}(t)$ é escrita como:

$$i_{D6}(t) = i_{L3}(t) - i_{c2}(t) = \frac{I_o}{3}, \quad t_2 \leq t \leq t_3 \quad (2.99)$$

A partir do estudo das formas de onda mostradas na Figura 32 e considerando a operação do conversor em cada estágio de seu funcionamento, são determinadas as expressões para $i_{D6}(t)$ nos intervalos seguintes do período total T_S :

$$i_{D6}(t) = \frac{I_o}{3}, \quad t_3 \leq t \leq t_4 \quad (2.100)$$

$$i_{D6}(t) = \frac{V_{in}}{3L_d}(t - t_4) + \frac{I_o}{3}, \quad t_4 \leq t \leq t_5 \quad (2.101)$$

$$i_{D6}(t) = \frac{2I_o}{3}, \quad t_5 \leq t \leq t_6 \quad (2.102)$$

$$i_{D6}(t) = \frac{2I_o}{3}, \quad t_6 \leq t \leq t_7 \quad (2.103)$$

$$i_{D6}(t) = \frac{-2V_{in}}{3L_d}(t - t_7) + \frac{2I_o}{3}, \quad t_7 \leq t \leq t_8 \quad (2.104)$$

Visando o cálculo da corrente eficaz $i_{D6_{ef}}$, recorre-se à Equação 2.75, resultando na expressão fornecida em 2.105, considerando a simetria dos intervalos de operação.

$$i_{D6_{ef}} = \left\{ \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{V_{in}}{3L_d} t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} \left(\frac{I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{V_{in}}{3L_d} t + \frac{I_o}{3} \right)^2 dt \right. \right. \\ \left. \left. + \int_0^{\Delta t_3} \left(\frac{2I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{2I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{-2V_{in}}{3L_d} t + \frac{2I_o}{3} \right)^2 dt \right] \right\}^{1/2} \quad (2.105)$$

Solucionando-se as integrais apresentadas em 2.105, e realizando-se manipulações matemática, considerando a relação entre os intervalos de operação $\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 = T_S/3$, obtém-se as seguintes equações:

$$i_{D6_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\frac{I_o^2}{9} (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3) + \frac{4I_o^2}{9} (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3) + \frac{6V_{in}I_o^2}{27L_d^2} \Delta t_2^2 - \frac{6V_{in}I_o^2}{18L_d^2} \Delta t_2^3 \right]} \\ i_{D6_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\frac{I_o^2}{9} \left(\frac{T_S}{3} \right) + \frac{4I_o^2}{9} \left(\frac{T_S}{3} \right) + \frac{6V_{in}I_o^2}{27L_d^2} \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right)^2 - \frac{6V_{in}I_o^2}{18L_d^3} \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right)^3 \right]} \\ i_{D6_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\frac{5I_o^2 T_S}{9} - \frac{L_d I_o^3}{9V_{in}} \right)} = \frac{I_o}{3} \sqrt{\frac{5}{3} - \frac{f_S L_d I_o}{V_{in}}} \quad (2.106)$$

Para o cálculo da corrente média $i_{D6_{md}}$, utiliza-se novamente a Equação 2.75 que resulta na expressão mostrada em 2.107:

$$i_{D6_{md}} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{V_{in}}{3L_d} t \right) dt + \int_0^{\Delta t_3} \left(\frac{I_o}{3} \right) dt + \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_o}{3} \right) dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{V_{in}}{3L_d} t + \frac{I_o}{3} \right) dt \right. \\ \left. + \int_0^{\Delta t_3} \left(\frac{2I_o}{3} \right) dt + \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{2I_o}{3} \right) dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{-2V_{in}}{3L_d} t + \frac{2I_o}{3} \right) dt \right] \quad (2.107)$$

A resolução das integrais, combinada com a realização de operações algébricas adicionais na expressão 2.107, resultam em:

$$i_{D6_{md}} = \frac{1}{T_s} \left[\frac{I_o}{3} (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3) + \frac{2I_o}{3} (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3) \right]$$

$$i_{D6_{md}} = \frac{1}{T_s} \left[\frac{I_o}{3} \left(\frac{T_s}{3} \right) + \frac{2I_o}{3} \left(\frac{T_s}{3} \right) \right] = \frac{I_o}{3} \quad (2.108)$$

2.4.1.3 Transformadores

Visando avaliar os esforços de corrente nos transformadores, foi analisada a forma de onda da corrente através da dispersão c_1 , conforme representado na Figura 32. A partir dessa análise, e considerando que na seção 3.1 foram derivadas as expressões para a corrente $i_{c1}(t)$ nos três primeiros intervalos de operação do conversor na região 1, as equações para os intervalos subsequentes, que completam o ciclo de chaveamento T_s , são expressas da seguinte forma:

$$i_{c1}(t) = 0, \quad t_3 \leq t \leq t_4 \quad (2.109)$$

$$i_{c1}(t) = \frac{-V_{in}}{3L_d}(t - t_4), \quad t_4 \leq t \leq t_5 \quad (2.110)$$

$$i_{c1}(t) = \frac{-I_o}{3}, \quad t_5 \leq t \leq t_6 \quad (2.111)$$

$$i_{c1}(t) = \frac{-I_o}{3}, \quad t_6 \leq t \leq t_7 \quad (2.112)$$

$$i_{c1}(t) = \frac{2V_{in}}{3L_d}(t - t_7) - \frac{I_o}{3}, \quad t_7 \leq t \leq t_8 \quad (2.113)$$

$$i_{c1}(t) = \frac{I_o}{3}, \quad t_8 \leq t \leq t_9 \quad (2.114)$$

A corrente eficaz $i_{c1_{ef}}$ é calculada a partir da definição estabelecida em 2.76 e das equações de $i_{c1}(t)$ deduzidas anteriormente, resultando na expressão:

$$i_{c1_{ef}} = \left\{ \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{-V_{in}t}{3L_d} + \frac{I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{-V_{in}t}{3L_d} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} \left(-\frac{I_o}{3} \right)^2 dt \right. \right. \\ \left. \left. + \int_0^{\Delta t_1} \left(-\frac{I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{2V_{in}t}{3L_d} - \frac{I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} \left(\frac{I_o}{3} \right)^2 dt \right] \right\}^{1/2} \quad (2.115)$$

A resolução das integrais na Equação 2.115, juntamente com a aplicação de operações algébricas complementares, levando em conta as expressões determinadas para os intervalos Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 , resulta em:

$$i_{c1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\frac{2I_o}{9} (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3) + \frac{6V_{in}^2}{27L_d^2} \Delta t_2^3 - \frac{6V_{in}I_o}{18L_d} \Delta t_2^2 + \frac{2I_o^2}{9} \Delta t_2 \right]}$$

$$i_{c1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\frac{2I_o}{9} \left(\frac{T_s}{3} \right) - \frac{I_o^3 L_d}{9V_{in}} \right]} = \frac{I_o}{3} \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{f_s I_o L_d}{V_{in}}} \quad (2.116)$$

O cálculo da corrente média $i_{c1_{md}}$, obtido a partir da Equação 2.75 e das expressões determinadas para $i_{c1}(t)$ nos intervalos de operação, resulta na Equação 2.117, onde, ao considerar as integrais envolvidas e a forma de onda de $i_{c1}(t)$, conclui-se facilmente que seu valor resultante é nulo.

$$i_{c1_{md}} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_o}{3} \right) dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{-V_{in}}{3L_d} t + \frac{I_o}{3} \right) dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{-V_{in}}{3L_d} t \right) dt + \int_0^{\Delta t_3} \left(-\frac{I_o}{3} \right) dt \right. \\ \left. + \int_0^{\Delta t_1} \left(-\frac{I_o}{3} \right) dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{2V_{in}}{3L_d} t - \frac{I_o}{3} \right) dt + \int_0^{\Delta t_3} \left(\frac{I_o}{3} \right) dt \right] = 0 \quad (2.117)$$

2.4.2 Análise dos esforços na Região 2

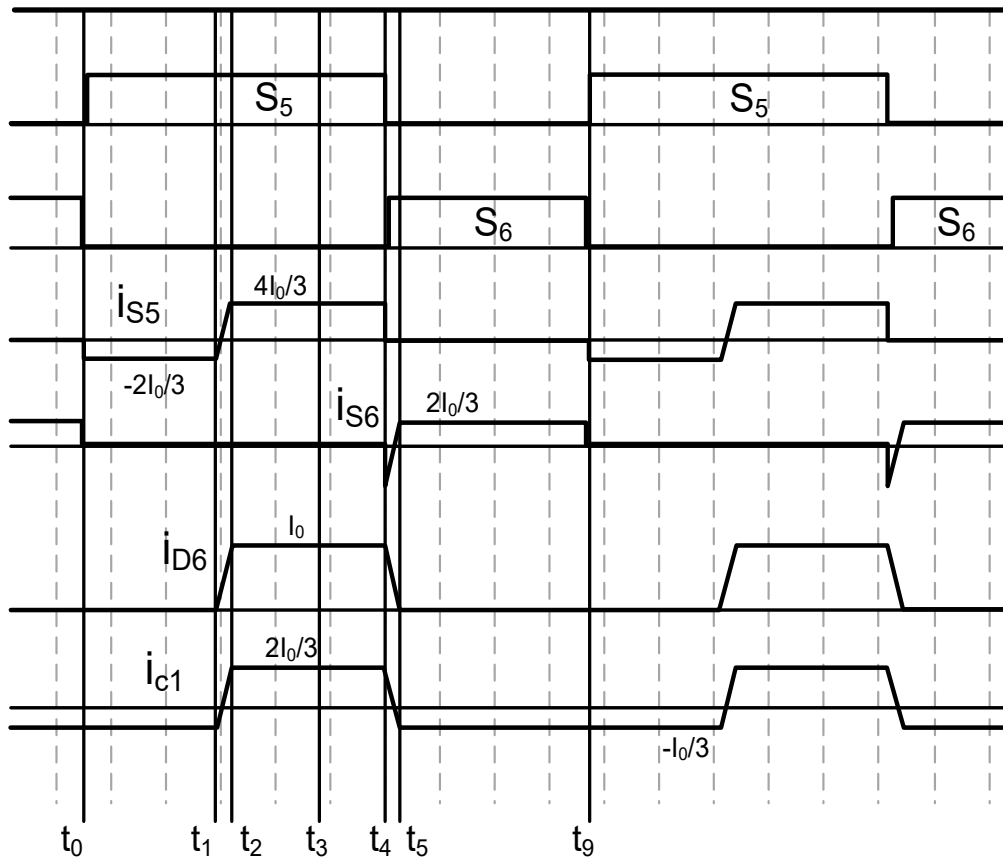
A Figura 33 detalha o comportamento dinâmico das correntes nos dispositivos semicondutores de potência e elementos magnéticos durante a operação na Região 2, destacando os transitórios de comutação e os patamares de corrente em regime permanente.

2.4.2.1 Chaves de Potência

Para análise dos esforços nas chaves de potência, toma-se como referência inicialmente a chave S_6 , cujos resultados obtidos podem ser estendidos às demais chaves inferiores por simetria. Considerando as etapas de operação do conversor na Região 2, as formas de onda linearizadas na Figura 33 e as simetrias dos intervalos de operação, analogamente à metodologia aplicada à Região 1 assim como foi realizado na subseção anterior, pode-se determinar as expressões instantâneas de corrente $i_{S6}(t)$ durante um período de comutação T_s . Aplicando-se então as definições de valor eficaz (Equação 2.76) e valor médio (Equação 2.75), obtém-se as expressões seguintes para determinação de $i_{S6_{ef}}$ e $i_{S6_{md}}$, respectivamente:

$$i_{S6_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{V_{in}}{L_d} t - \frac{4I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{2\Delta t_3 + \Delta t_1 + \Delta t_2} \left(\frac{2I_o}{3} \right)^2 dt \right]} \quad (2.118)$$

Figura 33 – Correntes instantâneas nos semicondutores e magnéticos referentes à Região 2



Fonte: Autoria própria

$$i_{S6_{md}} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{V_{in}}{L_d} t - \frac{4I_o}{3} \right) dt + \int_0^{2\Delta t_3 + \Delta t_1 + \Delta t_2} \left(\frac{2I_o}{3} \right) dt \right] \quad (2.119)$$

A solução analítica das integrais em 2.118 e em 2.119, juntamente com a realização de operações algébricas adicionais nas expressões, seguindo mesmo procedimento abordado na subseção anterior, resulta nas seguintes expressões finais de $i_{S6_{ef}}$ e $i_{S6_{md}}$:

$$i_{S6_{ef}} = \frac{2I_o}{3} \sqrt{D} \quad (2.120)$$

$$i_{S6_{md}} = \frac{2I_o}{3} \left(D - \frac{3f_s L_d I_o}{V_{in}} \right) \quad (2.121)$$

Considerando então na sequência, uma chave superior, S_5 , cujos resultados de esforços podem ser generalizados para as demais chaves superiores, derivam-se, a partir das formas de onda da Figura 33, as expressões de corrente instantânea $i_{S5}(t)$ para cada intervalo de T_s . Com isso, utilizando-se as Equações 2.76 e 2.75 escrevem-se as equações seguintes para o

cálculo de $i_{S5_{ef}}$ e $i_{S5_{md}}$, respectivamente:

$$i_{S5_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{-2I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{V_{in}}{L_d} t - \frac{2I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{2\Delta t_3 + \Delta t_1} \left(\frac{4I_o}{3} \right)^2 dt \right]} \quad (2.122)$$

$$i_{S5_{md}} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{-2I_o}{3} \right) dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{V_{in}}{L_d} t - \frac{2I_o}{3} \right) dt + \int_0^{2\Delta t_3 + \Delta t_1} \left(\frac{4I_o}{3} \right) dt \right] \quad (2.123)$$

Resolvendo as integrais de 2.122 e 2.123, e realizando simplificações matemáticas complementares, obtém-se as equações finais de $i_{S6_{ef}}$ e $i_{S6_{md}}$, como se segue:

$$i_{S5_{ef}} = \frac{2I_o}{3} \sqrt{2 - D - \frac{6fsL_d I_o}{V_{in}}} \quad (2.124)$$

$$i_{S5_{md}} = \frac{2I_o}{3} \left(D - \frac{3fsL_d I_o}{V_{in}} \right) \quad (2.125)$$

2.4.2.2 Diodos Semicondutores

Para caracterização precisa dos esforços nos diodos retificadores, realizou-se uma análise detalhada do comportamento do diodo D_6 durante as diversas etapas operacionais da Região 2, obtendo-se, assim, expressões da corrente instantânea $i_{D6}(t)$ para cada intervalo de T_s , escrevendo-se, com isso, as equações que permitem calcular $i_{D6_{ef}}$ e $i_{D6_{md}}$:

$$i_{D6_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_3} I_o^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{V_{in}}{L_d} t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(-\frac{V_{in}}{L_d} t + I_o \right)^2 dt \right]} \quad (2.126)$$

$$i_{D6_{md}} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_3} I_o dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{V_{in}}{L_d} t \right) dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(-\frac{V_{in}}{L_d} t + I_o \right) dt \right] \quad (2.127)$$

Solucionando-se as integrais das expressões 2.126 e 2.127, deduzem-se as equações simplificadas para quantificação dos valores de $i_{D6_{ef}}$ e $i_{D6_{md}}$, conforme registrado nas Equações 2.128 e 2.129, respectivamente.

$$i_{D6_{ef}} = \frac{I_o}{3} \sqrt{3 - \frac{6fsL_d I_o}{V_{in}}} \quad (2.128)$$

$$i_{D6_{md}} = \frac{I_o}{3} \quad (2.129)$$

2.4.2.3 Transformadores

A caracterização dos esforços de corrente nos transformadores foi realizada mediante análise da forma de onda de corrente na dispersão c_1 , conforme representação gráfica na Figura 33, a partir da qual obtiveram-se as equações diferenciais que descrevem a dinâmica de $i_{c1}(t)$ em todos os subintervalos do ciclo de chaveamento. Com essas expressões, escrevem-se as equações seguintes para determinação das correntes eficaz e média, respectivamente, no enrolamento primário c_1 do transformador:

$$i_{c1_{ef}} = \left\{ \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{2\Delta t_1 + 2\Delta t_3 + \Delta t_2} \left(\frac{-I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{V_{in}}{2L_d} t - \frac{I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_3} \left(\frac{2I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(-\frac{V_{in}}{2L_d} t + \frac{2I_o}{3} \right)^2 dt \right] \right\}^{1/2} \quad (2.130)$$

$$i_{c1_{md}} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{2\Delta t_1 + 2\Delta t_3 + \Delta t_2} \left(\frac{-I_o}{3} \right) dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{V_{in}}{2L_d} t - \frac{I_o}{3} \right) dt + \int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_3} \left(\frac{2I_o}{3} \right) dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(-\frac{V_{in}}{2L_d} t + \frac{2I_o}{3} \right) dt \right] \quad (2.131)$$

A partir da manipulação matemática das expressões 2.130 e 2.131, deduzem-se as equações simplificadas para cálculo dos valores de $i_{c1_{ef}}$ e $i_{c1_{md}}$, conforme registrado nas Equações 2.132 e 2.133, respectivamente.

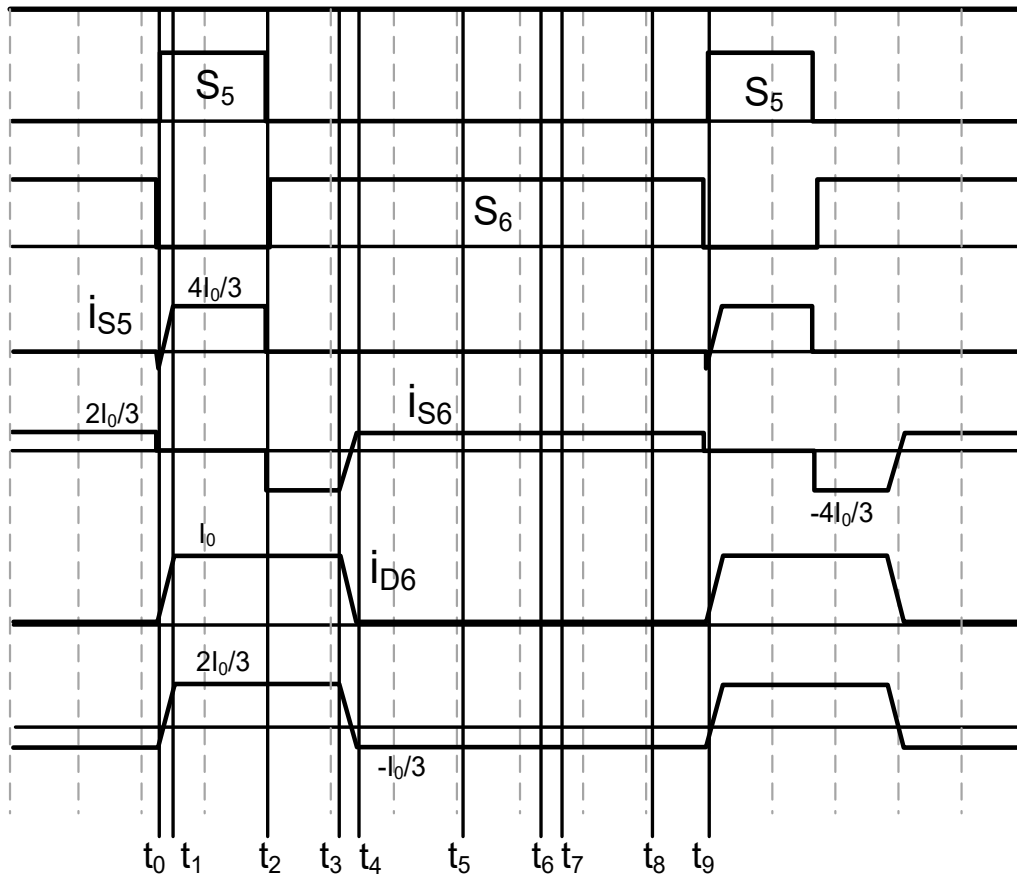
$$i_{c1_{ef}} = \frac{I_o}{3} \sqrt{2 - \frac{6f_s L_d I_o}{V_{in}}} \quad (2.132)$$

$$i_{c1_{md}} = 0 \quad (2.133)$$

2.4.3 Análise dos esforços na Região 3

A Figura 34 apresenta as formas de onda das correntes nos semicondutores de potência e nos elementos magnéticos durante a operação na Região 3, evidenciando os transitórios de comutação e os valores em regime permanente.

Figura 34 – Correntes instantâneas nos semicondutores e magnéticos referentes à Região 3



Fonte: Autoria própria

2.4.3.1 Chaves de Potência

Com base na análise da Região 3, nas formas de onda linearizadas da Figura 34 e na simetria dos intervalos de operação, foram determinadas as equações da corrente na chave S_6 (representativa das chaves inferiores) para cada etapa do período de comutação, a partir das quais se obtêm as expressões para se calcular os valores eficaz $i_{S6_{ef}}$ e médio $i_{S6_{md}}$ conforme as Equações 2.134 e 2.135.

$$i_{S6_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_3} \left(-\frac{4I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{V_{in}}{L_d} t - \frac{4I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{2\Delta t_3 + 2\Delta t_2 + \Delta t_1} \left(\frac{2I_o}{3} \right)^2 dt \right]} \quad (2.134)$$

$$i_{S6_{md}} = \left[\int_0^{\Delta t_3} \left(-\frac{4I_o}{3} \right) dt + \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{V_{in}}{L_d} t - \frac{4I_o}{3} \right) dt + \int_0^{2\Delta t_3 + 2\Delta t_2 + \Delta t_1} \left(\frac{2I_o}{3} \right) dt \right] \quad (2.135)$$

A partir da resolução das integrais nas Equações 2.134 e 2.135, e após as devidas operações algébricas, obtêm-se diretamente as expressões simplificadas de $i_{S6_{ef}}$ e $i_{S6_{md}}$.

$$i_{S6_{ef}} = \frac{2I_o}{3} \sqrt{4D - 2} \quad (2.136)$$

$$i_{S6_{md}} = \frac{2I_o}{3} \left(2 - 2D - \frac{3f_s L_d I_o}{V_{in}} \right) \quad (2.137)$$

Considerando a chave superior S_5 como representativa das demais, as formas de onda da Figura 34 permitem definir as expressões para sua corrente $i_{S5}(t)$ em cada subintervalo de T_s , na região 3 de operação. Com base então nas Equações 2.76 e 2.75, obtêm-se então os valores eficaz e médio, $i_{S5_{ef}}$ e $i_{S5_{md}}$.

$$i_{S5_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{V_{in}}{L_d} t - \frac{2I_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{4I_o}{3} \right)^2 dt \right]} \quad (2.138)$$

$$i_{S5_{md}} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{V_{in}}{L_d} t - \frac{2I_o}{3} \right) dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{4I_o}{3} \right) dt \right] \quad (2.139)$$

A resolução analítica das integrais em 2.138 e 2.139 resulta nas expressões finais simplificadas de $i_{S5_{ef}}$ e $i_{S5_{md}}$ para a Região 3 de operação, apresentadas em 2.140 e 2.141, respectivamente.

$$i_{S5_{ef}} = \frac{2I_o}{3} \sqrt{4 - 4D - \frac{6f_s L_d I_o}{V_{in}}} \quad (2.140)$$

$$i_{S5_{md}} = \frac{2I_o}{3} \left(2 - 2D - \frac{3f_s L_d I_o}{V_{in}} \right) \quad (2.141)$$

2.4.3.2 Diodos Semicondutores e Transformadores

Observando-se os sinais de corrente no diodo D_6 para as regiões 2 e 3 de operação do conversor, conforme as Figuras 16 e 24, verifica-se que eles apresentam a mesma forma de onda e patamares de corrente, de modo que, assim, considerando a simetria entre os intervalos de operação que compõe um período de chaveamento, as expressões dos esforços de corrente nesse elemento são as mesmas para ambas as regiões. Consideração análoga aplica-se à corrente no enrolamento primário c_1 do transformador.

Desse modo, as expressões para o cálculo das correntes eficazes $i_{D6_{ef}}$ e $i_{c1_{ef}}$ considerando a operação do conversor na região 3 são as mesmas deduzidas anteriormente em 2.128 e 2.132, respectivamente, enquanto as equações para a obtenção dos valores das correntes médias $i_{D6_{md}}$ e $i_{c1_{md}}$ encontram-se formuladas, nessa ordem, em 2.129 e 2.133.

2.4.4 Resumo dos Esforços de Corrente

A partir das expressões obtidas para determinação dos valores médio e eficaz de corrente nos principais componentes da topologia de conversor analisada, estruturou-se a Tabela 4, a qual compila as equações dos esforços para cada dispositivo, nas três regiões de operação.

Tabela 4 – Correntes médias e eficazes nos componentes do conversor em diferentes regiões de operação

Componente	Corrente	Região 1	Região 2	Região 3
Chaves Inferiores	Média	$\frac{2I_o}{3} \left(D - \frac{f_s L_d I_o}{V_{in}} \right)$	$\frac{2I_o}{3} \left(D - \frac{3f_s L_d I_o}{V_{in}} \right)$	$\frac{2I_o}{3} \left(2 - 2D - \frac{3f_s L_d I_o}{V_{in}} \right)$
	Eficaz	$\frac{2I_o}{3} \sqrt{D - \frac{2f_s L_d I_o}{3V_{in}}}$	$\frac{2I_o}{3} \sqrt{D}$	$\frac{2I_o}{3} \sqrt{4D - 2}$
Chaves Superiores	Média	$\frac{2I_o}{3} \left(D - \frac{f_s L_d I_o}{V_{in}} \right)$	$\frac{2I_o}{3} \left(D - \frac{3f_s L_d I_o}{V_{in}} \right)$	$\frac{2I_o}{3} \left(2 - 2D - \frac{3f_s L_d I_o}{V_{in}} \right)$
	Eficaz	$\frac{2I_o}{3} \sqrt{\frac{2}{3} - D - \frac{f_s L_d I_o}{3V_{in}}}$	$\frac{2I_o}{3} \sqrt{2 - D - \frac{6f_s L_d I_o}{V_{in}}}$	$\frac{2I_o}{3} \sqrt{4 - 4D - \frac{6f_s L_d I_o}{V_{in}}}$
Diodos	Média	$\frac{I_o}{3}$	$\frac{I_o}{3}$	$\frac{I_o}{3}$
	Eficaz	$\frac{I_o}{3} \sqrt{\frac{5}{3} - \frac{f_s L_d I_o}{V_{in}}}$	$\frac{I_o}{3} \sqrt{3 - \frac{6f_s L_d I_o}{V_{in}}}$	$\frac{I_o}{3} \sqrt{3 - \frac{6f_s L_d I_o}{V_{in}}}$
Transformadores	Média	0	0	0
	Eficaz	$\frac{I_o}{3} \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{f_s L_d I_o}{V_{in}}}$	$\frac{I_o}{3} \sqrt{2 - \frac{6f_s L_d I_o}{V_{in}}}$	$\frac{I_o}{3} \sqrt{2 - \frac{6f_s L_d I_o}{V_{in}}}$

Fonte: Autoria própria

Os valores dos esforços de corrente determinados pelas equações apresentadas na Tabela 4 fornecem a base para o dimensionamento dos principais componentes semicondutores e magnéticos do conversor, etapa que será detalhada no capítulo seguinte.

3 PROCEDIMENTO DE PROJETO

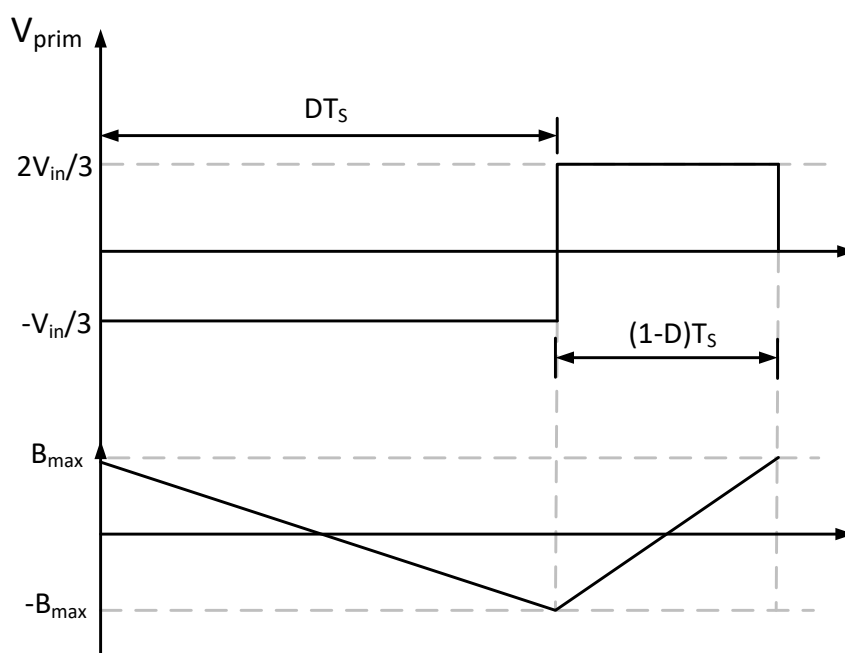
Este capítulo tem por objetivo estruturar um procedimento de projeto para a topologia de conversor analisada nos capítulos precedentes. Destaca-se, em particular, a metodologia de dimensionamento dos transformadores e indutores de alta frequência do estágio retificador, em função das exigências de desempenho impostas pela topologia analisada, distintas daquelas observadas em conversores convencionais. Adicionalmente, apresenta-se um exemplo numérico de aplicação desse procedimento de projeto ao conversor CC-CC trifásico com comutação suave, empregando-se, para tal, as equações finais deduzidas nos capítulos anteriores.

3.1 Projeto dos Transformadores

3.1.1 Determinação do Produto A_p

O objetivo desta subseção é relacionar as características dimensionais do núcleo com as características elétricas do conversor. A Figura 35 mostra a forma de onda da tensão aplicada nos primários dos transformadores, a qual impõe o maior valor de tensão de magnetização. Esta característica ocorre nos limites superiores dos intervalos que definem as regiões de funcionamento, nesta figura $D = \frac{2}{3}$.

Figura 35 – Tensão aplicada no enrolamento primário dos transformadores para $D = 2/3$



Fonte: Autoria própria

O valor da tensão de magnetização aplicada no intervalo de zero até DT_s é o próprio valor da tensão aplicada nos terminais dos primários do transformador, igual a $-V_{in}/3$, como pode ser demonstrado na sequência:

$$V_{mag} = \frac{1}{DT_s} \int_0^{DT_s} V_{prim} dt = \frac{1}{DT_s} \int_0^{DT_s} \frac{-V_{in}}{3} dt = \frac{-V_{in}}{3} \quad (3.1)$$

Para o projeto do transformador, conforme (OLIVEIRA; BARBI, 2005), recorre-se inicialmente à Lei de Faraday, mostrada em sua forma integral como:

$$\oint_l \vec{E} \cdot d\vec{l} = \int_s -\frac{\partial \vec{B}(t)}{\partial t} \cdot d\vec{s} \quad (3.2)$$

Definindo-se a diferença de potencial aplicada a um enrolamento v , e o fluxo magnético $\Phi(t)$, nas Equações 3.3 e 3.4, respectivamente, tem-se:

$$v = \oint_l \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (3.3)$$

$$\Phi(t) = \int_s \vec{B}(t) \cdot d\vec{s} = B(t)A_e \quad (3.4)$$

em que l é um contorno e S uma superfície aberta.

Substituindo as Equações 3.3 e 3.4 na expressão 3.2, obtém-se:

$$v(t) = NA_e \frac{dB(t)}{dt} \quad (3.5)$$

Onde N é o número de espiras e B é a densidade de fluxo magnético. Integrando-se ambos os lados da equação e dividindo por $D \cdot T_s$, tem-se:

$$\frac{1}{D \cdot T_s} \int_0^{D \cdot T_s} v_{prim}(t) dt = \frac{N \cdot A_e}{D \cdot T_s} \int_{B_{max}}^{-B_{max}} dB(t) \quad (3.6)$$

Resolvendo-se as integrais em 3.6, para a razão cíclica específica $D = \frac{2}{3}$, tem-se:

$$\frac{-V_{in}}{3} = \frac{N \cdot A_e}{\frac{2}{3} \cdot T_s} (-2B_{max}) \Rightarrow V_{in} = 9NA_e B_{max} f_s \quad (3.7)$$

Assim, o número de espiras N do enrolamento pode ser então determinado através da Equação 3.8:

$$N = \frac{V_{in}}{9 \cdot A_e \cdot B_{max} \cdot f_s} \quad (3.8)$$

Na sequência, o índice do A_p pode ser representado pela relação entre a área da seção transversal do núcleo e a área da janela conforme a equação:

$$A_p = A_e \cdot A_w \quad (3.9)$$

Onde A_e é a área da seção transversal do núcleo utilizado na montagem do transformador e A_w é a área disponível na janela do núcleo.

Define-se então k_u como fator de utilização da janela A_w representado por:

$$k_u = \frac{N \cdot A_{cu}}{A_w} \quad (3.10)$$

Onde A_{cu} é a área do condutor. Combinando-se as expressões em 3.8 e 3.10, definindo-se ainda $V_{ef} = \sqrt{2}V_{in}/3 = 3\sqrt{2}NA_eB_{max}f_s$, e incluindo a constante k_f que é o fator de forma de onda e o fator multiplicativo 10^4 para expressar as unidades em cm^2 , tem-se:

$$A_e \cdot A_w = \frac{V_{ef} \cdot A_{cu} \cdot 10^4}{k_f \cdot k_u \cdot B_{max} \cdot f_s} \quad (3.11)$$

Definindo-se a densidade de corrente J como a relação entre a corrente eficaz I_{ef} e a área do cobre, tem-se a expressão seguinte:

$$J = \frac{I_{ef}}{A_{cu}} \quad (3.12)$$

Substituindo-se a expressão definida 3.12 na Equação 3.11, tem-se:

$$A_e \cdot A_w = \frac{V_{ef} \cdot I_{ef} \cdot 10^4}{k_f \cdot k_u \cdot J \cdot B_{max} \cdot f_s} \quad (3.13)$$

3.1.2 Determinação da Relação de Transformação

Para se calcular a relação de transformação mais adequada, deve-se utilizar a equação do ganho estático, referente a operação do conversor para $D = 2/3$ (no qual o ganho é máximo) que corresponde ao funcionamento na Região 2 estudada.

Considerando-se n como sendo a relação de transformação, a expressão da tensão de saída do conversor na Região 2 pode ser reescrita representando, na Equação 2.55 deduzida, o circuito do conversor referido ao lado secundário:

$$V_o = \frac{2V_{in}D}{n} - \frac{6f_sL_dI_o}{n^2} \quad (3.14)$$

A expressão 3.14 pode ser reescrita de modo a ficar mais explícita a forma padrão de uma equação quadrática a ser resolvida, para se determinar n :

$$n^2V_o - 2V_{in}Dn + 6f_sL_dI_o = 0 \quad (3.15)$$

Resolvendo-se então a Equação 3.15 em função de n , obtém-se uma expressão que possibilitar realizar o cálculo da relação de transformação para o ciclo de trabalho do conversor

que resulta no máximo ganho estático, $D_{max} = 2/3$:

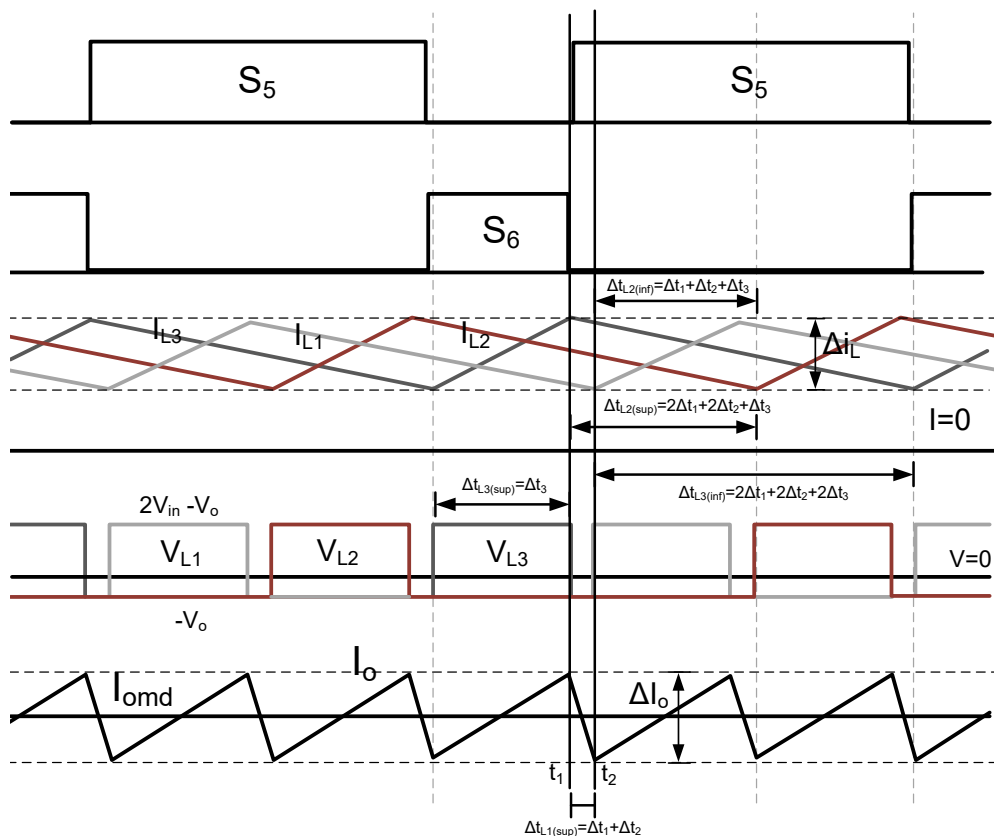
$$n = \frac{V_{in}D_{max} + \sqrt{V_{in}^2D_{max}^2 - 6V_o f_s L_d I_o}}{V_o} \quad (3.16)$$

3.2 Projeto do Filtro LC de Saída

3.2.1 Análise das Ondulações de Corrente

A Figura 36 apresenta as formas de ondas dos sinais de comando das chaves S_5 e S_6 , das correntes e tensões nos indutores L_1 , L_2 e L_3 , bem como da corrente de saída I_o para um ponto de operação do conversor na Região 1. A metodologia utilizada para calcular as ondulações de correntes consiste em calcular os valores instantâneos das correntes dos indutores nos instantes de tempo t_1 e t_2 e somar os valores de forma adequada para cada instante de tempo.

Figura 36 – Ondulações de correntes no filtro de saída para operação na Região 1



Fonte: Autoria própria

Para determinar os valores instantâneos das correntes, é considerado o comportamento da tensão aplicada sobre o indutor e o tempo durante o qual essa tensão se mantém. Por

exemplo, para calcular o valor da corrente instantânea i_{L3} no instante t_1 , assume-se $i_{L_{\min}} = 0$, a tensão sobre o indutor igual a v_{L3} , e o tempo em que essa tensão permanece sobre o indutor igual a Δt_d . Nesse cenário, a variação da corrente no indutor L_3 é dada pela equação 3.17. Essa expressão descreve que a variação de corrente sobre L_3 é o valor instantâneo dessa corrente no tempo t_1 .

$$\Delta i_{L3} = I_{L3}(t_1) = \frac{v_{L3}(\Delta t_d) \cdot \Delta t_d}{L_3} \quad (3.17)$$

Considerando que $i_{L_{\min}} = 0$, o valor máximo da corrente de saída é expresso pela Equação 3.18, enquanto o valor mínimo é dado por 3.19.

$$i_{o_{\max}} = I_{L1}(t_1) + I_{L2}(t_1) + I_{L3}(t_1) \quad (3.18)$$

$$i_{o_{\min}} = I_{L1}(t_2) + I_{L2}(t_2) + I_{L3}(t_2) \quad (3.19)$$

Dessa forma, a variação da corrente de saída ΔI_o é dada por:

$$\Delta I_o = i_{o_{\max}} - i_{o_{\min}} \quad (3.20)$$

A análise do ganho estático do conversor, realizada na seção 2, revelou três regiões distintas de operação e verificou-se que as ondulações de corrente no filtro de saída possuem comportamentos diferentes para cada região. Para cada uma dessas regiões, o comportamento da corrente varia de acordo com as características específicas e será analisado nas subseções seguintes.

3.2.1.1 Região 1

A Figura 36 anterior mostra as correntes do filtro de saída para a primeira região de operação. Empregando-se a Equação 3.17, as correntes instantâneas $I_{L1}(t_1)$, $I_{L2}(t_1)$ e $I_{L3}(t_1)$ podem ser determinadas, levando em consideração os intervalos $\Delta t_{L1(sup)}$, $\Delta t_{L2(sup)}$ e $\Delta t_{L3(sup)}$ definidos na figura (obtidos da análise das formas de onda da Região 1 e considerando a simetria dos intervalos de operação), que correspondem a diferença de tempo entre o instante em que as correntes em cada indutor é mínima e o instante t_1 . Para L_3 , sabendo-se que v_{L3} em t_1 é igual a $(2V_{in} - V_o)$, uma expressão para corrente instantânea em t_1 é determinada via Equação 3.17 como:

$$I_{L3}(t_1) = \frac{v_{L3}(\Delta t_d) \cdot \Delta t_d}{L_3} = \frac{v_{L3}(\Delta t_{L3(sup)}) \cdot \Delta t_{L3(sup)}}{L_3} \quad (3.21)$$

$$I_{L3}(t_1) = \frac{(2V_{in} - V_o) \cdot \Delta t_3}{L} \quad (3.22)$$

Sabendo-se que para a Região 1, $\Delta t_3 = DT_S - \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}}\right)$, e que, pela equação do ganho estático 2.28, $V_o = V_{in} \cdot \left(2D - \frac{2I_o L_d f_S}{V_{in}}\right)$, tem-se que a Equação 3.22 torna-se:

$$I_{L3}(t_1) = \frac{1}{L} \left[2V_{in} - V_{in} \left(2D - \frac{2I_o L_d f_S}{V_{in}} \right) \right] \left(\frac{D}{f_S} - \frac{I_o L_d}{V_{in}} \right)$$

$$I_{L3}(t_1) = \frac{2(DV_{in} - I_o L_d f_S)(V_{in} - DV_{in} + I_o L_d f_S)}{LV_{in} f_S} \quad (3.23)$$

Assim, a expressão da ondulação de corrente nos indutores para a Região 1 é escrito como:

$$\Delta i_L = \frac{2(DV_{in} - I_o L_d f_S)(V_{in} - DV_{in} + I_o L_d f_S)}{LV_{in} f_S}; \quad D \leq \frac{1}{3} \quad (3.24)$$

Considerando então o indutor L_2 , sabendo-se que v_{L2} em t_1 é igual a $-V_o$, uma expressão para corrente instantânea $I_{L2}(t_1)$ é deduzida por meio da Equação 3.17 como:

$$I_{L2}(t_1) = \frac{v_{L2}(\Delta t_d) \cdot \Delta t_d}{L_2} = \frac{v_{L2}(\Delta t_{L2(sup)}) \cdot \Delta t_{L2(sup)}}{L_2} \quad (3.25)$$

$$I_{L2}(t_1) = \frac{V_o \cdot \Delta t_{L2(sup)}}{L} \quad (3.26)$$

Da Figura 36, verifica-se que $\Delta t_{L2(sup)} = 2\Delta t_1 + 2\Delta t_2 + \Delta t_3$, de modo que considerando as expressões definidas para os intervalos Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 em 2.25, 2.22 e 2.23, respectivamente, $\Delta t_{L2(sup)}$ é escrito como:

$$\Delta t_{L2(sup)} = 2 \left[-\frac{T_S(3D-1)}{3} \right] + 2 \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right) + \left(DT_S - \frac{I_o L_d}{V_{in}} \right) \Rightarrow \Delta t_{L2(sup)} = \frac{2T_S}{3} - DT_S + \frac{I_o L_d}{V_{in}} \quad (3.27)$$

Assim, a expressão simplificada para a corrente instantânea $I_{L2}(t_1)$ pode ser deduzida, substituindo-se 3.27 em 3.26:

$$I_{L2}(t_1) = V_{in} \left(2D - \frac{2I_o L_d f_S}{V_{in}} \right) \left(\frac{2}{3f_S} - \frac{D}{f_S} + \frac{I_o L_d}{V_{in}} \right)$$

$$I_{L2}(t_1) = \frac{2(DV_{in} - I_o L_d f_S)(2V_{in} - 3DV_{in} + 3I_o L_d f_S)}{3LV_{in} f_S} \quad (3.28)$$

Considerando por fim o indutor L_1 , assumindo-se que v_{L1} em $\Delta t_{L1(sup)}$ é igual a $-V_o$, uma expressão para corrente instantânea $I_{L1}(t_1)$ é deduzida por meio da Equação 3.17 como:

$$I_{L1}(t_1) = \frac{v_{L1}(\Delta t_d) \cdot \Delta t_d}{L_1} = \frac{v_{L1}(\Delta t_{L1(sup)}) \cdot \Delta t_{L1(sup)}}{L_1} \quad (3.29)$$

$$I_{L1}(t_1) = \frac{V_o \cdot \Delta t_{L1(sup)}}{L} \quad (3.30)$$

Da Figura 36, observa-se que $\Delta t_{L1(sup)} = \Delta t_1 + \Delta t_2$, equação essa que, considerando as expressões dos intervalos, pode ser melhor escrita como:

$$\Delta t_{L1(sup)} = \left[-\frac{T_S(3D-1)}{3} \right] + \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right) \Rightarrow \Delta t_{L2(sup)} = \frac{T_S}{3} - DT_S + \frac{I_o L_d}{V_{in}} \quad (3.31)$$

Assim, a expressão simplificada para a corrente instantânea $I_{L1}(t_1)$ é deduzida, substituindo-se 3.31 em 3.30:

$$I_{L1}(t_1) = V_{in} \left(2D - \frac{2I_o L_d f_S}{V_{in}} \right) \left(\frac{1}{3f_S} - \frac{D}{f_S} + \frac{I_o L_d}{V_{in}} \right)$$

$$I_{L1}(t_1) = \frac{2(DV_{in} - I_o L_d f_S)(V_{in} - 3DV_{in} + 3I_o L_d f_S)}{3LV_{in} f_S} \quad (3.32)$$

Substituindo-se então as expressões determinadas em 3.23, 3.28 e 3.32, para $I_{L3}(t_1)$, $I_{L2}(t_1)$ e $I_{L1}(t_1)$, respectivamente, na Equação 3.18, e realizando operação algébricas adicionais, obtém-se:

$$i_{o_{max}} = I_{L1}(t_1) + I_{L2}(t_1) + I_{L3}(t_1) = \frac{2(DV_{in} - I_o L_d f_S)(2V_{in} - 3DV_{in} + 3I_o L_d f_S)}{LV_{in} f_S} \quad (3.33)$$

Utilizando também a Equação 3.17, as correntes instantâneas no intervalo inferior t_2 , $I_{L1}(t_2)$, $I_{L2}(t_2)$ e $I_{L3}(t_2)$, podem ser calculadas, levando em conta os intervalos $\Delta t_{L1(inf)}$, $\Delta t_{L2(inf)}$ e $\Delta t_{L3(inf)}$ determinados na Figura 36, que correspondem ao intervalo de tempo entre o instante em que as correntes em cada indutor é mínima e o instante t_2 . Para L_3 , sabendo-se que v_{L3} em $\Delta t_{L3(inf)}$ é igual a $(-V_o)$, uma expressão para corrente instantânea em t_2 é determinada via Equação 3.17 como:

$$I_{L3}(t_2) = \frac{v_{L3}(\Delta t_d) \cdot \Delta t_d}{L_3} = \frac{v_{L3}(\Delta t_{L3(inf)}) \cdot \Delta t_{L3(inf)}}{L_3} \quad (3.34)$$

$$I_{L3}(t_2) = \frac{V_o \cdot \Delta t_{L3(inf)}}{L} \quad (3.35)$$

Da Figura 36, verifica-se que $\Delta t_{L3(inf)} = 2\Delta t_1 + 2\Delta t_2 + 2\Delta t_3$, que pode ser reescrita como:

$$\Delta t_{L3(inf)} = 2 \left[-\frac{T_S(3D-1)}{3} \right] + 2 \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right) + 2 \left(DT_S - \frac{I_o L_d}{V_{in}} \right) \Rightarrow \Delta t_{L3(inf)} = \frac{2T_S}{3} \quad (3.36)$$

Usando a Equação 3.36 na Equação 3.35, obtém-se:

$$I_{L3}(t_2) = V_{in} \left(2D - \frac{2I_o L_d f_S}{V_{in}} \right) \left(\frac{2}{3f_S} \right) = \frac{4(DV_{in} - I_o L_d f_S)}{3L f_S} \quad (3.37)$$

Assumindo então o indutor L_2 , sabendo-se que v_{L2} em t_2 é igual a $-V_o$, uma expressão para corrente instantânea $I_{L2}(t_1)$ é determinada aplicando-se a Equação 3.17 seguindo-se:

$$I_{L2}(t_2) = \frac{v_{L2}(\Delta t_d) \cdot \Delta t_d}{L_2} = \frac{v_{L2}(\Delta t_{L2(inf)}) \cdot \Delta t_{L2(inf)}}{L_2} \quad (3.38)$$

$$I_{L2}(t_1) = \frac{V_o \cdot \Delta t_{L2(inf)}}{L} \quad (3.39)$$

A partir da Figura 36, verifica-se que $\Delta t_{L2(inf)} = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3$, expressão que pode ser simplificada como:

$$\Delta t_{L2(inf)} = \left[-\frac{T_S(3D-1)}{3} \right] + \left(\frac{L_d I_o}{V_{in}} \right) + \left(DT_S - \frac{I_o L_d}{V_{in}} \right) \Rightarrow \Delta t_{L2(inf)} = \frac{T_S}{3} \quad (3.40)$$

Desse modo, a expressão sintetizada para a corrente instantânea $I_{L2}(t_2)$ pode ser obtida, substituindo-se 3.27 em 3.26:

$$I_{L2}(t_2) = V_{in} \left(2D - \frac{2I_o L_d f_S}{V_{in}} \right) \left(\frac{1}{3f_S} \right)$$

$$I_{L2}(t_2) = \frac{2(DV_{in} - I_o L_d f_S)}{3L f_S} \quad (3.41)$$

Da Figura 36, é direto se observar que a corrente no indutor L_1 , no instante t_2 é igual a corrente mínima $i_{L_{min}}$, de modo que:

$$I_{L1}(t_2) = i_{L_{min}} = 0 \quad (3.42)$$

Substituindo as expressões obtidas para $I_{L3}(t_2)$, $I_{L2}(t_2)$ e $I_{L1}(t_1)$, conforme as Equações 3.37, 3.41 e 3.42, respectivamente, na Equação 3.19, e após a execução das operações algébricas pertinentes, obtemos a seguinte expressão:

$$i_{o_{min}} = I_{L1}(t_2) + I_{L2}(t_2) + I_{L3}(t_2) = \frac{2(DV_{in} - I_o L_d f_S)}{L f_S} \quad (3.43)$$

Dessa forma, a expressão para ΔI_o referente a Região 1 de operação é determinada, por meio da Equação 3.20, como:

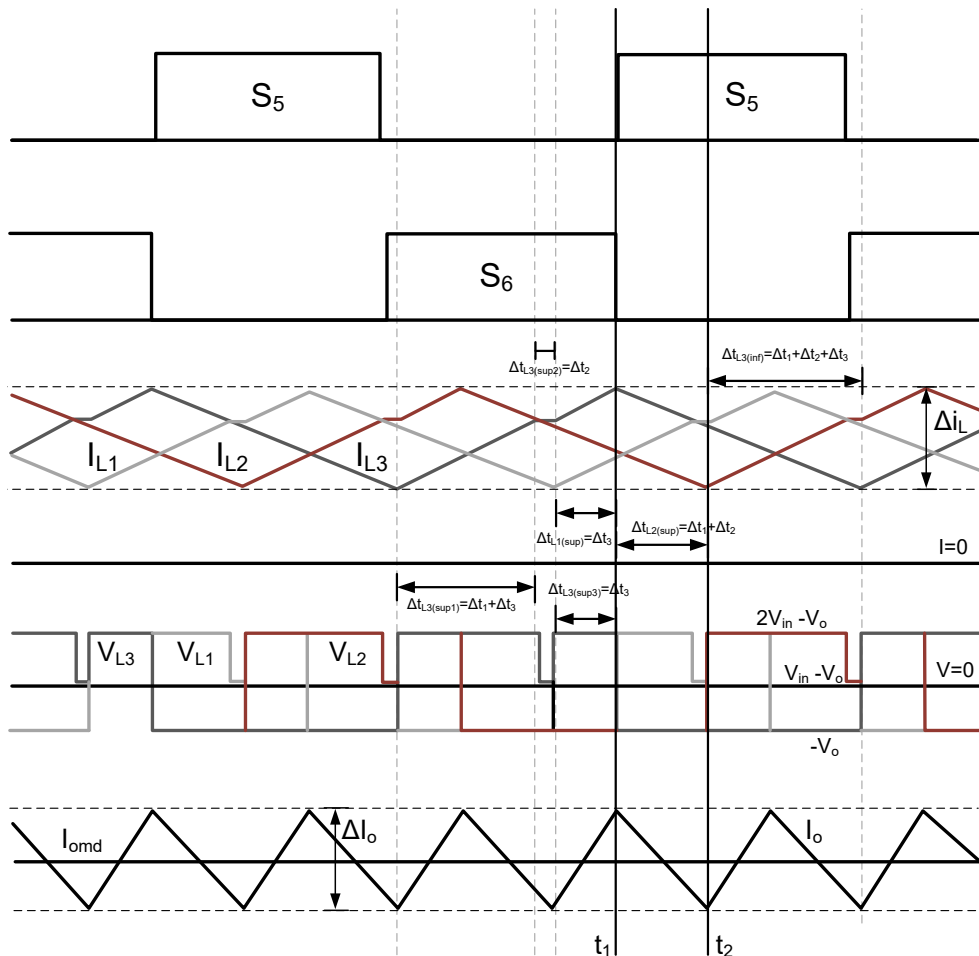
$$\Delta I_o = i_{o_{\max}} - i_{o_{\min}} = \frac{2(DV_{in} - I_o L_d f_s)(2V_{in} - 3DV_{in} + 3I_o L_d f_s)}{LV_{in} f_s} - \frac{2(DV_{in} - I_o L_d f_s)}{L f_s}$$

$$\Delta I_o = \frac{2(DV_{in} - I_o L_d f_s)(V_{in} - 3DV_{in} + 3I_o L_d f_s)}{LV_{in} f_s}; \quad D \leq \frac{1}{3} \quad (3.44)$$

3.2.1.2 Região 2

As principais formas de ondas das correntes do filtro de saída para a segunda região de funcionamento do conversor são mostradas na Figura 37, juntamente com as expressões para os intervalos $\Delta t_{L1(sup)}$, $\Delta t_{L2(sup)}$, $\Delta t_{L3(sup)}$, $\Delta t_{L1(Inf)}$, $\Delta t_{L2(Inf)}$ e $\Delta t_{L3(Inf)}$.

Figura 37 – Ondulações de correntes no filtro de saída para operação na Região 2



Fonte: Autoria própria

Nesse caso vale ressaltar que o intervalo $\Delta t_{L3(sup)}$ foi dividido em outros três, $\Delta t_{L3(sup1)}$, $\Delta t_{L3(sup2)}$ e $\Delta t_{L3(sup3)}$, uma vez que a tensão em L_3 muda de $(2V_{in} - V_o)$ para $(V_{in} - V_o)$ no intervalo desde o valor mínimo de I_{L3} até $I_{L3}(t_1)$. Assim, o valor de ΔI_{L3} deve ser calculado como:

$$\Delta I_{L3} = I_{L3}(t_1) = \frac{v_{L3}(\Delta t_{L3(sup1/3)}) \cdot (\Delta t_{L3(sup1)} + \Delta t_{L3(sup3)})}{L_3} + \frac{v_{L3}(\Delta t_{L3(sup2)}) \cdot \Delta t_{L3(sup2)}}{L_3}$$

$$\Delta I_{L3} = I_{L3}(t_1) = \frac{(2V_{in} - V_o) \cdot (\Delta t_{L3(sup1)} + \Delta t_{L3(sup3)})}{L_3} + \frac{(V_{in} - V_o) \cdot \Delta t_{L3(sup2)}}{L_3} \quad (3.45)$$

Seguindo a mesma metodologia e as análises realizadas na subseção anterior para a primeira região, pode-se verificar (não será demonstrado o passo-a-passo aqui para não tornar o texto redundante e o trabalho demasiadamente longo) a variação de corrente nos indutores de filtro está equacionada em 3.46, enquanto a variação da corrente de saída é dada por 3.47.

$$\Delta I_L = \frac{2(DV_{in} - 3I_o L_d f_s)(V_{in} - DV_{in} + 2I_o L_d f_s)}{LV_{in} f_s}; \quad \frac{1}{3} < D \leq \frac{2}{3} \quad (3.46)$$

$$\Delta I_o = -\frac{2(9D^2 V_{in}^2 - 45DI_o L_d V_{in} f_s - 9DV_{in}^2 + 54I_o^2 L_d^2 f_s^2 + 21I_o L_d V_{in} f_s + 2V_{in}^2)}{3LV_{in} f_s}; \quad \frac{1}{3} < D \leq \frac{2}{3} \quad (3.47)$$

3.2.1.3 Região 3

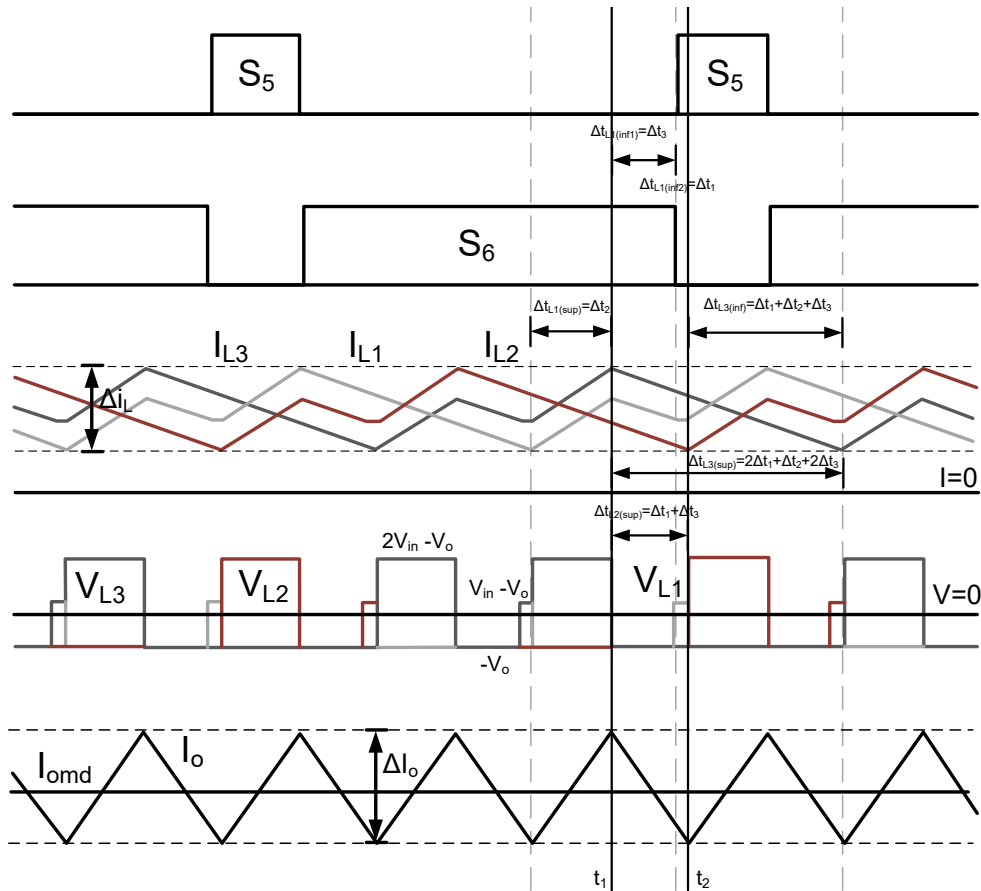
As principais formas de ondas das correntes do filtro de saída para a terceira região de funcionamento do conversor são mostradas na Figura 38, juntamente com as expressões para os intervalos $\Delta t_{L1(sup)}$, $\Delta t_{L2(sup)}$, $\Delta t_{L3(sup)}$, $\Delta t_{L1(Inf)}$, $\Delta t_{L2(Inf)}$ e $\Delta t_{L3(Inf)}$.

Nessa região, é válido mencionar que, semelhante ao caso da Região 2, o intervalo $\Delta t_{L1(Inf)}$ foi dividido em outros três, $\Delta t_{L1(sup)}$, $\Delta t_{L3(Inf1)}$ e $\Delta t_{L3(Inf3)}$, uma vez que a tensão em L_3 muda de $(2V_{in} - V_o)$ para $-V_o$ e depois para $(V_{in} - V_o)$ no intervalo desde o valor mínimo de I_{L1} até $I_{L1}(t_2)$. Com isso, o valor de $I_{L1}(t_2)$ deve ser calculado como:

$$I_{L1}(t_2) = \frac{v_{L1}(\Delta t_{L1(sup)}) \cdot (\Delta t_{L1(sup)})}{L_1} + \frac{v_{L3}(\Delta t_{L1(Inf1)}) \cdot (\Delta t_{L1(Inf1)})}{L_1} + \frac{v_{L1}(\Delta t_{L1(Inf2)}) \cdot \Delta t_{L1(Inf2)}}{L_1}$$

$$I_{L1}(t_2) = \frac{(2V_{in} - V_o) \cdot \Delta t_{L1(sup)}}{L_1} + \frac{-V_o \cdot \Delta t_{L1(Inf1)}}{L_1} + \frac{(V_{in} - V_o) \cdot \Delta t_{L1(Inf2)}}{L_1} \quad (3.48)$$

Figura 38 – Ondulações de correntes no filtro de saída para operação na Região 3



Fonte: Autoria própria

Procedendo de forma análoga à análise efetuada nas subseções anteriores para a primeira e a segunda região, constata-se que a variação de corrente nos indutores de filtro, para a terceira região analisada, é descrita por 3.49, e a variação da corrente de saída, por 3.50.

$$\Delta I_L = -\frac{(3DV_{in} - V_{in} + 6I_o L_d f_s)(4DV_{in} - 4V_{in} + 6I_o L_d f_s)}{3LV_{in} f_s}; \quad D > \frac{2}{3} \quad (3.49)$$

$$\Delta I_o = -\frac{2(DV_{in} - V_{in} + 2I_o L_d f_s)(6DV_{in} - 4V_{in} + 9I_o L_d f_s)}{LV_{in} f_s}; \quad D > \frac{2}{3} \quad (3.50)$$

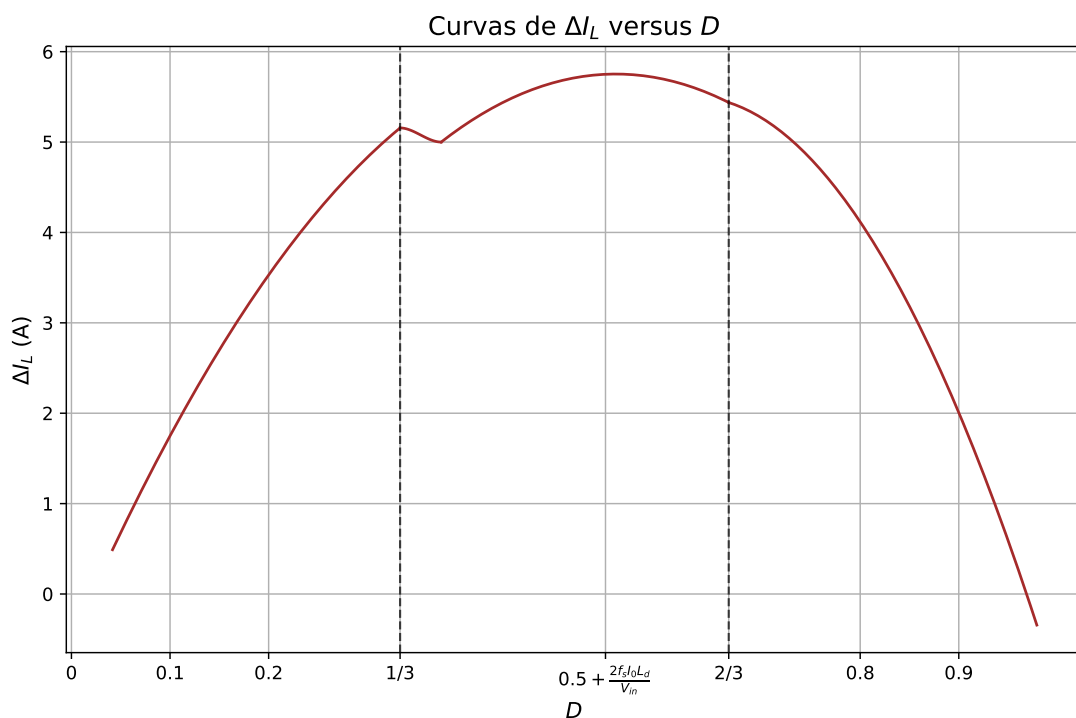
3.2.1.4 Curvas das Ondulações de Corrente em Função do Ciclo de Trabalho

Utilizando as expressões de ΔI_o e ΔI_L para cada região de operação, obtidas nas subseções anteriores, é possível traçar as respectivas curvas em função do ciclo de trabalho D , levando em consideração as especificações de projeto que serão definidas posteriormente. Essas expressões dependem, ainda, do valor projetado para a indutância de filtro, o qual será

determinado na seção seguinte. Para a elaboração preliminar dessas curvas, assume-se um valor de $L = 1 \text{ mH}$, uma vez que o objetivo inicial é apenas ilustrar o comportamento geral dessas curvas. No capítulo que trata dos resultados de simulação, essas curvas serão refeitas com os dados obtidos do exemplo de projeto e comparadas com os resultados simulados.

A Figura 39 então mostra o comportamento da ondulação de corrente nos indutores de filtro em função do ciclo de trabalho, para as especificações de projeto e indutância $L = 1 \text{ mH}$.

Figura 39 – Ondulações de correntes nos indutores de filtro em função do ciclo de trabalho, para as três regiões de operação

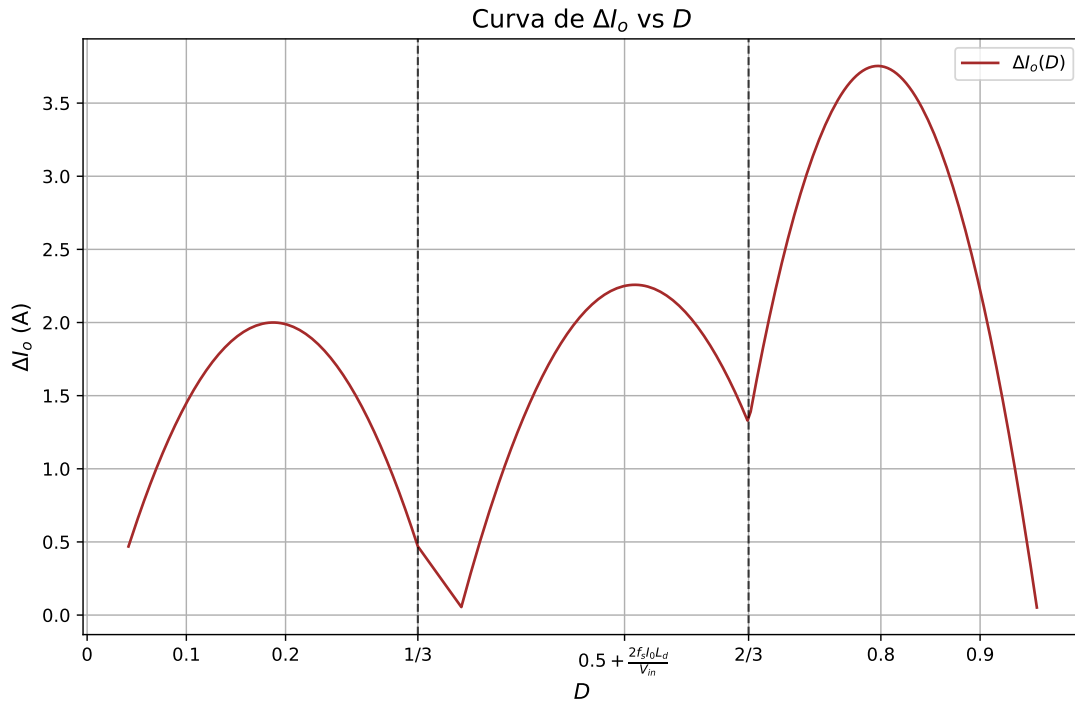


Fonte: Autoria própria

Do gráfico, observa-se que a maior ondulação ocorre aproximadamente para $D = 0,5 + \frac{2f_s L_d I_0}{V_{in}}$. É fundamental calcular o valor das indutâncias dos indutores do filtro de saída nesse ponto de máxima variação de corrente, pois isso garante que, em qualquer outro ponto de operação, a variação da corrente apresentará um valor menor.

Na sequência, a Figura 40 apresenta o gráfico que ilustra o comportamento das ondulações da corrente de saída ao longo de toda a faixa de operação do conversor. Pode-se observar que as maiores ondulações dessa corrente ocorrem na Região 3, característica essa que implica a necessidade de capacitores com maiores capacitâncias, além de um aumento nas perdas devido à circulação de correntes eficazes, que são superiores às observadas nas outras duas regiões.

Figura 40 – Ondulações de corrente de saída em função do ciclo de trabalho, para as três regiões de operação

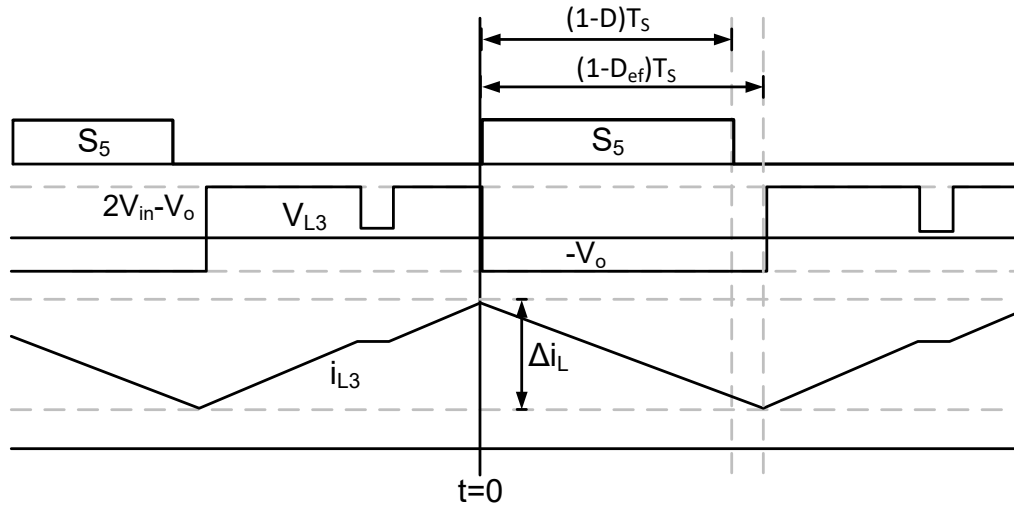


Fonte: Autoria própria

3.2.2 Projeto dos Indutores de Filtro

Para determinação do valor da indutância necessária para os indutores do filtro de saída do conversor, analisam-se as formas de onda de corrente e tensão nesses elementos. O critério de projeto então considera o pior caso, isto é, a condição de operação em que a ondulação de corrente é maximizada ($\Delta i_{L_{max}}$). De acordo com o gráfico de ΔI_L em função de D apresentado na Figura 39, obtido a partir da análise das ondulações de corrente no filtro LC de saída e com base no descrito em (OLIVEIRA *et al.*, 2024), observa-se que essa condição crítica de ondulação máxima ocorre quando o conversor opera na Região 2.

As formas de onda características de tensão e corrente no indutor L_3 para esta região estão representadas na Figura 41, a partir das quais deriva-se a equação de projeto.

Figura 41 – Tensão e corrente no indutor de saída L_3 

Fonte: Autoria própria

Nessa representação, a corrente no indutor L_3 decresce nos instantes de $t = 0$ até $t = (1 - D_{ef})T_s$, uma vez que a tensão V_{L3} apresenta valor negativo $-V_o$. Nesse caso, D_{ef} é denominada razão cíclica efetiva e está relacionada ao intervalo de tempo Δt_{L3} em que a tensão no indutor L_3 permanece em $-V_o$, cuja duração, segundo a Tabela 2, e considerando a simetria existente entre os intervalos de operação de conversor na Região 2, e as expressões deduzidas para estimação desses intervalos, pode ser determinada como se segue:

$$\Delta t_{L3} = (1 - D_{ef})T_s = 2\Delta t_1 + 2\Delta t_2 + \Delta t_3 \quad (3.51)$$

$$\Delta t_{L3} = 2 \left[T_s \left(\frac{2}{3} - D \right) \right] + 2 \left(\frac{2L_d I_o}{V_{in}} \right) + \left[T_s \left(D - \frac{1}{3} \right) - \frac{2L_d I_o}{V_{in}} \right] \quad (3.52)$$

$$\Delta t_{L3} = T_s \left[1 - \left(D - \frac{2L_d f_s I_o}{V_{in}} \right) \right] \quad (3.53)$$

Comparando as expressões 3.51 e 3.53, verifica-se que a razão cíclica efetiva pode ser determinada pela Equação 3.54.

$$D_{ef} = D - \frac{2L_d f_s I_o}{V_{in}} \quad (3.54)$$

Conforme mencionado na seção 3.2.1.4, a ondulação máxima de corrente nos indutores de saída (como ilustrado no gráfico da Figura39), ocorre no valor de ciclo de trabalho dado pela expressão:

$$D = 0,5 + \frac{2f_s L_d I_o}{V_{in}} \quad (3.55)$$

Comparando-se as Equações 3.54 e 3.55, verifica-se então que a máxima ondulação de corrente nos indutores ocorre para o valor de razão cíclica efetiva:

$$D_{ef} = 0,5 \quad (3.56)$$

Este valor está em conformidade com o apresentando (OLIVEIRA *et al.*, 2024), devendo ser adotado no dimensionamento do indutor, pois é onde ocorre a maior ondulação da sua corrente.

A partir da relação entre a tensão V_L e a variação temporal da corrente i_L em indutores, dada por $V_L = L(di_L/dt)$, pode-se escrever a corrente no indutor L_3 , $i_{L3}(t)$, em termos da integral da tensão $V_{L3}(t)$ e da corrente inicial $i_{L3}(0)$ como:

$$i_{L3}(t) = \frac{1}{L} \int_{-\infty}^t V_{L3}(t) dt = \frac{1}{L} \int_0^t V_{L3}(t) dt + i_{L3}(0) \quad (3.57)$$

Para o intervalo de tempo $[0, (1 - D_{ef})T_S]$, $V_{L3}(t) = -V_o$, de modo que a Equação 3.57 resulta em:

$$i_{L3}(t) = \frac{1}{L} \int_0^t -V_o dt + i_{L3}(0) = \frac{-V_o}{L} t + i_{L3}(0) \quad (3.58)$$

Com base na forma de onda de corrente apresentada na Figura 41 e na expressão para i_{L3} , deduzida anteriormente em 3.58, obtém-se uma expressão para o cálculo da ondulação de corrente Δi_L , como escrito na Equação 3.60:

$$\Delta i_L = i_{L3}(0) - i_{L3}((1 - D_{ef})T_S) \quad (3.59)$$

$$\Delta i_L = i_{L3}(0) - \left[\frac{-V_o}{L} (1 - D_{ef})T_S + i_{L3}(0) \right] = \frac{V_o}{L} (1 - D_{ef})T_S \quad (3.60)$$

Isolando-se o termo da indutância L na Equação 3.60, obtém-se a expressão para o seu cálculo:

$$L = \frac{V_o(1 - D_{ef})}{f_S \Delta i_L} \quad (3.61)$$

De acordo com as Equações 3.14 e 3.54, a tensão de saída V_o pode ser expressa em termos de D_{ef} como é demonstrado a seguir.

$$V_o = \frac{2V_{in}}{n} \left(D - \frac{3f_S L_d I_o}{V_{in} n} \right) \Rightarrow V_o = \frac{2V_{in}}{n} \left(D - \frac{2f_S L_d I_o}{V_{in} n} - \frac{f_S L_d I_o}{V_{in} n} \right) = \frac{2V_{in}}{n} \left(D_{ef} - \frac{f_S L_d I_o}{V_{in} n} \right) \quad (3.62)$$

Substituindo a Equação 3.62 na Equação 3.61 obtém-se uma expressão para o cálculo de L em termos de V_{in} , f_S , n , $\Delta i_{L_{max}}$, como será deduzido na sequência. Nesse caso, considera-se $D_{ef} = 0,5$, referente ao cenário de maior ondulação na corrente do indutor.

$$L = \frac{\frac{2V_{in}}{n} \left(D_{ef} - \frac{f_S L_d I_o}{V_{in} n} \right) (1 - D_{ef})}{f_S \Delta i_L} \Rightarrow L \geq \frac{\frac{V_{in}}{n} \left(\frac{1}{2} - \frac{f_S L_d I_o}{V_{in} n} \right)}{f_S \Delta i_{L_{max}}} = \frac{V_{in}}{2n f_S \Delta i_{L_{max}}} - \frac{f_S L_d I_o}{n^2 \Delta i_{L_{max}}} \quad (3.63)$$

Dado que a frequência de chaveamento f_S está na faixa de kHz, o termo $\frac{V_{in}}{2n f_S \Delta i_{L_{max}}}$ na Equação 3.63 apresenta magnitude da ordem de 10^{-3} . Em contraste, o termo $\frac{f_S L_d I_o}{n^2 \Delta i_{L_{max}}}$, que envolve a indutância de dispersão L_d (da ordem de 10^{-6} H, como será detalhado adiante), possui magnitude na faixa de 10^{-6} . Diante da disparidade das duas ordens de grandeza, o segundo termo torna-se desprezível frente ao primeiro. Consequentemente, a indutância L deve ser dimensionada de modo a satisfazer a seguinte condição:

$$L \geq \frac{V_{in}}{2n f_S \Delta i_{L_{max}}} \quad (3.64)$$

3.2.3 Projeto do Capacitor de Filtro

A Figura 42 mostra as formas de onda das correntes nos três indutores de saída, da tensão no indutor L_3 , da corrente e da tensão na saída do conversor, bem como da corrente no capacitor de filtro C_o , $i_{C_o}(t)$, considerando a operação do circuito na Região 2.

Nesse caso, para esboço dessas curvas teóricas assumiu-se que toda a componente alternada da corrente de saída flui pelo capacitor do filtro, de modo que a ondulação da corrente no capacitor é igual a ondulação da corrente de saída, ΔI_o .

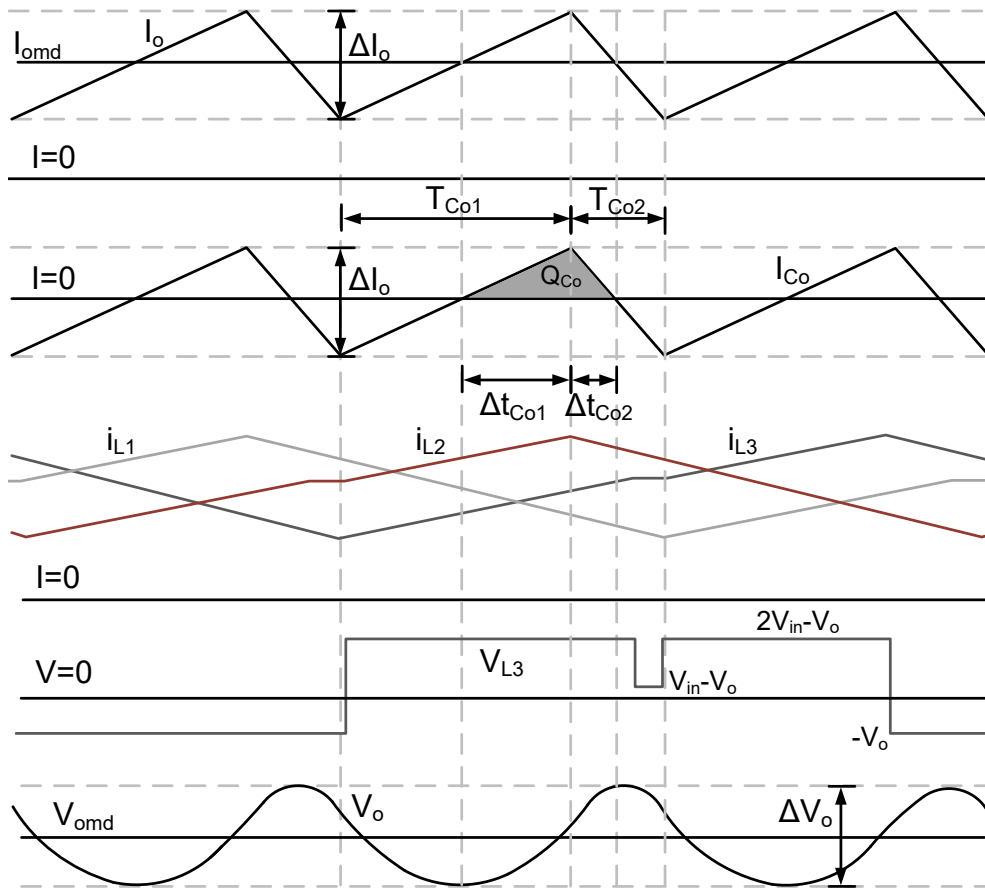
Primeiramente para determinação da capacitância do filtro de saída, convém destacar que, conforme descrito em (VITORINO, 2019), a carga em um capacitor Q_C está diretamente relacionada à corrente que circula através dele, de acordo com a equação fundamental de um circuito capacitivo. Quando uma corrente $i_C(t)$ passa por um capacitor, ela gera uma variação na carga acumulada no dispositivo, de modo que relação entre a corrente $i_C(t)$ e a variação temporal de carga $dQ_C(t)/dt$ é dada pela Equação 3.65.

$$i_C(t) = \frac{dQ_C(t)}{dt} \quad (3.65)$$

Utilizando a Equação 3.65, a carga acumulada no capacitor pode ser então expressa pela integral da corrente na Equação 3.66, onde o limite inferior $-\infty$ representa a condição inicial do capacitor, permitindo definir a carga acumulada em $t = 0$ como $Q_C(0) = \int_{-\infty}^0 i_C(t) dt$.

$$Q_C(t) = \int_{-\infty}^t i_C(\tau) d\tau = \int_0^t i_C(\tau) d\tau + Q_C(0) \quad (3.66)$$

Figura 42 – Tensões e correntes no filtro de saída para a Região 2 de operação



Fonte: Autoria própria

Considerando um capacitor com capacitância C , a tensão $V_C(t)$ nos seus terminais está relacionada à carga acumulada $Q_C(t)$ pela seguinte equação:

$$V_C(t) = \frac{Q_C(t)}{C} \quad (3.67)$$

Substituindo-se a expressão de $Q_C(t)$ obtida em 3.66, na Equação 3.67, obtém-se a relação entre a tensão no capacitor e a sua corrente:

$$V_C(t) = \frac{1}{C} \left[\int_0^t i_C(\tau) d\tau + Q_C(0) \right] = \frac{1}{C} \int_0^t i_C(\tau) d\tau + V_C(0) \quad (3.68)$$

Conforme ilustrado na Figura 42, durante o intervalo $\Delta t_{Co} = \Delta t_{Co1} + \Delta t_{Co2}$, a tensão no capacitor de saída sofre uma variação de ΔV_o . Neste mesmo intervalo, a corrente I_{Co} descreve uma forma de onda aproximadamente triangular, partindo de zero, atingindo aproximadamente $\Delta I_o/2$ e retornando a zero, tendo como base então a reta $I = 0$.

Da Equação 3.66, verifica-se que a integral da corrente $I_{Co}(t)$ no intervalo Δt_{Co} corresponde à carga Q_{Co} acumulada no capacitor nesse intervalo. Da definição de integral,

sabe-se que essa carga pode ser calculada pela área formada pelo sinal de corrente I_{C_o} , que pode ser aproximada pela do triângulo hachurado em cinza na figura, conforme a Equação 3.69.

$$Q_{C_o} = \int_0^{\Delta t_{C_o}} I_{C_o}(t) dt = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_o}{2} \cdot (\Delta t_{C_o1} + \Delta t_{C_o2}) \quad (3.69)$$

Na sequência deve-se então determinar expressões para a quantificação das durações dos intervalos de tempo Δt_{C_o1} e Δt_{C_o2} . Para isso, primeiramente pode-se deduzir uma expressão para o período da corrente no capacitor, $T_{C_o} = T_{C_o1} + T_{C_o2}$. Da Figura 42, verifica-se que esse período corresponde ao intervalo em que a tensão no indutor L_3 permanece em $(2V_{in} - V_o)$ e depois transita para $(V_{in} - V_o)$. Analisando a Tabela 2 que mostra a variação das tensões nos indutores na Região 2 para um período de chaveamento, verifica-se que esse intervalo corresponde a $\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3$, de modo que:

$$T_{C_o} = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 = \frac{T_S}{3} \quad (3.70)$$

Na Figura 42, observa-se que o intervalo T_{C_o1} , que compõe o período total T_{C_o} , corresponde ao tempo durante o qual a corrente no indutor L_2 transita do patamar constante até atingir seu valor máximo. Ao analisar as principais formas de onda do conversor operando na Região 2, conforme registradas na Figura 16, nota-se que essa transição é equivalente ao intervalo Δt_3 , resultando na Equação 3.71.

$$T_{C_o1} = \Delta t_3 = T_S \left(D - \frac{1}{3} \right) - \frac{2L_d I_o}{V_{in}} \quad (3.71)$$

Utilizando-se as Equações 3.70 e 3.71 deduzidas, pode-se quantificar a duração de T_{C_o2} como se segue:

$$T_{C_o} = T_{C_o1} + T_{C_o2} \Rightarrow T_{C_o2} = \frac{T_S}{3} - T_S \left(D - \frac{1}{3} \right) + \frac{2L_d I_o}{V_{in}} = -T_S \left(D - \frac{2}{3} \right) + \frac{2L_d I_o}{V_{in}} \quad (3.72)$$

Com isso, os intervalos Δt_{C_o1} e Δt_{C_o2} podem ser aproximados como a metade de T_{C_o1} e T_{C_o2} , respectivamente, de modo que a equação para se determinar o intervalo Δt_{C_o} é apresentada em 3.73.

$$\Delta t_{C_o} = (\Delta t_{C_o1} + \Delta t_{C_o2}) = \frac{1}{2} \left[T_S \left(D - \frac{1}{3} \right) - \frac{2L_d I_o}{V_{in}} \right] + \frac{1}{2} \left[-T_S \left(D - \frac{2}{3} \right) + \frac{2L_d I_o}{V_{in}} \right] = \frac{T_S}{6} \quad (3.73)$$

Substituindo a expressão obtida em 3.73 na Equação 3.69, chega-se à expressão completa para a determinação da carga acumulada no capacitor durante o intervalo Δt_{C_o} , como mostrado na Equação.

$$Q_{C_o} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_o}{2} \cdot \frac{T_S}{6} = \frac{\Delta I_o}{24f_S} \quad (3.74)$$

A expressão para capacitância C_o é então determinada a partir da Equação 3.67 considerando a variação de carga no capacitor Q_{C_o} e a variação de tensão no mesmo ΔV_o que ocorrem no intervalo Δt_{C_o} :

$$C_o = \frac{Q_{C_o}}{\Delta V_o} = \frac{\Delta I_o}{24 f_s \Delta V_o} \quad (3.75)$$

Considerando, nos gráficos das Figuras 39 e 40, a situação em que a ondulação de corrente nos indutores é máxima (no valor $\Delta i_{L_{max}}$), verifica-se que a relação entre essa variação e a ondulação de corrente na saída, ΔI_o , é aproximadamente 2,6, de modo que a capacitância do filtro de saída deve atender a inequação mostrada em 3.76:

$$C_o > \frac{\left(\frac{\Delta i_{L_{max}}}{2,6} \right)}{24 f_s \Delta V_o} \quad (3.76)$$

3.3 Exemplo de Projeto

O escopo desta seção consiste no dimensionamento do conversor proposto, com a finalidade de obter os parâmetros elétricos necessários para a etapa de simulação e para a implementação de um protótipo físico. A definição das especificações operacionais, tais como o nível de tensão do barramento e a potência processada, foi condicionada aos recursos experimentais disponíveis no laboratório, assegurando a viabilidade da validação experimental da análise teórica conduzida. Essas especificações de projeto definidas para o conversor são apresentadas na Tabela 5 seguinte.

Tabela 5 – Especificações de projeto do conversor

Parâmetro	Valor
Tensão de Entrada (V_{in})	600 V
Tensão de Saída (V_o)	600 V + 1%
Potência de Saída (P_o)	30 kW
Corrente de Saída (I_o)	50 A
Frequência de Chaveamento (f_s)	50 kHz
Rendimento previsto (η)	98 %
Indutância de dispersão (L_d)	5 μH
Máxima Ondulação da Tensão de Saída ($\Delta V_{o_{max}}$)	0,01 $\cdot V_o$
Máxima Ondulação de Corrente no Indutor ($\Delta i_{L_{max}}$)	0,12 $\cdot I_o$

Fonte: Autoria Própria

3.3.1 Projeto do Transformador

Primeiramente, para o projeto do transformador e escolha do núcleo deve-se calcular o produto de áreas ($A_e \cdot A_w$). Da Equação 3.13, verifica-se que, para esse cálculo, é necessário se obter os valores de tensão e corrente eficaz nos enrolamentos primários do transformador. Da Figura 35, verifica-se que o valor eficaz da tensão no enrolamento primário, para $D = 2/3$, que corresponde ao valor de ciclo de trabalho que resulta no maior ganho estático, é dado por $V_{ef} = \frac{\sqrt{2}V_{in}}{3} = 282,8 V$, enquanto a corrente eficaz I_{ef} pode ser calculada a partir da Equação 2.132 e considerando os dados da Tabela 5, como se segue:

$$I_{ef} = \frac{I_o}{3} \sqrt{2 - \frac{6f_s L_d I_o}{V_{in}}} = \frac{50 A}{3} \sqrt{2 - \frac{6 \cdot (50 kHz) \cdot (5 \mu H)}{600 V}} = 23,56 A \quad (3.77)$$

Os valores do fator de utilização da janela k_u e do fator de forma k_f são definidos como 0,4 e 1, respectivamente, conforme (MCLYMAN, 2004). Para B_{max} , devido ao material do núcleo utilizado, considera-se 0,125 T, enquanto para a densidade de corrente máxima J assume-se 500 A/cm². Dessa forma, aplicando-se esses valores na Equação 3.13, obtém-se:

$$A_e \cdot A_w = \frac{V_{ef} \cdot I_{ef} \cdot 10^4}{k_f \cdot k_u \cdot J \cdot B_{max} \cdot f_s} = \frac{282,84 \cdot 23,56 \cdot 10^4}{1 \cdot 0,4 \cdot 500 \cdot 0,125 \cdot 50 \cdot 10^3} = 53,31 cm^4 \quad (3.78)$$

Com base nisso, o núcleo escolhido para o transformador corresponde ao modelo toroidal MMT139T6325 da Magmattec, cujos dados estão disponíveis na Tabela 6.

Tabela 6 – Especificações do núcleo do transformador

Parâmetro	Valor
Especificação do núcleo	MMT139T6325 – Magmattec
Diâmetro externo, DE (mm)	63
Diâmetro Interno, DI (mm)	38
Altura, H (mm)	25
Área seção transversal, A_e (cm ²)	3,06
Área da janela, A_w (cm ²)	11,34

Fonte: Autoria Própria baseado em (MAGMATTEC, 2019)

Para esse modelo de núcleo, verifica-se que produto de áreas corresponde a 34,7 cm⁴, de modo que utilizando dois núcleos em paralelo esse valor passa a ser o dobro, 69,4 cm⁴, sendo, portanto, maior do que o calculado, o que garante menor fator de ocupação do transformador.

Na sequência utilizando-se a Equação 3.16 pode-se determinar a relação de transformação necessária, utilizando-se os dados da Tabela 5 e considerando $D_{max} = 2/3$:

$$n = \frac{(600) \cdot (2/3) + \sqrt{(600)^2 \cdot (2/3)^2 - 6 \cdot (600,01) \cdot (50k) \cdot (5\mu) \cdot (50)}}{(600,01)} = 1,23 \quad (3.79)$$

Nesse caso, para o projeto do transformador adotou-se uma relação de transformação unitária, $n = 1$.

Com base na Equação 3.8, e sendo a relação de transformação igual a 1, pode-se calcular o número de espiras nos enrolamentos primário (N_{prim}) e secundário (N_{sec}) do transformador :

$$N_{prim} = N_{sec} = \frac{V_{in} \cdot 10^4}{9 \cdot A_e \cdot B_{max} \cdot f_S} = \frac{(600) \cdot 10^4}{9 \cdot (2 \cdot 3.06) \cdot (0,125) \cdot (50 \cdot 10^3)} \approx 18 \text{ espiras} \quad (3.80)$$

A fim de atenuar o efeito pelicular (ou *skin*), é necessário saber a seção de fio mais adequada ao projeto do transformador e, para isso, será estimado a profundidade de penetração da corrente, r_{skin} , o máximo valor do diâmetro do fio, D_{skin} e sua área de seção correspondente, A_{skin} com base nas equações a seguir:

$$r_{skin} = \frac{6,62}{f_S} = \frac{6,62}{50 \text{ kHz}} = 0,02961 \text{ cm} \quad (3.81)$$

$$D_{skin} = 2 \cdot r_{skin} = 0,059 \text{ cm} \quad (3.82)$$

$$A_{skin} = \pi \left(\frac{D_{skin}}{4} \right)^2 = \pi \left(\frac{0,059 \text{ cm}}{4} \right)^2 = 2,754 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (3.83)$$

Com base no valor de A_{skin} seleciona-se o fio 22 AWG, cuja área de seção é $S_{22AWG} = 3,243 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 > A_{skin} = 2,754 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$.

O número de fios em paralelo no primário ($n_{cond_{prim}}$) e no secundário ($n_{cond_{sec}}$) é determinado como:

$$n_{cond_{prim}} = n_{cond_{sec}} = \frac{I_{ef}}{J \cdot S_{22AWG}} = \frac{23,56}{500 \cdot 3,243 \cdot 10^{-3}} = 15 \quad (3.84)$$

Na sequência, para o cálculo do comprimento médio da espira, L_{esp} , deve-se obter primeiramente o valor do fator de ocupação F_{ocup} calculado a partir do equacionamento seguinte:

$$F_{ocup} = \frac{200 \cdot N_{prim} \cdot \left(\frac{I_{ef}}{J \cdot S_{22AWG}} \right) \cdot S_{22AWG}}{\left(\frac{DI \cdot 10^{-1}}{2} \right)^2 \cdot \pi} = 15,14 \quad (3.85)$$

Com o valor do fator de ocupação, o comprimento da espira é obtido a partir das dimensões do núcleo (considerando 2 núcleos em paralelo como mencionado), cujos dados estão presentes na Tabela 6:

$$L_{esp} = 2 \left[\frac{DE - DI}{2} \right] + 4H + 4.5 \left[\frac{DI \left(1 - \sqrt{1 - \frac{F_{ocup}}{100}} \right)}{2} \right] = 131,878 \text{ mm} \quad (3.86)$$

3.3.2 Projeto dos Indutores

Inicialmente, para o projeto dos indutores deve-se obter suas indutâncias L aplicando-se a Equação 3.64. Considerando as especificações de projeto definidas na Tabela 5 e o projeto do transformador realizado do qual se obteve $n = 1$, tem-se que a indutor escolhido deve apresentar indutância que atenda à inequação 3.87.

$$L \geq \frac{V_{in}}{2n f_S \Delta i_{L_{max}}} = \frac{600 \text{ V}}{2 \cdot (50 \text{ kHz}) \cdot (0,12 \cdot 50 \text{ A})} = 1 \text{ mH} \quad (3.87)$$

Assim, adota-se, para os indutores do filtro, uma indutância $L = 1 \text{ mH}$. Com relação ao núcleo magnético desses indutores, selecionou-se o modelo MMTS26T7716 da Magmattec, cujas especificações principais estão registradas na Tabela 7. Nesse caso, vale ressaltar que são adotados dois núcleos em paralelo.

Tabela 7 – Especificações do núcleo do indutor

Parâmetro	Valor
Especificação do núcleo	MMTS26T7716 – Magmattec
Diâmetro externo, DE (mm)	77,8
Diâmetro Interno, DI (mm)	49,2
Altura, HT (mm)	15,9
Volume, V_{ol} (cm ³)	45,3
A_L (nH/esp ²)	11,34

Fonte: Autoria própria baseada em (MAGMATTEC, 2017)

Para determinação do número de espiras requerido no indutor, segue-se a metodologia descrita em (TIROLI; GONÇALVES, 2019), que determina que inicialmente deve-se calcular a quantidade de espiras inicial (N_{in}) conforme a equação,

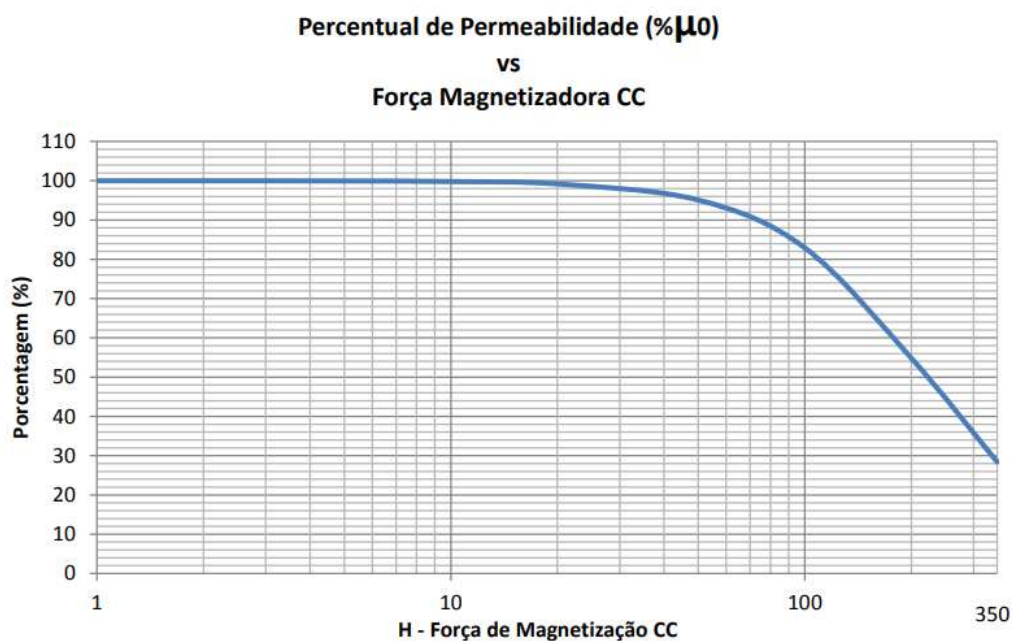
$$N_{in} = \sqrt{\frac{L \cdot 10^6}{A_L \cdot 10^{-3}}} \quad (3.88)$$

Na sequência, deve-se determinar a indutância efetiva (L_{ef}) a plena carga, considerando a relação entre as permeabilidades efetiva e inicial (μ_{eff}/μ_i), a qual é extraída da curva da variação da permeabilidade versus intensidade do campo (H - força de magnetização CC) representada pela Equação 3.89.

$$H = \frac{4 \cdot \pi \cdot N_{in} \cdot I_{L_{max}}}{L_e \cdot 10} \quad (3.89)$$

em que L_e é o comprimento médio do percurso magnético em cm e $I_{L_{max}}$ é a corrente máxima no indutor. Com o valor de H , obtém-se a relação μ_{eff}/μ_i , utilizando-se o gráfico fornecido pelo fabricante, mostrado na Figura 43.

Figura 43 – Gráfico da relação de permeabilidade versus força de magnetização CC, para núcleos Sendust S26



Fonte: (MAGMATTEC, 2017)

O valor obtido dessa relação é utilizado como fator multiplicativo de A_L , na Equação 3.88, permitindo se obter a indutância efetiva na condição de plena carga:

$$L_{ef} = N_{esp}^2 \cdot \left(\frac{\mu_{eff}}{\mu_i} \right) \cdot A_L \cdot 10^{-9} \quad (3.90)$$

Se a indutância efetiva diferir do valor projetado, o número de espiras é incrementado e a força de magnetização CC H recalculada. Com isso, a nova relação de permeabilidades é obtida da curva da Figura 43, possibilitando o cálculo da nova indutância efetiva L_{ef} . Esta iteração persiste até a convergência para o valor especificado.

Para o núcleo selecionado, o valor de L_e é igual a 20 cm, como obtido do fabricante, e a corrente máxima no indutor é obtida a partir da corrente média $I_{L_{md}}$ ondulação máxima como $I_{L_{max}} = I_{L_{md}} + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{50A}{3} + \frac{0,12 \cdot 50A}{2} = 19,67A$, de modo que realizando-se esse processo iterativo, obtém-se o número de espiras N_{esp} para o qual a indutância efetiva a plena carga converge para a indutância projetada: $N_{esp} = 157$ espiras.

Para se determinar a seção de fio mais adequada ao projeto físico do indutor deve-se levar em conta o efeito *skin*, estimando a profundidade de penetração da corrente, r_{skin} , que, como no caso do transformador, corresponde a 0,02961 cm. Com esse valor, a seção de fio AWG máxima, AWG_{max} , é calculada como:

$$AWG_{max} = 36 - 8,62 \ln(78,74(2 \cdot r_{skin})) = 36 - 8,62 \ln(78,74(2 \cdot 0,02961)) \approx 23 \quad (3.91)$$

Assim, seleciona-se o fio 21 AWG, cuja área de seção é $S_{21AWG} = 4,105 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$. Com isso, o número de fios em paralelo N_{paral} é calculado, adotando-se $J = 350A/cm^2$, como:

$$N_{paral} = \frac{I_{L_{ef}}}{J \cdot S_{21AWG}} = \frac{\left(\frac{50A}{3}\right)}{350A/cm^2 \cdot 4,105 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2} \approx 12 \text{ fios} \quad (3.92)$$

Na sequência, o fator de ocupação F_{ocup} é determinado como:

$$F_{ocup} = \frac{N_{paral} \cdot N_{esp} \cdot S_{21AWG} \cdot 100}{\pi \cdot \left(\frac{DI \cdot 10^{-1}}{2}\right)^2} = \frac{12 \cdot 157 \cdot 4,105 \cdot 10^{-3} \cdot 100}{\pi \cdot \left(\frac{49,2 \cdot 10^{-1}}{2}\right)^2} = 40,68 \quad (3.93)$$

Com o valor do fator de ocupação, o comprimento da espira é calculado a partir das dimensões do núcleo do indutor (considerando 2 núcleos em paralelo como mencionado), cujos dados estão presentes na Tabela 7:

$$L_{esp} = 2 \left[\frac{DE - DI}{2} \right] + 4H + 4.5 \left[\frac{DI \left(1 - \sqrt{1 - \frac{F_{ocup}}{100}} \right)}{2} \right] = 117,63 \text{ mm} \quad (3.94)$$

Resultando em um comprimento total de fio de $N_{esp} \cdot L_{esp} \cdot 10^{-3} = 18,47 \text{ m}$.

3.3.3 Projeto do Capacitor

A capacitância do filtro C_o é determinada utilizando a inequação apresentada em 3.76, considerando as especificações de projeto definidas na Tabela 5:

$$C_o > \frac{\left(\frac{\Delta i_{L_{max}}}{2,6}\right)}{24 f_S \Delta V_{o_{max}}} = \frac{\left(\frac{0,12 \cdot 50A}{2,6}\right)}{24 \cdot (50 \text{ kHz}) \cdot (0,01 \cdot 600V)} = 320,51 \text{ nF} \quad (3.95)$$

Com isso, seleciona-se um capacitor na saída do conversor projetado com capacitância de 100 μF .

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Este capítulo apresenta os resultados das simulações computacionais do conversor proposto, implementado conforme o dimensionamento realizado na seção anterior. As simulações foram executadas no software PSIM, considerando diferentes condições de carga e variações do ciclo de trabalho, com o objetivo de validar computacionalmente o funcionamento do conversor em suas três regiões distintas de operação estudadas.

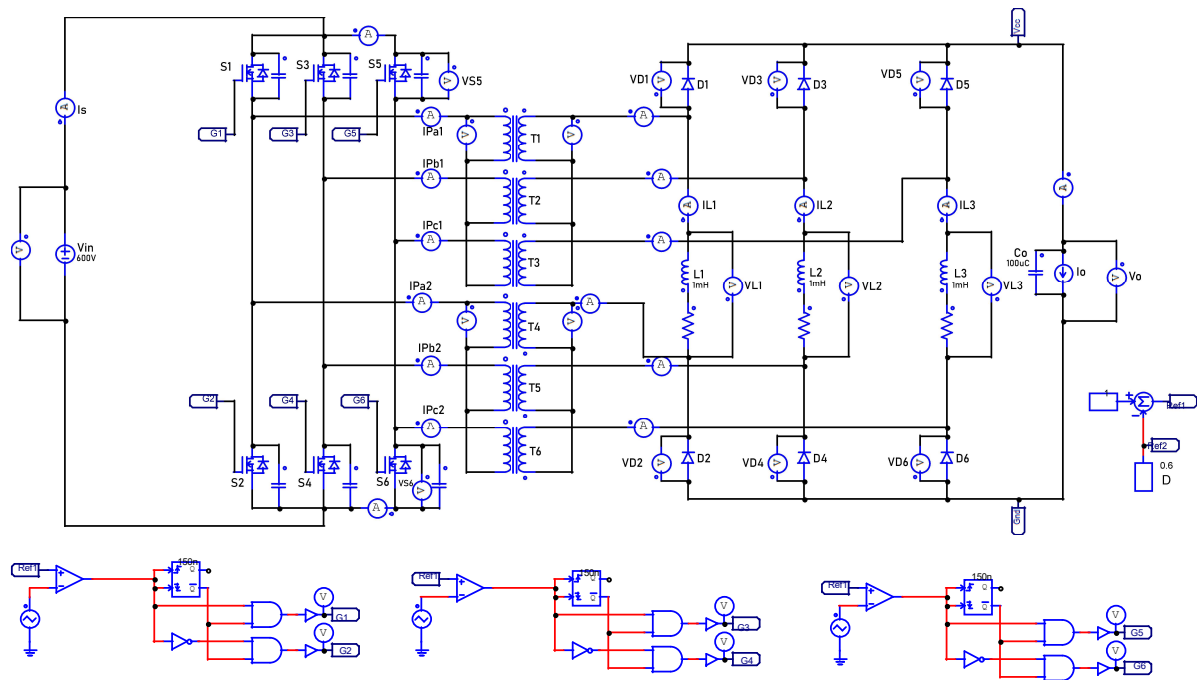
Serão apresentadas as formas de onda características de tensão e corrente nos principais componentes do circuito, para diversos valores de ciclo de trabalho, bem como realizado um comparativo entre os resultados teóricos previstos e os dados simulados referentes aos esforços de corrente nos componentes semicondutores e magnéticos do conversor, considerando diferentes níveis de corrente de saída.

4.1 Circuito de Simulação

O circuito utilizado na simulação no PSIM do conversor CC-CC trifásico com comutação suave baseado no retificador Hybridge analisado é mostrado na Figura 44. Todos os parâmetros utilizados na simulação são correspondentes às especificações de projeto definidas no capítulo anterior e ao dimensionamento dos principais componentes passivos realizado na mesma seção. Essas grandezas são constantes em todas as simulações realizadas, com exceção do ciclo de trabalho aplicada nas chaves, que é variada de acordo com o modo de operação descrito.

O circuito de acionamento das chaves semicondutoras do conversor emprega uma estratégia PWM baseada na comparação entre sinais modulantes e portadoras triangulares. Essas portadoras operam em uma frequência significativamente superior à dos sinais modulantes, a qual corresponde à frequência de chaveamento do conversor, definida em 50 kHz e são defasadas entre si em 120 graus elétricos. O circuito de comando incorpora também um período de *dead-time* entre a transição de estado dos pares complementares de chaves em cada braço do conversor (S1-S2, S3-S4, S5-S6). Este intervalo é crítico para prevenir a condução cruzada que ocorreria se ambas as chaves de um mesmo braço conduzissem simultaneamente, causando curto-circuito na fonte de alimentação CC.

Figura 44 – Esquemático do conversor simulado no PSIM



Fonte: Autoria própria

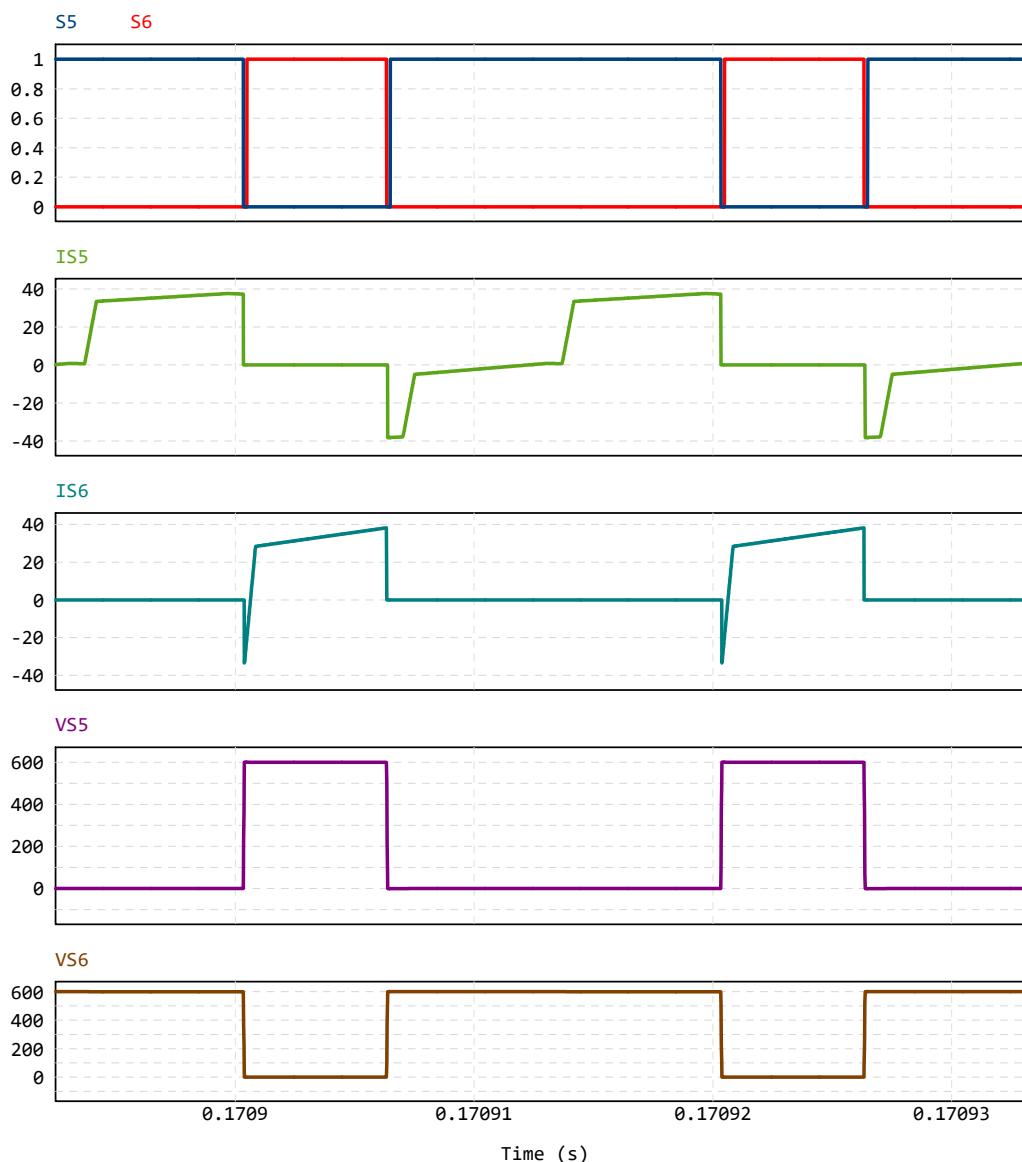
4.2 Formas de Onda em Regime Permanente

4.2.1 Região 1 de Operação

As formas de onda de corrente e tensão obtidas por simulação nos principais componentes do conversor, para corrente de saída $I_o = 50$ A e ciclo de trabalho $D = 0,3$ — condição correspondente à Região 1 de operação — são apresentadas nas Figuras de 45 a 49.

Conforme a Figura 45, as correntes nas chaves S_5 e S_6 (IS5 e IS6) apresentam comportamento pulsado, apresentando uma corrente média de 35,68 A nos intervalos de condução, valor esse que se aproxima consideravelmente da estimativa analítica que considera um patamar de corrente constante igual a $2I_o/3 = 33,33$ A nos estágios de condução das chaves. As tensões nos mesmos dispositivos (VS5 e VS6) permanecem em aproximadamente 600 V durante o bloqueio, valor equivalente à tensão de entrada nominal, com transições rápidas entre condução e corte. Nota-se ainda que, durante a entrada em condução, conforme a Figura 46, as correntes crescem suavemente enquanto a tensão nas chaves se mantém nulas, caracterizando comutação ZVS, o que assegura a minimização das perdas de chaveamento e contribui para o aumento da eficiência global do conversor.

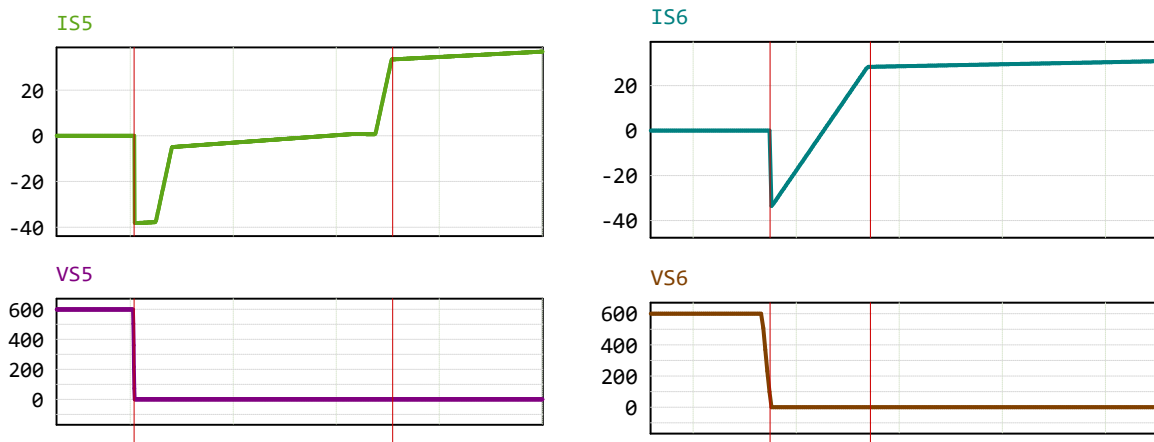
Figura 45 – Formas de onda de tensão e corrente nas chaves S_5 e S_6 do conversor simuladas no PSIM considerando $D=0,3$



Fonte: Autoria própria

Analisando-se as formas de onda apresentadas na Figura 47, verifica-se que as correntes nos diodos retificadores indicam que os intervalos de condução desses dispositivos ocorrem em conformidade com as formas de onda teóricas da Figura 9, apresentando patamares de corrente praticamente constantes em cerca de 16,79 A e 33,22 A, sendo assim aproximadamente equivalentes a $I_o/3 = 16,67 A$ e $2I_o/3 = 33,33 A$, nessa ordem, conforme as previsões analíticas.

Figura 46 – Detalhe da comutação suave na entrada em condução das chaves S_5 e S_6 para a Região 1 de operação



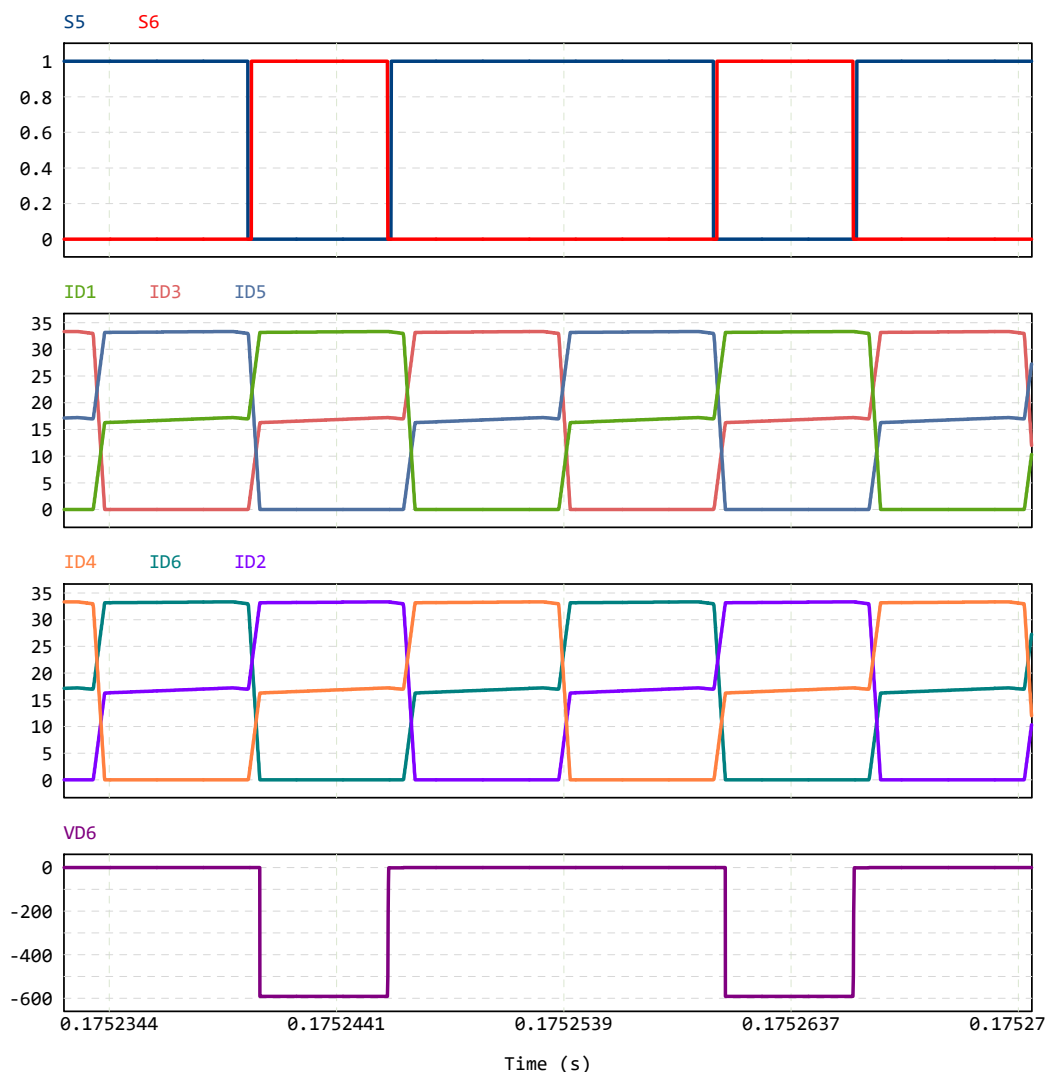
Fonte: Autoria própria

Observa-se que os diodos do mesmo braço do retificador encontram-se polarizados diretamente de forma simultânea de modo que, nesse estágio de operação, a corrente do filtro de saída circula instantaneamente por quatro diodos. Esta característica faz com que a corrente instantânea da saída do filtro seja dividida entre os dois diodos que estão conduzindo, o que resulta na diminuição das perdas por condução nos dispositivos. Quando um diodo está em bloqueio, a tensão reversa é equivalente a tensão de linha da associação de transformadores e independente da tensão de saída.

Os resultados apresentados na Figura 48, que destaca as formas de onda de tensão e corrente na saída e nos indutores de filtro, evidenciam a operação do conversor em modo de condução contínua (CCM), com correntes médias próximas de 16,64 A nos indutores de filtro, em conformidade com a previsão teórica de $I_o/3 = 16,667$ A, e ondulação de corrente em torno de $\Delta I_L = 4,7$ A.

A tensão de saída V_o estabiliza-se em cerca de 324,8 V, com ondulação de aproximadamente $\Delta V_o = 9,4 \cdot 10^{-3}$ V, enquanto a corrente de saída I_o apresenta valor médio de 50 A com ondulação de $\Delta I_o = 1,12$ A, demonstrando assim que o conversor mantém sua capacidade de regulação de tensão sob corrente de saída nominal. A potência de saída, calculada como $V_o \times I_o = 324,8 \text{ V} \times 50 \text{ A}$, é de aproximadamente 16,24 kW, confirmando que o conversor opera dentro das especificações de potência estabelecidas.

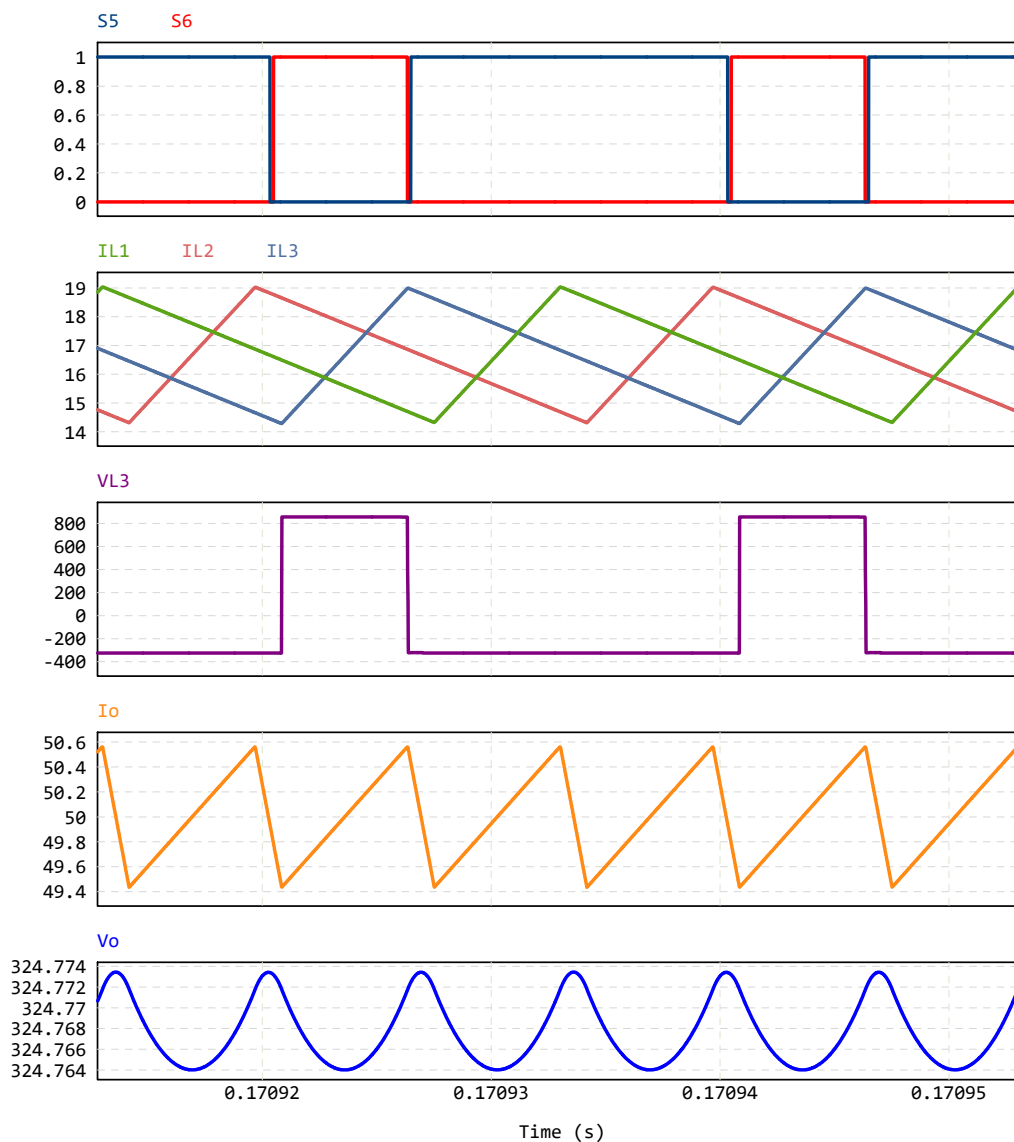
Figura 47 – Formas de onda de tensão e corrente nos diodos do conversor simuladas no PSIM considerando $D=0,3$



Fonte: Autoria própria

As correntes nos enrolamentos primários do primeiro transformador $IPa1$, $IPb1$ e $IPc1$ registradas na Figura 49 exibem formas de onda consideravelmente semelhantes aos resultados teóricos registrados na Figura 9 apresentando uma corrente média de $\pm 17,81$ A nos intervalos de circulação de corrente, a qual coincide consideravelmente com a análise teórica realizada, na qual se considerou patamares de correntes constantes iguais a $\pm I_o/3 = \pm 16,67$ A. Essas correntes possuem também valor médio nulo, conforme esperado para enrolamentos primários em configurações equilibradas, operando sem saturação magnética e apresentam ainda defasagem de 120° entre si, assegurando o devido balanceamento e funcionamento do transformador. Como as associações dos transformadores são do tipo estrela, as correntes de linhas são iguais as correntes de fases nos enrolamento.

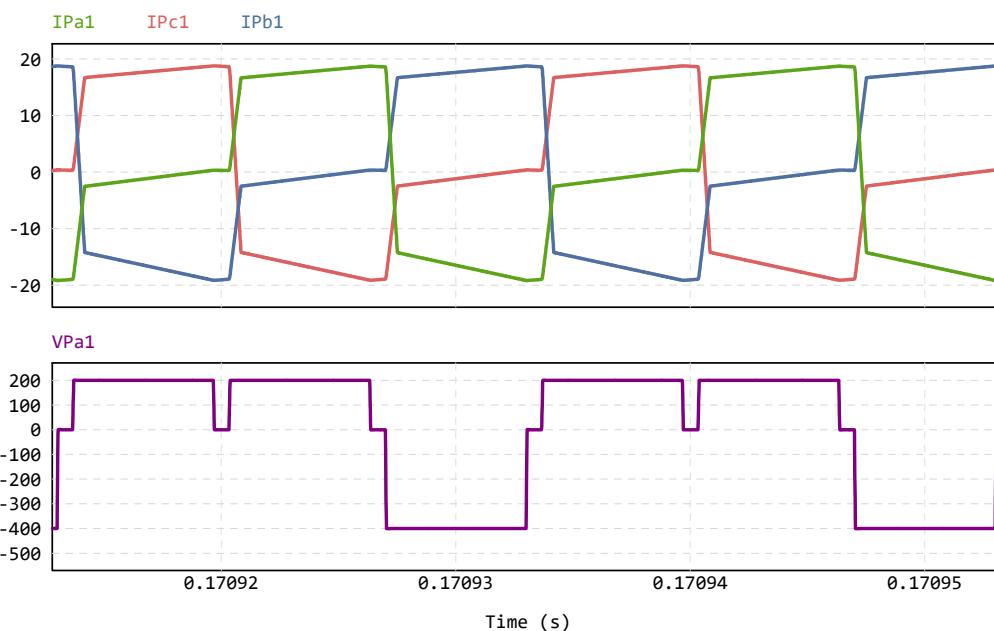
Figura 48 – Formas de onda de tensão e corrente no filtro LC de saída simuladas no PSIM considerando $D=0,3$



Fonte: Autoria própria

Observa-se também na figura o sinal da tensão de fase no enrolamento a_1 do transformador, VP_{a1}, cujo valor máximo é equivalente a um terço do valor da tensão de entrada.

Figura 49 – Formas de onda de tensão e corrente nos enrolamentos primários dos transformadores simuladas no PSIM considerando $D=0,3$



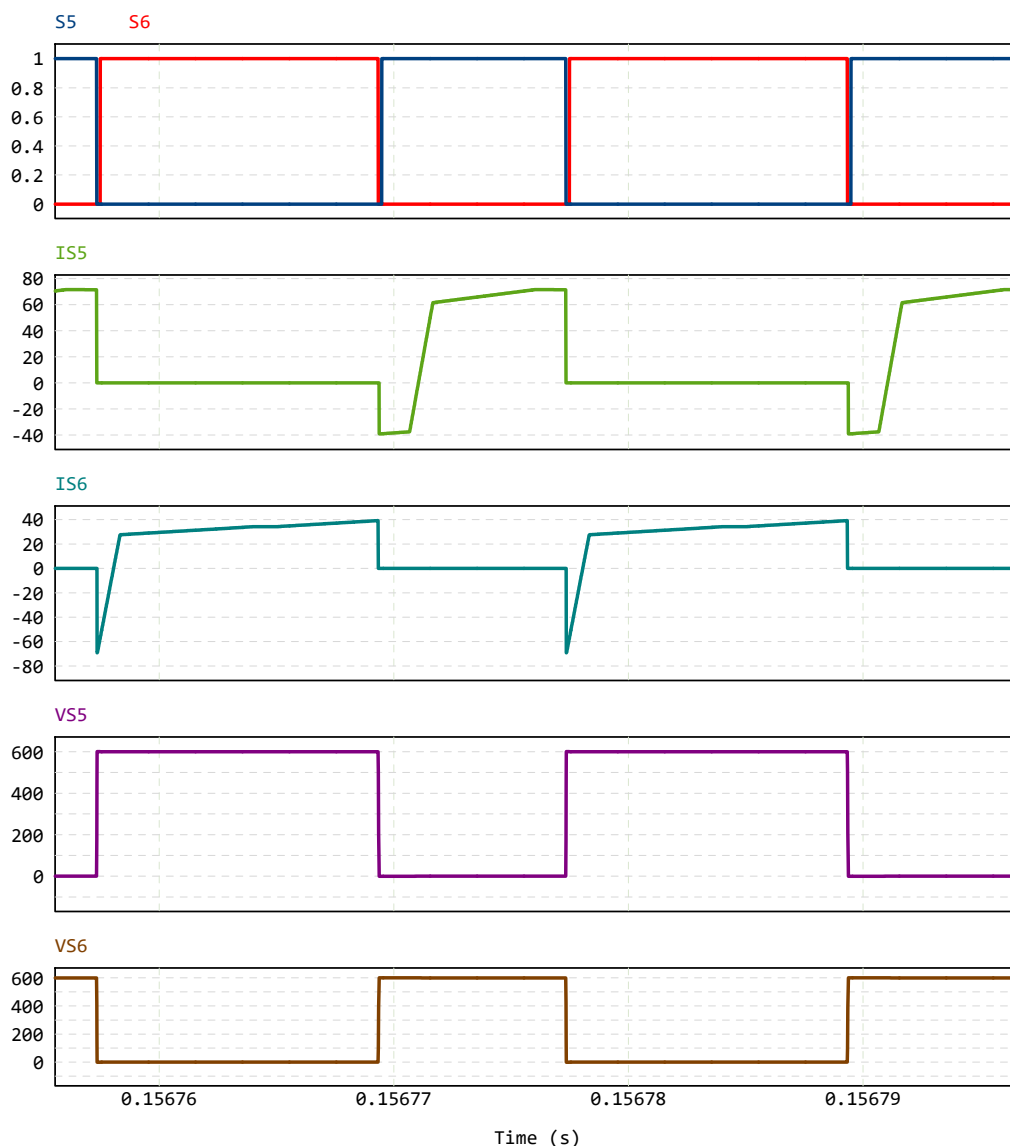
Fonte: Autoria própria

4.2.2 Região 2 de Operação

Na Figuras de 50 a 53, as formas de onda simuladas para o conversor operando com ciclo de trabalho $D = 0,6$ e corrente de saída $I_o = 50$ A indicam que o circuito está funcionando na Região 2 de operação. Neste estágio de operação, conforme se pode observar pelas curvas da Figura 31, o ganho de tensão é maior que um, o que significa que a tensão de saída é superior à tensão de entrada.

Como mostrado na Figura 50, nos intervalos de condução das chaves S_5 e S_6 , as médias das correntes I_{S5} e I_{S6} variam de aproximadamente $-33,83$ A a $67,67$ A, e de $-69,1$ A a $33,37$ A, respectivamente, atingindo, assim, aproximadamente $\pm 2I_o/3 = \pm 33,33$ A e $\pm 4I_o/3 = \pm 66,67$, em conformidade, dessa forma, com a análise teórica.

Figura 50 – Formas de onda de tensão e corrente nas chaves S_5 e S_6 do conversor simuladas no PSIM considerando $D=0,6$

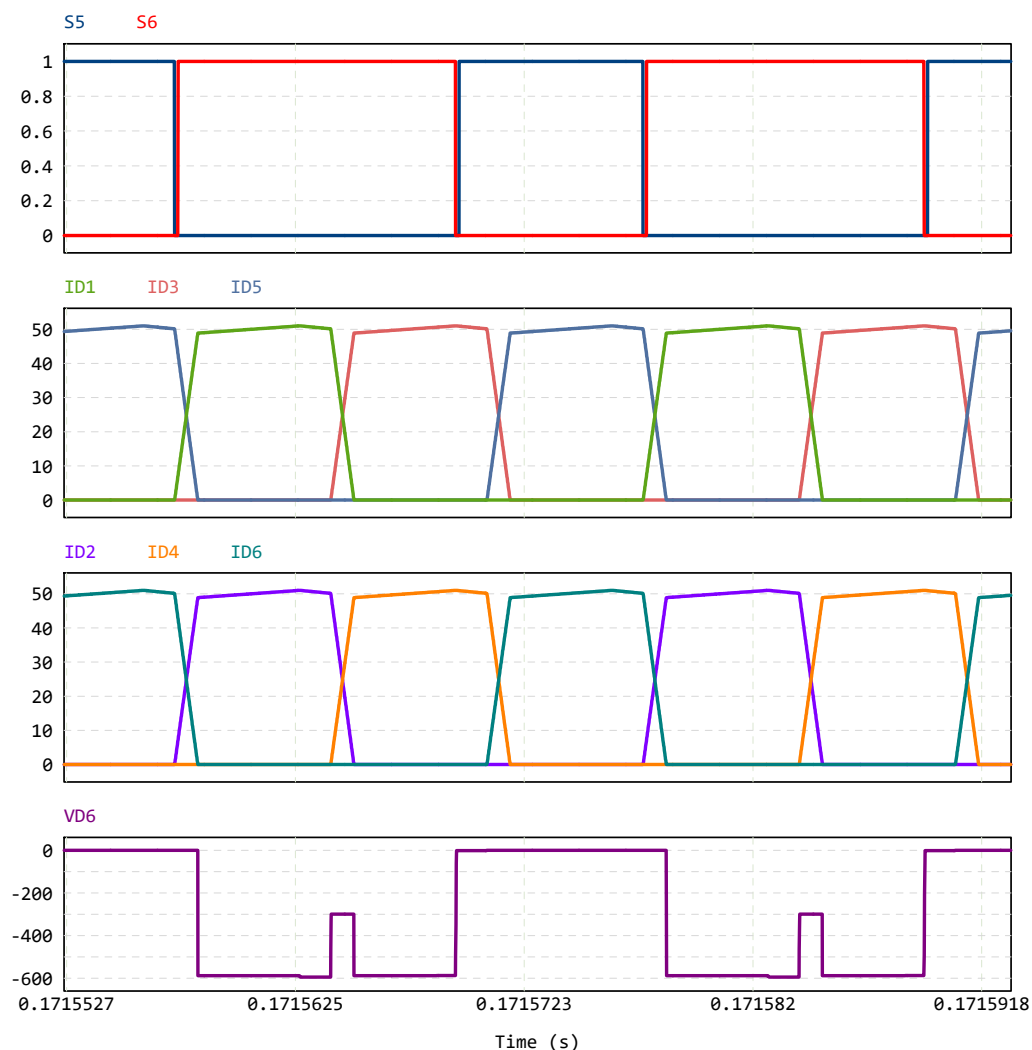


Fonte: Autoria própria

Como visualizado na Figura 51, as correntes nos diodos retificadores ID_1 , ID_2 , ID_3 , ID_4 , ID_5 e ID_6 apresentam patamares de correntes que oscilam entre 0 e 50 A, que equivale a $I_o = 50A$, como previsto pela teoria (Figura 33). Verifica-se nesse caso, desconsiderando a transição das correntes nos diodos de potência, apenas dois diodos estão ligados ao mesmo tempo, o que aumenta a corrente eficaz através desses dispositivos.

As tensões nas chaves de potência durante o bloqueio se mantém em 600 V, assim como a tensão reversa nos diodos. No caso de situações em que a tensão de saída é superior à tensão de entrada, os valores de tensão nos diodos são sempre menores do que a tensão de saída.

Figura 51 – Formas de onda de tensão e corrente nos diodos do conversor simuladas no PSIM considerando $D=0,6$

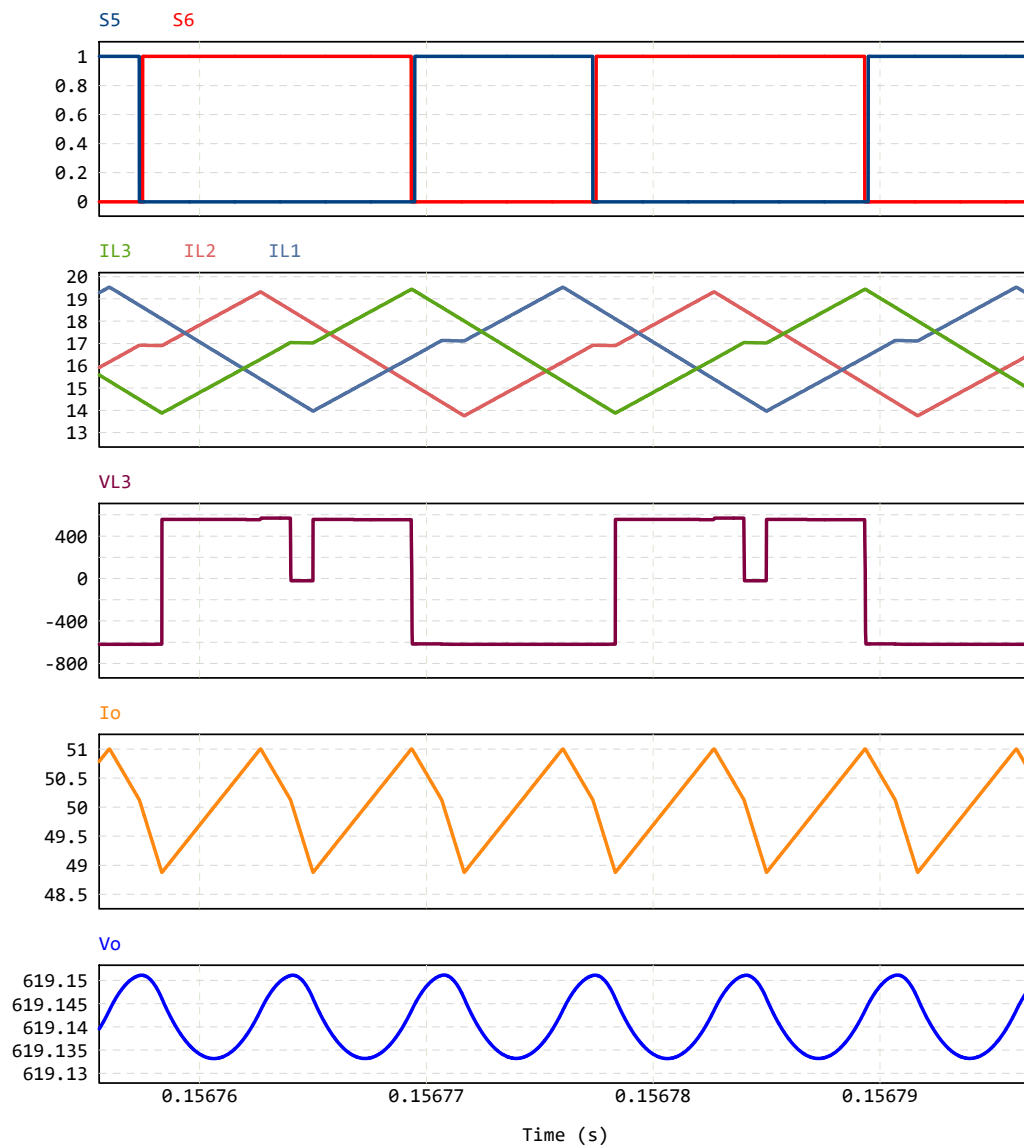


Fonte: Autoria própria

A Figura 52 apresenta as formas de onda simulada de tensão e corrente na saída e nos indutores do filtro LC, para $D = 0,6$. Dessa representação, obtém-se que as correntes médias nos indutores são cerca de 16,56 A, apresentando consistência, assim, com a previsão analítica de $I_o/3 = 16,667$ A. O valor simulado da ondulação dessas correntes é cerca de $\Delta I_L = 5,47$ A.

Verifica-se ainda que a tensão de saída V_o estabiliza-se em cerca de 619,14 V, com ondulação de aproximadamente $\Delta V_o = 1,79 \cdot 10^{-2}$ V, enquanto a corrente de saída I_o apresenta valor médio de 50 A com ondulação de $\Delta I_o = 2,12$ A. A potência de saída, calculada como $V_o \times I_o = 619,14 \text{ V} \times 50 \text{ A}$, é de 30,96 kW, que corresponde praticamente a potência nominal de 30 kW estabelecida nas considerações de projeto.

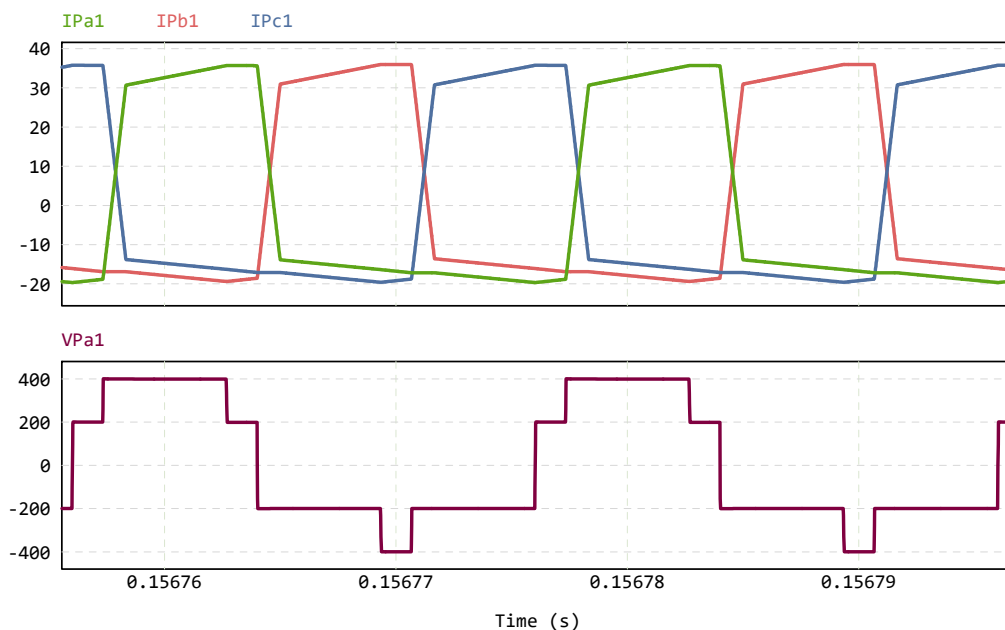
Figura 52 – Formas de onda de tensão e corrente no filtro LC de saída simuladas no PSIM considerando $D=0,6$



Fonte: Autoria própria

As correntes nos transformadores IPa1, IPb1 e IPc1, defasadas em 120° , apresentam formas de onda semelhantes às das correntes nos diodos, variando de aproximadamente -17 a 33,77 A, isto é, entre $-I_o/3 = 16,67 A$ e $2I_o/3 = 33,33 A$.

Figura 53 – Formas de onda de tensão e corrente nos enrolamentos primários dos transformadores simuladas no PSIM considerando $D=0,6$



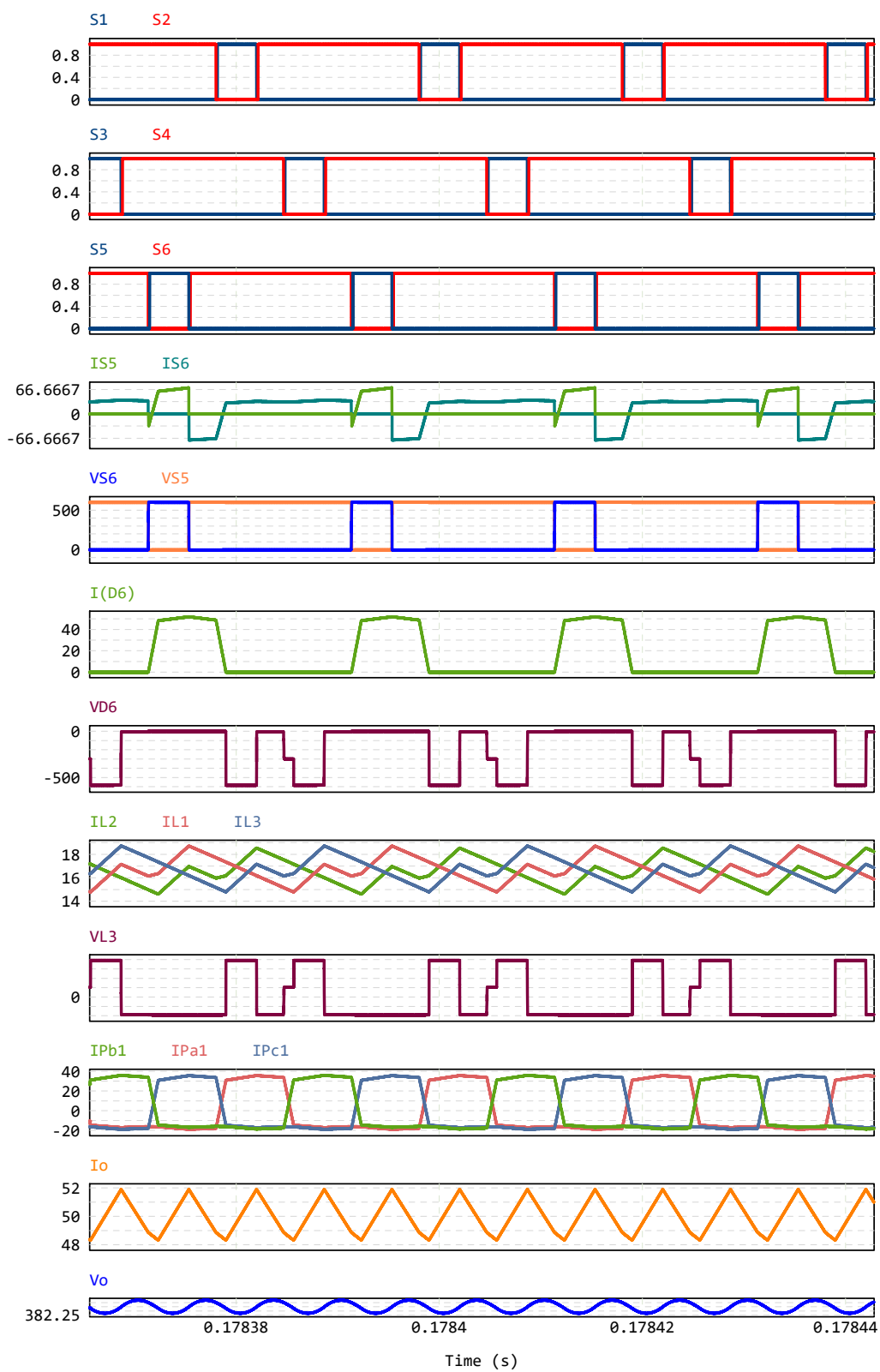
Fonte: Autoria própria

4.2.3 Região 3 de Operação

A Figura 54 apresenta as formas de ondas obtidas a partir da simulação do circuito, para o mesmo valor de corrente de saída, mas considerando um ciclo de trabalho $D = 0,8$, de modo que o conversor opera então na Região 3. Nesse estágio, as correntes IS5 e IS6 apresentam formas de onda equivalentes àquelas obtidas da análise das etapas de operação do conversor, conforme Figura 34, variando a primeira de $-16,67$ A, que corresponde a $I_o/3$, a $66,67$ A, que corresponde a $4I_o/3$, e a segunda de $-66,67$ a $33,33$ A, que equivale a $2I_o/3$. Observa-se que as formas de onda das correntes nos diodos e nos transformadores são as mesmas obtidas na simulação correspondente à operação do conversor na Região 2, o que está de acordo com a análise teórica realizada anteriormente na seção 2.4.3.2.

A tensão média de saída obtida corresponde a 382 V, ondulação de $\Delta V_o = 3,1 \cdot 10^{-2}$ V, enquanto a corrente média de saída é 50 A, com uma ondulação $\Delta I_o = 3,53$ A, resultando em uma potência de saída dada por $P_o = V_o \times I_o = 382,2 \text{ V} \times 50 \text{ A} = 19,11 \text{ kW}$

Figura 54 – Principais formas de onda do conversor simuladas no PSIM considerando $D=0,8$

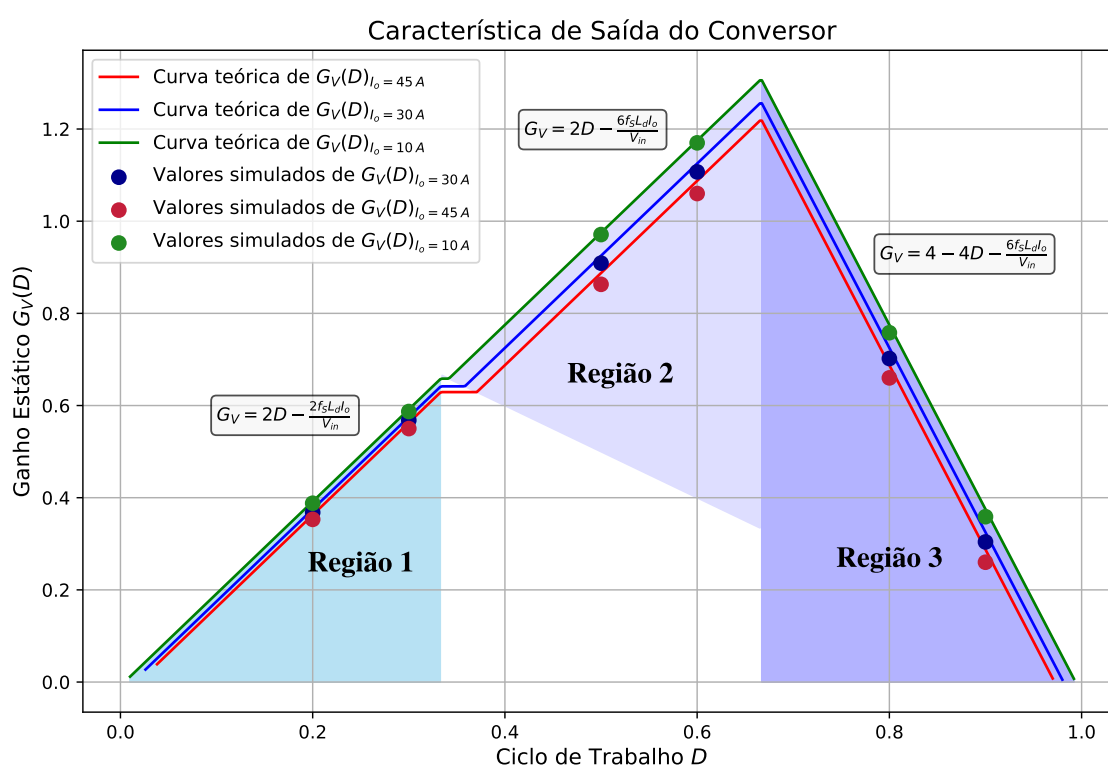


Fonte: Autoria própria

4.3 Simulação do Ganho Estático

Para validar a análise matemática das diferentes etapas operacionais do conversor, que resultaram nas expressões teóricas do ganho estático G_V para as três regiões de operação, conforme descrito na Equação 2.74, foi realizada uma simulação do circuito considerando variações no ciclo de trabalho e nos níveis de corrente de saída, além da corrente máxima de 50 A. Os dados simulados de ganho estático foram então comparados com os valores previstos teoricamente. Essa comparação foi feita a partir da representação gráfica das curvas de G_V em função do ciclo de trabalho D , calculadas a partir das expressões teóricas obtidas levando em consideração as especificações de projeto do conversor definidas e assumindo três diferentes níveis de corrente, $I_o = 10, 30$ e 45 A, e os dados obtidos de G_V na simulação. O gráfico gerado, mostrado na Figura 55, evidencia a boa concordância entre os resultados simulados e os valores teóricos, confirmando a precisão da análise realizada.

Figura 55 – Gráfico comparativo entre as curvas teóricas e os valores simulados de ganho estático para diferentes valores de D e I_o



Fonte: Autoria própria

A análise da figura revela que a proximidade entre os valores teóricos e simulados do ganho estático G_V confirma a precisão do modelo matemático desenvolvido para o conversor.

Na Região 1, os valores simulados de ganho alinham-se praticamente de forma exata com as previsões teóricas, apresentando discrepâncias inferiores a 2%, o que valida as equações que descrevem o comportamento do conversor. Para a operação na Região 2, a correlação entre teoria e simulação permanece sólida, embora com um aumento sutil nos desvios. A maior diferença observada no gráfico ocorre nesse estágio, para $D = 0,6$ e $I_o = 45$ A, onde o erro atinge 2,75%. Por fim na Região 3, a tendência de declínio do ganho é devidamente prevista, com os pontos simulados seguindo de perto a curva teórica.

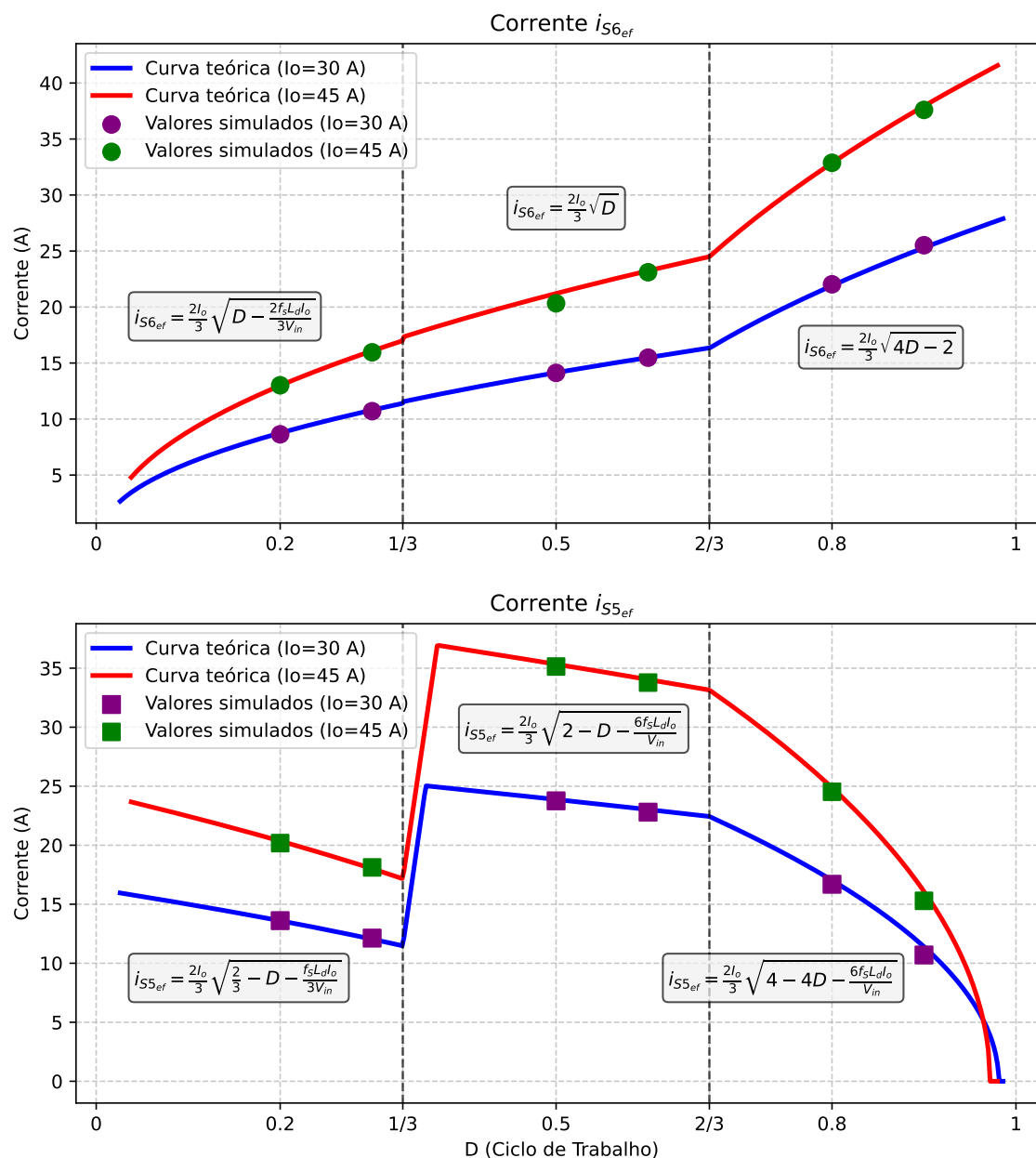
4.4 Simulação dos Esforços de Corrente

Com o objetivo de validar a análise teórica dos esforços de corrente nos componentes do conversor, foram obtidos os valores simulados das correntes médias e eficazes nas chaves de potência, diodos e transformadores. Esses valores simulados foram então comparados com as curvas teóricas, derivadas a partir das expressões analíticas apresentadas na seção 2.4, que descrevem o comportamento dessas correntes em função do ciclo de trabalho e da corrente de saída.

4.4.1 Correntes Eficazes

Na Figura 56, as curvas de correntes eficazes nas chaves S_5 e S_6 ($i_{S5_{ef}}$ e $i_{S6_{ef}}$) para diferentes valores de ciclo de trabalho D e correntes de saída ($I_o = 30$ A e 45 A) demonstram o comportamento esperado do conversor operando em suas regiões características, com destaque para a transição entre modos de condução. Para a chave S_6 , a corrente eficaz é modelada por expressões segmentadas que apresentam dependência aproximadamente linear com D nas Regiões 1 e 2, seguida de um crescimento de natureza quadrática na Região 3. A expressão 2.82, correspondente à Região 1, incorpora adequadamente a influência da indutância de dispersão L_d e da frequência de chaveamento f_s , enquanto as expressões 2.120 e 2.136, para as Regiões 2 e 3, dependem apenas de D descrevem o comportamento do sistema sob limitações de transferência de energia. Observa-se que os valores simulados para $I_o = 30$ A e $I_o = 45$ A exibem concordância notável com as previsões teóricas, com desvios inferiores a 5% em todas as regiões, validando assim as equações matemáticas propostas e sua aplicabilidade na análise de desempenho do conversor.

Figura 56 – Gráfico comparativo entre as curvas teóricas e os valores simulados de correntes eficazes nas chaves para diferentes valores de D e I_o

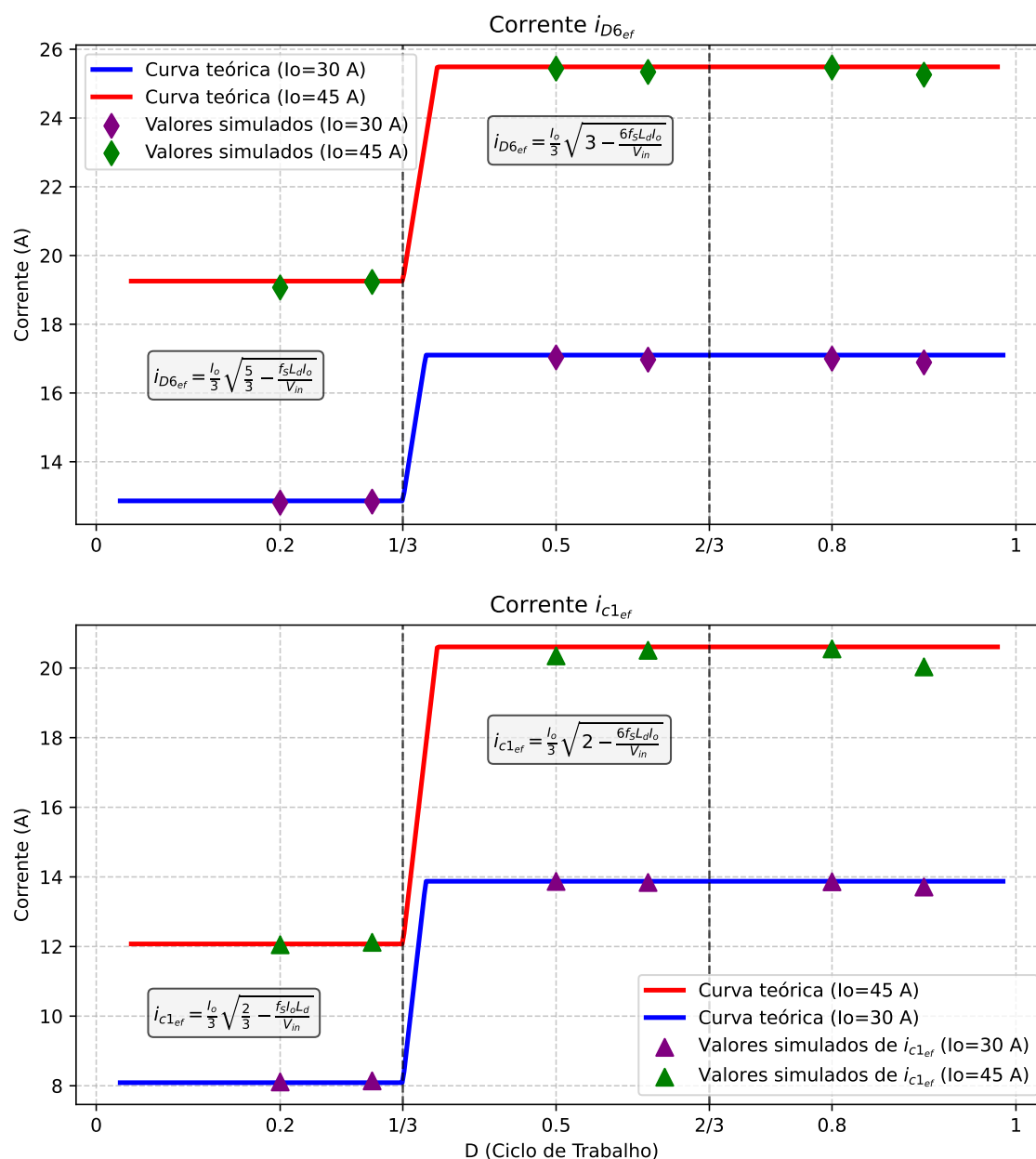


Fonte: Autoria própria

A corrente eficaz na chave S_5 apresenta também um comportamento não monotônico em função de D , com variações distintas em cada região de operação, conforme ilustrado pelas curvas teóricas e simuladas para $I_o = 30$ A e $I_o = 45$ A. Na Região 1, a curva apresenta um decréscimo linear suave com o aumento da ciclo de trabalho D , embora essa redução seja atenuada pelos efeitos parasitários representados pela indutância L_d . Para $I_o = 45$ A, os valores são consistentemente superiores aos de $I_o = 30$ A, refletindo a dependência direta com a corrente de saída. Os valores de corrente eficaz aumentam na transição entre as Regiões 1 e

2, apresentando na sequência uma diminuição aproximadamente linear com D mas com taxa reduzida devido à influência do termo $\frac{-6f_sL_dI_o}{V_{in}}$. O aumento de I_o de 30 A para 45 A eleva significativamente a corrente eficaz, com valores atingindo mais de 30 A em $D = 2/3$. Na Região 3, a curva de $i_{S_{ef}}$ apresenta um decréscimo acentuado com o aumento de D , sendo amplamente influenciada pelo termo $4 - 4D$. Para $I_o = 45$ A, as correntes eficazes permanecem superiores às observadas para $I_o = 30$ A, no entanto, a diferença absoluta diminui à medida que D se aproxima de 1, devido à saturação dos efeitos.

Figura 57 – Gráfico comparativo entre as curvas teóricas e os valores simulados de correntes eficazes nos diodos e transformadores para diferentes valores de D e I_o



Fonte: Autoria própria

As curvas de corrente eficaz no diodo D_6 ($I_{D6_{ef}}$) e no enrolamento primário do transformador ($I_{c1_{ef}}$) mostradas apresentam comportamentos bastantes semelhantes em função do ciclo de trabalho D e da corrente de saída I_o , conforme ilustrado pelas curvas teóricas e nos dados simulados para $I_o = 30\text{ A}$ e $I_o = 45\text{ A}$ na Figura 57.

Na Região 1, as correntes eficazes nos diodos e transformadores permanecem praticamente constantes, sendo majoritariamente influenciadas pelos parâmetros f_s , L_d e I_o , o que resulta em um platô de corrente. À medida que se transita da Região 1 para a Região 2, a partir de $D = 1/3$, as correntes aumentam de forma linear até atingirem um novo platô, onde permanecem quase constantes, independentemente das variações em D . Para todas as três regiões de operação e para os dois níveis de corrente de saída considerados, é notável que os valores simulados de correntes eficazes nos diodos e transformadores se alinham estreitamente com as curvas teóricas, validando as expressões analíticas obtidas na análise dos esforços nos componentes do conversor, realizada na seção 2.4.

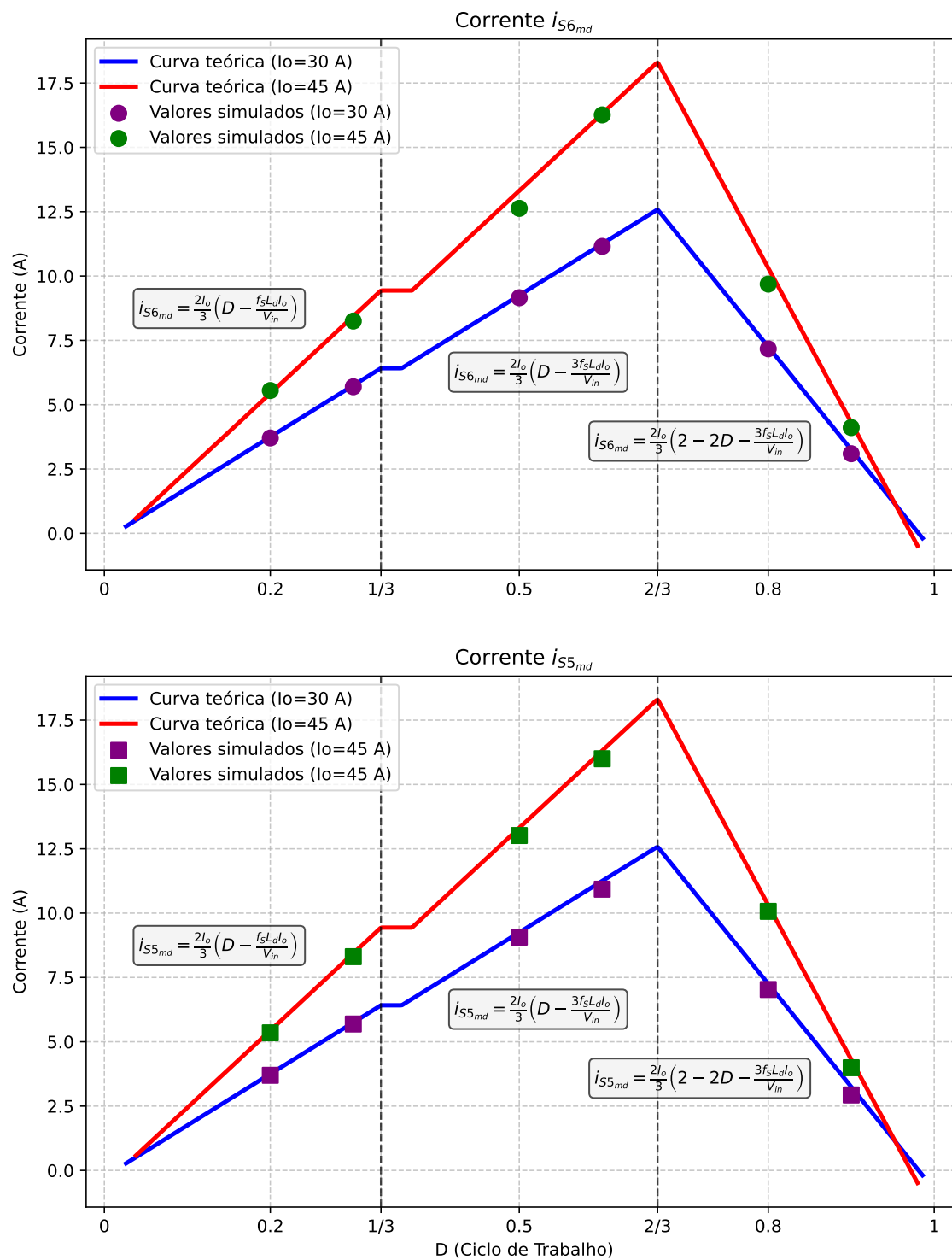
4.4.2 Correntes Médias

As correntes médias nas chaves S_5 e S_6 ($i_{S5_{md}}$ e $i_{S6_{md}}$), no diodo D_6 ($i_{D6_{md}}$) e no enrolamento primário do transformador ($i_{c1_{md}}$) são analisadas em função do ciclo de trabalho D e da corrente de saída I_o , com base em curvas teóricas e dados de simulação para $I_o = 30\text{ A}$ e $I_o = 45\text{ A}$, conforme registrado nas Figuras 58 e 59.

De forma semelhante às curvas do ganho estático, nas Regões 1 e 2, os valores de correntes médias simuladas na chave S_6 exibem um crescimento aproximadamente linear com D , seguindo a curva teórica. Na Região 3, a curva da corrente média apresenta um decréscimo linear em função de D , com os valores simulados seguindo precisamente a mesma tendência. Para a chave S_5 , o comportamento é semelhante, com expressões equivalentes às de S_6 nas mesmas regiões.

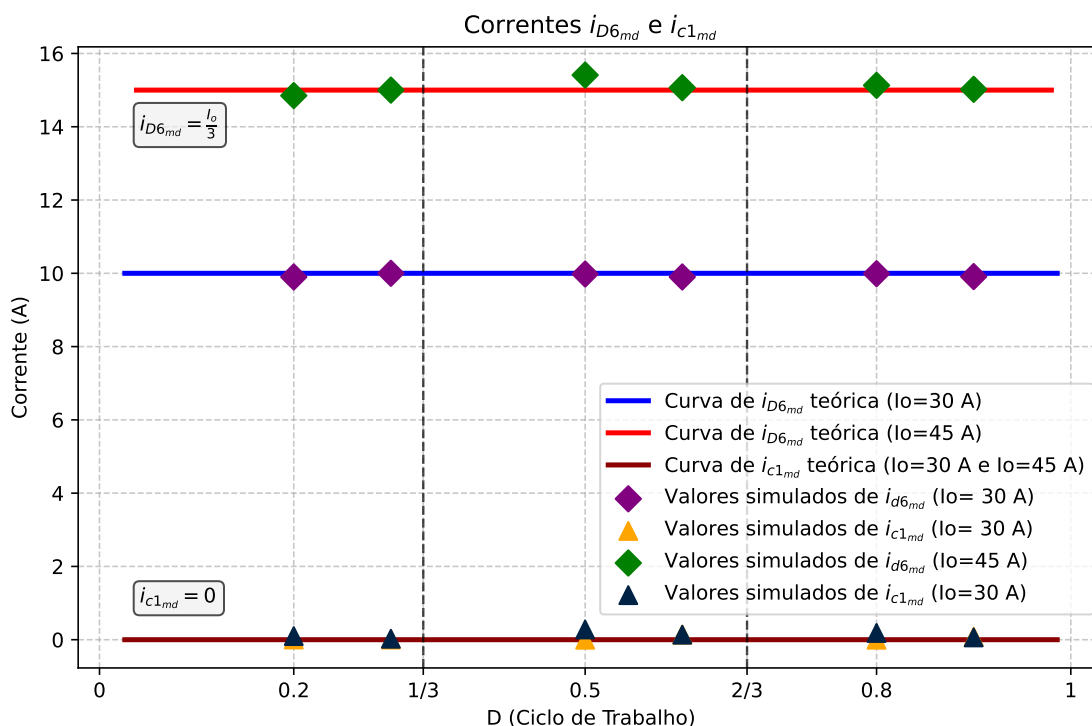
No diodo D_6 e no enrolamento primário c_1 do transformador, as correntes médias simuladas praticamente independem do ciclo de trabalho e mantêm-se constantes em $I_o/3$ e em 0, respectivamente, corroborando com as expressões derivadas na seção 2.4.

Figura 58 – Gráfico comparativo entre as curvas teóricas e os valores simulados de correntes médias nas chaves para diferentes valores de D e I_o



Fonte: Autoria própria

Figura 59 – Gráfico comparativo entre as curvas teóricas e os valores simulados de correntes médias nos diodos e transformadores para diferentes valores de D e I_o



Fonte: Autoria própria

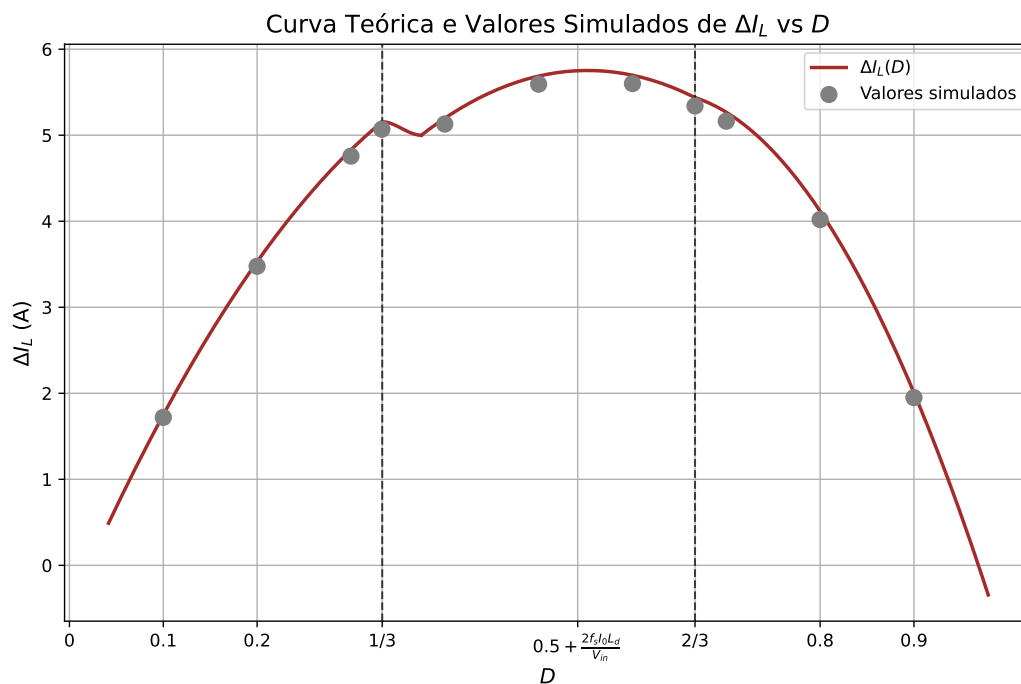
4.5 Simulação das Ondulações de Corrente

De modo a verificar as expressões analíticas obtidas para a quantificação das ondulações de corrente de saída e no indutor foram traçadas curvas teóricas dessas expressões em função do ciclo de trabalho, para a condição nominal de operação do conversor, com corrente de saída média de 50A.

A Figura 60 apresenta o comportamento das ondulações de corrente através dos indutores de filtro, mostrando certa equivalência entre os resultados teóricos e simulados, com erros percentuais em relação aos valores teóricos menores do que 5% para todos os pontos simulados. Verifica-se ainda a maior ondulação de corrente ocorrendo para a razão cíclica efetiva de $D_{ef} = 0,5$ (ou $D = 0,5 + \frac{2I_o f_s L_d}{V_{in}}$) como tinha sido previsto anteriormente.

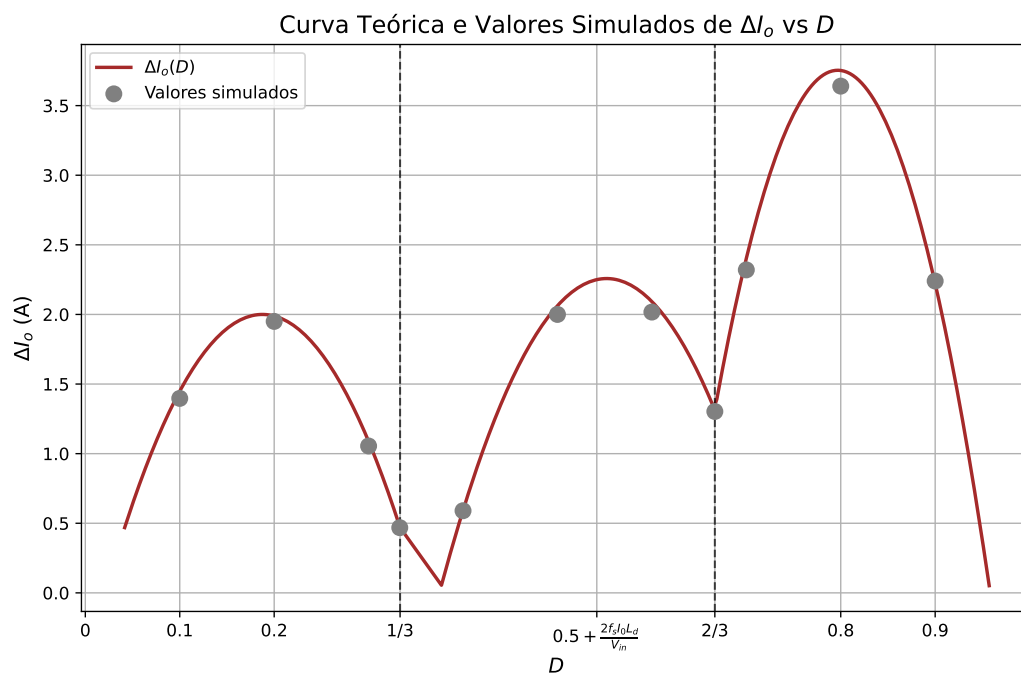
A Figura 61 apresenta o comportamento das ondulações de corrente na saída do conversor. É possível verificar a considerável correspondência entre os resultados teóricos e simulados, com erros percentuais em relação aos valores teóricos inferiores a 3%. Observa-se ainda que a máxima ondulação de corrente na saída ocorre na Região 3, para $D = 0,8$.

Figura 60 – Gráfico comparativo entre a curva teórica e os valores simulados de ondulação na corrente dos indutores para diferentes valores de D



Fonte: Autoria própria

Figura 61 – Gráfico comparativo entre a curva teórica e os valores simulados de ondulação na corrente de saída para diferentes valores de D



Fonte: Autoria própria

5 MODELAGEM DE PERDAS E ANÁLISE DA EFICIÊNCIA

Em conversores de potência, eficiência e volume são parâmetros cruciais: a primeira rege a dissipação de energia e a confiabilidade; enquanto isso, o segundo, determina mais decisivamente a densidade de potência e a viabilidade do projeto para aplicações práticas (BIELA *et al.*, 2009). Visando então otimizar os conversores CC-CC nesses aspectos, é fundamental estimar com precisão as perdas, prever o comportamento térmico e comparar diferentes alternativas de projeto sob diversas condições operacionais. Assim, a modelagem precisa de cada componente em termos de perdas e dimensões físicas constitui uma etapa crucial.

Nos dispositivos semicondutores, as perdas são divididas em perdas por condução e perdas por comutação (ou chaveamento). Nos *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors* (MOSFETs), as perdas por condução são calculadas com base na resistência no estado ligado ($R_{DS(on)}$), e nos diodos, dependem basicamente da queda de tensão direta e da resistência dinâmica, sendo ambas as perdas dependentes do formato de onda da corrente e da temperatura da junção (LIMA *et al.*, 2025). Por outro lado, as perdas por comutação derivam dos valores de energia de ligamento e desligamento, que variam em função da frequência de chaveamento, do circuito de acionamento e da carga. Essas perdas, juntamente com o aumento da temperatura, fornecem dados para a seleção de modelos de dissipadores de calor e estratégias de resfriamento. Por exemplo, o método de dimensionamento de (CENGEL; GHAJAR, 2025) utiliza modelos de impedância térmica para vincular as perdas ao aumento da temperatura por meio das resistências térmicas.

Por fim, as perdas nos componentes magnéticos são compostas pelas perdas no núcleo e perdas no cobre. As perdas no núcleo incluem os efeitos da histerese e correntes parasitas sendo modeladas pela equação de Steinmetz (SE), para excitações senoidais, e aprimoradas pela equação de Steinmetz generalizada (GSE), aplicada para formas de ondas senoidais e não senoidais, incorporando o termo dB/dt (variação temporal da densidade de fluxo magnético). Já as perdas no cobre são regidas pela lei de Joule, sendo que, em altas frequências, as perdas em corrente alternada tornam-se predominantes devido aos efeitos pelicular e de proximidade (LIMA *et al.*, 2025).

Para lidar com esses diferentes e complexos mecanismos de perdas nos componentes dos conversores, algoritmos foram elaborados em MATLAB visando automatizar a quantificação da dissipação de potência em semicondutores e materiais magnéticos. Os algoritmos extraem parâmetros de um banco de dados, simulam os circuitos de conversores com diferentes

componentes e integram modelos eletrotérmicos para uma estimativa precisa das perdas.

Nas próximas subseções, serão detalhadas as modelagens de perdas em cada componente, juntamente com a respectiva implementação nos algoritmos MATLAB. A partir das especificações definidas para o conversor, e do projeto dos componentes realizado na seção 4, serão obtidas as suas curvas de eficiência para diferentes condições de operação, abrangendo variações na tensão de saída e nos níveis de potência.

5.1 Diodos Semicondutores

As perdas em diodos semicondutores podem ser classificadas em quatro categorias principais, conforme o mecanismo físico envolvido (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013):

- Perdas por recuperação direta: associadas à transição do estado *desligado* para o estado *ligado*, durante o qual ocorre a recombinação de cargas armazenadas e a condução transitória de corrente.
- Perdas por recuperação reversa: relacionadas à transição do estado *ligado* para o estado *desligado*, quando há remoção de cargas armazenadas na junção, resultando em um pico de corrente reversa e dissipação adicional de energia.
- Perdas por condução direta: correspondem à dissipação de potência devido à queda de tensão direta durante a condução do diodo polarizado diretamente.
- Perdas por condução reversa: ocorrem em situações em que o diodo se encontra polarizado reversamente e ainda apresenta uma pequena corrente de fuga, cuja dissipação é geralmente desprezível.

As duas primeiras categorias são classificadas como perdas por chaveamento, enquanto as duas últimas representam as perdas por condução. Na maioria das aplicações práticas, as perdas por recuperação direta e por condução reversa podem ser consideradas insignificantes, sendo as principais contribuições de dissipação provenientes das perdas por recuperação reversa e por condução direta. No caso dos diodos de *Silicon Carbide* (SiC), as perdas por recuperação reversa são significativamente reduzidas em comparação com diodos de silício (Si). Portanto, considerando o foco deste trabalho na análise desses primeiros diodos citados, o estudo se concentrará nas perdas por condução, que serão as únicas abordadas.

5.1.1 Perdas por condução

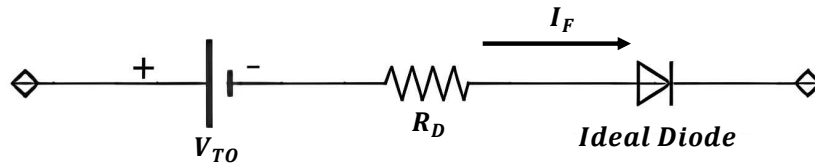
Nos diodos, as perdas por condução são, por definição, calculadas pela Equação 5.1:

$$P_{D_{con}} = V_F I_F \frac{t_{on}}{t_{sw}} + V_R I_R \frac{t_{off}}{t_{sw}} \quad (5.1)$$

onde V_F , I_F , t_{on} , t_{off} e t_{sw} representam, respectivamente, a queda de tensão direta, corrente direta, tempo em que o diodo permanece ligado, tempo desligado e o período de chaveamento. Como a corrente reversa é geralmente muito pequena, o segundo termo do lado direito da equação pode ser desprezado.

Uma abordagem eficiente das perdas em condução consiste em representar o dispositivo por meio de um modelo elétrico composto por uma fonte de tensão de limiar V_{TO} em série com uma resistência dinâmica diferencial R_D e um diodo ideal, representando o fluxo unidirecional de corrente I_F através do dispositivo, conforme a Figura 62 (DAPRÀ, 2022).

Figura 62 – Modelo de diodos em condução



Fonte: Autoria própria

Assim, a tensão de condução do diodo é definida como $V_F = V_{TO} + R_D I_F$, de modo que a perda total de condução é determinada realizando-se o equacionamento a seguir, considerando as definições de potência elétrica média e de correntes média e eficaz:

$$P_{D_{cond}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_F(t) \cdot I_F(t) dt$$

$$P_{D_{cond}} = \frac{V_{TO}}{T} \int_0^T I_F(t) dt + \frac{R_D}{T} \int_0^T I_F^2(t) dt = V_{TO} I_{F_{md}} + R_D I_{F_{ef}}^2 \quad (5.2)$$

Nessa Equação 5.2, $I_{F_{md}}$ e $I_{F_{ef}}$ são os valores de correntes direta média e eficaz no diodo.

A tensão direta está relacionada à corrente direta através da Lei da Junção:

$$I_F = I_S \left[e^{\frac{V_F}{nV_T}} - 1 \right] \quad (5.3)$$

em que I_S é a corrente de saturação (ou corrente de fuga) da junção, n é o fator de idealidade do diodo (tipicamente $1 \leq n \leq 2$) e V_T é a tensão térmica, definida por $V_T = \frac{kT}{q}$, sendo k a constante de Boltzmann, T a temperatura absoluta em kelvin e q a carga elétrica do elétron.

No entanto, para a construção de diodos de potência, a junção PN de um diodo comum é transformada em uma estrutura P^+N para garantir que o dispositivo suporte tensões reversas elevadas. A diferença entre essas estruturas está na inserção de uma camada extra fortemente dopada entre as camadas P e N usuais. Nesse caso, conforme (DAPRÀ, 2022), um modelo mais apropriado para calcular V_F é dado por:

$$V_F = A + B \cdot \ln(I_F) + C \cdot I_F + D \cdot \sqrt{I_F} \quad (5.4)$$

O parâmetro A representa a tensão de limiar para que o diodo entre em condução, sendo o termo de aproximação da equação da junção. O parâmetro B depende da tecnologia de fabricação (Silício, Germânio, SiC, etc.), enquanto C está associado à resistência ôhmica do dispositivo, e D é um coeficiente de ajuste que aumenta a precisão do modelo.

Esse modelo mencionado apresenta boa precisão, porém não considera o impacto da temperatura, a qual pode influenciar significativamente os valores dos parâmetros. Para aprimorar a acuracidade do modelo, é possível incorporar fatores de correção que ajustem os parâmetros de acordo com as variações térmicas, conforme Equação 5.5:

$$V_F = A [1 + k_A(T_j - 25)] + B [1 + k_B(T_j - 25)] \ln(I_F) + C [1 + k_C(T_j - 25)] I_F + D [1 + k_D(T_j - 25)] \sqrt{I_F} \quad (5.5)$$

Visando a simplificação desse modelo, considera-se a linearização da curva do diodo utilizando uma reta secante que contém os dois pontos de operação mais extremos do circuito, conforme a Figura 63. Assim, V_{TO} é a interseção da reta com o eixo das abscissas e R_D é a inclinação desta reta.

Assim, V_F é escrito como:

$$V_F = V_{TO}(T_j) + R_D(T_j)I_F \quad (5.6)$$

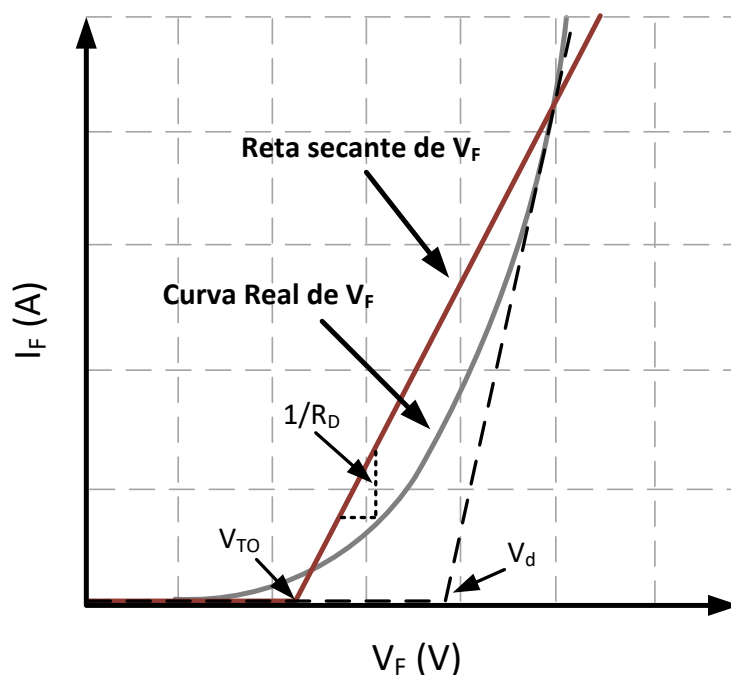
sendo,

$$V_{TO}(T_j) = k_V(T_j - 25) + V_{TO_{25^\circ C}} \quad (5.7)$$

$$R_D(T_j) = k_R(T_j - 25) + R_{D_{25^\circ C}} \quad (5.8)$$

onde k_V e $k_{R_{a/b}}$ são coeficientes de ajuste térmico, $V_{TO_{25^\circ C}}$ é a tensão de limiar na temperatura de referência $25^\circ C$, e $R_{D_{25^\circ C}}$ é a resistência dinâmica diferencial nesta mesma temperatura.

Figura 63 – Linearização do diodo por reta secante



Fonte: Adaptado de (DAPRÀ, 2022)

5.1.2 Algoritmo desenvolvido para estimativa de perdas

Primeiramente, para implementação do algoritmo de determinação das perdas no MATLAB, foram desenvolvidas base de dados para os semicondutores MOSFETs e diodos, dos fabricantes *Wolfspeed* e *GeneSic*, contendo as principais informações necessárias para a quantificação das perdas nesses componentes sob diversos parâmetros de projeto considerados. Esses bancos de dados foram basicamente estruturados a partir dos modelos do tipo *PLECS* (disponibilizados pelos fabricantes) dos dispositivos semicondutores, os quais condensam, em arquivos *xml*, os dados que estão presentes nos datasheets desses componentes.

No caso dos diodos, foram catalogados os dados de todos os diodos SiC dos mesmos fabricantes citados (utilizando os arquivos *xml*, no caso de diodos *Wolfspeed* e os dados coletados diretamente dos datasheets, no caso de diodos da *GeneSiC*). Assim, as bases de dados dos diodos resultantes são compostas por conjuntos de planilhas minuciosamente organizadas, que oferecem informações detalhadas sobre tensão reversa máxima, corrente contínua de pico e parâmetros críticos, como os coeficientes das expressões, em função da temperatura de junção, da tensão V_{TO} e da resistência em condução R_D . Estes últimos são fundamentais para a estimativa das perdas associadas à ampla gama de diodos SiC analisados.

Para os dispositivos da *GeneSiC*, a implementação da base de dados desses diodos foi realizada elaborando-se uma planilha com os dados de tensão reversa máxima, corrente direta, potência total dissipada e os coeficientes das expressões, em função da temperatura de junção, da tensão V_{TO} (denominada pelo fabricante como V_{BI}) e da resistência em condução R_D (denominada pelo fabricante como R_{DIFF}). No caso, esses coeficientes já são disponibilizados pelo fabricante diretamente nos catálogos. Desse modo, utilizando-se os catálogos fornecidos para cada diodo, os coeficientes das expressões:

$$V_{BI}(T_j) = mT_j + n \quad (5.9)$$

$$R_{DIFF}(T_j) = aT_j^2 + bT_j + c \quad (5.10)$$

foram obtidos e reunidos em uma planilha do Excel, juntamente com os outros dados citados, para cada um dos diodos disponibilizados pelo fabricante. A planilha também inclui informação se as especificações de diodos catalogados são modelos que apresentam um ou dois dispositivos por encapsulamento.

Assim, para os diodos que contêm apenas um único diodo por encapsulamento, a perda em condução é determinada como:

$$P_{D_{cond}} = (mT_j + n) I_{F_{md}} + (aT_j^2 + bT_j + c) I_{F_{ef}}^2 \quad (5.11)$$

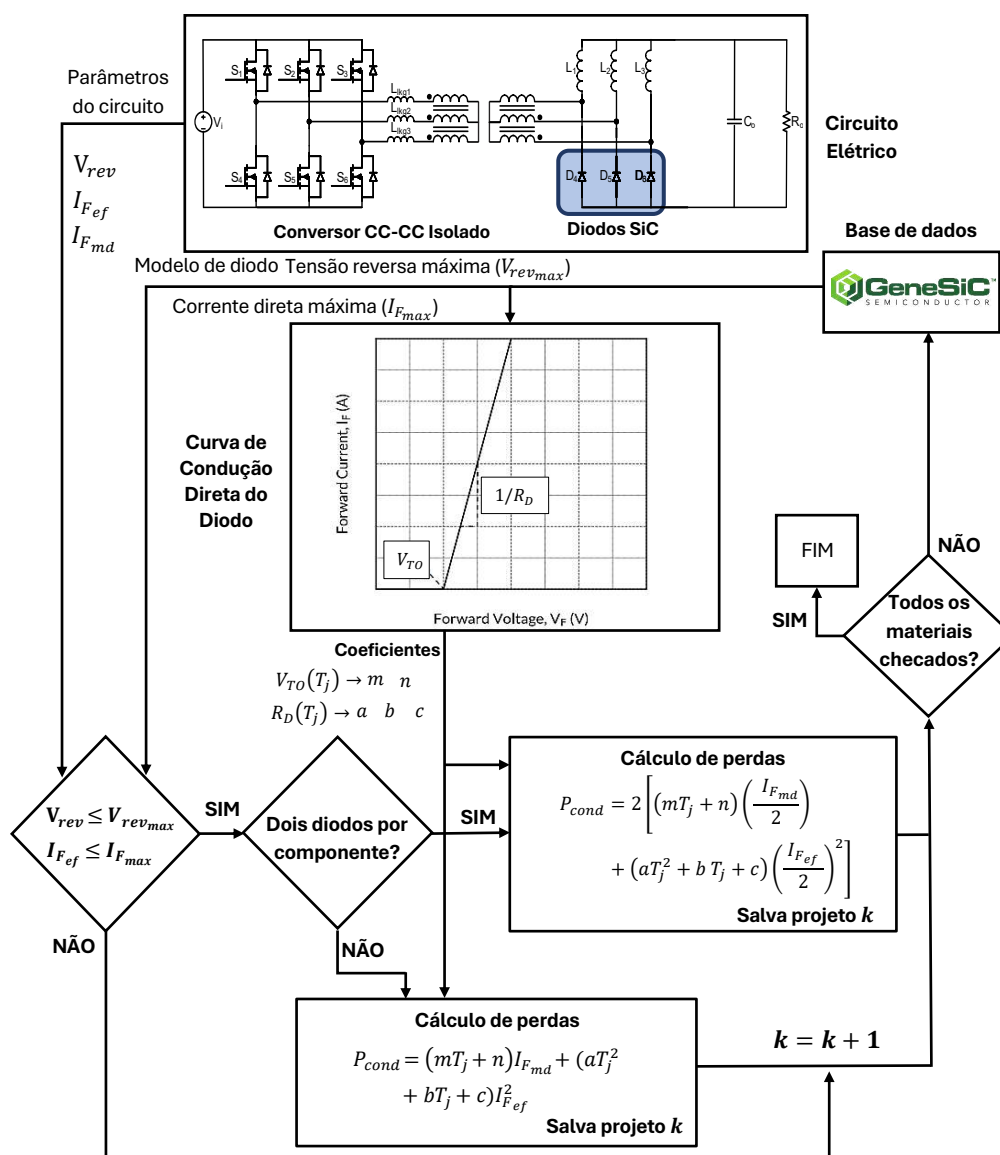
Para encapsulamentos com dois diodos, a perda é calculada pela expressão:

$$P_{D_{cond}} = (mT_j + n) I_{F_{md}} + (aT_j^2 + bT_j + c) \left(\frac{I_{F_{ef}}^2}{2} \right) \quad (5.12)$$

Assim, o algoritmo proposto para calcular as perdas dos diodos *GeneSiC* deve primeiro extrair os coeficientes relevantes da planilha de dados. Em seguida, ele precisa determinar se esses dados correspondem a encapsulamentos diodos individuais ou com um conjunto de dois diodos, o que é identificado pela marcação "SIM" ou "NÃO" na última coluna da planilha. Dependendo dessa distinção, os coeficientes são aplicados nas equações apropriadas (Equação 5.11 ou Equação 5.12) para calcular as potências dissipadas pelos diodos de forma precisa.

O fluxograma que descreve esse algoritmo recursivo para estimativa das perdas nos diodos *GeneSiC* é apresentado na Figura 64.

Figura 64 – Fluxograma do algoritmo recursivo para estimativa de perdas em diodos *GeneSiC*



Fonte: Autoria própria

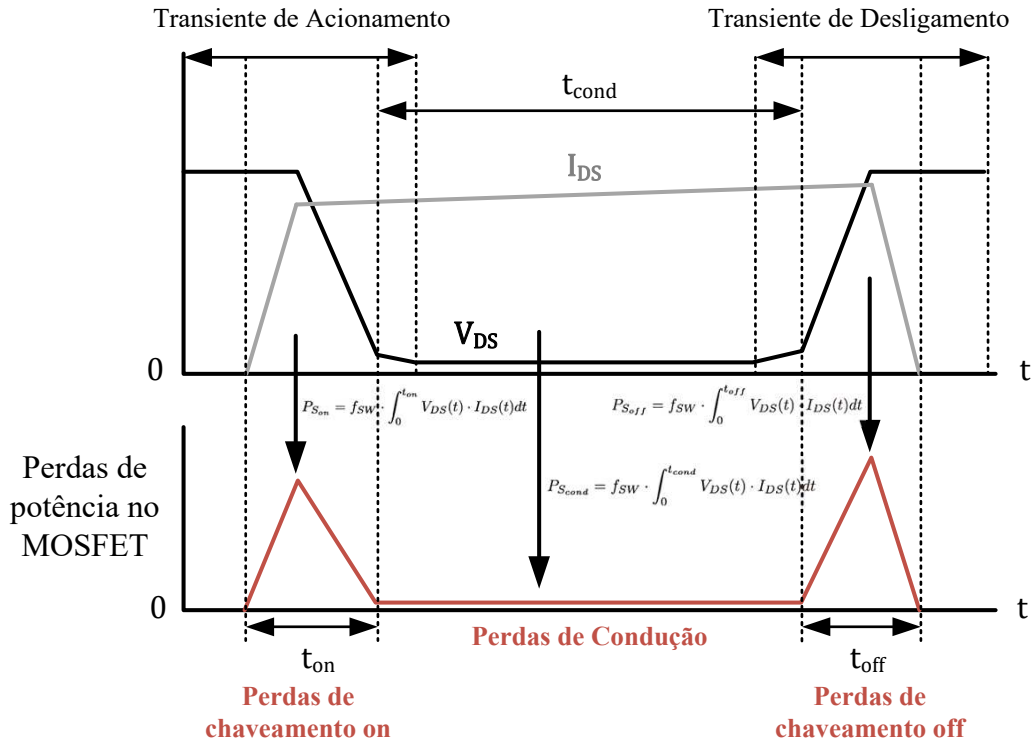
O algoritmo para o cálculo de perdas em diodos *Wolfspeed* segue uma estrutura muito semelhante àquela dos diodos *GeneSiC* apresentada. A única diferença é que a expressão, em função da temperatura de junção, da tensão de limiar, para o caso dos diodos *Wolfspeed* depende de três coeficientes, assim com a da resistência dinâmica, seguindo uma equação quadrática.

5.2 MOSFETs

As perdas nos MOSFETs podem ser divididas em perdas por condução e perdas por chaveamento. A primeira resulta da queda de tensão nos terminais *drain-source* devido à

resistência do canal, enquanto a segunda está relacionada com as capacitâncias intrínsecas do dispositivo, que proporcionam simultaneidade de corrente e tensão nos momentos de abertura e fechamento da chave (LIRIO *et al.*, 2015). A Figura 65 mostra as perdas por chaveamento e a perdas por condução do MOSFET de potência.

Figura 65 – Gráfico de perdas por chaveamento e condução em um MOSFET



Fonte: Adaptado de (JUNG *et al.*, 2018)

5.2.1 Perdas por condução

Considerando a queda de tensão *drain-source* existente no MOSFET em condução, $V_{DS}(t)$, e a corrente que flui no mesmo, $I_{DS}(t)$, pode-se determinar a energia $E_{S_{cond}}$ perdida durante o intervalo em que essa chave permanece fechada, t_{cond} , a partir da integral:

$$E_{S_{cond}} = \int_0^{t_{cond}} V_{DS}(t) \cdot I_{DS}(t) dt \quad (5.13)$$

Conforme (LIRIO *et al.*, 2015), um MOSFET em condução pode ser modelado como uma resistência simples e muito pequena, entre os terminais *drain-source*, R_{DS} . Vários fatores influenciam o valor de R_{DS} , como a tensão entre os terminais *gate* e *source*, V_{GS} , cujo aumento além da tensão de limiar melhora a condutividade do canal, resultando em uma redução da resistência, além da temperatura da junção do MOSFET, cujo aumento resulta em um crescimento

proporcional da resistência, o que leva ao aumento das perdas de potência e à redução da eficiência do dispositivo, e, por fim, quando a corrente de dreno aumenta, a resistência também tende a ser afetada devido ao efeito de saturação do canal (everythingPE, 2023).

Considerando a Lei de Ohm, a relação entre a tensão V_{DS} e a resistência é dada por $V_{DS}(t) = R_{DS} \cdot I_{DS}(t)$, de modo que a integral da Equação 5.13 pode ser reescrita como:

$$E_{S_{cond}} = \int_0^{t_{cond}} R_{DS} \cdot I_{DS}^2(t) dt \quad (5.14)$$

Uma expressão para quantificar a potência dissipada durante a condução, $P_{S_{cond}}$, é obtida multiplicando-se a energia $E_{S_{cond}}$ pela frequência de chaveamento, f_{SW} , considerando ainda a definição de corrente eficaz e que a corrente na chave é nula fora do intervalo de condução t_{cond} :

$$P_{S_{cond}} = f_{SW} \cdot E_{S_{cond}} = R_{DS} \cdot \frac{1}{T} \int_0^{t_{cond}} I_{DS}^2(t) dt = R_{DS} \cdot I_{S_{ef}}^2 \quad (5.15)$$

5.2.2 Perdas por chaveamento

As perdas por chaveamento surgem da presença simultânea da tensão entre *drain* e *source* e da corrente de dreno durante os transientes de comutação do dispositivo.

As energias dissipadas durante os intervalos de ligamento (*turn-on*) e desligamento (*turn-off*), denotadas como E_{on} e E_{off} , respectivamente, são definidas matematicamente pela integral no tempo da dissipação instantânea de potência, dada pelo produto da corrente de dreno e da tensão *dreno-source*, durante os intervalos t_{on} e t_{off} , conforme calculado pela equação (5.16).

$$E_{on/off} = \int_0^{t_{on/off}} V_{DS}(t) \cdot I_{DS}(t) dt \quad (5.16)$$

A potência total dissipada no chaveamento, $P_{S_{chav}}$, é obtida somando-se E_{on} e E_{off} e multiplicando o resultado pela frequência de chaveamento:

$$P_{S_{chav}} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{SW} \quad (5.17)$$

É mais difícil calcular essas perdas por chaveamento quando comparadas às perdas em condução devido às características não-lineares envolvidas, que dificultam o cálculo analítico da integral em 5.16. Isso porque o MOSFET de potência possui capacitâncias parasitas e a carga indutiva dos conversores eletrônicos de potência. Portanto, uma aproximação linear é normalmente utilizada. Esse método linear assume que as formas de onda da corrente de dreno e

da tensão *drain-source* são lineares durante os períodos de subida e descida nos transientes de chaveamento (JUNG *et al.*, 2018).

Assim, realizando-se essa linearização das formas de onda conforme a Figura 65, a perda no chaveamento de MOSFETs de potência, conforme (JUNG *et al.*, 2018), é dada por:

$$P_{S_{chav}} = \frac{1}{2} V_{DS} \cdot I_{DS} (t_{on} + t_{off}) \cdot f_{SW} + \frac{1}{2} C_{oss} \cdot V_{DS}^2 \cdot f_{SW} \quad (5.18)$$

onde C_{oss} , t_{on} , e t_{off} são, respectivamente, a capacitância de saída e os tempos de acionamento e desligamento do MOSFET de potência.

Resumidamente, caso as formas de onda de I_{DS} e V_{DS} sejam lineares nos períodos de chaveamento, o primeiro termo da Equação 5.18 determina as perdas de chaveamento do MOSFET de potência, calculadas como áreas triangulares formadas pelas funções I_{DS} e V_{DS} durante os intervalos transitórios. Enquanto isso, o segundo termo presente na Equação 5.18 corresponde às perdas associadas à capacitância de saída. Essas perdas representam a energia acumulada na capacitância de saída enquanto o MOSFET de potência está desligando, sendo dissipada internamente como calor devido ao efeito Joule, quando o MOSFET é ativado novamente.

Conforme (MEDEIROS *et al.*, 2020), essa estimativa das perdas de chaveamento em MOSFETs de potência tem sido um dos principais assuntos de investigação na literatura técnica, embora ainda não seja um tema consolidado, principalmente devido à imprecisão ou complexidade de alguns métodos. Na subseção seguinte será mostrada a metodologia do algoritmo desenvolvido para o cálculo dessas perdas em MOSFETs, considerando a interpolação dos dados fornecidos nos modelos PLECs de dispositivos da *Wolfspeed* e *GeneSiC*.

5.2.3 Algoritmos desenvolvidos para estimativa de perdas

A determinação de perdas em MOSFETs é realizada com base nas curvas fornecidas pelos fabricantes, como a curva característica $I \times V$, relacionada a perda em condução e as curvas de energias dissipadas na comutação. No entanto, essas curvas geralmente não cobrem todas as condições operacionais possíveis, o que pode exigir sucessivas interpolações para estimativa das perdas em condições específicas desejadas. Assim, a dificuldade predominante do cálculo manual (com técnicas matemáticas como Séries de Taylor e Interpolações) baseado no emprego dessas curvas para quantificação das perdas, reside exatamente na precisão dessas interpolações, uma vez que interpolar os dados para encontrar os valores de potência dissipada em pontos não

fornecidos diretamente pelos gráficos pode introduzir erros significativos, especialmente em regiões onde os MOSFETs operam fora das condições padrão. Desse modo, a elaboração de um algoritmo capaz de realizar interpolações multidimensionais em software, considerando o conjunto de MOSFETs das bases de dados desenvolvidas é de grande valia para a determinação precisa e coerente das perdas nesses semicondutores para o protótipo de conversor CC/CC sob estudo, considerando diversos parâmetros de entrada, e permitindo a elaboração de um projeto de circuito prevendo a máxima eficiência.

Assim, como mencionado anteriormente, foram desenvolvidas base de dados para os MOSFETs dos fabricantes *Wolfsped* e *GeneSiC*, contendo as principais informações necessárias para a quantificação das perdas nesses componentes sob diversos parâmetros de projeto considerados. Esses bancos de dados foram basicamente estruturados a partir dos modelos do tipo PLECS (disponibilizados pelos fabricantes) dos dispositivos semicondutores, os quais condensam, em arquivos *xml*, os dados que estão presentes nos datasheets desses componentes.

Para a base de dados dos MOSFETs (discretos e módulos), desenvolve-se códigos no MATLAB capazes de extrair os dados de todos os modelos de MOSFETs dos fabricantes citados. Esses códigos também podem ser empregues para dispositivos de outros fabricantes, necessitando apenas de algumas adaptações. Nesse caso, cada MOSFET é atribuído à uma variável do tipo struct, que contém todas as informações necessárias para simular o dispositivo. Desta forma, a base de dados pode ser utilizada por um outro algoritmo para simular, de forma recursiva, o mesmo circuito com os diferentes dispositivos de forma automática.

5.2.3.1 *MOSFETs Wolfsped*

No caso dos modelos PLECS dos MOSFETs da *Wolfsped*, as informações sobre as perdas do MOSFET estão localizadas na seção *semiconductor data*, incluindo as perdas durante a entrada em condução (*TurnOnLoss*), as perdas no bloqueio (*TurnOffLoss*) e as perdas de condução (*ConductionLoss*). Para cada tipo de perda, é especificado o método de cálculo (*ComputationMethod*).

Para as perdas em condução, são fornecidos eixos para corrente, temperatura e queda de tensão. Os dados de queda de tensão são organizados em uma tabela para diferentes combinações de corrente e temperatura. Assim, a determinação das perdas em condução exige a interpolação tridimensional da queda de tensão do MOSFET em função da corrente instantânea e da temperatura de junção, o que permite calcular, para quaisquer valores desses parâmetros de

entrada, as resistências entre os canais *drain* e *source* do MOSFET.

No caso das perdas durante a ativação (ou entrada em condução), o método de cálculo é especificado como *Table and formula*, o que indica que as perdas de comutação são determinadas tanto por uma tabela pré-calculada quanto por uma fórmula matemática. A tabela apresenta valores de energia para diferentes valores de temperatura de junção (*Temperature*), corrente instantânea (*CurrentAxis*) e tensão *drain-source* (*Voltage*).

Nesse contexto, a resistência de *gate* é mantida em um valor fixo e a energia dissipada é uma função de três variáveis: corrente instantânea (I_d), temperatura de junção (T_j) e tensão *drain-source* (V_d). Para considerar as variações na resistência do resistor de gate (R_{gON}), uma correção é aplicada nos valores de energia obtidos pela interpolação em função das três variáveis citadas, $E_{on}(T_j, V_d, I_d)$. Nesse caso, a energia E_{on} , para o MOSFET em questão, pode ser determinada por uma fórmula linear, presente no arquivo `xm1`, da seguinte forma:

$$E_{on}(I_d, V_d, T_j, R_{gON}) = \frac{E_{on}(I_d, V_d, T_j) \cdot (A \cdot R_{gON} + B)}{(A \cdot R_{gON(fixo)} + B)} \quad (5.19)$$

Essa fórmula é expressa como uma equação que depende de quatro parâmetros T_j , V_d , I_d e R_{gON} , sendo A , B e $R_{gON(fixo)}$ constantes fornecidas. Essa expressão permite determinar o valor de E_{on} para quaisquer parâmetros de corrente instantânea, temperatura de junção, tensão *drain-source* e resistência de *gate*.

Uma análise equivalente pode ser feita para as perdas que ocorrem durante a desativação (ou entrada em bloqueio), sendo nesse caso a energia E_{off} calculada pela expressão:

$$E_{off}(I_d, V_d, T_j, R_{gOFF}) = \frac{E_{off}(I_d, V_d, T_j) \cdot (x \cdot R_{gOFF} + y)}{(x \cdot R_{gOFF(fixo)} + y)} \quad (5.20)$$

em que $E_{off}(T_j, V_d, I_d)$ é obtido a partir da interpolação dos valores fornecidos de energia no bloqueio, em função de parâmetros T_j , V_d , I_d quaisquer, para um valor fixo de resistência de gate $R_{gOFF(fixo)}$, enquanto x e y são constantes fornecidas no modelo PLECS.

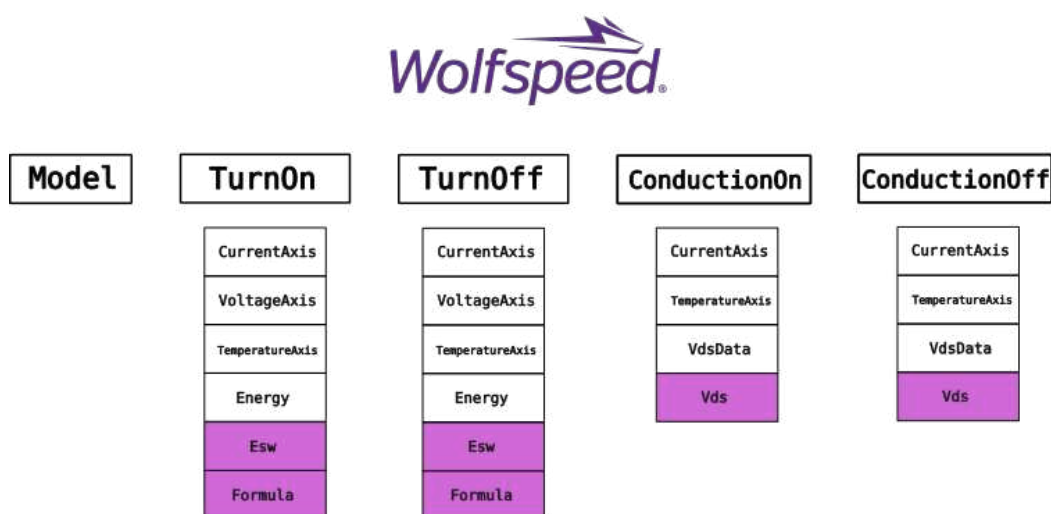
Vale ressaltar que o formato das equações 5.19 e 5.20 variam para alguns MOSFETs da *Wolfspeed*, uma vez que, para esses componentes específicos, os valores de E_{on} e E_{off} podem ser interpolados, de maneira mais adequada, em relação à resistência de gatilho, por funções de segundo ou terceiro grau.

Desse modo, para extrair os dados dos MOSFETs da *Wolfspeed*, seguindo (ANDERS, 2021), elaborou-se um código que fosse capaz de obter a interpolação da queda de tensão em condução do MOSFETs em função da corrente e da temperatura, além de interpolar os valores

das energias E_{on} e E_{off} em relação à corrente, temperatura e tensão *drain-source*, adicionando-os às expressões que corrigem esses valores de energias, considerando as diferentes resistências dos resistores de gatilho.

Com isso, a estrutura das variáveis obtidas é melhor ilustrada na Figura 66. Em roxo estão destacadas as informações realmente relevantes para o usuário final, nas estimativas das perdas totais nos MOSFETs.

Figura 66 – Estrutura das variáveis obtidas a partir da extração dos dados dos modelos PLECs dos MOSFETs *Wolfspeed*



Fonte: Autoria própria

Por exemplo, como já detalhado, o termo E_{sw} dentro de *Turn-on*, permite calcular a perda de chaveamento na entrada em condução do dispositivo, a partir dos parâmetros de entrada, que correspondem a tensão, corrente e temperatura, sendo a saída equivalente à energia, em Joules. Em seguida, é possível utilizar a equação presente em *Formula* para corrigir o valor da energia calculado anteriormente de acordo com o valor da resistência do resistor de gatilho.

A execução do código desenvolvido de extração de dados, gera um conjunto de *structs* no MATLAB, a partir dos dados presentes nos arquivos xml, que estão relacionados às perdas em condução e no chaveamento, conforme ilustrado na Figura 66. E com os dados extraídos nesses structs, a ideia geral do algoritmo de perdas a ser desenvolvido é criar funções matemáticas a partir de interpolações desses valores, gerando três funções interpolantes: V_{drop} , que fornece a queda de tensão em condução do MOSFET, sendo empregue, juntamente com a corrente instantânea, na determinação da resistência em condução; $E_{offValues}$ e $E_{onValues}$, que fornecem, respectivamente, os valores de energia dissipada no bloqueio e de energia dissipada

na condução, para diferentes conjuntos de corrente de dreno instantânea, tensão *drain-source*, temperatura de junção e resistência do resistor de *gate*.

Assim, com a função V_{drop} , a perda durante a condução $P_{S_{cond}}$ é determinada, considerando-se o valor fornecido de corrente eficaz $I_{S_{ef}}$:

$$P_{S_{cond}} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{drop}(I_{inst_{off}}, T_j)}{I_{inst_{off}}} + \frac{V_{drop}(I_{inst_{on}}, T_j)}{I_{inst_{on}}} \right) I_{S_{ef}}^2 \quad (5.21)$$

em que $I_{inst_{off}}$ e $I_{inst_{on}}$ correspondem aos valores de correntes instantâneas imediatamente após o bloqueio e imediatamente antes da entrada em condução, respectivamente.

A expressão,

$$R_{DS} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{drop}(I_{inst_{off}}, T_j)}{I_{inst_{off}}} + \frac{V_{drop}(I_{inst_{on}}, T_j)}{I_{inst_{on}}} \right) \quad (5.22)$$

da Equação 5.21, corresponde à fórmula para o cálculo da resistência em condução do MOSFET, sendo determinada pela média entre as razões $V_{drop}/I_{inst_{off}}$ e $V_{drop}/I_{inst_{on}}$, que são, nessa ordem, os valores de resistência nos instantes posteriores ao bloqueio e anteriores à entrada em condução, de modo que a resistência total na condução é uma média entre esses dois valores que equivalem às resistências nos extremos do período de condução do MOSFET.

Com as funções criadas $E_{onValues}$ e $E_{offValues}$, calculam-se as perdas no chaveamento $P_{S_{on}}$ (entrada em condução) e $P_{S_{off}}$ (bloqueio), considerando o valor de frequência de chaveamento f_S fornecido como parâmetro de entrada. Assim, as fórmulas para quantificação das perdas $P_{S_{on}}$ e $P_{S_{off}}$ correspondem a:

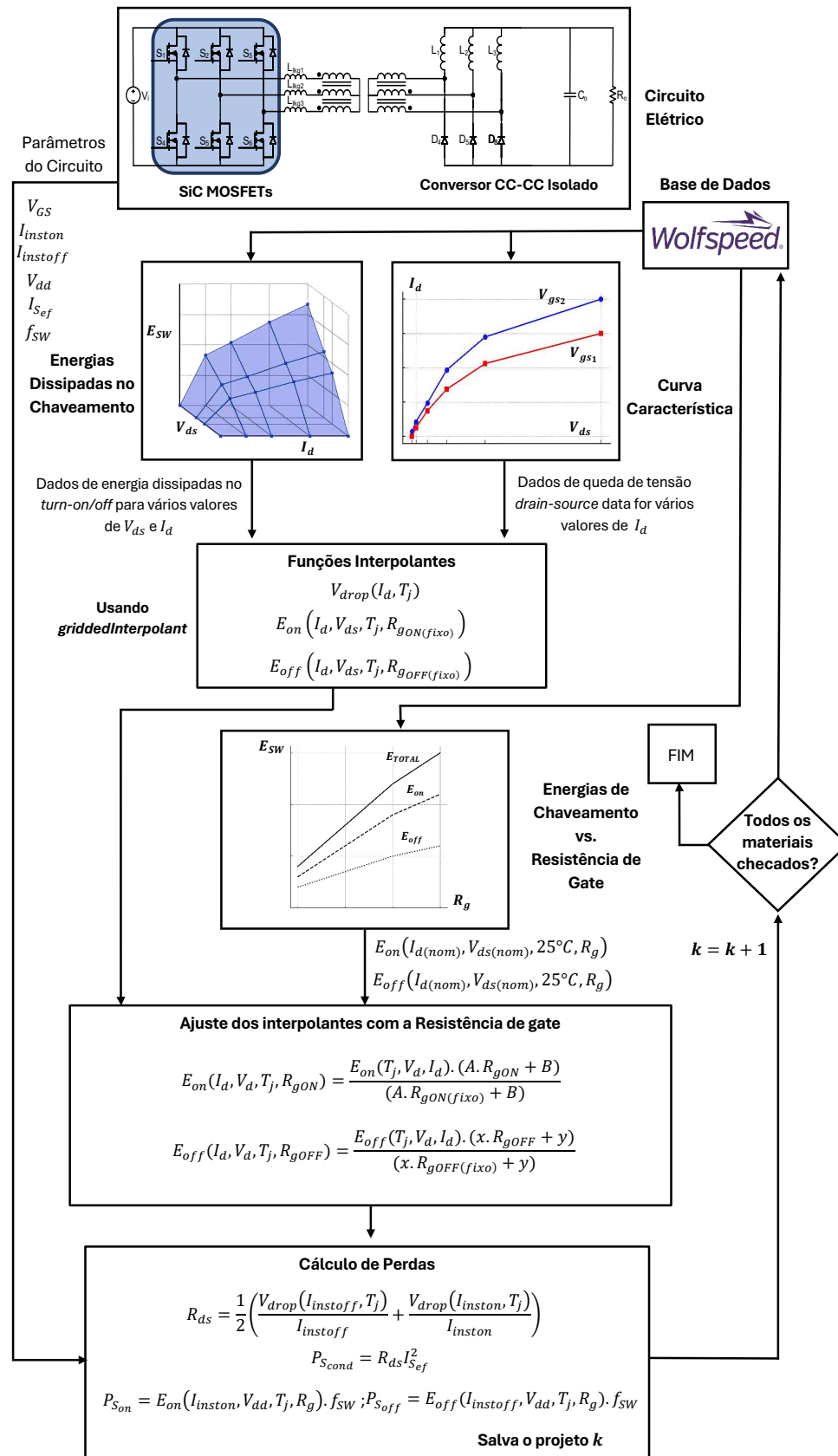
$$P_{S_{on}} = E_{onValues}(I_{inst_{on}}, V_{dd}, T_j, R_g) \cdot f_S \quad (5.23)$$

$$P_{S_{off}} = E_{offValues}(I_{inst_{off}}, V_{dd}, T_j, R_g) \cdot f_S \quad (5.24)$$

para valores definidos de $I_{inst_{off}}$, $I_{inst_{on}}$, V_{dd} , T_j e R_g .

Diante do que foi exposto, as funções matemáticas apresentadas para quantificação das perdas dos MOSFETs *Wolfsped* foram organizadas na forma de um fluxograma, para facilitar a elaboração sistemática e consistente do algoritmo de perdas, conforme ilustrado na Figura 67.

Figura 67 – Fluxograma do algoritmo recursivo para estimativa de perdas em MOSFETs Wolfspeed



Fonte: Autoria própria

5.2.3.2 MOSFETs GeneSiC

Os MOSFETs da *GeneSiC* possuem modelos ligeiramente diferentes em relação aos da *WolfSpeed*, impossibilitando a utilização do mesmo código de extração de dados apresentado na seção anterior. Portanto, algumas modificações no algoritmo tiveram de ser realizadas. No entanto, a lógica de funcionamento é a mesma.

Nos modelos PLECS desses MOSFETs, as informações acerca das perdas em condução e das perdas no chaveamento estão em uma seção denominada *CustomTables*. Nessa seção, há tabelas com os dados das curvas características do MOSFET, para uma temperatura de junção fixa e diferentes amplitudes do sinal de controle V_{gs} , além dos dados de energias E_{on} e E_{off} para diferentes valores de resistência de gate, temperatura de junção, corrente e tensão de dreno.

Para a determinação das perdas em condução, a partir dos dados fornecidos de queda de tensão e corrente das curvas características do MOSFET, considerando variações nos valores de V_{gs} e a temperatura de junção mantida em 25 °C, o método de cálculo indicado consiste em obter a interpolação dos dados de queda de tensão em condução V_{drop} , em função da corrente de dreno e da amplitude do sinal de controle, fixando a temperatura (LIMA *et al.*, 2025). O resultado dessa interpolação deve então ser multiplicado por um fator que leva em consideração as variações na temperatura de junção. Esse fator pode ser obtido dos dados de resistência em condução R_{DS} do MOSFET, que são fornecidos apenas em função da temperatura de junção e do sinal V_{gs} , como há uma relação direta entre a queda de tensão e a resistência em condução, o fator multiplicativo corresponde (como informado no próprio arquivo do MOSFET) à razão entre a função de interpolação dos dados de resistência em função de T_j e V_{gs} e essa função para a temperatura de referência $T_j = 25^\circ\text{C}$. Assim, o valor da queda de tensão pode ser obtido a partir da equação:

$$V_{drop}(T_j, V_{gs}, I_d) = V_{drop}(V_{gs}, I_d) \cdot \frac{R_{DS}(T_j, V_{gs})}{R_{DS}(25^\circ\text{C}, V_{gs})} \quad (5.25)$$

Para as perdas durante o chaveamento, o método de cálculo, assim como no caso dos MOSFETs da *WolfSpeed*, é indicado como *Table and formula*, o que sugere que as perdas de comutação são determinadas tanto por meio de uma tabela pré-calculada quanto por meio de uma fórmula matemática.

A tabela apresenta valores de energia para diferentes valores de temperatura de junção (*Temperature*), corrente instantânea (*CurrentAxis*), e tensão *drain-source* (*Voltage*). Nesse

caso, há duas tabelas nas quais as energias dissipadas no chaveamento variam em função de V_{gs} , para um valor de V_{ds} fixo, e outras tabelas, para as quais as energias dissipadas no chaveamento variam em função da resistência de *gate*, mantendo-se o mesmo valor de V_{ds} fixo. Em seguida, há outras dessas tabelas, nas quais as energias variam em função da corrente instantânea e da tensão *drain-source*, considerando-se a temperatura mantida em 25 °C e a resistência de *gate* em um valor R_g (*default*) definido no arquivo xml.

Assim, as energias E_{on} e E_{off} podem ser determinadas interpolando-se os seus valores em função da corrente instantânea e da tensão *drain-source* (mantendo-se constantes T_j e R_g), e multiplicando-se a função resultante da interpolação, por fatores que levem consideração a temperatura e a resistência de *gate* (LIMA *et al.*, 2025). Os quais também resultam da interpolação dos dados de energia em função dessas variáveis, para um valor fixo de tensão *drain-source* $V_{ds(nom)}$. Com isso, as expressões para o cálculo das energias E_{on} e E_{off} são fornecidas por:

$$E_{on/off}(T_j, V_{ds}, I_d, R_g) = E_{on/off}(25^\circ\text{C}, V_{ds}, I_d, R_g(\text{default})) \cdot \frac{E_{on/off}(V_{ds(nom)}, R_g)}{E_{on/off}(V_{ds(nom)}, R_g(\text{default}))} \cdot \frac{E_{on/off}(V_{ds(nom)}, T_j)}{E_{on/off}(V_{ds(nom)}, 25^\circ\text{C})} \quad (5.26)$$

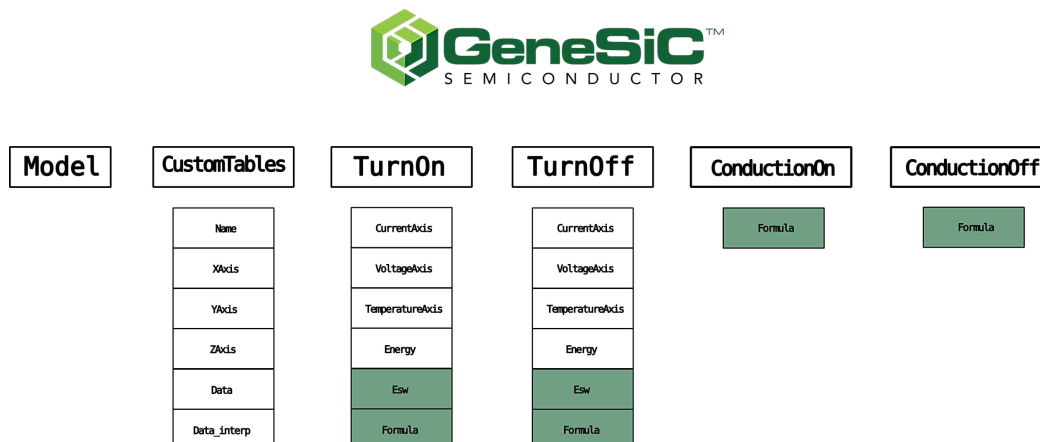
Dos dados presentes nos arquivos xml dos MOSFETs *GeneSiC*, infere-se que a energia dissipada no bloqueio E_{off} é independente da temperatura de junção, de modo que a Equação 5.26 se reduz a:

$$E_{off}(T_j, V_{ds}, I_d, R_g) = E_{off}(25^\circ\text{C}, V_{ds}, I_d, R_g(\text{default})) \cdot \frac{E_{off}(V_{ds(nom)}, R_g)}{E_{off}(V_{ds(nom)}, R_g(\text{default}))} \quad (5.27)$$

Assim, visando extrair os dados dos MOSFETs da *GeneSiC*, elaborou-se um código que fosse capaz de obter a interpolação da queda de tensão em condução dos MOSFETs, em função da corrente e da tensão V_{gs} , além de interpolar os valores das energias E_{on} e E_{off} em relação à corrente e tensão *drain-source*, adicionando-os ainda às expressões que corrigem esses valores de energias e quedas de tensão, considerando as diferentes resistências dos resistores de gatilho e temperatura de junção e organizando esses dados em *structs* que podem ser recorridos no cálculo das perdas.

A estrutura das variáveis obtidas com a utilização do código elaborada, e que está esquematizada na Figura 68, é um pouco diferente do caso anterior (dos MOSFETs da *WolfSpeed*), devido à inserção das *Custom Tables* presentes nos modelos deste fabricante.

Figura 68 – Estrutura das variáveis obtidas a partir da extração dos dados dos modelos PLECs dos MOSFETs *GeneSiC*



Fonte: Autoria própria

No entanto, a forma de utilizar as variáveis é praticamente a mesma. A principal diferença é que a *Formula* para o *Turn-On* corrige o valor da energia de chaveamento, durante a entrada em condução, não apenas com base na resistência do resistor de *gate* mas também de acordo a temperatura de junção.

Utilizando-se então as funções interpolantes para V_{drop} , E_{on} e E_{off} presentes nos *structs*, pode-se determinar as perdas por condução e chaveamento, utilizando-se, no código, as Equações 5.15 e 5.17.

5.3 Indutores e Transformadores

5.3.1 Perdas no núcleo

Primeiramente, convém destacar que um núcleo magnético de um indutor ou transformador possui perdas associadas à histerese e às correntes induzidas (se o material for condutor) quando há uma variação do campo magnético no tempo ao atravessá-lo. (MCLYMAN, 2004)

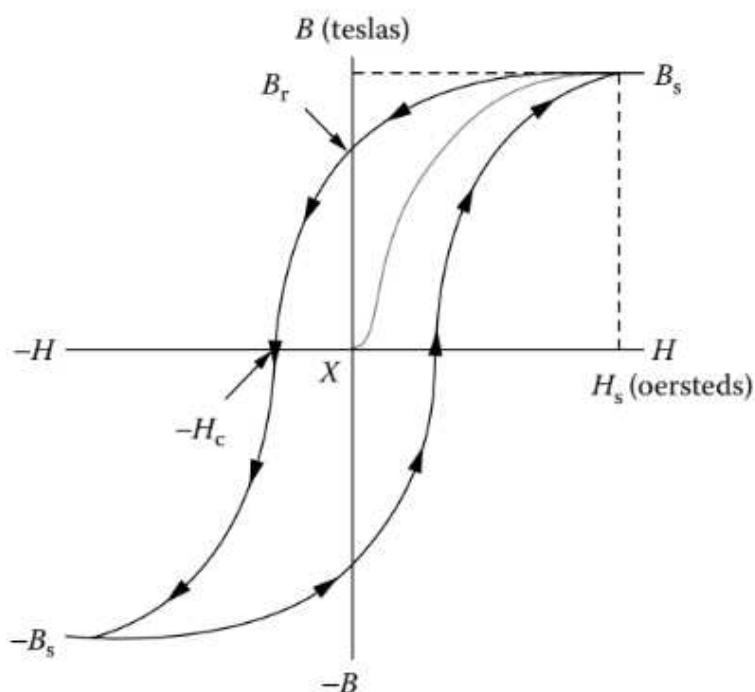
O efeito de histerese faz com que a curva B-H de um material ferromagnético se torne multivalorada, gerando uma curva característica de histerese.

Tal curva é dada através de um ciclo completo de magnetização e desmagnetização de um núcleo magnético. Como mostrado na Figura 69, o material está inicialmente neutro, localizado na origem do gráfico. Na medida em que H cresce, a densidade de fluxo B aumenta até o ponto de saturação, B_s . Quando H começa a decrescer e B é projetado, a curva corta o eixo em B_r , onde H é igual a zero e o núcleo ainda está magnetizado. O fluxo nesse ponto é chamado

fluxo remanescente (MCLYMAN, 2004).

Após esse ponto, a força magnetizante possui a sua polaridade invertida. A força requerida para reduzir do fluxo B_r a zero, é chamada força coerciva, H_c . Nota-se que, quando o núcleo é forçado à saturação, a retenção, B_r , é o fluxo remanescente depois da saturação e a coercividade, H_c , é a força magnetizante requerida para zerar o fluxo.

Figura 69 – Laço de Histerese da Curva B-H



Fonte: (ZAHARAN, 2008)

Para levar o material por um ciclo completo de magnetização ao longo dessa curva, é necessário um trabalho proporcional à área contida dentro da curva. Em termos matemáticos, conforme (ARAR, 2024), a perda por histerese por unidade de volume do material, w_h , é dada por:

$$w_h = \oint H dB \quad (5.28)$$

onde a integral é realizada sobre um ciclo da curva de histerese. Para reduzir a perda por histerese, utilizamos núcleos feitos de materiais ferromagnéticos macios que possuem um laço de histerese pequeno, indicando que têm uma baixa perda de energia por ciclo.

A Equação 5.28 então fornece a energia dissipada para um ciclo. Considerando-se, assim, que, com uma excitação CA, a frequência da corrente CA determina quantos ciclos o material do núcleo percorre pela curva de histerese por segundo e sabendo-se que a potência é a

taxa de transferência ou conversão de energia por unidade de tempo, a potência total dissipada devido à histerese ao longo de um ciclo, P_h , é dada por:

$$P_h = fV_c \cdot \oint H dB \quad (5.29)$$

Para facilitar o desenvolvimento da integral na Equação 5.29, assume-se inicialmente que a curva B-H é retangular e que seu ponto de operação está na origem.

Como o ponto de operação está na origem, os lados desse retângulo se estendem igualmente nas direções positiva e negativa. A altura do retângulo é, portanto, igual a $2B_m$ e sua base a $2H_m$, onde B_m e H_m são os valores de pico da densidade de fluxo e da intensidade do campo magnético, respectivamente. Assim, o laço de histerese A_{curva} é igual a $4B_mH_m$ (ARAR, 2024).

Aplicando a Equação 5.29, a perda total de potência devido à histerese é determinada como se segue:

$$P_h = fV_c \times A_{\text{curva}} = fV_c \times (4B_mH_m) = 4fV_c \frac{B_m^2}{\mu_0\mu_r} \quad (5.30)$$

onde μ_0 é a permeabilidade do espaço livre e μ_r é a permeabilidade relativa do material.

Assumindo que a curva de histerese permanece retangular para uma gama de densidades de fluxo, observa-se que a densidade volumétrica da perda por histerese, p_h , tem a seguinte forma geral:

$$p_h = k_h f B_m^2 \quad (5.31)$$

sendo k_h o coeficiente de perda por histerese, o qual é uma propriedade do material obtida a partir de dados fornecidos pelo fabricante.

Com base na Equação 5.31, verifica-se que as perdas por histerese aumentam à medida que a frequência do sinal aumenta, pois os domínios magnéticos do núcleo se comutam mais rapidamente em frequências mais altas, e além disso aumenta com o nível do sinal aplicado.

Assumindo-se então uma curva B-H genérica (além de um retângulo), verifica-se que a perda por histerese segue a forma geral apresentada na Equação 5.31, sendo dada por:

$$p_h = k_h f (B_m)^n \quad (5.32)$$

onde n representa o chamado índice de Steinmetz, determinado empiricamente, que depende das propriedades do material e é especificado para uma determinada faixa de densidades de fluxo magnético.

Vale ressaltar que a Equação 5.32 indica que a perda de energia é proporcional a $(B_m)^n$, e não a $(B_m)^2$. Durante a dedução da Equação 5.31, foi considerado que a forma da curva de histerese não varia com o nível do sinal aplicado, hipótese que, na prática, raramente se confirma. A magnetização de um material ferromagnético tende a se modificar à medida que a amplitude do sinal de excitação aumenta.

Observa-se que tanto o tamanho quanto a forma do laço de histerese podem variar em função da magnitude do campo aplicado. Além disso, o valor de pico da densidade de fluxo B_m não cresce linearmente com H_m . A equação geral, portanto, utiliza um expoente determinado empiricamente para considerar esses efeitos de maneira mais precisa.

A outra influencia nessas perdas são as correntes parasitas. Quando o fluxo magnético varia em uma bobina, uma força eletromotriz (emf) é induzida nela, de acordo com a lei de Faraday. Como o núcleo da bobina é feito de material magnético, uma corrente também é induzida nele devido à variação do fluxo. O material magnético, sendo bom condutor, permite que essa corrente percorra um caminho fechado dentro do núcleo, formando correntes parasitas, chamadas correntes de Foucault (MCLYMAN, 2004).

Essas correntes não só causam perdas no núcleo, mas também resultam no efeito de desmagnetização, exigindo maior emf para produzir o mesmo fluxo magnético. O efeito principal da desmagnetização é a concentração do fluxo na parte externa do núcleo, tornando a parte interna menos eficaz. Para minimizar os efeitos adversos das correntes de Foucault, núcleos magnéticos são projetados em lâminas finas, limitando o caminho das correntes e reduzindo suas perdas.

Conforme (ARAR, 2024), ao se considerar a densidade de perdas por correntes parasitas, p_e , a Equação 5.32 é modificada resultando na densidade total de perdas no núcleo, p_{nuc} :

$$p_{nuc} = p_e + p_h = k_h f^\alpha B_m^\beta \quad (5.33)$$

A Equação 5.33, denominada Equação de Steinmetz, fornece então a densidade de perda de potência para um dado material, caracterizado por suas constantes inerentes k_h , α e β sob excitação senoidal.

Conforme (AMORIM *et al.*, 2025), apesar da boa aproximação fornecida pela equação 5.33, ela assume que há uma excitação senoidal, o que não é verdadeiro para a maioria das aplicações de conversores de alta frequência. Portanto, é proposto um método alternativo: a Equação de Steinmetz Generalizada (GSE). Esse método incorpora as mesmas constantes k_h , α

e β da Equação 5.33, juntamente com a derivada e o valor instantâneo da densidade de fluxo magnético, resultando na Equação 5.34.

$$P_{nuc} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} k_1 \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^\alpha |B(t)|^{\beta-\alpha} dt \quad (5.34)$$

Para garantir a compatibilidade entre as estimativas de perda sinusoidal e não sinusoidal, o coeficiente de Steinmetz k é convertido para sua forma generalizada k_1 por meio da Equação 5.35.

$$k_1 = \frac{k_h}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha |\sin \theta|^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (5.35)$$

em que θ é a variável angular normalizada ao longo de um período de excitação senoidal.

5.3.2 Perdas nos enrolamentos

As perdas resistivas nos enrolamentos de um magnético, comumente referidas como perdas no cobre, são resultantes da resistência elétrica dos condutores que formam as espiras dos indutores e as bobinas primária e secundária dos transformadores. O cálculo dessas perdas, P_{enr} pode ser realizado de forma simples, aplicando-se a fórmula da potência dissipada em função da corrente elétrica, conforme apresentado a seguir:

$$P_{enr} = R_{enr} \cdot I_{ef}^2 \quad (5.36)$$

em que R_{enr} é a correspondente resistência do enrolamento. Esta resistência depende do número de espiras (N), da resistência do fio por metro (R_{avg}), do comprimento da espira (L_{esp}), do número de enrolamentos paralelos (N_{paral}), e é calculada pela equação 5.37.

$$R_{enr} = \frac{N \cdot L_{esp} \cdot R_{avg}}{N_{paral}} \quad (5.37)$$

Para transformadores, as perdas no cobre dependem das resistências nos enrolamentos primário e secundário, R_{enr_p} e R_{enr_s} , respectivamente, bem como dos valores de correntes eficazes em cada um desses enrolamentos, $I_{p_{ef}}$ e $I_{s_{ef}}$:

$$P_{enr} = R_{enr_p} \cdot I_{p_{ef}}^2 + R_{enr_s} \cdot I_{s_{ef}}^2 \quad (5.38)$$

Com foco na otimização do dimensionamento de indutores e transformadores para sistemas de alta potência, foram desenvolvidos algoritmos para automatizar o cálculo e a análise dos parâmetros críticos mencionados, como perdas no núcleo, perdas no cobre e variação térmica.

5.3.3 Algoritmos desenvolvidos para o projeto dos magnéticos

Os algoritmos desenvolvidos para os elementos magnéticos operam por meio de um banco de dados detalhado que inclui características geométricas e propriedades eletromagnéticas de núcleos dos fabricantes *Magnetics* e *Magmattec* fornecendo uma base sólida para a análise de diversas configurações. Os algoritmos utilizam metodologias iterativas que permitem explorar um grande número de combinações possíveis, considerando os limites operacionais e os requisitos técnicos estabelecidos.

A fabricante *Magnetics* disponibiliza em seu site os parâmetros de diversos indutores com diferentes modelos de núcleos tipo E e com formato toroidal. As informações fornecidas incluem: código do núcleo, constantes de Steinmetz, indutância nominal para diferentes valores de permeabilidade, comprimento médio do caminho magnético, área da seção transversal do núcleo, volume total do núcleo, diâmetros externo máximo e interno mínimo, e a altura máxima do núcleo.

Após a obtenção dessas informações, elas foram importadas e processadas em planilhas no software Excel, e posteriormente migradas para o MATLAB, permitindo que os dados fiquem prontos para futuras manipulações em funções ou outras linhas de código, conforme as necessidades do usuário.

Por outro lado, a fabricante *Magmattec* disponibiliza em sua plataforma online um datasheet que inclui o código do núcleo, a indutância nominal, os diâmetros externo e interno do núcleo, a altura total, comprimento, volume, área da seção transversal e o peso do conjunto. Semelhante ao trabalho feito com a *Magnetics*, os dados do site da *Magmattec* foram importados para o MATLAB para análise. No entanto, a falta de planilhas contendo as curvas de "Perdas no Núcleo vs Densidade de Fluxo CA" e "Permeabilidade Percentual vs Força Magnetizadora CC" exigiu a criação de algoritmos de interpolação para adaptar o banco de dados existente a novos projetos.

Assim, foram desenvolvidos dois algoritmos distintos, ambos utilizando as técnicas de interpolação e ajuste de curvas, mas com abordagens e objetivos diferentes. O primeiro algoritmo, que analisa as perdas do núcleo em função da densidade de fluxo CA, organiza os dados experimentais para quatro frequências distintas (50 kHz, 100 kHz, 250 kHz e 500 kHz). Ele realiza um ajuste de curva por regressão linear em uma escala logarítmica, seguido da interpolação para uma frequência intermediária desejada (80 kHz no exemplo). Isso gera uma nova curva para a frequência intermediária e apresenta os resultados graficamente em escala

logarítmica, armazenando os valores interpolados para futuras análises. Esse processo permite prever perdas do núcleo em condições não medidas experimentalmente, com alta precisão.

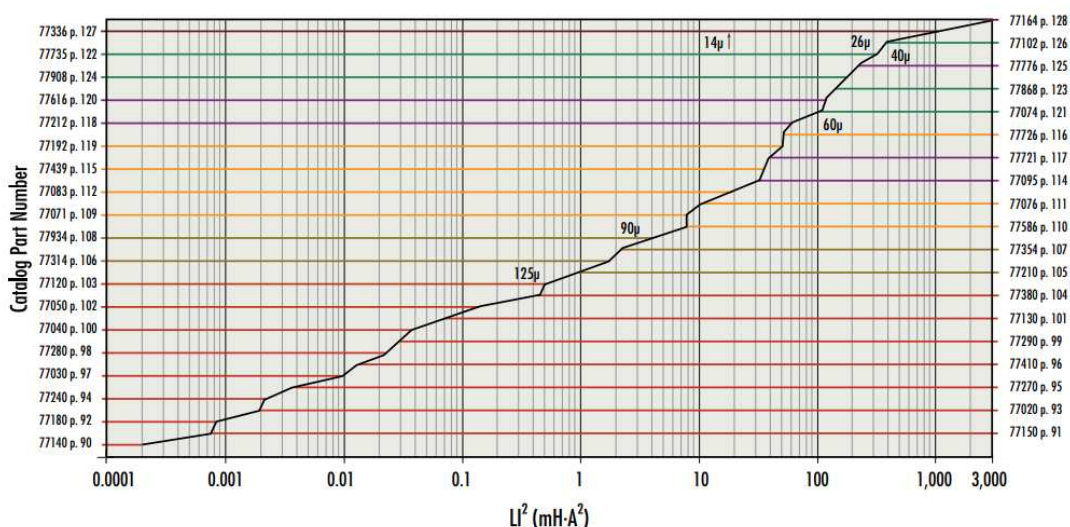
O segundo algoritmo, para a permeabilidade percentual vs força magnetizadora CC, utiliza interpolação logarítmica para suavizar as transições entre os dados de força magnetizadora (H) e permeabilidade relativa (μ). Após a interpolação, os valores são retornados à escala linear e um ajuste polinomial de terceiro grau é aplicado, gerando uma equação que descreve a curva ajustada. Os resultados são apresentados graficamente em escala logarítmica, permitindo uma análise detalhada da redução da permeabilidade relativa em função do campo magnético e destacando efeitos como a saturação magnética do material.

5.3.3.1 Algoritmo para projeto de indutores

No algoritmo, o dimensionamento inicial do indutor requer o cálculo do produto LI^2 , em que L representa a indutância desejada sob polarização CC (em mH) e I a corrente contínua de operação. Este parâmetro fornece uma estimativa direta da energia magnética armazenada no núcleo e orienta a seleção do material e do volume magnético necessário.

A partir desse valor, consultam-se os gráficos apresentados em (MAGNETICS, 2020), como aquele mostrado na Figura 70 para núcleos *Kool M μ* da *Magnetics* no qual o eixo horizontal apresenta o produto $L \cdot I^2$ (em $\text{mH} \cdot \text{A}^2$), enquanto o eixo vertical lista números de peça do catálogo, com cada banda horizontal correspondendo a um tamanho de núcleo.

Figura 70 – Gráfico para seleção de núcleos *Kool M μ* da *Magnetics* de acordo com o valor de LI^2



Fonte: (MAGNETICS, 2020)

As linhas diagonais marcadas com valores de permeabilidade (por exemplo 14μ , 26μ , 60μ , 90μ , 125μ etc.) representam diferentes materiais de pó/ferrite. Para usar o gráfico, calcula-se LI^2 , localiza-se esse ponto no eixo horizontal e sobe-se até encontrar a linha diagonal da permeabilidade desejada. Em seguida continua-se a subir até cruzar a primeira linha horizontal acima dessa intersecção. Essa linha corresponde ao menor tamanho de núcleo (indicado no eixo vertical) que pode fornecer a indutância e suportar o fluxo sem saturar. Esse procedimento é descrito pela *Magnetics*: multiplicar a corrente eficaz pela indutância requerida, localizar o ponto no eixo horizontal, subir até cruzar a linha do material (permeabilidade) e continuar até a próxima linha de tamanho; essa linha corresponde ao código do núcleo indicado no eixo vertical.

Definidos o tamanho do núcleo, a permeabilidade e a indutância nominal, procede-se ao cálculo do número de espiras. O fator de indutância A_L (em nH/T^2) é obtido a partir das especificações do fabricante. Para um dimensionamento conservador, emprega-se o valor mínimo $A_{L_{\min}}$, considerando a tolerância negativa típica, o que garante que a indutância final não fique abaixo do valor de projeto.

O número de espiras inicial necessário para atingir a indutância requerida é então determinado pela Equação 3.88 apresentada na seção 3. A intensidade do campo magnético (H), medido em Oersteds, é calculada também a partir da Equação 3.89.

O passo seguinte é calcular a permeabilidade em função da polarização CC, conforme a equação seguinte:

$$\% \mu_i = \frac{1}{a + bH^c} \quad (5.39)$$

onde os coeficientes a , b e c são determinados para cada tipo de núcleo e sua respectiva permeabilidade relativa. Em seguida, calcula-se a indutância com base no fator percentual para encontrar a indutância efetiva na condição de carga plena, conforma a Equação 3.90. O número de espiras é então ajustado, com base na redução percentual, dividindo-se o número inicial de voltas pela porcentagem de redução. Com o novo valor de N , recalcula-se H , a permeabilidade μ_i e a indutância com a polarização CC aplicada, repetindo o processo até que esse último valor convirja para a indutância projetada.

Finalmente, deve-se selecionar o fio a ser utilizado na aplicação, de acordo com a tabela de fios AWG disponível.

Dando continuidade aos cálculos, o próximo fator a ser considerado é o fator de utilização da janela K_u , também chamado de fator de preenchimento, que é a razão entre a área total da seção transversal dos condutores e a área da janela do núcleo, determinada de acordo a

Equação 3.10. Os fatores de enrolamento dos núcleos toroidais podem variar de 20% a 60%, sendo que, na prática, um valor típico varia de 35% a 40%. Algumas abordagens práticas para o enrolamento de toróides incluem:

- Camada Única: O número de voltas é limitado pela circunferência interna do núcleo. Este tipo tem menor capacidade de enrolamento, mas melhor resfriamento e menor custo.
- Preenchimento Baixo: Para facilitar a fabricação e reduzir a capacidade, utilizam-se fatores de enrolamento com camada única a cerca de 30%.
- Enrolamento Completo: Com fatores entre 30% e 45%, proporciona um compromisso razoável entre o espaço disponível e a capacidade de potência.
- Preenchimento Alto: Fatores acima de 65% são possíveis, mas com medidas especiais e custo elevado, além de possíveis dificuldades no enrolamento.

Para cada valor de fator de enrolamento, as dimensões da bobina são calculadas, sendo fornecidas para 40% de fator de enrolamento como valor prático típico.

A partir do fio a ser utilizado, considerando o efeito *skin*, determina-se o número de condutores em paralelo, a partir da seção de fio, da corrente eficaz e da densidade de corrente definida. Na sequência, o comprimento médio da espira é estimado a partir da Equação 3.94, considerando o fator de ocupação e as dimensões físicas do núcleo.

Empregando-se a Equação 5.37, determina-se a resistência do enrolamento, a partir da qual se calcula inicialmente as perdas CC no cobre, obtidas diretamente do produto entre a resistência do enrolamento e o quadrado da corrente eficaz, conforme Equação 5.36. Na sequência, a densidade de perdas no núcleo pode ser aproximada pela Equação de Steinmetz em 5.33. O objetivo então do cálculo de perda de núcleo é determinar o valor de B_m a partir dos parâmetros do projeto conhecido, já que uma vez que B_m e f são conhecidos, P_{nuc} é facilmente obtido utilizando a equação citada.

Pode-se determinar B_m a partir da Curva de Magnetização CC. A densidade de fluxo é uma função não linear do campo magnetizante, em Oersted, que por sua vez é uma função do número de espiras, corrente e comprimento do caminho magnético (L_e , em milímetros). O valor de B_m pode ser determinado calculando-se H em cada extremo CA (MAGNETICS, 2020):

$$H_{CA\max} = \frac{4\pi N}{L_e} \left[\left(I_{ef} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \right] \quad (5.40)$$

$$H_{CA\min} = \frac{4\pi N}{L_e} \left[\left(I_{ef} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) \right] \quad (5.41)$$

Em seguida, deve-se calcular a magnetização normal, a partir da Equação 5.42, também disponibilizada na ferramenta de ajuste de curva:

$$B = \frac{a + bH + cH^2}{1 + dH + eH^2} \quad (5.42)$$

onde os coeficientes a , b , c , d , e e x recebem valores específicos para cada tipo de núcleo e para cada permeabilidade relativa.

Substituindo-se então $H_{CA\max}$ e $H_{CA\min}$ na Equação 5.42 pode-se obter os valores de $B_{CA\max}$ e $B_{CA\min}$, de modo que, com isso, o valor de B_m é determinado como metade da variação de fluxo CA (MAGNETICS, 2020):

$$B_m = \frac{\Delta B}{2} = \frac{B_{CA\max} - B_{CA\min}}{2} \quad (5.43)$$

Com os valores estimados das perdas no cobre e nos enrolamentos, tem-se então a perda total no indutor, P_{total} .

É ainda válido destacar que é de suma importância se considerar o aumento da resistência do fio de acordo com a elevação de temperatura, visando se determinar com precisão as perdas no cobre. Esse incremento na temperatura e a dissipação de calor nos condutores e no núcleo são calculados de forma iterativa no algoritmo seguindo-se a Equação 5.44, considerando o valor de P_{total} , e a área disponível para dissipação de calor, Sa :

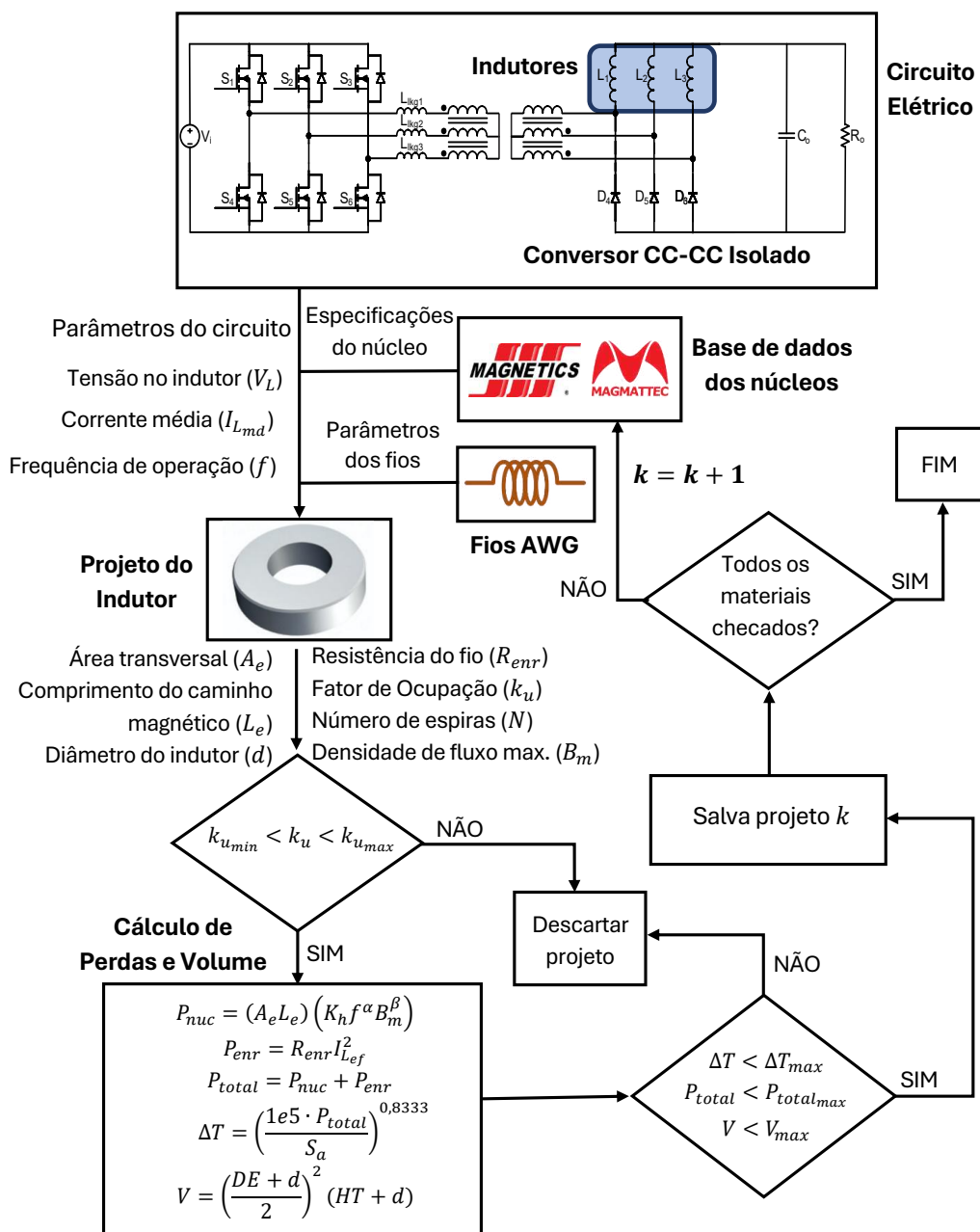
$$\Delta T = \left(\frac{1e5 \cdot P_{total}}{Sa} \right)^{0,833} \quad (5.44)$$

Na Figura 71, é apresentado um fluxograma que descreve o procedimento detalhado para a implementação do algoritmo MATLAB, destinado ao projeto de indutores e ao cálculo das perdas associadas a esses componentes.

O algoritmo começa com a definição dos parâmetros do conversor CC-CC analisado, que incluem a tensão no indutor V_L , a sua corrente média I_{Lmd} , e a frequência de operação do circuito f , entre outros parâmetros cruciais para a operação do sistema. Após a definição desses parâmetros de entrada, o passo seguinte é o projeto do indutor, que é realizado com base nas especificações dos núcleos da *Magnetics* e *Magmattec*, que são extraídas de uma base de dados. Essa base de dados contém informações sobre as propriedades magnéticas e geométricas dos núcleos, como diâmetros, altura, área de seção, coeficientes de steinmetz e permeabilidade em função da polarização CC. Além disso, os dados do fio são obtidos a partir de tabelas que definem o calibre do fio, utilizando a norma *AWG* (*American Wire Gauge*).

Assim, do projeto realizado para o indutor, empregando-se em MATLAB a metodologia descrita na seção 3.3.2, obtém-se os valores correspondentes de resistência do enrolamento, fator de ocupação, número de espiras, número de condutores em paralelo, densidade de fluxo máxima, dentre outros.

Figura 71 – Fluxograma do algoritmo recursivo para estimativa de perdas nos indutores



Fonte: Autoria própria

O próximo passo envolve o cálculo das perdas, que é uma parte crítica do projeto do indutor. As perdas no núcleo são primeiramente calculadas usando a Equação 5.33, considerando

o volume ($A_e \cdot L_e$) do núcleo para se obter o valor das perdas a partir da densidade p_{nuc} . Na sequência, as perdas no enrolamento são estimadas empregando-se a Equação 5.36.

A verificação da temperatura gerada pelas perdas totais é feita com a Equação 5.44. A variação de temperatura obtida deve ser comparada com o limite máximo permitido (ΔT_{max}) para garantir que o indutor não superaqueça durante a operação. Além disso, o volume do indutor é calculado para garantir que o projeto não ultrapasse os limites de espaço. O cálculo do volume é feito utilizando a equação seguinte:

$$V = \left(\frac{DE + d}{2} \right)^2 \cdot (HT + d) \quad (5.45)$$

onde DE é o diâmetro externo do núcleo, d é a altura do enrolamento e $(HT + d)$ é a altura total do indutor. O volume resultante deve ser menor que o volume máximo permitido, V_{max} .

Assim, após o cálculo das perdas, do volume alcançado e da temperatura de operação, o fluxograma realiza uma série de verificações:

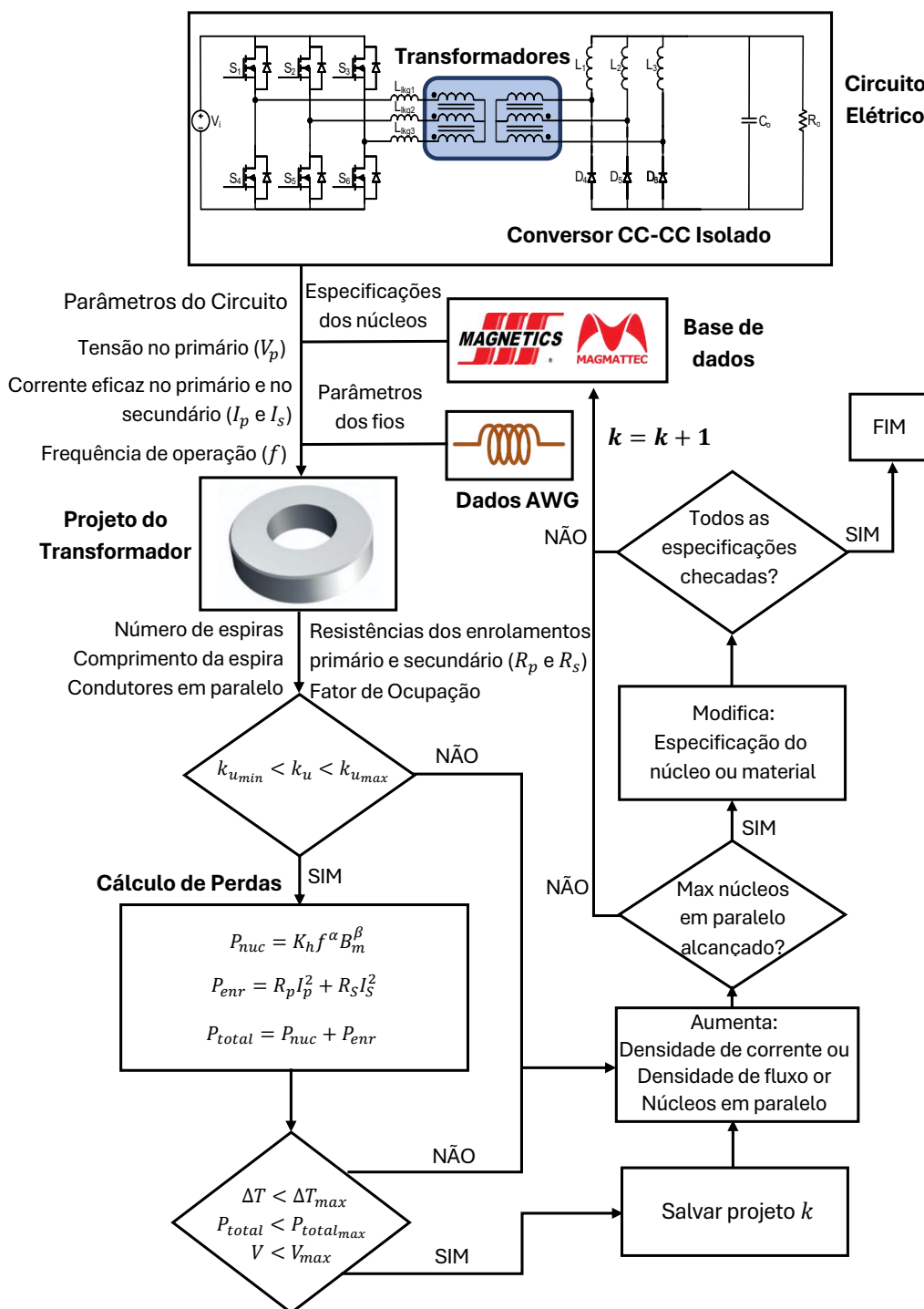
- Verifica se fator de ocupação está dentro dos limites estabelecidos.
- Verifica se todos os materiais foram checados.
- Verifica se os parâmetros de perdas, volume e elevação de temperatura estão dentro dos limites operacionais.

Se algum critério não for atendido, o projeto será descartado. Por outro lado, caso todas as condições sejam cumpridas, o projeto é armazenado em um *struct* no MATLAB. Esse processo é iterativo, sendo repetido até que todos os modelos de núcleos tenham sido analisados.

5.3.3.2 Algoritmo para projeto de transformadores

O algoritmo para projeto e determinação das perdas nos transformadores dos conversores CC-CC é bem semelhante àquele desenvolvido para os indutores, sendo elaborado seguindo o fluxograma operacional da Figura 72. Ele inicia com a extração dos parâmetros do circuito, como a frequência de operação, a relação de transformação, a tensão no enrolamento primário do transformador, e os valores de correntes eficazes no primário e secundário. Em seguida, são obtidos os parâmetros dos condutores, utilizando uma tabela AWG, e as informações, contidas em um banco de dados, sobre o desempenho elétrico e magnético dos núcleos de ferrite do tipo E e toroidal das fabricantes *Magnetics* e *Magmattec*.

Figura 72 – Fluxograma do algoritmo recursivo para estimativa de perdas nos transformadores



Fonte: Autoria própria

Com esses dados é realizado o projeto do transformador considerando todos os modelos de núcleo catalogados, utilizando a metodologia explicada e utilizada na seção 3.3.1, implementada em MATLAB. Do projeto do transformador, obtém-se o número de espiras dos

enrolamentos primário e secundário, o comprimento dessas espiras, o número de condutores em paralelo, o fator de ocupação, a densidade de corrente, a quantidade de núcleos em paralelo, a densidade de fluxo magnético máxima e as resistências de cada um dos enrolamentos do transformador. Na sequência deve-se verificar o fator de utilização da janela; caso não esteja dentro dos critérios exigidos, realiza-se ajustes em parâmetros como a densidade de corrente, a densidade de fluxo máximo ou o número de núcleos paralelos, a fim de otimizar o desempenho. Assim, é realizado um novo projeto com esses parâmetros redefinidos, modificando a especificação de núcleo considerada ou seu material, caso o número máximo de núcleos em paralelo definido seja alcançado.

Após essa verificação, procede-se com o cálculo das perdas, utilizando as Equações de Steinmetz (Equação 5.33) para estimação das perdas no núcleo e a Lei de Joule (Equação 5.38) para determinação das perdas no cobre.

É válido ressaltar que mesmo a excitação no transformador não sendo senoidal, optou-se, neste algoritmo, pela utilização da equação de Steinmetz padrão em detrimento da sua versão generalizada (GSE) para o cálculo de perdas no núcleo. Esta decisão foi tomada com base em critérios de viabilidade computacional e na necessidade de desenvolver uma interface de projeto generalizada para uma variedade de topologias de conversores.

A abordagem GSE, embora reconhecidamente mais precisa para formas de onda de excitação arbitrárias, apresenta uma complexidade computacional significativamente maior. A sua aplicação requer o mapeamento detalhado da expressão instantânea da densidade de fluxo magnético e da sua derivada temporal ao longo de um período completo de chaveamento. Esta modelagem é intrínseca à topologia de cada circuito, uma vez que a forma de onda de tensão aplicada ao enrolamento primário do transformador — e, conseqüentemente, a forma de onda de $B(t)$ é determinada pela estrutura do conversor.

Desta forma, a implementação de uma interface de projeto automatizada seria severamente comprometida. A utilização da GSE exigiria a reprogramação do núcleo de cálculo para cada nova topologia, adaptando-o às expressões matemáticas específicas de $B(t)$ e $dB(t)/dt$ de cada configuração. Tal requisito introduziria uma camada de complexidade e um esforço de manutenção incompatíveis com o objetivo de uma ferramenta de uso genérico.

Portanto, a escolha pela equação de Steinmetz padrão justifica-se pela sua simplicidade algorítmica e ampla aceitação na literatura para estimativas iniciais.

Por fim, são realizadas, no algoritmo, verificações de validação, avaliando o aumento

de temperatura, a dissipação máxima de potência e o volume alcançado, garantindo que todos os critérios de projeto sejam atendidos para o funcionamento eficiente do sistema.

Aplicando em conjunto os algoritmos desenvolvidos para cada componente integrante dos conversores CC-CC isolado, pode-se estimar as perdas totais no circuito e o seu rendimento, para diferentes condições de carga e tensões de saída, utilizando as equações dos esforços de corrente deduzidas na seção 2, em função da corrente de saída $I_o = P_o/V_o$. Assim, variando-se os valores de P_o e V_o , plota-se as curvas de rendimento do conversor, uma para cada tensão considerada, em função da potência de saída.

Vale ressaltar que rendimento η do conversor é determinado a partir da Equação 5.46, que considera as perdas totais nas chaves, P_{chave} , nos diodos, P_{diodo} , nos indutores, P_{ind} e nos transformadores, P_{transf} , além de perdas adicionais em outros componentes do circuito que se deseja computar, P_{outros} .

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{chave} + P_{diodo} + P_{ind} + P_{transf} + P_{outros}} \quad (5.46)$$

Na seção seguinte então, os algoritmos serão utilizados para se estimar as perdas no protótipo montado em laboratório do conversor com a topologia analisada neste trabalho, utilizando-se as especificações dos componentes do circuito, bem como assumindo valores para certos parâmetros como as temperaturas de operação, sendo considerado 125 °C para a junção dos semicondutores, 60 °C para os magnéticos e 25 °C para a temperatura ambiente. Com os dados de perdas, são então traçadas, no capítulo seguinte, as curvas de rendimento citadas, juntamente com os valores de rendimento obtidos experimentalmente, visando validar a modelagem de perdas detalhada na presente seção.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A partir dos parâmetros e especificações do conversor estudado definidas na Tabela 5 da seção 3.3 para realização das simulações, foi projetado e desenvolvido um protótipo experimental em laboratório, com a finalidade de realizar ensaios práticos e validar os resultados teóricos obtidos da topologia de conversor analisada.

Assim, nesta seção a finalidade é apresentar os resultados obtidos a partir dos testes realizados no protótipo, que possui uma potência nominal de 30 kW, e foi projetado para verificar o desempenho do sistema sob condições controladas.

A Tabela 8 apresenta uma descrição detalhada dos principais componentes semicondutores e do capacitor de saída utilizados na montagem do circuito, especificando suas características técnicas, como os parâmetros elétricos de tensão e corrente nominal.

Tabela 8 – Componentes semicondutores e capacitor de saída utilizados no protótipo

Componente	Especificação
Chaves de Potência (S_1 a S_6)	Módulos <i>Half-Bridge CAS120M12BM2</i> 1200 V, 120 A, 13 m Ω da <i>Wolfspeed</i>
Diodos de Potência (D_1 a D_6)	Diodos <i>GD2X20MPS12D</i> 1200 V, 60 A, da <i>GeneSiC</i>
Capacitor de Saída C_o	<i>B43845 EPCOS</i> 680 μ F, 450 V, três unidades em série, resistência série total de 220 m Ω

Fonte: Autoria Própria

A escolha desses componentes foi realizada de modo a satisfazer as condições de projeto, como as tensões e correntes máximas que serão suportadas nos MOSFETs e diodos, obtidas a partir da análise teórica dos esforços realizada. Para os capacitores, dada a disponibilidade limitada desses dispositivos no laboratório, considerou-se o uso em série de modelos *EPCOS* de 680 μ F, com tensão nominal de 450 V, o que resulta em uma capacitância equivalente de aproximadamente 227 μ F e em uma tensão nominal de 1350 V suportada pelo conjunto.

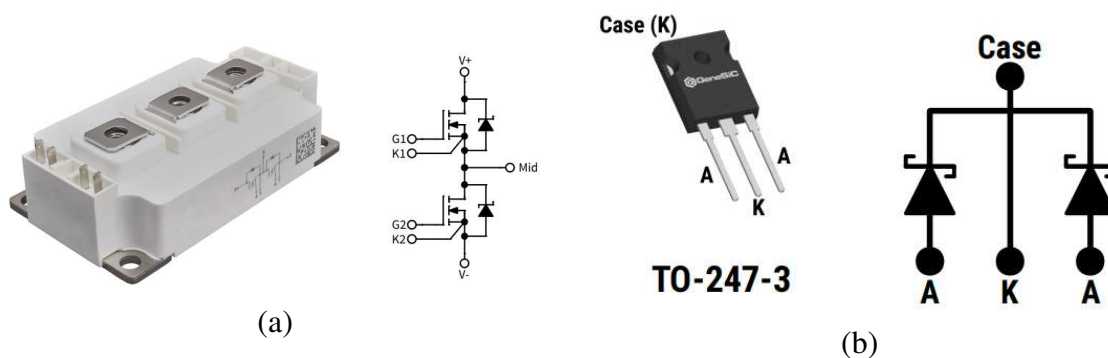
Assim, as chaves empregadas no protótipo são as que compõem o módulo desenvolvido pela *Wolfspeed CAS120M12BM2*, o qual é um módulo de potência de 1200 V e 120 A, baseado em MOSFETs de SiC. Ele é projetado para aplicações industriais de alta potência e alta frequência, como inversores solares, carregadores de veículos elétricos e sistemas de

tração ferroviária. Este módulo oferece alta eficiência devido às baixas perdas de condução e comutação, além de operar em frequências elevadas, permitindo designs mais compactos. A integração de diodos Schottky reduz as perdas de recuperação reversa, enquanto a comutação suave minimiza picos de corrente (WOLFSPEED, 2025).

Os diodos retificadores utilizados são de especificação *GD2X30MPS12D*, fabricado pela *GeneSiC*, os quais são diodos de 1200 V e 60 A, baseado em tecnologia SiC e com encapsulamento TO-247-3. Esse componente possui dois diodos Schottky internos configurados como um par de cátodo comum. Isso significa que ele contém dois diodos com um terminal de cátodo compartilhado, possibilitando conectá-los em paralelo, dividindo os esforços de corrente (GeneSiC Semiconductor, 2025).

A Figura 73 ilustra as imagens, os terminais e o esquema da ligação interna do módulo de MOSFETs *CAS120M12BM2* e do diodo de potência *GD2X30MPS12D*, componentes selecionados para o protótipo do conversor, destacando suas interconexões e configurações de operação.

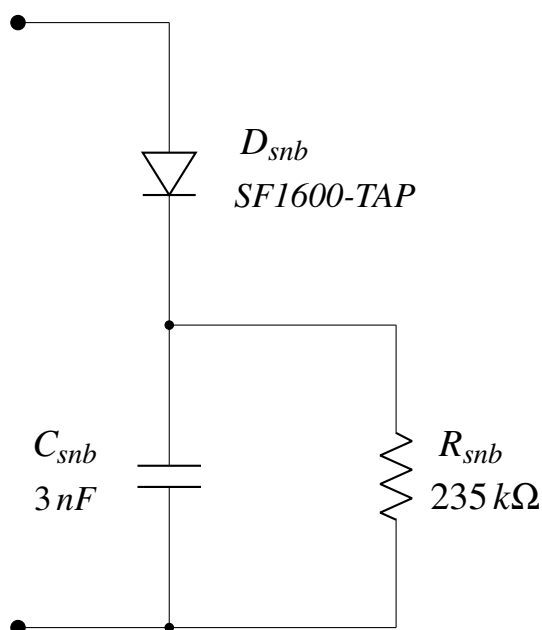
Figura 73 – Semicondutores selecionados para o protótipo: (a) Módulo de MOSFETs *CAS120M12BM2*, (b) Diodo *GD2X30MPS12D*



Fonte: (WOLFSPEED, 2025) e (GeneSiC Semiconductor, 2025)

Visando diminuir os esforços de tensões reversas sobre os diodos retificadores foram inseridos, no protótipo, circuitos *snubbers* do tipo grampeador RCD como mostra a Figura 74, apresentando as especificação de resistor, capacitor e diodo usados nesses circuitos.

Figura 74 – Circuito *snubber* do tipo grampeador usado no diodos retificadores do protótipo



Fonte: Autoria própria

Esses *snubbers* têm o papel de atenuar as sobretensões geradas pela indutância do circuito, proporcionando uma transição mais suave durante a comutação e aumentando a vida útil dos componentes. O capacitor C_{snb} armazena energia durante os transientes de comutação, enquanto o resistor R_{snb} dissipa essa energia, evitando picos de tensão que poderiam danificar os componentes e diodo D_{snb} é utilizado para permitir a condução de corrente em uma única direção, controlando a dissipação de energia nos períodos de transição e protegendo o dispositivo de comutação contra possíveis surtos de corrente reversa.

Na Tabela 9, estão contidos os principais parâmetros dos indutores de filtro desenvolvidos para a montagem no protótipo, incluindo a indutância nominal, o número de espiras e a densidade de corrente, conforme deduzido no projeto apresentado na subseção 3.3.2. Esses valores foram determinados para atender às especificações técnicas e garantir a performance ideal do sistema durante sua operação.

Tabela 9 – Resumo do projeto dos indutores de filtro do protótipo

Parâmetros	Valores
Modelo do núcleo	Núcleo Sendust MMTS26T7716
Fabricante	Magmattec
Indutância nominal	1 mH
Número de espiras	157 espiras
Densidade de corrente	350 A/cm ²
Condutor	21 AWG

Fonte: Autoria própria

Como se sabe, a isolamento do conversor é assegurada pela configuração de seis transformadores monofásicos, que estão organizados em dois bancos de transformadores. A Tabela 10 apresenta os principais parâmetros dos transformadores confeccionados para o protótipo do conversor, conforme o projeto realizado e detalhado na subseção 3.3.1.

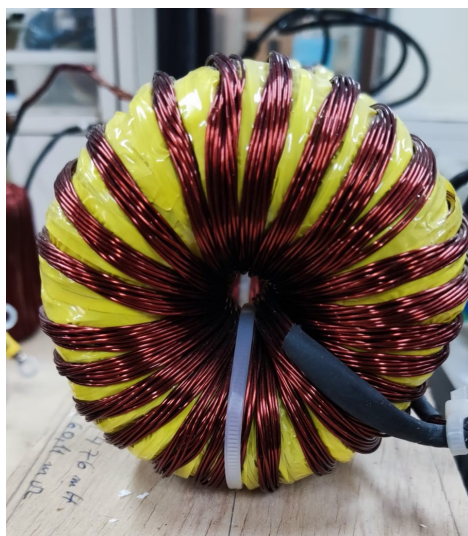
Tabela 10 – Resumo do projeto dos transformadores do protótipo

Parâmetros	Valores
Modelo do núcleo	MMT139T6325
Fabricante	Magmattec
Densidade de fluxo máxima	$B_{max} = 0,125$ T
Número de espiras do primário	18
Número de espiras do secundário	18
Densidade de corrente	500 A/cm ²
Condutor	22 AWG
Dispersão média no lado primário	$L_d = 4,90$ μ H

Fonte: Autoria própria

Na Figura 75 são apresentadas imagens dos indutores e transformadores confeccionados no laboratório utilizando os dados sumarizados nas Tabelas 9 e 10 anteriores, para integrar o protótipo do conversor.

Figura 75 – Elementos magnéticos montados para o protótipo: (a) Indutor, (b) Transformador



(a)

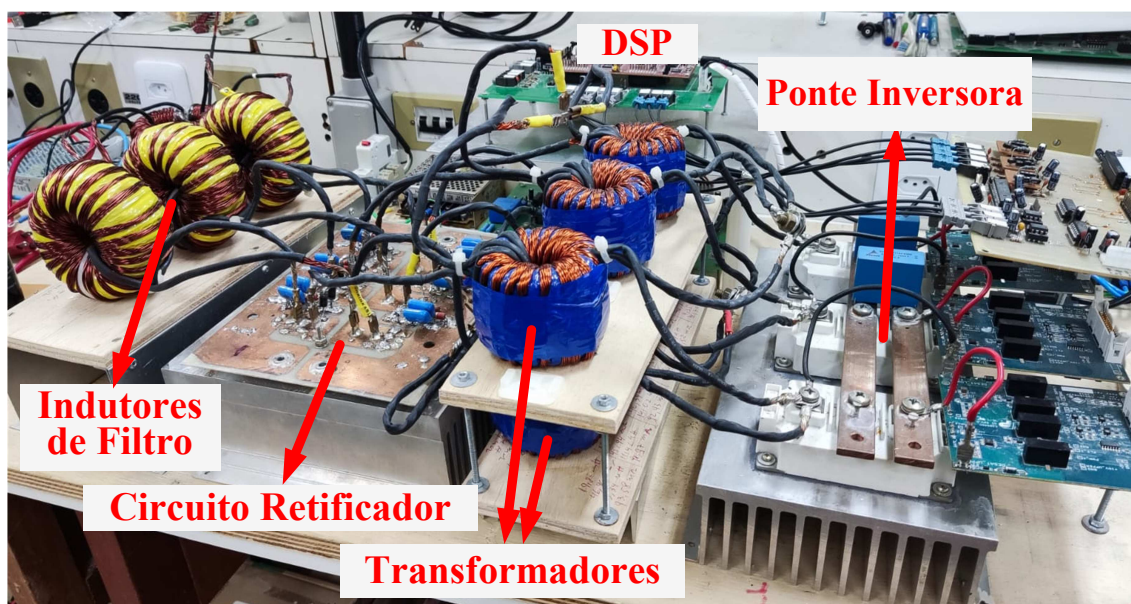


(b)

Fonte: Autoria própria

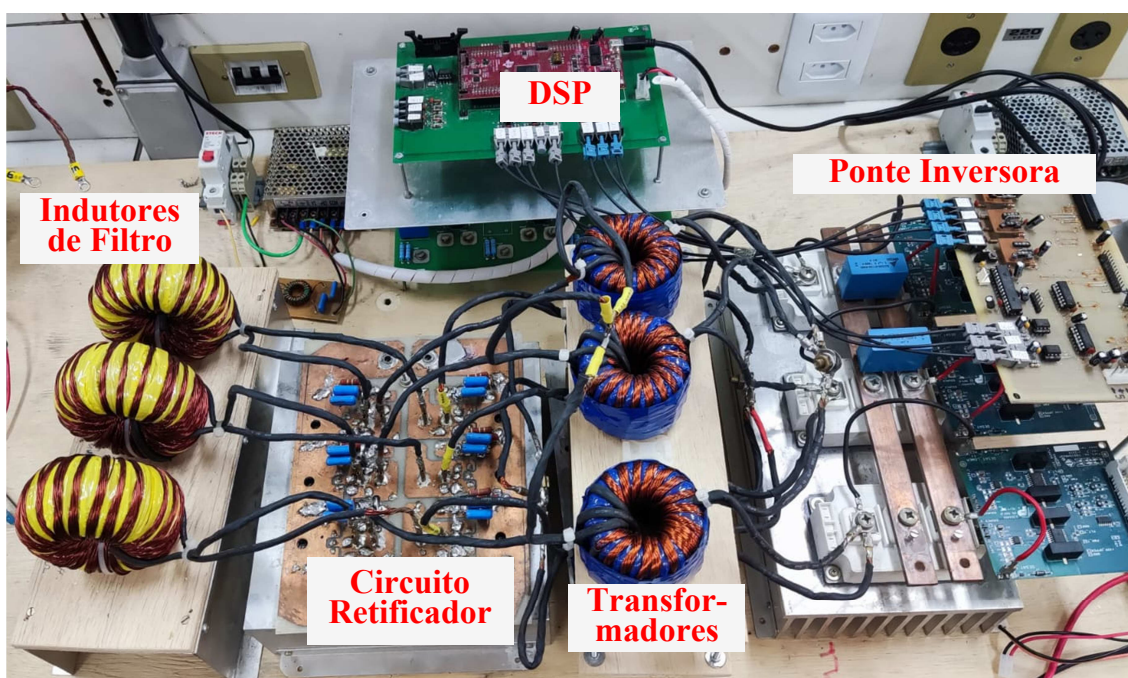
As Figura 76 e 77 mostram o protótipo montado em laboratório utilizado para aquisição das principais formas de ondas e curva de rendimento com o objetivo de validar o estudo teórico realizado do conversor. As especificações dos componentes utilizados e dos magnéticos foram apresentados através da Tabelas 8, 9 e 10. A modulação e aquisição das leituras de sinais como corrente nos indutores e transformadores e a tensão no barramento de saída é realizada através do *Digital Signal Processor (DSP) TMS320F28379D* da fabricante *Texas Instrument*.

Figura 76 – Protótipo do conversor de 30 kW montado no laboratório



Fonte: Autoria própria

Figura 77 – Protótipo do conversor de 30 kW montado no laboratório, visão superior



Fonte: Autoria própria

6.1 Resultados experimentais em regime permanente

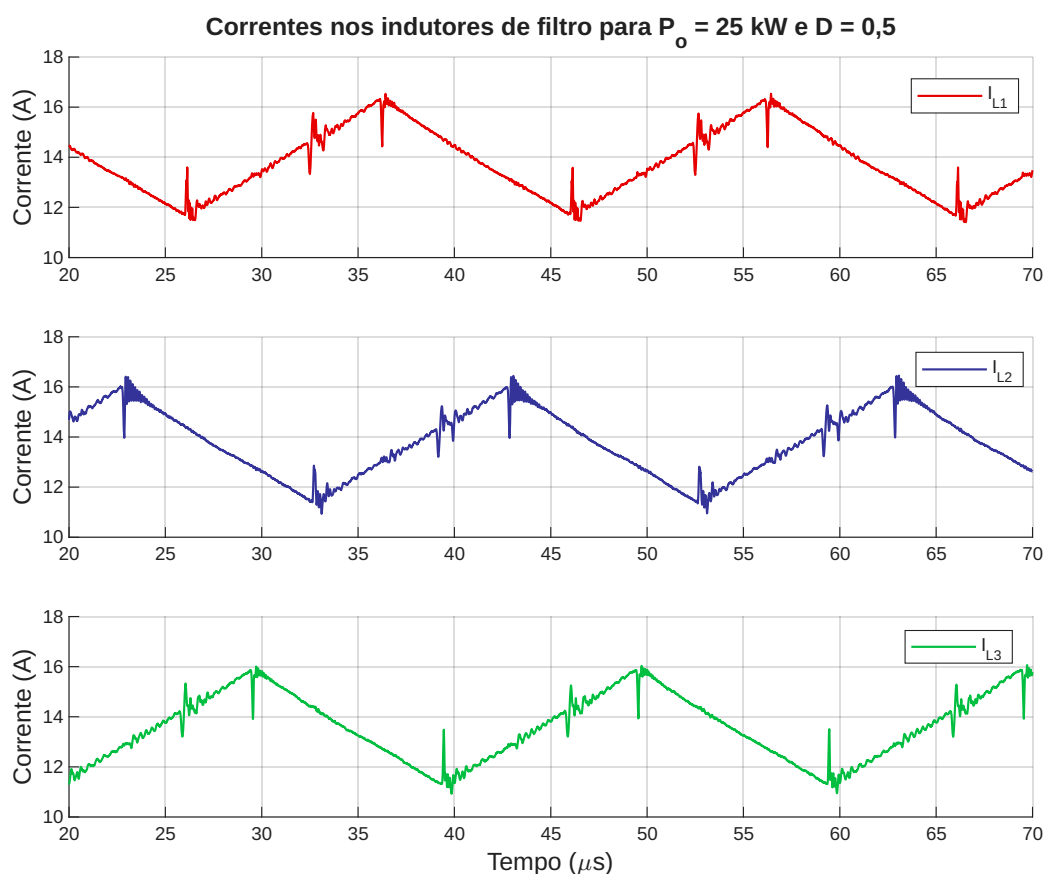
Realizando-se ensaios com o protótipo de conversor montado, na potência máxima obtida no laboratório, que corresponde a 25 kW, para um ciclo de trabalho de 0,5, obteve-se as

formas de onda das correntes nos indutores de filtro, como registrado na Figura 78. A partir da mensuração realizada no osciloscópio digital, os valores médios obtidos das correntes i_{L1} , i_{L2} e i_{L3} foram, respectivamente, 14,07 A, 13,98 A e 14,05 A. Este resultado indica um bom equilíbrio existente entre as correntes nos indutores e apresentam também significativa correspondência com a análise teórica realizada, como será demonstrado a seguir, na qual se previu um valor médio equivalente a $I_o/3$, conforme visto anteriormente. Em primeiro lugar, a partir da Equação 2.55, considerando $I_o = P_o/V_o$, o ganho estático do conversor na região 2 de operação pode ser calculado pela seguinte equação quadrática:

$$V_{in}^2 G_V^2 - 2DV_{in}^2 G_V + 6f_s L_d P_o = 0 \quad (6.1)$$

Utilizando-se, nessa equação, os parâmetros definidos na Tabela 5 para o projeto do conversor, determina-se que, para $D = 0,5$ e $P_o = 25 \text{ kW}$, o correspondente ganho estático do circuito é igual a $G_V = 0,882$, de modo que $V_o = 529,13 \text{ V}$. Assim, $I_o = P_o/V_o = 25 \text{ kW}/529,13 \text{ V} = 47,25 \text{ A}$ e, conseqüentemente, $I_o/3 = 15,74 \text{ A}$, valor esse bastante próximo das correntes médias medidas nos indutores de saída, conforme mencionado anteriormente.

Figura 78 – Formas de onda experimentais das correntes nos indutores de filtro para $P_o = 25 \text{ kW}$ e $D = 0,5$



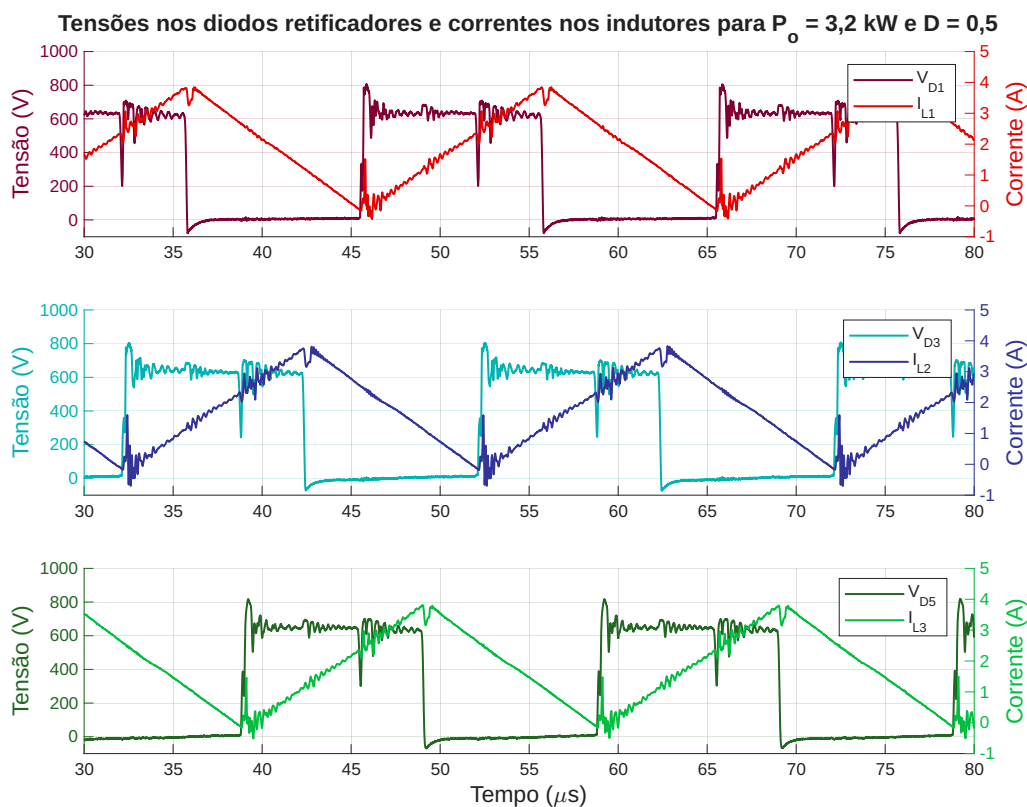
Fonte: Autoria própria

Por outro lado, a Figura 79 mostra o comportamento das mesmas correntes, mas com o conversor operando a uma potência significativamente inferior de 3,2 kW, evidenciando que a distribuição equilibrada das corrente é mantida, já que os valores médios aferidos osciloscópio de i_{L1} , i_{L2} e i_{L3} são 1,85 A, 1,80 A e 1,82 A, respectivamente. Esses valores estão em acordo com o esperado pela análise teórica do conversor, já que a partir da Equação 6.1, obtém-se que, para $D = 0,5$ e $P_o = 3,2 kW$, $G_V = 0,986$, de modo que $V_o = 591,89 V$, $I_o = 5,41 A$ e, assim, $I_o/3 = 1,803 A$.

Esse balanceamento das correntes nos indutores mesmo com a carga solicitando baixas potência é de extrema importância, pois este equilíbrio intrínseco dispensa a implementação de um controle externo.

Além disso, a Figura 79 apresenta, juntamente com as correntes nos indutores, as formas de onda experimentais das tensões nos diodos superiores. As tensões nos diodos inferiores possuem a mesma forma de onda, portanto, não são representadas. Pode-se observar, como esperado, um deslocamento de fase de 120° entre os diodos das diferentes fases.

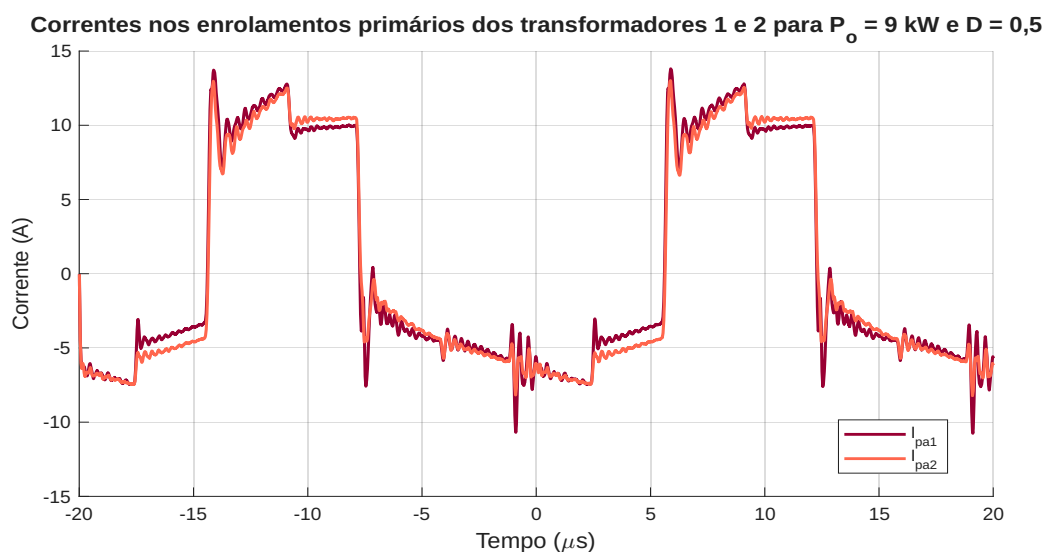
Figura 79 – Formas de onda experimentais das tensões nos diodos e correntes nos indutores de filtro para $P_o = 3,2 kW$ e $D = 0,5$



Fonte: Autoria própria

A Figura 80 ilustra o comportamento das correntes nos enrolamentos primários associados a fase A dos dois bancos de transformadores do conversor, para uma potência de cerca de 9 kW e ciclo de trabalho mantido em 0,5. Verifica-se que essas correntes em ambos os enrolamentos permanecem equilibradas, conforme esperado. Observa-se ainda que essas correntes possuem uma forma de onda ligeiramente diferente das correntes apresentadas na Figura 16, devido à análise teórica, onde os valores da indutância do filtro são suficientemente grandes para desconsiderar as ondulações de corrente nos indutores. No entanto, se verifica que os valores máximos e mínimos obtidos das correntes são, em média, 10 A e -5 A, respectivamente, sendo consistentes com a análise teórica da Figura 33, que prevê valores de $2I_o/3$ e $I_o/3$, respectivamente. Para as condições operacionais especificadas ($P_o = 9\text{ kW}$ e $D = 0,5$), a Equação 6.1 fornece um valor de $V_o = 576,59\text{ V}$, resultando em $I_o = 15,6\text{ A}$. Consequentemente $2I_o/3 = 10,4\text{ A}$ e $I_o/3 = 5,2\text{ A}$, valores estes bastante próximos aos obtidos experimentalmente.

Figura 80 – Formas de onda experimentais das correntes nos enrolamentos primários dos transformadores 1 e 2 para $P_o \approx 9\text{ kW}$ e $D = 0,5$



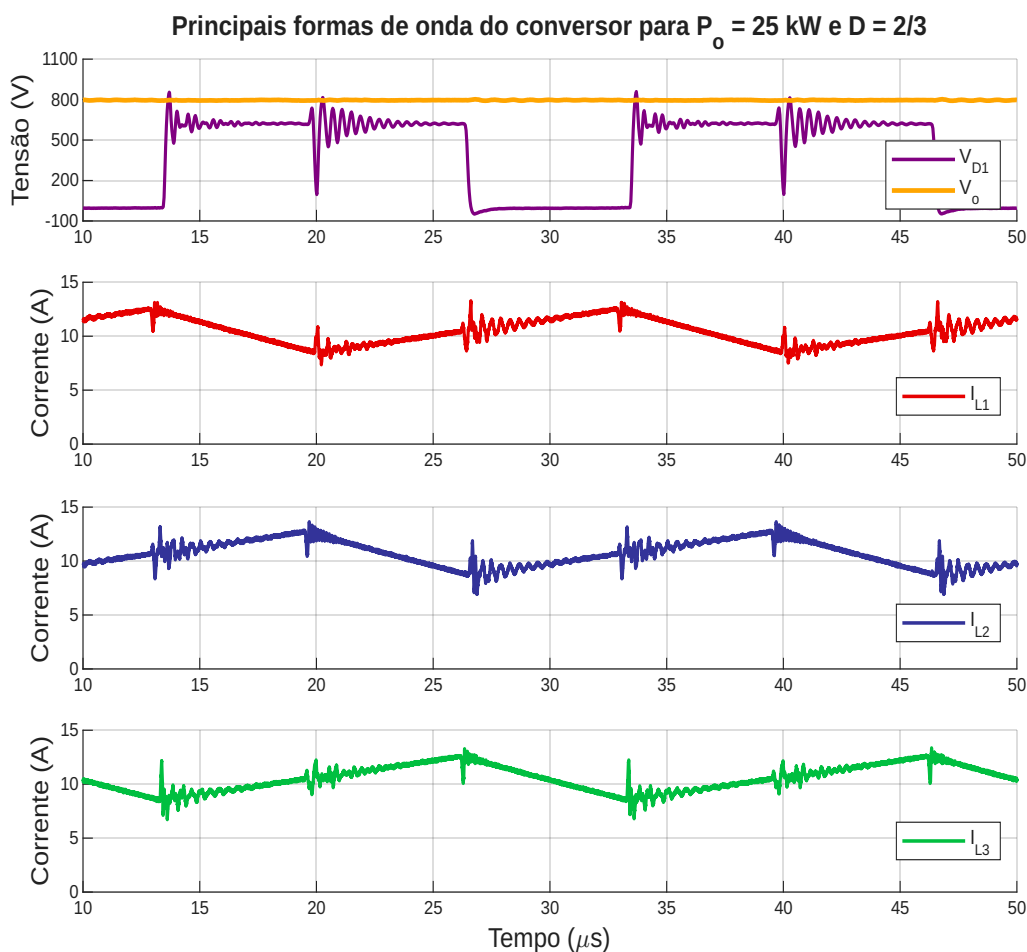
Fonte: Autoria própria

Conforme ilustrado na Figura 81, o conversor opera na Região 2 com potência de saída de 25 kW e ciclo de trabalho máximo de $D_{\max} = 0,66$ — condição esta adotada como base para o projeto do conversor. Observa-se que a tensão reversa sobre o diodo D_2 mantém-se estabilizada em torno de 600 V, ao passo que a tensão de saída atinge valor próximo a 795 V, correspondendo a uma atenuação de aproximadamente 25% na tensão de bloqueio requerida pelo diodo.

Essa característica assegura uma margem de segurança adicional para a ocorrência

de sobretensões transitórias durante a comutação reversa dos diodos, o que viabiliza a utilização de dispositivos com capacidade de 1,2 kV — alternativa tecnicamente inviável em configurações PWM convencionais sob condições operacionais equivalentes.

Figura 81 – Principais formas de onda experimentais do conversor para $P_o = 25\text{ kW}$ e $D = 2/3$



Fonte: Autoria própria

6.2 Resultados de rendimento

Considerando os parâmetros de projeto especificados na Tabela 5, os algoritmos MATLAB desenvolvidos e detalhados na seção anterior, foram executados para cada valor de V_o , variando a potência de saída $P_o = V_o I_o$ de seus valores mínimos até os máximos alcançados nos experimentos do protótipo. Os valores de perda total em todos em esses pontos de operação, e referentes ao conjunto de especificações comerciais selecionadas para cada componente do conversor, conforme definido nas Tabelas 8, 9 e 10, foram armazenados em *structs* no MATLAB, a eficiência foi calculada para cada um dessas perdas usando a Equação 5.46. Nesse caso, para

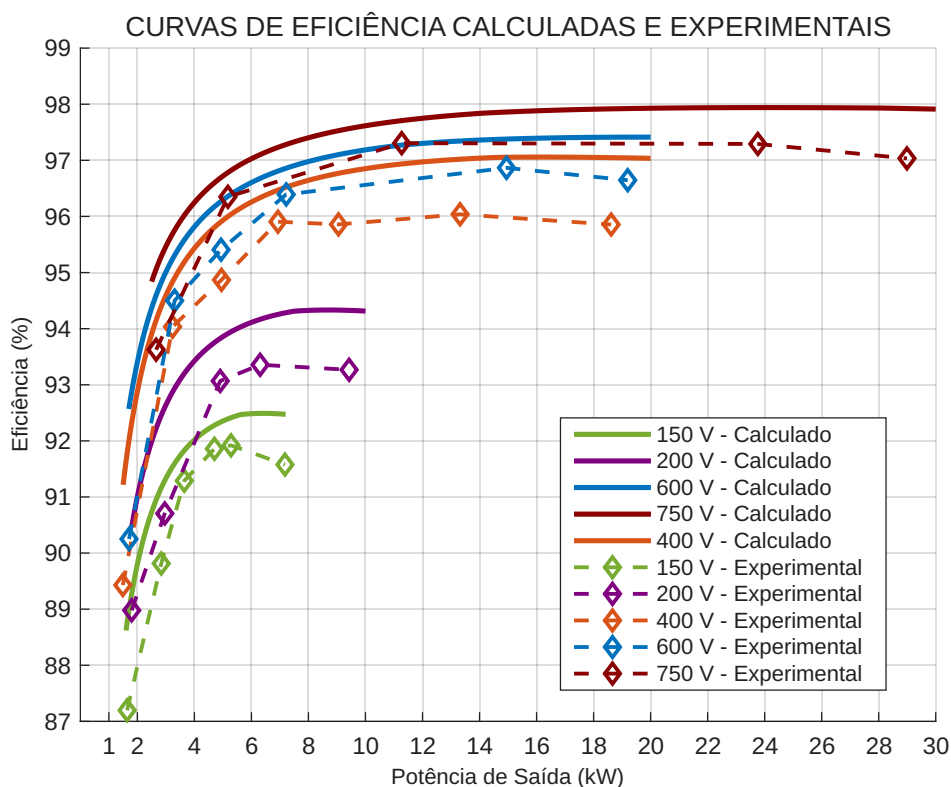
comparação com os dados experimentais, foram consideradas ainda, nas perdas totais, aquelas devido aos circuitos *snubbers*. As perdas totais nos *snubbers*, P_{snb} , são calculadas em função de V_o , considerando a tensão máxima desejada nos diodos, que corresponde a 1000 V e a resistência do circuito, que é igual a 235 k Ω , conforme a Figura 74, utilizando a Equação 6.2.

$$P_{snb} = 3 \cdot \frac{(2 \cdot 1000 \text{ V} - V_o)^2}{235 \text{ k}\Omega} \quad (6.2)$$

As curvas de eficiência resultantes, apresentadas na Figura 82, foram então plotadas juntamente com os dados experimentais. Vale ressaltar que a análise de eficiência assumiu que todos os semicondutores operaram sob condições de ZVS, permitindo desconsiderar as perdas de comutação durante o acionamento nos MOSFETs. Assim, as perdas consideradas no conversor estão relacionadas com as perdas no cobre e no núcleo de transformadores e indutores, perdas por condução e chaveamento no desligamento dos MOSFETs, perdas nos diodos de potência em condução, e por fim as perdas nos circuitos *snubbers*.

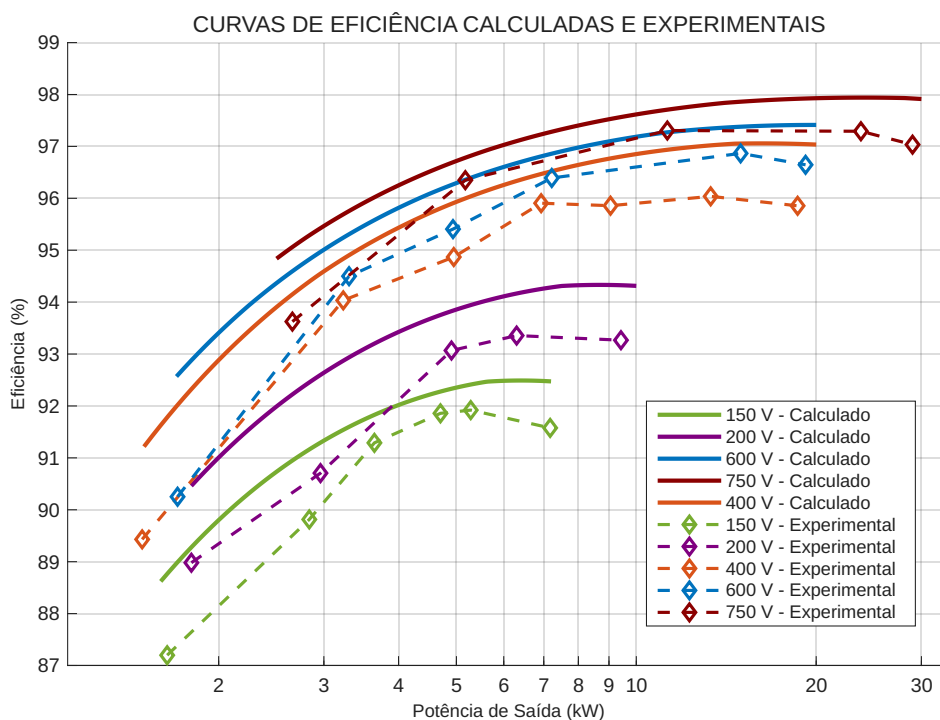
Para melhor visualização da correspondência entre os pontos calculados e experimentais, a Figura 83 apresenta as curvas de eficiência do protótipo da Figura 82 com o eixo horizontal (eixo com os valores de potência de saída) em escala logarítmica.

Figura 82 – Curvas de eficiência calculadas e simuladas referentes ao protótipo do conversor analisado



Fonte: Autoria própria

Figura 83 – Curvas de eficiência calculadas e simuladas referentes ao protótipo do conversor, com eixo horizontal na escala logarítmica



Fonte: Autoria própria

A Figura 82 apresenta as curvas de eficiência do conversor sob condições nominais (600 V), juntamente com as medições realizadas para diferentes níveis de potência de saída em quatro valores de tensão: 750 V, 400 V, 200 V e 150 V. Na tensão de 750 V, para a potência de 11,27 kW, o conversor atinge sua eficiência máxima de 97,3%. Quando a tensão de saída é reduzida para 600 V, a eficiência diminui ligeiramente para 96,87% a 15 kW. Reduções adicionais da tensão para 400 V, 200 V e 150 V resultam em eficiências máximas alcançadas de 96,04%, 93,36% e 91,92%, respectivamente.

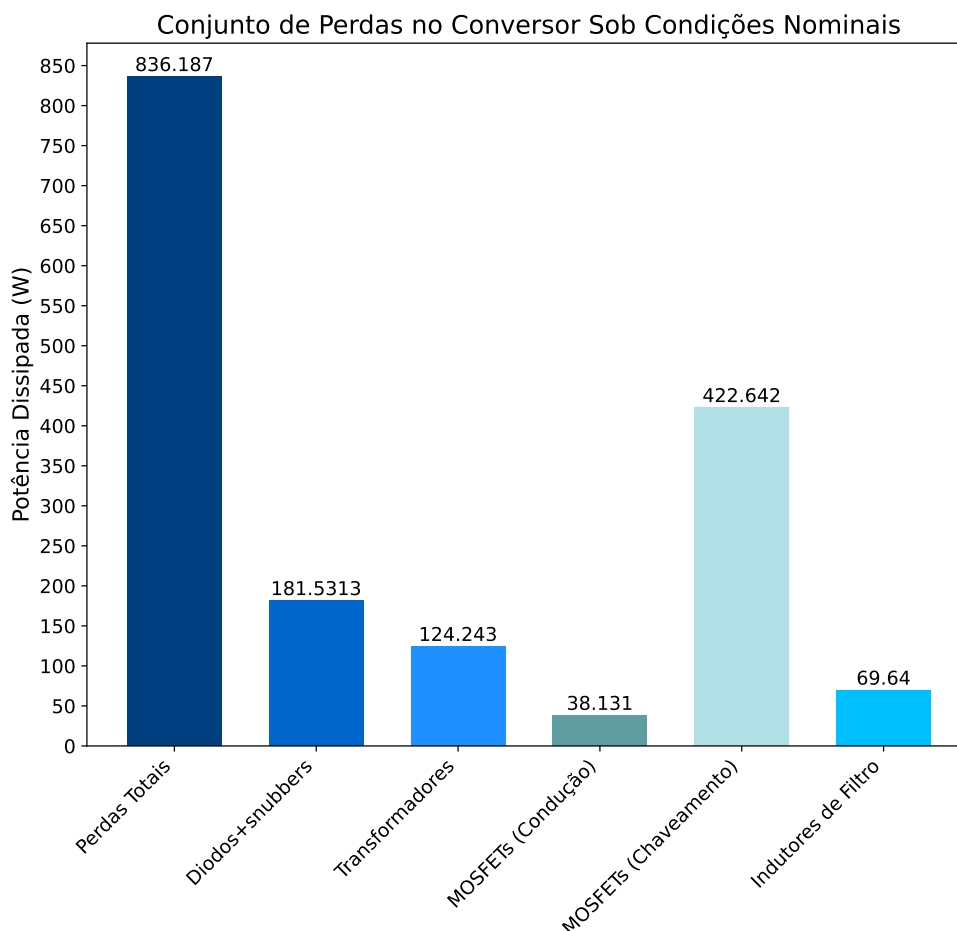
Como mostrado na Figura 82, o protótipo atingiu uma eficiência máxima de 97,3% (para 750 V e 11,27 kW), enquanto os algoritmos previram 97,72% para o mesmo ponto de operação, uma diferença percentual em relação ao valor experimental de apenas 0,43%. Em outros níveis de tensão de saída para as potências máximas testadas em cada uma dessas tensões, o desvio permaneceu abaixo de 1,3%, confirmando a alta precisão dos modelos propostos sob condições típicas de operação.

No entanto, pequenas discrepâncias ocorreram em níveis de potência e tensão mais baixos, onde as eficiências simuladas ficaram consideravelmente maiores do que os valores experimentais correspondentes, resultando em diferenças percentuais maiores. Essas divergências

podem ser atribuídas a fatores ambientais, como flutuações de temperatura, já que os testes não foram realizados em um ambiente controlado, como seria o caso de um calorímetro, estando sujeito a constantes variações de temperatura. Devem ser considerados também desvios no desempenho dos componentes em relação às especificações idealizadas dos fabricantes e simplificações nos modelos de perdas, que podem não capturar completamente as não linearidades e efeitos parasitas, que se tornam mais significativos em níveis de potência mais baixos, como as perdas CA no enrolamentos magnéticos, devido aos efeitos *skin* e proximidade, as quais não foram modeladas no algoritmo.

A Figura 84 apresenta a distribuição das perdas do conversor operando em condições nominais, isto é, com $V_o = 600V$ e $P_o = 30kW$, calculadas utilizando-se os algoritmos MATLAB desenvolvidos. Do gráfico, observa-se que as chaves ativas, os MOSFETs, representam os dispositivos com a maior parcela de contribuição na perdas totais do conversor, apresentando uma dissipação total de 460,77 W (422,642 W no chaveamento e 38,131 W na condução), o que equivale a aproximadamente 55% da potência total dissipada no circuito. Na sequência, os diodos juntamente com os seus circuitos de snubbers são os que mais contribuem para as perdas totais, com 181,53 W dissipados, que corresponde a 21,7 % do total. Enquanto isso, a menor parcela de contribuição corresponde aos indutores, representando 5% do total. Isso indica que as etapas de inversão ativa e retificação passiva predominam no perfil térmico do conversor, tornando-se alvos prioritários para melhorias de eficiência. Tais otimizações podem ser alcançadas por meio da adoção de MOSFETs e de diodos SiC, que apresentem, para os MOSFETs, melhor desempenho especialmente no chaveamento e, para os diodos, melhores características de condução direta e, conseqüentemente, reduzidas perdas por condução.

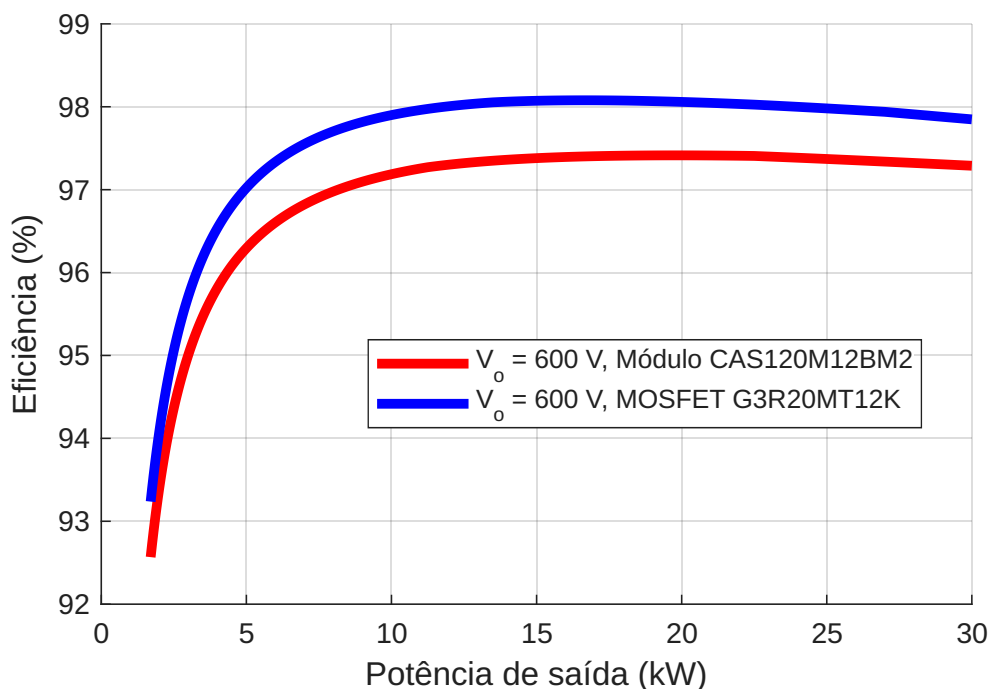
Figura 84 – Análise das perdas nos componentes do conversor em condições de operação nominal



Fonte: Autoria própria

Considerando que a maior parcela das perdas no conversor está associada às chaves ativas, realizou-se uma análise comparativa das perdas calculadas a partir dos parâmetros elétricos fornecidos para todos os modelos de MOSFETs avaliados. Constatou-se que o dispositivo com melhor desempenho energético foi o *G3R20MT12K*, da fabricante *GeneSiC*. A Figura 85 apresenta a comparação entre as curvas teóricas de eficiência obtidas para a operação do conversor em $V_o = 600\text{ V}$, sendo uma referente ao módulo *CAS120M12BM2*, empregado no protótipo, e a outra correspondente ao MOSFET *G3R20MT12K* mencionado. A partir do gráfico, observa-se que a eficiência do conversor, para $P_o = 30\text{ kW}$, aumenta para aproximadamente 97,85% ao se considerar a nova especificação de MOSFET proposta, em comparação com o valor de 97,29% previsto dada a utilização dos módulos *half-bridge* empregados no protótipo experimental.

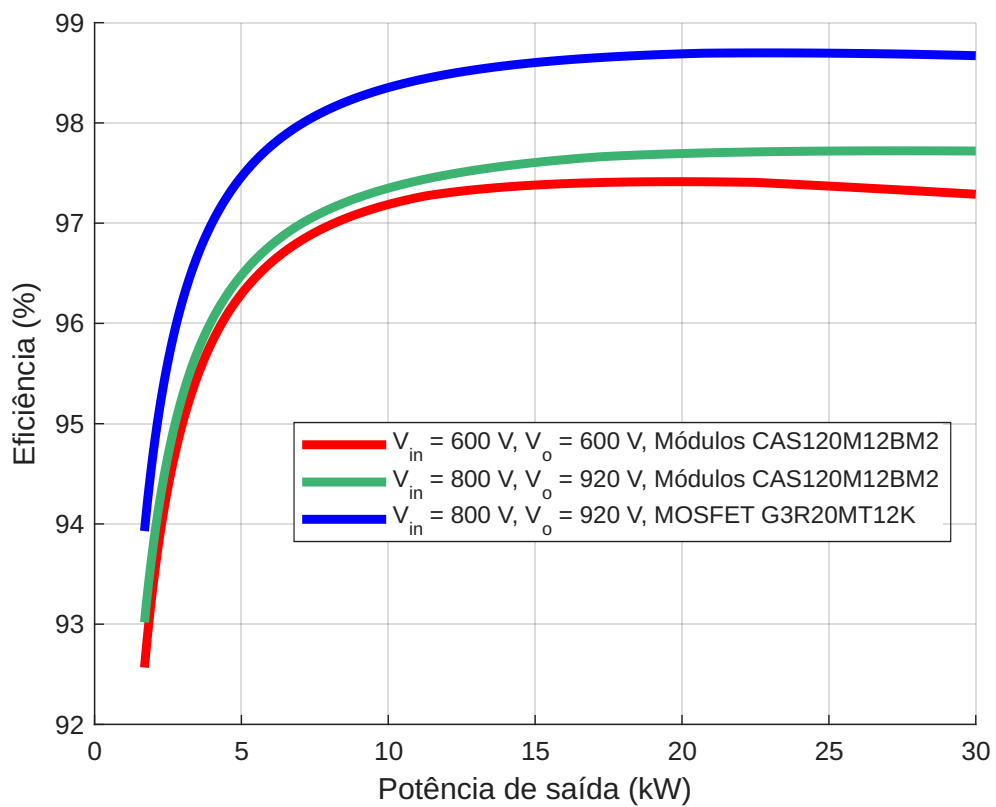
Figura 85 – Curvas teóricas de eficiência do conversor para $V_o = 600\text{ V}$ considerando diferentes especificações de MOSFETs



Fonte: Autoria própria

Considerando que uma porção significativa das perdas ocorre devido à condução de altas correntes, foi realizado um cálculo teórico utilizando os mesmos semicondutores do protótipo, porém com a tensão do barramento de entrada CC $V_{in} = 800\text{ V}$ e a tensão de saída nominal de 920 V , onde espera-se um aumento na eficiência do conversor com tensões mais altas. Considerou-se também uma situação de uso do MOSFET *G3R20MT12K*, para essas mesmas tensões de entrada e saída. Conforme mostra a Figura 86, que compara a eficiência dos três projetos, o aumento da tensão da saída por si só (com um incremento também na tensão de entrada para garantir o ganho estático necessário) já proporcionou uma melhoria de $0,43\%$ na eficiência para a potência nominal de 30 kW , mesmo com os módulos de MOSFETs originais empregues no protótipo. Quando se considerou a utilização dos modelos de MOSFETs discretos da *GeneSiC* para as mesmas condições de operação, a eficiência teórica atingiu $98,67\%$, o que representa um aumento significativo de $1,4\%$ em relação à configuração original do protótipo, confirmando o potencial de ganho com componentes otimizados.

Figura 86 – Curvas de eficiência teóricas considerando variação no barramento de entrada



Fonte: Autoria própria

7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

O presente trabalho dedicou-se à modelagem, análise e projeto de um conversor CC-CC trifásico isolado baseado no retificador *hybridge* para aplicação em carregadores *off-board* de veículos elétricos. Através de uma abordagem metodológica que integrou desenvolvimento teórico, simulações computacionais e implementação de um protótipo experimental de 30 kW, foi possível validar a viabilidade técnica da topologia estudada para carregadores ultrarrápidos.

A análise matemática completa desenvolvida para as três regiões operacionais distintas, definidas pelos intervalos de ciclo de trabalho, permitiu estabelecer com precisão as equações fundamentais que regem o comportamento do conversor. O estudo da característica externa de ganho revelou a existência de três regiões distintas de operação, além de uma pequena região de transição de ganho constante. Verificou-se que é possível atender toda a faixa de variação de tensão de saída necessária utilizando complementarmente as Regiões 1 e 2, com ciclo de trabalho variando de um valor mínimo até 0,66, ou utilizando exclusivamente a Região 3 com ciclo de trabalho superior a 0,66. A opção por operar predominantemente nas primeiras duas regiões justificou-se pela maior faixa de atuação do ciclo de trabalho e menores esforços de corrente nas chaves, diodos e transformadores.

Através de simulações realizadas no PSIM foi possível validar as principais formas de onda teóricas, a análise quantitativa realizada de ganhos e esforços de corrente, bem como os procedimentos de projeto, no qual a análise das ondulações de corrente permitiu otimizar o projeto do filtro LC de saída, enquanto o estudo da distribuição de tensões nos transformadores viabilizou o correto dimensionamento desses componentes.

As simulações de ganho estático demonstraram excelente concordância com os modelos teóricos desenvolvidos para as três regiões de operação, validando as equações matemáticas que descrevem a característica de saída do conversor em função do ciclo de trabalho. A análise dos esforços nos componentes através de simulação confirmou as expressões matemáticas deduzidas para o cálculo das correntes médias e eficazes nas chaves ativas semicondutoras, diodos retificadores e enrolamentos dos transformadores, com variações obtidas entre valores teóricos e simulados inferiores a 5%.

A partir de um protótipo do conversor montado em laboratório, foram obtidas algumas formas de onda experimentais em regime permanente, medidas para diferentes potências de saída e ciclos de trabalho. A aferição das correntes nos indutores de filtro revelou um significativo balanceamento entre as fases, com correntes médias que se alinharam muito bem

com os valores previstos. Além disso, uma das características mais relevantes observadas nos experimentos foi o reduzido esforço de tensão reversa nos diodos retificadores, que não estão submetidos diretamente à tensão de saída total do conversor. Esta vantagem distintiva possibilita a utilização de diodos com menores tensões reversas, reduzindo custos e melhorando o desempenho geral do sistema.

Por fim, a análise de eficiência realizada utilizando os modelos de perdas implementados em MATLAB, permitiu prever o desempenho do conversor em diversas condições operacionais, com os resultados mostrando boa correlação com as medições experimentais posteriores. As curvas de eficiência medidas demonstraram que o conversor opera com elevado desempenho em uma ampla faixa de operação, alcançando rendimento máximo de 97,3% nas condições testadas, para 750 V de saída. Foi também demonstrado a partir dos algoritmos desenvolvidos em MATLAB, que as principais perdas no protótipo estão associadas ao chaveamento dos módulos de MOSFETs utilizados. Assim, simulações complementares evidenciaram que a substituição desses componentes por modelos comerciais discretos com características de comutação superiores, combinada com um aumento no barramento de entrada e na tensão de saída, resulta em um incremento de 1,4% no rendimento teórico do conversor, em comparação ao protótipo original, operando em condições nominais.

Este estudo abre caminho para investigações subsequentes. Como sugestões para trabalhos futuros, propõe-se que sejam explorados os seguintes aspectos:

- Estudo do acoplamento magnético dos indutores de filtro envolvidos, visando aumento da densidade de potência do conversor e possíveis reduções de perdas;
- Investigação do emprego de um retificador síncrono, utilizando dispositivos semicondutores ativos, ao invés de diodos convencionais, de forma a minimizar as perdas de condução e melhorar a eficiência geral do sistema, já que os MOSFETs geralmente apresentam uma resistência de condução muito mais baixa em comparação aos diodos;
- Ampliação e refinamento dos algoritmos de perdas, considerando dispositivos provenientes de outros fabricantes e desenvolvendo modelos detalhados para se estimar as perdas devido aos efeitos *skin* e proximidade em magnéticos, que se tornam relevantes em sistemas de alta frequência;
- Realização de testes experimentais adicionais para verificar o comportamento do conversor em cenários com cargas dinâmicas, essencial em um cenário de veículos elétricos com diferentes perfis de carga e padrões de consumo, e o subsequente projeto de um sistema de

controle robusto.

Vale ressaltar, por fim, que, como parte do projeto "Estágio CC/CC Inovador para Carregador Rápido" fomentado pelo programa ROTA 2030, com apoio técnico da empresa WEG DRIVES & CONTROLS – AUTOMAÇÃO LTDA, foi realizado o estudo de uma versão alternativa da topologia estudada, contendo duas pontes inversoras, e a correspondente aplicação da modelagem de perdas desenvolvida em MATLAB a esse conversor, o que resultou na publicação de três artigos na *Brazilian Power Electronics Conference* de 2025:

- LIMA, J. F. X. P.; ARAÚJO, A. J. M. F.; AMORIM, D. C.; CRUZ, J. R. A. da; TOFOLI, F. L.; OLIVEIRA, D.; OLIVEIRA, R. N.; M., J. W. Design optimization of isolated dc-dc converters through matlab-based efficiency and power density estimation algorithms - part i. **2025 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**, Vitória, Brazil, p. 1–8, 2025.
- ARAÚJO, A. J. M. F.; LIMA, J. F. X. P.; AMORIM, D. C.; CRUZ, J. R. A. da; TOFOLI, F. L.; OLIVEIRA, D.; OLIVEIRA, R. N.; M., J. W. Design optimization of isolated dc-dc converters through matlab-based efficiency and power density estimation algorithms - part ii. **2025 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**, Vitória, Brazil, p. 1–8, 2025.
- AMORIM, D. C.; ALMEIDA, J. B. de; LIMA, J. F. X. P.; D., V. E. A.; OLIVEIRA, R. N.; ARAÚJO, A. J. M. F.; TOFOLI, F. L.; M., J. W.; ARNAUD DA CRUZ, J. R.; OLIVEIRA, D. In-depth comparative analysis of transformer losses in high-frequency isolated dc-dc converters using the steinmetz, generalized steinmetz, and improved generalized steinmetz modeling. **2025 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**, Vitória, Brazil, p. 1–5, 2025.

REFERÊNCIAS

AMORIM, D. C. *et al.* In-depth comparative analysis of transformer losses in high-frequency isolated dc-dc converters using the steinmetz, generalized steinmetz, and improved generalized steinmetz modeling. **2025 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**, Vitória, Brazil, p. 1–5, 2025.

ANDERS, A. **Comparative Analysis with SpeedFit Design Simulator**. 2021. <<https://www.wolfspeed.com/knowledge-center/article/modeling-with-speedfit/>>. Acesso em: 20 out. 2025.

ARAR, S. **Hysteresis Loss: Estimation, Modeling, and the Steinmetz Equation**. 2024. Acesso em: 22 out. 2025. Disponível em: <<https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/hysteresis-loss-estimation-modeling-and-the-steinmetz-equation/>>.

BIELA, J.; BADSTUEBNER, U.; KOLAR, J. W. Impact of power density maximization on efficiency of dc–dc converter systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 1, p. 288–300, jan. 2009.

BOYLESTAD, R.; NASHELSKY, L. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. 11. ed. [S.l.]: Prentice-Hall do Brasil, 2013.

CAO, Q.; LI, Z.; WANG, H. Wide voltage gain range llc dc/dc topologies: State-of-the-art. **2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 - ECCE Asia)**, p. 100–107, 2018.

CENGEL, Y. A.; GHAJAR, A. J. **Heat and Mass Transfer: Fundamentals and Applications**. 6. ed. New York: McGraw-Hill, 2025.

Chademo. **High Power**. n.d. Disponível em: <<https://www.chademo.com/technology/high-power/>>. Acesso em: 26 ago. 2025.

CHARIN Association. **CHARIN DC CCS Power Classes**. 2021. Disponível em: <https://www.charin.global/media/pages/technology/knowledge-base/c6574dae0e-1639130326/charin_dc_ccs_power_classes.pdf>. Acesso em: 26 ago. 2025.

DAPRÀ, D. **How to calculate power losses in Gen 5 diodes**. 2022. Disponível em: <<https://www.vishay.com/docs/98280/howtocalculatepowerlossesingen5diodes.pdf>>. Acesso em: 18 out. 2025.

Energy Libra. **Futuro da Mobilidade Elétrica no Brasil: Perspectivas 2025**. 2025. Disponível em: <<https://energylibra.com.br/futuro-da-mobilidade-eletrica-no-brasil-perspectivas-2025>>. Acesso em: 26 ago. 2025.

everythingPE. **What is Drain Source Resistance of a MOSFET?** 2023. Acesso em: 20 out. 2025. Disponível em: <<https://www.everythingpe.com/community/what-is-drain-source-resistance-of-a-power-mosfet>>.

GAUTAM, D.; MUSAVI, F.; EDINGTON, M.; EBERLE, W.; DUNFORD, W. G. A zero voltage switching full-bridge dc-dc converter with capacitive output filter for a plug-in-hybrid electric vehicle battery charger. In: **Proceedings of the 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. Orlando, FL, USA: [s.n.], 2012. p. 1381–1386.

GeneSiC Semiconductor. **GD2X30MPS12D: 1200 V, 60 A Schottky Diode, TO-247-3 Package, SiC MPS™ Technology**. 2025. Acesso em: 28 out. 2025. Disponível em: <<https://www.genesicsemi.com/sic-schottky-mps/GD2X30MPS12D/GD2X30MPS12D.pdf>>.

Infineon Technologies AG. **Comprehensive Solutions for Fast EV Charging Design**. [S.l.], 2019.

JUNG, H. Y.; KIM, S. H.; MOON, B.; LEE, S.-H. A new circuit design of two-switch buck-boost converter. **IEEE Access**, v. 6, p. 47415–47423, 2018. Acesso em: 20 out. 2025. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2866886>>.

JÚNIOR, D. de S. O. **Conversor CC/CC Trifásico Associado ao Retificador em Onda Completa com Seis Diodos e a uma Versão Trifásica do Retificador Hybride**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Santa Catarina, Brasil, 2004.

LIMA, J. F. X. P.; ARAÚJO, A. J. M. F.; AMORIM, D. C.; CRUZ, J. R. A. da; TOFOLI, F. L.; OLIVEIRA, D.; OLIVEIRA, R. N.; M., J. W. Design optimization of isolated dc-dc converters through matlab-based efficiency and power density estimation algorithms - part i. **2025 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**, Vitória, Brazil, p. 1–8, 2025.

LIRIO, L. E. A.; BELLAR, M. D.; NETO, J. A. M.; REIS, M. S. D.; AREDES, M. Switching losses analysis in sic power mosfet. **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**, Fortaleza, Brazil, 2015.

LIU, B. **An Optimized Dual Active Bridge Converter for EV On-board Charger**. Tese (Doutorado) — Aalborg University, Denmark, 2020. Disponível em: <https://vbn.aau.dk/ws/portalfiles/portal/549449212/PHD_BL_e_pdf.pdf>.

MAGMATTEC. **Núcleos Toroidais**. 2017. Disponível em:<<https://www.magmattec.com.br/wp-content/uploads/2017/05/Especificaca%C3%A7%C3%A3o-N%C3%BAcleos-de-Liga-Met%C3%A1lica.pdf>>. Acesso em: 26 set. 2025.

MAGMATTEC. **FERRITE 139, 140, 144**. 2019. Disponível em:<https://www.magmattec.com.br/wp-content/uploads/2019/06/FERRITE-139-140-144_00.pdf>. Acesso em: 26 set. 2025.

MAGNETICS. **Powder Cores**. [S.l.], 2020. Acesso em: 23 out. 2025. Disponível em: <<https://www.mag-inc.com/>>.

MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and Inductor Design Handbook**. [S.l.]: CRC Press, 2004.

MEDEIROS, J. R.; SILVA, A. R.; OLIVEIRA, F. A.; LIMA, J. F.; SOUZA, R. M. Switching losses prediction methods oriented to power mosfets – a review. **IET Power Electronics**, Wiley Online Library, v. 13, n. 1, p. 1–12, 2020. Disponível em: <<https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1049/iet-pel.2019.1003>>.

OLIVEIRA, D. S.; BARBI, I. A three-phase zvs pwm dc/dc converter with asymmetrical duty cycle associated with a three-phase version of the hybride rectifier. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 2, p. 354–360, 2005.

OLIVEIRA, R. N. M.; CORREIA, W. B.; ARAÚJO, J. W. M. d.; HONÓRIO, D. d. A.; OLIVEIRA, D.; RODRIGUES, R. O.; ANTUNES, F. L. M. An isolated three-phase dc-dc converter based on hybride rectifier for off-board ev chargers. **2024 Energy Conversion Congress & Expo Europe (ECCE Europe)**, Darmstadt, Germany, p. 1–7, 2024.

RAMKUMAR, G.; KANNAN, S.; MOHANAVEL, V.; KARTHIKEYAN, S.; TITUS, A. The future of green mobility: A review exploring renewable energy systems integration in electric vehicles. **Results in Engineering**, Elsevier, v. 27, 2025. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2590123025017189>>.

SILVA, P. H. A. d. **Conversores CC-CC modulares para desenvolvimento de carregadores de baterias off-board para veículos elétricos**. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2023.

TEICHERT, H. T. **The Dual Active Bridge Converter: A Study on SPS Modulation and a Current Stress Reduction Algorithm for DPS Modulation**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC, Joinville, SC, 2025.

TIROLI, M. N.; GONÇALVES, F. A. S. Metodologia para dimensionamento de indutores com núcleo toroidal visando aplicação em conversores cc-cc. In: **4º Congresso de Pós-Graduação do IFSP**. Sorocaba, SP, Brasil: [s.n.], 2019. Disponível em: <<https://www.ifsp.edu.br>>. Acesso em: 26 set. 2025.

VITORINO, M. A. **Eletrônica de potência: fundamentos, conceitos e aplicações**. 1. ed. Curitiba: Appris, 2019.

WHITAKER, B. *et al.* A high-density, high-efficiency, isolated on-board vehicle battery charger utilizing silicon carbide power devices. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 5, p. 2606–2617, 2014.

WOLFSPEED. **CAS120M12BM2: 1200 V, 120 A, 62 mm, Half-Bridge Power Module, Industrially Qualified, Silicon Carbide (SiC) Power Module**. 2025. Acesso em: 28 out. 2025. Disponível em: <<https://www.wolfspeed.com/products/power/cas120m12bm2/>>.

YUAN, J.; DORN-GOMBA, L.; CALLEGARO, A. D.; REIMERS, J.; EMADI, A. A review of bidirectional on-board chargers for electric vehicles. **IEEE Access**, 2021.

ZAHRAN, M. B. A. Design, implementation and testing of hf transformers for satellite eps applications. **Journal of Power Electronics**, v. 8, n. 3, p. 217–225, 2008. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/298903444_Design_implementation_and_testing_of_HF_transformers_for_satellite_EPS_applications>.