



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
CENTRO TECNOLÓGICO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Amanda Lahera Guerra

**Conversor CC-CC Forward duas chaves híbrido a capacitor chaveado**

Florianópolis, Santa Catarina, Brazil

2021

Amanda Lahera Guerra

**Conversor CC-CC Forward duas chaves híbrido a capacitor chaveado**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de  
Santa Catarina para a obtenção do título de mestre  
em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr.

Florianópolis, Santa Catarina, Brazil

2021

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Guerra, Amanda

Conversor CC-CC Forward duas chaves híbrido a capacitor  
chaveado / Amanda Guerra ; orientador, Ivo Barbi, 2021.  
170 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa  
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2021.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Engenharia Elétrica. 3.  
Eletrônica de Potência. 4. Conversor a capacitor chaveado.  
5. Conversor Forward duas chaves. I. Barbi, Ivo. II.  
Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós  
Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Amanda Lahera Guerra

**Conversor CC-CC Forward duas chaves híbrido a capacitor chaveado**

O presente trabalho em nível de mestrado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Levy Costa, Dr.  
ABB Corporate Research Center

Prof. Romero Leandro Andersen, Dr.  
Universidade Federal de Paraíba - UFPB

Prof. Roger Gules, Dr.  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão, que foi julgado adequado para obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica.

---

Coordenação do Programa de  
Pós-Graduação

---

Prof. Ivo Barbi, Dr.  
Orientador

Florianópolis, Santa Catarina, Brazil, 2021.

Este trabalho é dedicado à minha família, em especial  
ao meu avô Neno.

## **AGRADECIMENTOS**

A toda minha família pelo amor, pelos ensinamentos e pelas experiências transmitidas.

A meus pais Susset, Carlos e Alexander, por sempre me guiar, pelos valores morais que contribuíram para minha formação e pelos conselhos.

A meu orientador Ivo Barbi, pela excelente orientação, pela oportunidade, pelos ensinamentos, pelos conselhos. Agradeço o privilégio de ter sido orientada por ele.

A meu pai Alexander, mais uma vez, por ter revisado e lido meu trabalho infinitas vezes, me ajudando a deixar o documento o melhor escrito possível.

A meu namorado Carlos Raúl pela companhia, pelo compromisso e por todo o apoio nesta etapa.

Ao professor Ricardo Rüther e ao grupo Fotovoltaica da UFSC, pela disponibilização da estrutura para a realização deste trabalho.

Aos professores que tive durante o mestrado, pelas aulas e conhecimentos compartilhados.

Aos colegas que fiz na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), pela parceria nos trabalhos, o companheirismo, os conhecimentos, e as boas conversas no RU. E, muito importante, agradeço por terem sido meus professores de português. Sem a sua ajuda, teria sido mais difícil minha inserção e adaptação a tantas novidades ao mesmo tempo.

Ao CNPq, pela bolsa de pesquisa disponibilizada para a realização deste trabalho.

Ao governo de Cuba, por toda a minha formação anterior ao mestrado.

*“Ser culto  
es el único modo de ser libre”  
(José Julián Martí Pérez, 1884)*

## RESUMO

Neste trabalho, é apresentado o conversor CC-CC isolado, saída em corrente, operando com alta frequência, denominado Conversor CC-CC *Forward* duas chaves híbrido a capacitor chaveado. O conversor proposto surge da integração entre uma célula *Ladder* e um conversor *Forward* duas chaves. Ele dispõe de quatro interruptores, todos submetidos à metade da tensão de entrada, assim como os diodos do lado primário do transformador. O trabalho consiste em analisar teoricamente a estrutura híbrida, propor uma metodologia para o dimensionamento do conversor, validar a análise por simulações, obter a função de transferência que relaciona a tensão de saída do conversor com a razão cíclica e projetar o controlador da tensão de saída do conversor. O conversor desenvolvido apresenta modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*). Validações via simulação com 1,2 kW de potência, 800 V de tensão de entrada, 60 V de tensão de saída e frequência de comutação de 100 kHz comprovam a análise desenvolvida. O rendimento esperado para potência nominal é de 95 %.

**Palavras-chave:** Conversor híbrido. Capacitor chaveado. Conversor CC-CC isolado. Conversor *Forward* duas chaves.



## ABSTRACT

This work presents the isolated DC-DC converter with current output, operating at high frequency, named DC-DC Hybrid Switched-Capacitor Two-Switch Forward Converter. The proposed converter arises from the integration of a ladder cell to a two-switch forward converter. It has four switches, all subjected to half the input voltage, as well as the diodes on the primary side of the transformer. The work consists of analyzing theoretically the hybrid structure, proposing a methodology for the design of the converter, validating the analysis by means of simulations, obtaining the transfer function that relates the output voltage of the converter to the duty cycle, and designing the controller of the output voltage of the converter. The converter developed presents pulse width modulation. Validations via simulation with 1.2 kW, 800 V input, 60 V output, and 100 kHz switching frequency prove the analysis developed. The expected efficiency for rated power is 95%.

**Keywords:** Hybrid converter. Switched capacitor converter. Isolated DC-DC converters. Two-switch Forward Converter.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – (a) Célula unitária original. (b) Sinais de comando dos interruptores. . . . .	18
Figura 2 – (a) Circuito equivalente durante a primeira etapa de operação. (b) Circuito equivalente durante a segunda etapa de operação. . . . .	18
Figura 3 – Tensão no capacitor chaveado. . . . .	19
Figura 4 – Formas de onda da corrente no capacitor chaveado para os diferentes modos de carga. (a) Modo de carga completa. (b) Modo de carga parcial. (c) Modo de carga constante. . . . .	19
Figura 5 – Circuito equivalente da célula unitária. . . . .	20
Figura 6 – Curvas da resistência equivalente parametrizada. (a) Em função de $f_{sT}$ e D constante. (b) Em função de D e $f_{sT}$ constante. . . . .	22
Figura 7 – (a) Célula de comutação <i>Ladder</i> . (b) Sinais de comando dos interruptores. . . . .	23
Figura 8 – Estrutura do conversor <i>Ladder</i> tipo <i>Buck</i> . . . . .	23
Figura 9 – Etapas de operação do conversor abaixador. (a) Primeira etapa de operação. (b) Segunda etapa de operação. . . . .	24
Figura 10 – Circuito equivalente para valores médios para operação em regime permanente. . . . .	25
Figura 11 – Circuito equivalente do conversor abaixador. . . . .	25
Figura 12 – Integração entre a célula <i>Ladder</i> e o conversor <i>Forward</i> duas chaves. . . . .	26
Figura 13 – Conversor <i>Forward</i> clássico. . . . .	29
Figura 14 – Conversor <i>Forward</i> duas chaves. . . . .	29
Figura 15 – Estados topológicos do conversor <i>Forward</i> duas chaves. (a) Primeira etapa de operação. (b) Segunda etapa de operação. (c) Terceira etapa de operação. . . . .	31
Figura 16 – Principais formas de onda do conversor <i>Forward</i> duas chaves. . . . .	32
Figura 17 – Circuito equivalente do conversor <i>Forward</i> duas chaves durante a primeira etapa de operação. . . . .	34
Figura 18 – Circuito equivalente do conversor <i>Forward</i> duas chaves durante a segunda etapa de operação. . . . .	34
Figura 19 – Forma de onda da corrente do capacitor que forma parte do filtro de saída. . . . .	36
Figura 20 – Forma de onda da corrente que circula pelo enrolamento primário do transformador. . . . .	37
Figura 21 – Forma de onda da corrente que circula pelo enrolamento secundário do transformador. . . . .	38
Figura 22 – Forma de onda da corrente que circula pelos interruptores. . . . .	39
Figura 23 – Forma de onda da corrente que circula pelos diodos $D_1$ e $D_2$ . . . . .	40

Figura 24 – Forma de onda da corrente que circula pelo diodo $D_4$ . . . . .	40
Figura 25 – Forma de onda da corrente que circula pelo indutor do filtro de saída. . . . .	41
Figura 26 – Conversor duas chaves com as indutâncias que representam o efeito de dispersão e de magnetização do transformador. . . . .	43
Figura 27 – (a) Primeira etapa de operação do conversor <i>Forward</i> duas chaves. (b) Circuito equivalente. . . . .	43
Figura 28 – Segunda etapa de operação do conversor <i>Forward</i> duas chaves. . . . .	44
Figura 29 – (a) Terceira etapa de operação do conversor <i>Forward</i> duas chaves. (b) Circuito equivalente. . . . .	45
Figura 30 – (a) Quarta etapa de operação do conversor <i>Forward</i> duas chaves. (b) Circuito equivalente. . . . .	45
Figura 31 – Quinta etapa de operação do conversor <i>Forward</i> duas chaves. . . . .	46
Figura 32 – Principais formas de onda do conversor <i>Forward</i> duas chaves. . . . .	46
Figura 33 – Tensão sobre o diodo $D_4$ . . . . .	48
Figura 34 – Representação gráfica do ganho estático do conversor <i>Forward</i> duas chaves em relação à corrente de saída parametrizada para diferentes valores de razão cíclica. . . . .	50
Figura 35 – Simulação desenvolvida no PSIM do conversor <i>Forward</i> duas chaves. . . . .	51
Figura 36 – Tensão de saída do conversor <i>Forward</i> duas chaves. . . . .	53
Figura 37 – (a) Conversor CC-CC <i>Forward</i> híbrido. (b) Sinais de comandos dos interruptores. . . . .	54
Figura 38 – (a) Representação da primeira etapa de operação. (b) Circuito equivalente do conversor durante a primeira etapa de operação. . . . .	55
Figura 39 – (a) Representação da segunda etapa de operação. (b) Circuito equivalente do conversor durante a segunda etapa de operação. . . . .	56
Figura 40 – (a) Representação da terceira etapa de operação. (b) Circuito equivalente do conversor durante a terceira etapa de operação. . . . .	56
Figura 41 – Formas de onda das tensões e correntes dos capacitores e semicondutores da célula <i>Ladder</i> e tensão e corrente no primário do transformador. . . . .	57
Figura 42 – (a) Representação da primeira etapa de operação. (b) Circuito equivalente da primeira etapa de operação. . . . .	58
Figura 43 – Representação da segunda etapa de operação. . . . .	59
Figura 44 – (a) Representação da terceira etapa de operação. (b) Circuito equivalente da terceira etapa de operação. . . . .	59
Figura 45 – (a) Representação da quarta etapa de operação. (b) Circuito equivalente da quarta etapa de operação. . . . .	60
Figura 46 – Representação da quinta etapa de operação. . . . .	61
Figura 47 – Representação da sexta etapa de operação. . . . .	61

Figura 48 – Principais formas de onda do conversor <i>Forward</i> duas chaves híbrido.	62
Figura 49 – Circuito equivalente do conversor <i>Forward</i> duas chaves híbrido durante o intervalo $(0-DT_s)$ , com os parâmetros refletidos ao lado secundário do transformador.	63
Figura 50 – Circuito equivalente do conversor <i>Forward</i> duas chaves híbrido durante o intervalo $(DT_s-T_s)$ .	64
Figura 51 – Forma de onda da tensão no diodo $D_4$ .	68
Figura 52 – Representação gráfica do ganho estático do conversor <i>Forward</i> duas chaves híbrido em relação à corrente de saída parametrizada para diferentes valores de razão cíclica.	70
Figura 53 – Formas de onda da tensão e corrente no indutor $L_o$ , e da corrente no capacitor $C_o$ .	71
Figura 54 – Etapas de operação quando o transformador é considerado ideal. (a) Etapa de carga. (b) Etapa de descarga.	73
Figura 55 – (a) Tensão no capacitor chaveado $C_{SC}$ . (b) Corrente no capacitor chaveado $C_{SC}$ . (c) Tensão no capacitor divisor $C_1$ . (d) Corrente no capacitor divisor $C_1$ .	83
Figura 56 – Forma de onda da corrente que circula pelo primário do transformador.	85
Figura 57 – Circuito equivalente de operação do conversor no intervalo $(0-DT_s)$ .	89
Figura 58 – Modelo de grandes sinais do estágio a capacitor chaveado.	90
Figura 59 – Resistência equivalente do estágio a capacitor chaveado em função do fator $f_s \tau$ .	91
Figura 60 – Distribuição das perdas previstas no conversor para os interruptores.	99
Figura 61 – Circuito térmico equivalente de um componente.	105
Figura 62 – Circuito do grampeador de tensão passivo sobre os diodos $D_3$ e $D_4$ .	107
Figura 63 – Distribuição das perdas no conversor.	108
Figura 64 – Ambiente de simulação realizada para validar as análises feitas.	109
Figura 65 – Forma de onda da tensão sobre o capacitor $C_o$ .	110
Figura 66 – Forma de onda da corrente sobre o indutor $L_o$ .	111
Figura 67 – Forma de onda da tensão sobre os interruptores da topologia proposta.	111
Figura 68 – Forma de onda da tensão nos diodos da topologia proposta.	112
Figura 69 – Formas de onda de tensão e corrente nos enrolamentos primário e secundário do transformador.	112
Figura 70 – Formas de onda da corrente que circula pelo capacitor chaveado $C_{SC}$ .	113
Figura 71 – Circuito do conversor com seu estágio de controle da tensão de saída.	115
Figura 72 – Conversor <i>Buck</i> .	116
Figura 73 – Circuitos simulados para validar a equivalência do comportamento dinâmico dos modelos.	117

Figura 74 – Tensão de saída e corrente no indutor $L_o$ da topologia proposta e do conversor <i>Buck</i> para um degrau de carga de 50%. . . . .	117
Figura 75 – Circuito equivalente de grandes sinais do conversor <i>Forward</i> duas chaves híbrido. . . . .	118
Figura 76 – Circuito equivalente do modelo CC do conversor <i>Forward</i> híbrido. . . . .	119
Figura 77 – Circuito equivalente do modelo CA de pequenos sinais do conversor <i>Forward</i> híbrido. . . . .	119
Figura 78 – Resposta em frequência do circuito do conversor e do modelo obtido.	120
Figura 79 – Filtro <i>Sallen-Key</i> segunda ordem passa-baixa. . . . .	121
Figura 80 – Malha de controle da tensão compensada. . . . .	122
Figura 81 – Diagrama de Bode da $FTLAv_{NC}(s)$ . . . . .	123
Figura 82 – Diagrama de Bode da $FTLAv_C(s)$ . . . . .	124
Figura 83 – Conversor proposto simulado no PSIM, com controlador PI contínuo.	125
Figura 84 – Conversor proposto simulado no PSIM com controlador PI discreto.	126
Figura 85 – Ação do controlador da tensão de saída para degraus de carga. . . . .	127
Figura 86 – Dinâmica da corrente de saída durante o controle da tensão de saída.	128

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Resumo das fronteiras entre os modos de operação do capacitor chaveado. . . . .	20
Tabela 2 – Parâmetros do conversor <i>Forward</i> duas chaves utilizados na validação. . . . .	51
Tabela 3 – Comparação entre as tensões de saída. . . . .	52
Tabela 4 – Parâmetros do conversor <i>Forward</i> híbrido utilizados na validação. . . . .	83
Tabela 5 – Resultados de simulação e teóricos para validar as expressões de tensão e corrente dos capacitores da célula <i>Ladder</i> . . . . .	84
Tabela 6 – Especificações de dimensionamento. . . . .	92
Tabela 7 – Parâmetros do núcleo <i>E/70/33/32</i> . . . . .	93
Tabela 8 – Especificações para o fio AWG38. . . . .	94
Tabela 9 – Especificações do transformador. . . . .	95
Tabela 10 – Perdas do transformador. . . . .	96
Tabela 11 – Principais características do interruptor escolhido SCT3120AL. . . . .	98
Tabela 12 – Resumo das perdas nos interruptores do conversor. . . . .	98
Tabela 13 – Principais características do diodo C3D10060A. . . . .	100
Tabela 14 – Perdas nos diodos $D_1$ e $D_2$ . . . . .	100
Tabela 15 – Principais características do diodo MBR40250G. . . . .	100
Tabela 16 – Perdas nos diodos $D_3$ e $D_4$ . . . . .	101
Tabela 17 – Principais características do capacitor C4AQCWB5500A3OJ. . . . .	102
Tabela 18 – Perdas nos capacitores $C_{SC}$ e $C_1$ . . . . .	102
Tabela 19 – Principais características do capacitor UVR2A221MHD. . . . .	102
Tabela 20 – Parâmetros do núcleo <i>E/55/25/28</i> . . . . .	103
Tabela 21 – Especificações para o fio AWG28. . . . .	104
Tabela 22 – Temperaturas de encapsulamento e no dissipador para cada semi-condutor. . . . .	106
Tabela 23 – Comparação dos resultados calculados e simulados. . . . .	113
Tabela 24 – Especificações dos componentes do filtro <i>Sallen-Key</i> . . . . .	121
Tabela 25 – Etapas do controle da tensão de saída para uma referência de 60 V. . . . .	126

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

MCC	modo de condução contínua
MCCr	modo de condução crítica
MDC	modo de condução descontínua
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
MOSFETs	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistors
SC	Switched Capacitor
SiC	Carbeto de Silício

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>17</b>
1.1	CONVERSORES A CAPACITOR CHAVEADO	17
<b>1.1.1</b>	<b>Célula Unitária</b>	<b>17</b>
<b>1.1.2</b>	<b>Célula de comutação <i>Ladder</i></b>	<b>22</b>
1.2	CONVERSORES HÍBRIDOS	26
1.3	OBJETIVOS	26
<b>1.3.1</b>	<b>Objetivo Geral</b>	<b>26</b>
<b>1.3.2</b>	<b>Objetivos Específicos</b>	<b>27</b>
<b>2</b>	<b>CONVERSOR <i>FORWARD</i> DUAS CHAVES</b>	<b>28</b>
2.1	ANÁLISE ESTÁTICA	28
2.2	ETAPAS DE OPERAÇÃO SEM CONSIDERAR A INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR	30
2.3	CARACTERÍSTICA DE SAÍDA SEM CONSIDERAR A INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR	32
2.4	DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAÍDA	35
2.5	ESFORÇOS DE CORRENTE NOS COMPONENTES	36
<b>2.5.1</b>	<b>Esforços de corrente nos enrolamentos do transformador</b>	<b>37</b>
<b>2.5.2</b>	<b>Esforços de corrente nos interruptores <math>S_1</math>, <math>S_2</math> e nos diodos <math>D_1</math>, <math>D_2</math>, <math>D_4</math></b>	<b>39</b>
<b>2.5.3</b>	<b>Esforços de corrente nos componentes do filtro de saída <math>L_o</math> e <math>C_o</math></b>	<b>41</b>
2.6	ETAPAS DE OPERAÇÃO CONSIDERANDO A INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR	42
2.7	CARACTERÍSTICA DE SAÍDA CONSIDERANDO A INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR	47
<b>2.7.1</b>	<b>Validação da expressão do ganho estático real obtida via simulação</b>	<b>51</b>
<b>2.7.2</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	<b>53</b>
<b>3</b>	<b>CONVERSOR <i>FORWARD</i> DUAS CHAVES HÍBRIDO</b>	<b>54</b>
3.1	ANÁLISE ESTÁTICA	54
<b>3.1.1</b>	<b>Etapas de operação</b>	<b>55</b>
<b>3.1.2</b>	<b>Característica de saída do conversor</b>	<b>62</b>
<b>3.1.3</b>	<b>Dimensionamento do filtro de saída</b>	<b>70</b>
<b>3.1.4</b>	<b>Esforços de tensão e corrente</b>	<b>73</b>
3.1.4.1	Esforços de corrente e tensão nos capacitores correspondentes à célula <i>Ladder</i>	73
3.1.4.2	Esforços de corrente e tensão no primário do transformador	85
3.1.4.3	Esforços de corrente nos interruptores ativos	86



3.1.4.4	Esforços de corrente nos diodos $D_1$ e $D_2$ . . . . .	88
3.1.4.5	Esforços de tensão e corrente nos diodos $D_3$ e $D_4$ . . . . .	88
<b>3.1.5</b>	<b>Resistência equivalente</b> . . . . .	<b>89</b>
3.2	CONCLUSÃO . . . . .	91
<b>4</b>	<b>DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR PROPOSTO</b> . . . . .	<b>92</b>
4.1	DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR PROPOSTO . . . . .	92
<b>4.1.1</b>	<b>Dimensionamento do transformador</b> . . . . .	<b>92</b>
<b>4.1.2</b>	<b>Semicondutores de potência</b> . . . . .	<b>96</b>
4.1.2.1	Interruptores $S_1, S_2, S_3$ e $S_4$ . . . . .	96
4.1.2.2	Diodos $D_1$ e $D_2$ . . . . .	99
4.1.2.3	Diodos $D_3$ e $D_4$ . . . . .	100
<b>4.1.3</b>	<b>Capacitores do estágio a capacitor chaveado</b> . . . . .	<b>101</b>
<b>4.1.4</b>	<b>Filtro de saída</b> . . . . .	<b>102</b>
<b>4.1.5</b>	<b>Dimensionamento Térmico</b> . . . . .	<b>104</b>
<b>4.1.6</b>	<b>Circuito grampeador de tensão</b> . . . . .	<b>107</b>
<b>4.1.7</b>	<b>Distribuição das perdas</b> . . . . .	<b>108</b>
4.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EM MALHA ABERTA . . . . .	108
4.3	CONCLUSÃO . . . . .	114
<b>5</b>	<b>MODELAGEM MATEMÁTICA E PROJETO DO CONTROLADOR</b> . . . . .	<b>115</b>
5.1	MODELAGEM MATEMÁTICA . . . . .	115
5.2	PROJETO DO CONTROLADOR . . . . .	121
5.3	CONCLUSÃO . . . . .	128
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO</b> . . . . .	<b>130</b>
	<b>Referências</b> . . . . .	<b>131</b>
	<b>APÊNDICE A – PLANILHA EM MATHCAD PARA VALIDAR AS EXPRESSÕES DA CORRENTE E TENSÃO DOS CAPACITORES DA CÉLULA LADDER</b> . . . . .	<b>134</b>
	<b>APÊNDICE B – PLANILHA EM MATHCAD DO PROJETO E DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR FORWARD DUAS CHAVES HÍBRIDO</b> . . . . .	<b>139</b>

## 1 INTRODUÇÃO

A topologia a ser estudada neste trabalho resulta da integração entre o conversor *Forward* duas chaves e a célula de comutação a capacitor chaveado *Ladder*, resultando em um conversor híbrido. Nesta seção, será realizada uma revisão dos conceitos fundamentais dos conversores a capacitor chaveado. O estudo da célula unitária, considerada conversor a capacitor chaveado fundamental (BARBI, 2019), é necessário para entender os princípios de funcionamento e as metodologias de análise desses conversores. Também é estudada a célula *Ladder* já que representa o estágio a capacitor chaveado da estrutura.

### 1.1 CONVERSORES A CAPACITOR CHAVEADO

Usualmente entende-se como conversor estático a capacitor chaveado todo conversor que emprega apenas capacitores e interruptores na constituição de sua topologia, dispensando o emprego de qualquer dispositivo magnético, como indutor ou transformador (TANZAWA, 2016). Peso leve, tamanho reduzido e alta densidade de potência são o resultado do uso apenas de interruptores e capacitores neste tipo de conversor (IOINOVICI, 2001). Uma vantagem significativa desses conversores é que os semicondutores podem estar submetidos a tensões muito menores do que a tensão de alimentação ou da carga. Entretanto, eles têm como desvantagem a impossibilidade de se controlar o fluxo de potência entre a carga e a fonte através da razão cíclica, como é feito nos conversores convencionais (BARBI, 2019).

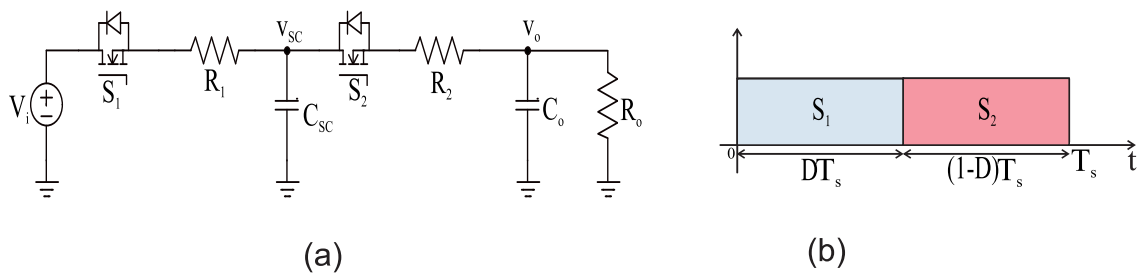
#### 1.1.1 Célula Unitária

O conversor CC-CC básico a capacitor chaveado, também chamado conversor SC (do inglês Switched Capacitor (SC)), ou célula unitária, tem sido amplamente abordado na literatura (MARTINS, 2013), (BARBI, 2019), (SILVA, 2018), (SILVA; LAZZARIN; BARBI, 2018), (KIMBALL; KREIN, 2005), (BEN-YAAKOV, S.; EVZELMAN, 2009). A Figura 1 apresenta a sua estrutura assim como os sinais de comando dos interruptores, os quais são operados num período de comutação  $T_s$  e frequência de comutação  $f_s$ . Os componentes da sua estrutura são dois interruptores ( $S_1$  e  $S_2$ ), um capacitor chaveado ( $C_{SC}$ ), um capacitor do filtro de saída ( $C_o$ ) e uma carga resistiva ( $R_o$ ). A tensão na saída é praticamente isenta de ondulação ou componente alternada. Os resistores  $R_1$  e  $R_2$  representam as resistências de condução dos Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistors (MOSFETs)  $S_1$  e  $S_2$ . O objetivo do circuito é transferir energia da fonte de alimentação  $V_i$  para a carga  $R_o$ .

Num período de funcionamento  $T_s$ , ocorrem dois estados topológicos, um no intervalo  $DT_s$  e outro no intervalo  $(1-D)T_s$ . A Figura 2(a) apresenta o circuito durante

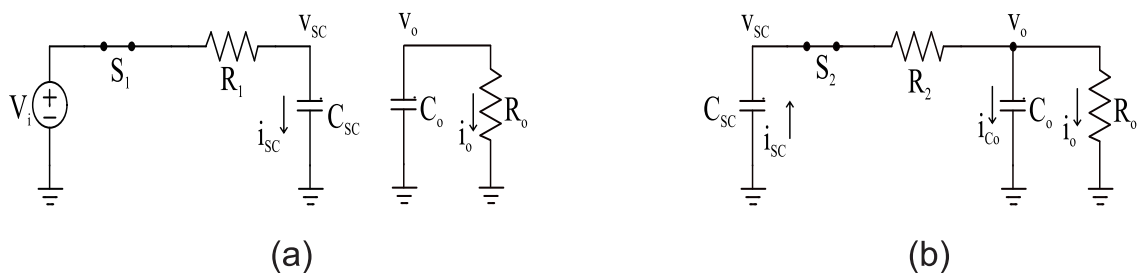
a primeira etapa de funcionamento, na qual  $S_1$  se encontra conduzindo. A energia é transferida da fonte para o capacitor  $C_{SC}$ , que se está carregando nesse intervalo de tempo, e a demanda da carga é atendida pelo capacitor  $C_o$ . Por sua vez, a Figura 2(b) apresenta o circuito durante a segunda etapa, na qual  $S_2$  está conduzindo, a fonte de alimentação é desconectada e a energia é transferida do capacitor  $C_{SC}$  para a associação capacitor de filtragem e resistência de carga. A Figura 3 mostra a tensão no capacitor chaveado  $v_{SC}$ , considerando o capacitor ideal e operando com razão cíclica igual a 0,5. Sua carga e descarga ocorrem em meio período de comutação e têm característica exponencial.

Figura 1 – (a) Célula unitária original. (b) Sinais de comando dos interruptores.



Fonte – Autor.

Figura 2 – (a) Circuito equivalente durante a primeira etapa de operação. (b) Circuito equivalente durante a segunda etapa de operação.

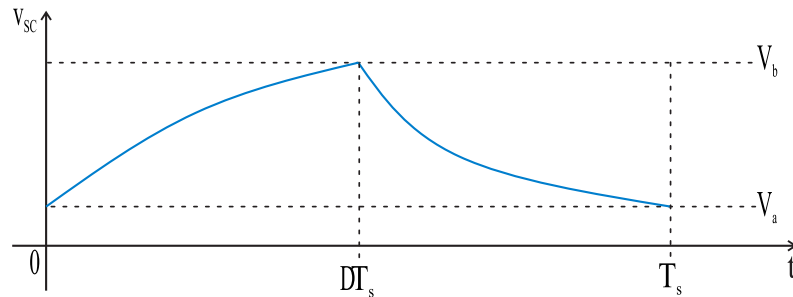


Fonte – Autor.

No intervalo de tempo de 0 até  $DT_s$ , o capacitor  $C_{SC}$  está se carregando, e a corrente  $i_{SC}$  experimenta um crescimento. Dependendo da relação entre o tempo de carga  $T_C$  e a constante de tempo de carga do capacitor  $\tau_c$  definida em (1), a corrente do capacitor chaveado nessa etapa pode ter três formas possíveis, as quais indicarão graficamente os modos de carga da célula unitária (BEN-YAAKOV, S. S., 2012).

$$\tau_c = RC_{SC} \tag{1}$$

Figura 3 – Tensão no capacitor chaveado.



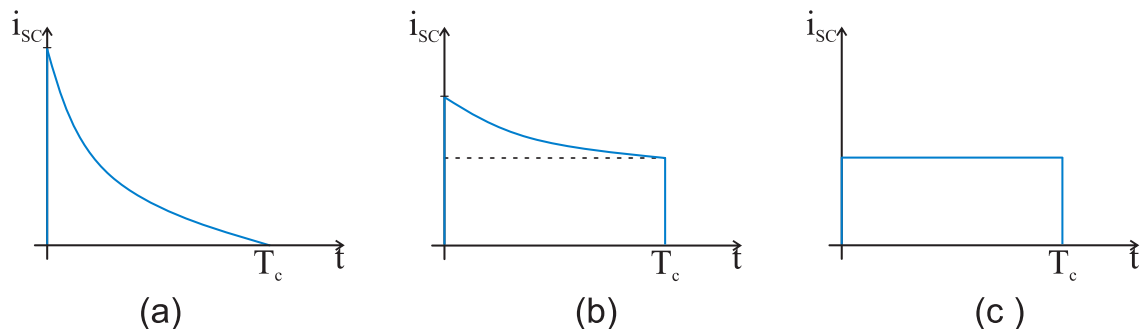
Fonte – Autor.

**Modos de carga:**

- Carga completa (CC): Tem lugar quando o tempo de carga  $T_c$  é muito maior do que o tempo necessário para a carga completa do capacitor, dado pela constante de tempo  $\tau_c$  ( $T_c \gg \tau_c$ ).
- Carga parcial (PC): Tem lugar quando o tempo de carga  $T_c$  é aproximadamente igual à constante de tempo  $\tau_c$  ( $T_c \approx \tau_c$ ).
- Carga constante (NC): Tem lugar quando o tempo de carga  $T_c$  é muito menor do que a constante de tempo  $\tau_c$  ( $T_c \ll \tau_c$ ).

A Figura 4 mostra as formas da corrente para cada modo de carga.

Figura 4 – Formas de onda da corrente no capacitor chaveado para os diferentes modos de carga. (a) Modo de carga completa. (b) Modo de carga parcial. (c) Modo de carga constante.



Fonte – Autor.

As fronteiras entre os modos de operação são definidas, em (SILVA, 2018), a partir da relação entre a frequência de comutação e a constante de tempo de carga do

capacitor. A Tabela 1 apresenta o resultado.

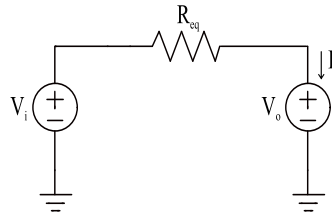
Tabela 1 – Resumo das fronteiras entre os modos de operação do capacitor chaveado.

Modos de carga	Intervalo $f_s T_c$
Carga completa (CC)	$0 < f_s T_c \leq 0,1$
Carga parcial (PC)	$0,1 < f_s T_c \leq 1,44$
Carga constante (NC)	$1,44 < f_s T_c < \infty$

Fonte – Autor.

O conversor a capacitor chaveado pode ser analisado a partir de um circuito equivalente. A Figura 5 exibe o circuito equivalente da célula unitária operando em regime permanente, sendo  $V_o$  uma fonte de tensão que representa a associação capacitor  $C_o$  e resistência de carga  $R_o$ .

Figura 5 – Circuito equivalente da célula unitária.



Fonte – Autor.

Onde a resistência  $R_{eq}$  é:

$$R_{eq} = \frac{V_i - V_o}{I_o} \quad (2)$$

O valor médio da corrente que circula por  $V_o$  é dado por (3).

$$I_o = C_{SC} \frac{\Delta v_{SC}}{\Delta t} \quad (3)$$

Em regime permanente, a tensão sobre  $C_{SC}$  no início de sua carga ( $V_a$ ) é igual à tensão no final de sua descarga. Já a tensão no início da etapa de descarga ( $V_b$ ) é igual à tensão no final da etapa de carga do capacitor. A diferença  $V_b - V_a$  é dada por (4) que é obtida a partir da resolução das equações diferenciais correspondentes.

$$V_b - V_a = \frac{(V_i - V_o) \left( -1 + e^{-\frac{DT_s}{\tau}} \right) \left( -1 + e^{-\frac{(1-D)T_s}{\tau}} \right)}{1 - e^{-\frac{T_s}{\tau}}} \quad (4)$$

Logo, substituindo (4) e (3) em (2), é obtida a expressão que define a resistência equivalente da célula unitária.

$$R_{eq} = \frac{\left(1 - e^{-\frac{1}{f_s T}}\right)}{C_{SC} f_s \left(e^{\frac{-D}{f_s T}} - 1\right) \left(e^{\frac{-(1-D)}{f_s T}} - 1\right)} \quad (5)$$

A partir da definição (6), na qual  $R$  representa as resistências internas de condução dos interruptores considerando-as iguais, é possível encontrar a resistência equivalente parametrizada em relação a  $R$ , a qual depende da razão cíclica  $D$  e do produto entre a frequência de comutação e a constante de tempo do capacitor ( $f_s T$ ). A resistência equivalente parametrizada é dada por (7). Ao calcular o limite de resistência equivalente parametrizada para  $f_s T$  tendendo ao infinito, obtém-se a resistência parametrizada mínima dada por (8).

$$\frac{1}{C_{SC} f_s} = \frac{R}{f_s T} \quad (6)$$

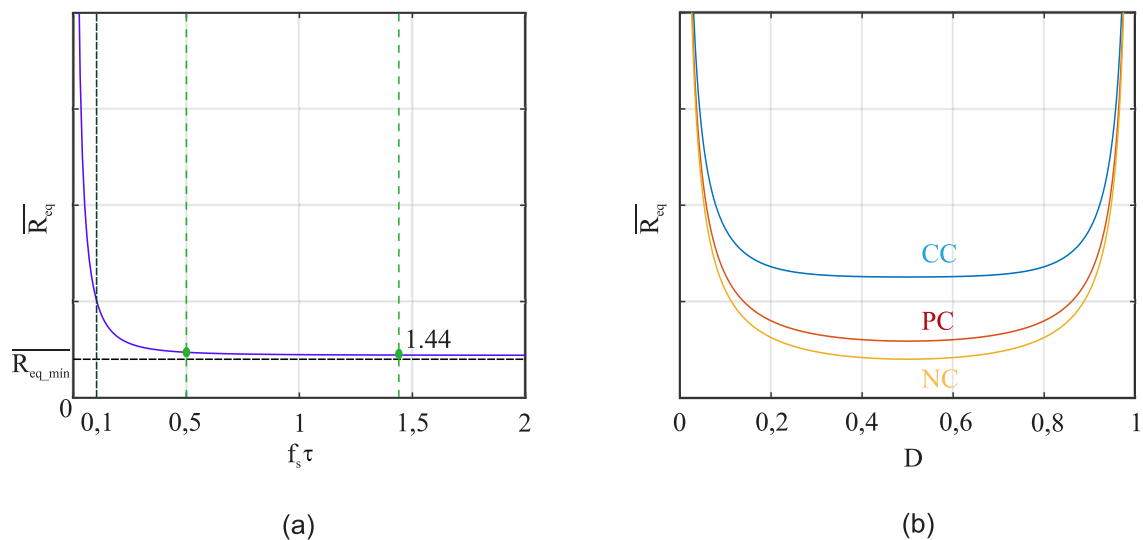
$$\overline{R_{eq}} = \frac{R_{eq}}{R} = \frac{\left(1 - e^{-\frac{1}{f_s T}}\right)}{f_s T \left(e^{\frac{-D}{f_s T}} - 1\right) \left(\frac{-(1-D)}{e^{f_s T}} - 1\right)} \quad (7)$$

$$\overline{R_{eq_{min}}} = \lim_{f_s T \rightarrow \infty} \overline{R_{eq}} = \frac{1}{D(1-D)} \quad (8)$$

Uma representação gráfica da resistência equivalente parametrizada é mostrada na Figura 6. Na Figura 6(b), são mostradas curvas da resistência equivalente parametrizada, em função da razão cíclica e  $f_s T$  constante. Foi traçada uma curva para cada modo de carga, tendo em conta os intervalos  $f_s T$  antes estudados. Em primeiro lugar, pode-se concluir que, independentemente do valor da frequência de comutação, o valor mínimo da resistência equivalente em cada caso ocorre para  $D = 0,5$ . Nota-se que a resistência equivalente tem maior valor no modo de carga completa, portanto as perdas do conversor serão maiores. Assim, essa região não é apropriada para a operação do conversor. No modo de carga constante a resistência tem menor valor, porém esse modo de carga implica maior valor do produto  $f_s T$ . O gráfico da Figura 6(a) mostra que, para a região em que  $f_s T$  é menor do que um determinado valor, a resistência aumenta, conseqüentemente aumentando as perdas de condução do conversor. Então a operação nessa região deve ser evitada. Também se observa que, a partir de um determinado valor de  $f_s T$ , o valor da resistência parametrizada é constante e mínimo, independentemente do valor da frequência de chaveamento. Desta forma, pode-se dizer que o aumento da frequência de chaveamento não contribui para reduzir as perdas de condução, porque a resistência equivalente não diminui. Porém o aumento de

frequência de comutação faz com que possam aumentar as perdas de comutação dos interruptores. Portanto, a operação com frequências maiores não é indicada. Assim, em (SILVA; LAZZARIN; BARBI, 2018) é definida uma região ótima de operação, tendo em conta os elementos antes mencionados. Tal região está representada em verde na 6(a), e é limitada pelos valores de  $f_s\tau$  entre 0,5 e 1,44.

Figura 6 – Curvas da resistência equivalente parametrizada. (a) Em função de  $f_s\tau$  e  $D$  constante. (b) Em função de  $D$  e  $f_s\tau$  constante.



Fonte – Autor.

### 1.1.2 Célula de comutação *Ladder*

A Figura 7 mostra a célula de comutação *Ladder*, assim como os sinais de comando dos interruptores. O resistor  $R$  representa todas as perdas de condução dos componentes. Com o emprego desta célula, é possível gerar três conversores CC-CC isolados, um do tipo abaixador (*Buck*), um do tipo elevador (*Boost*), e um abaixador-elevador (*Buck-Boost*) (BARBI, 2019).

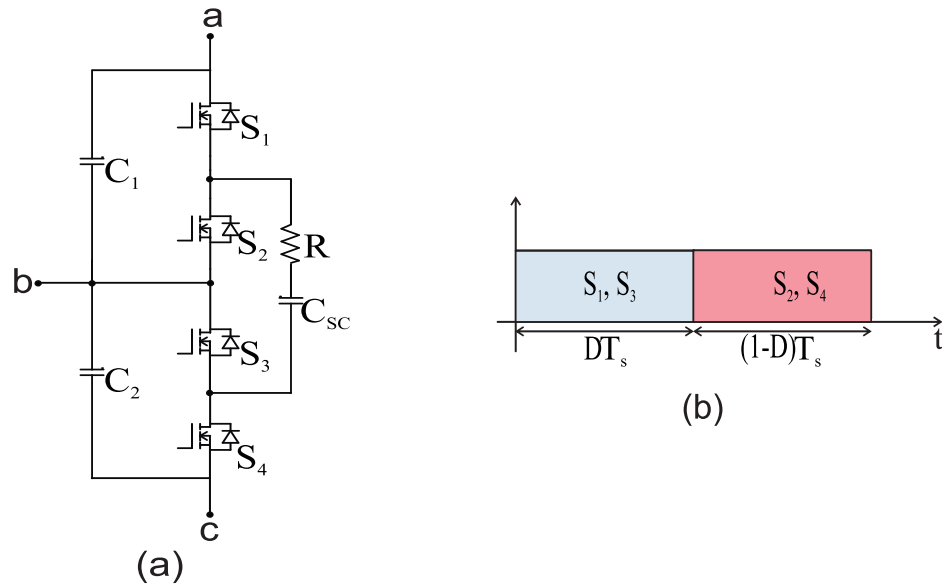
Como a topologia estudada neste trabalho é do tipo abaixador, a análise da célula *Ladder* é feita a partir da estrutura *Ladder* tipo *Buck*, apresentada na Figura 8.

O conversor funciona em duas etapas de operação, as quais são mostradas na Figura 9. A partir da análise das etapas de operação, é possível determinar a resistência equivalente e o ganho de tensão do conversor.

A primeira etapa de operação começa quando os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  são comandados a conduzir. Durante essa etapa, o capacitor  $C_{SC}$  se carrega em paralelo com  $C_1$ , o que faz com que a tensão em ambos seja igual. A corrente em  $C_{SC}$  durante

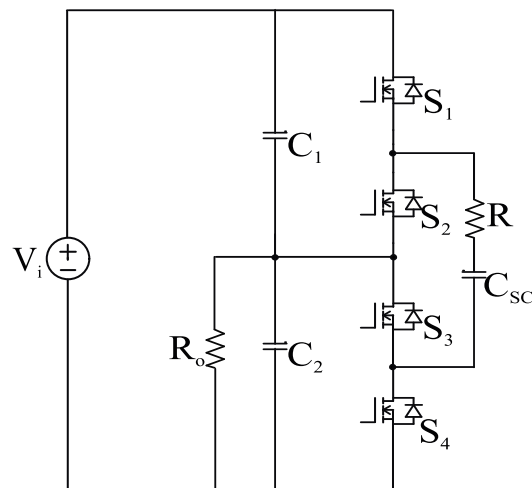
esse intervalo de tempo é dada por (9). Multiplicando ambos os termos pela razão cíclica  $D$ , obtém-se a expressão (10).

Figura 7 – (a) Célula de comutação *Ladder*. (b) Sinais de comando dos interruptores.



Fonte – Autor.

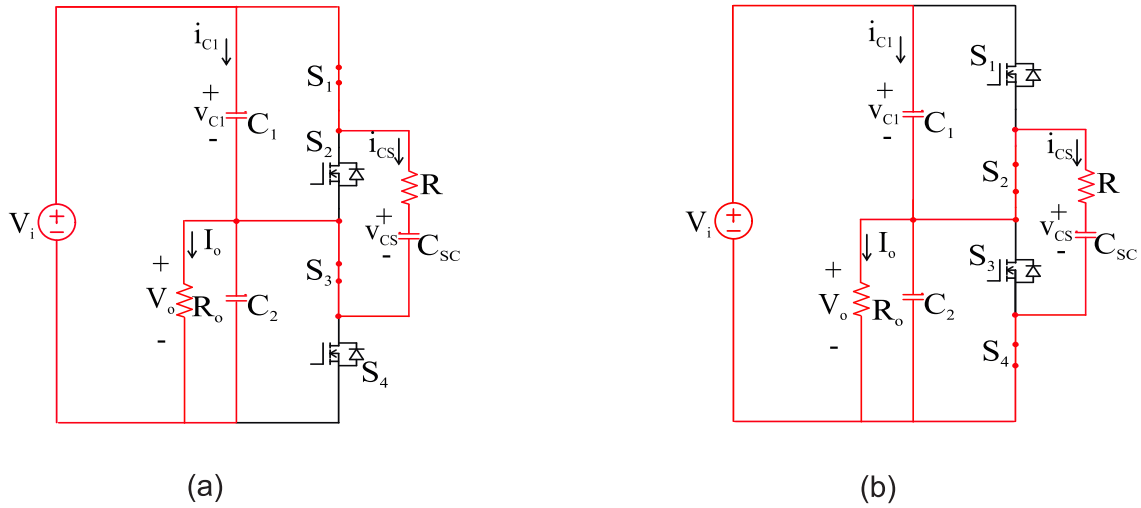
Figura 8 – Estrutura do conversor *Ladder* tipo *Buck*.



Fonte – Autor.



Figura 9 – Etapas de operação do conversor abaixador. (a) Primeira etapa de operação. (b) Segunda etapa de operação.



Fonte – Autor.

$$i_{C_{sc}} = C_{sc} \frac{dv_{C_{sc}}}{dt} = \frac{V_i - V_o - v_{C_{sc}}}{R} \quad (9)$$

$$DC_{sc} \frac{dv_{C_{sc}}}{dt} = D \frac{(V_i - V_o - v_{C_{sc}})}{R} \quad (10)$$

A segunda etapa de operação começa quando são bloqueados os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  e comandados a conduzir  $S_2$  e  $S_4$ . Durante essa etapa, o capacitor  $C_{sc}$  se descarrega, conectado em paralelo com o capacitor  $C_2$  e com a carga. A corrente em  $C_{sc}$  durante esse intervalo de tempo é dada por (11). Multiplicando ambos os termos por  $(1-D)$ , obtém-se a expressão (12).

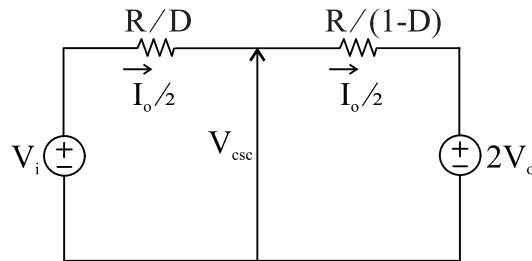
$$i_{C_{sc}} = C_{sc} \frac{dv_{C_{sc}}}{dt} = \frac{V_o - v_{C_{sc}}}{R} \quad (11)$$

$$(1 - D)C_{sc} \frac{dv_{C_{sc}}}{dt} = (1 - D) \frac{(V_o - v_{C_{sc}})}{R} \quad (12)$$

A partir de (10) e (12) e considerando que, em regime permanente, o valor médio da corrente no capacitor é nulo, o circuito equivalente para valores médios para operação em regime permanente é mostrado na Figura 10. A operação desse circuito é determinada pela equação (13).

$$V_i = \frac{I_o}{2} \left( \frac{R}{D} + \frac{R}{(1-D)} \right) + 2V_o \quad (13)$$

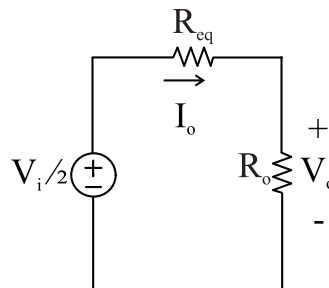
Figura 10 – Circuito equivalente para valores médios para operação em regime permanente.



Fonte – Autor.

A partir de (13), é possível obter a expressão (14), que representa o circuito equivalente do conversor abaixador para valores médios, como representado na Figura 11. Com essa análise, obtém-se a resistência equivalente em (15) e o ganho estático de tensão do conversor em (16).

Figura 11 – Circuito equivalente do conversor abaixador.



Fonte – Autor.

$$\frac{V_i}{2} = \frac{R}{4D(1-D)} \frac{V_o}{R_o} + V_o \quad (14)$$

$$R_{eq} = \frac{R}{4D(1-D)} \quad (15)$$

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{2} \left( \frac{R_o}{R_{eq} + R_o} \right) \quad (16)$$

Se as perdas de condução forem nulas, a resistência equivalente também é nula, sendo o ganho estático ideal do conversor 0,5 como definido em (17). Percebe-se que

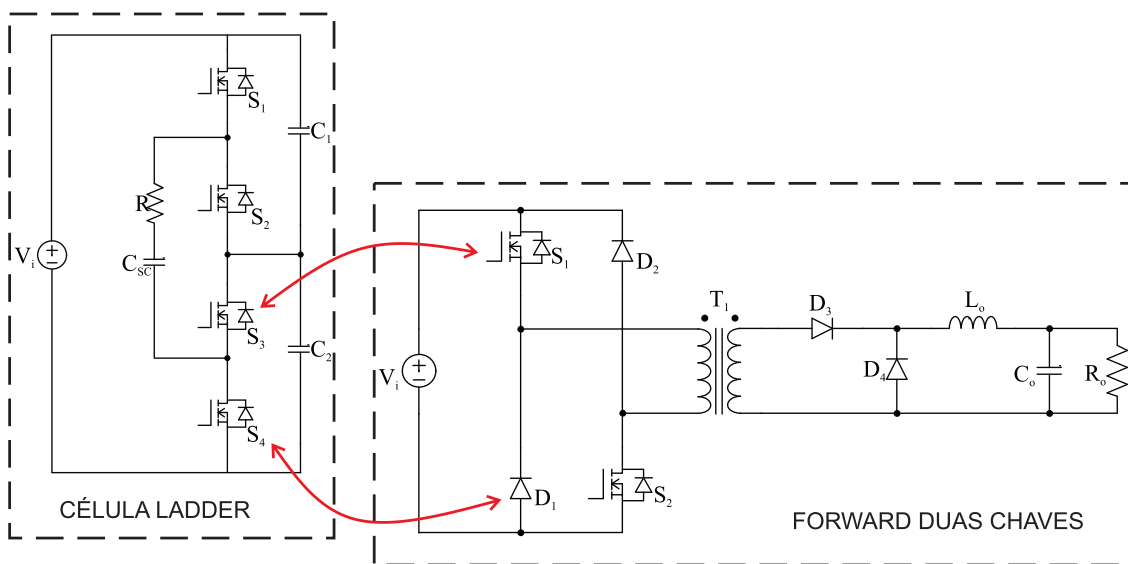
o ganho ideal não depende da razão cíclica com a qual opera o conversor. A tensão na saída será sempre a metade da tensão de alimentação do conversor abaixador.

$$G = \frac{1}{2} \tag{17}$$

## 1.2 CONVERSORES HÍBRIDOS

Os conversores híbridos são gerados pela integração apropriada de conversores convencionais com conversores a capacitor chaveado. A união é possível porque dois conversores CC-CC podem ser integrados se seus interruptores compartilham pelo menos um nó em comum e trabalham com a mesma frequência de comutação e razão cíclica (WU; CHEN, 1998). A ideia é a criação de uma topologia que preserve os melhores atributos de cada conversor, resultando em conversores que possam ser controlados, proporcionem isolamento galvânico entre a fonte de alimentação e a carga e submetam os interruptores e capacitores a tensões reduzidas. Assim, a topologia proposta neste trabalho resulta da integração apresentada na Figura 12.

Figura 12 – Integração entre a célula *Ladder* e o conversor *Forward* duas chaves.



Fonte – Autor.

## 1.3 OBJETIVOS

### 1.3.1 Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho é estudar a topologia que resulta da integração entre um conversor CC-CC *Forward* duas chaves e uma célula *Ladder* de capacitor cha-

veado, mediante análise teórica matemática, validada por meio de simulação. A ideia inicial consistia em validar até a etapa de experimentação em laboratório, construindo um protótipo de conversor. Contudo, os laboratórios da universidade permaneceram fechados devido à pandemia do SARS-COVID19. O resultado esperado é que os semicondutores da estrutura apresentada sejam submetidos a uma tensão equivalente à metade da tensão de alimentação.

### 1.3.2 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos do trabalho são:

- a) Realizar a revisão bibliográfica dos conversores a capacitor chaveado e das células de comutação;
- b) Realizar a revisão bibliográfica e a análise estática do conversor *Forward* duas chaves;
- c) Realizar o estudo da análise estática do conversor CC-CC proposto;
- d) Determinar os esforços de tensão e corrente nos componentes da topologia;
- e) Realizar o estudo da modelagem matemática do conversor;
- f) Implementar uma estratégia para controlar a tensão de saída do conversor proposto;
- g) Validar os estudos teóricos por meio de simulações computacionais;
- h) Realizar o dimensionamento dos componentes.

## 2 CONVERSOR *FORWARD* DUAS CHAVES

Este capítulo apresenta o estudo e a metodologia de análise do conversor *Forward* duas chaves, para criar as bases para a análise da topologia híbrida proposta. São analisadas as etapas de operação e a característica de saída do conversor para estes casos: sem considerar a indutância de dispersão do transformador; considerando a indutância de dispersão do transformador. Também são obtidos os esforços de tensão e corrente sobre os componentes. O estudo é desenvolvido de forma teórica e por meio de simulações.

### 2.1 ANÁLISE ESTÁTICA

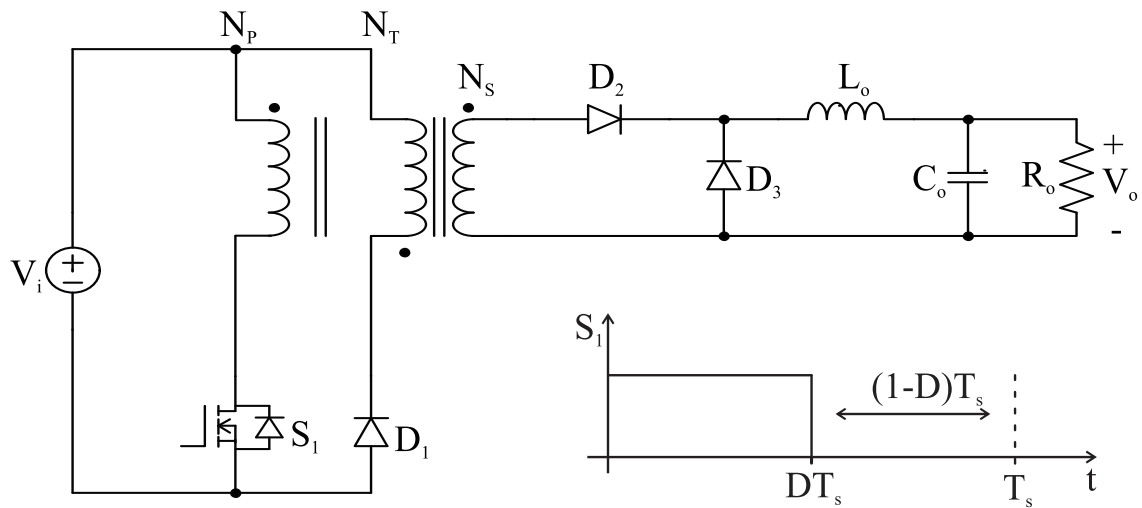
O conversor CC-CC *Forward* é um conversor derivado do conversor *Buck*, que apresenta isolamento galvânica entre as tensões de entrada e saída, o que aporta segurança e fiabilidade ao sistema. A opção é empregar um transformador de alta frequência, por seu peso e tamanho reduzidos, aliados a alta eficiência (RASHID, 2001). A introdução do transformador proporciona vantagens significativas comparativamente ao *Buck*, tais como evitar uma possível descarga elétrica, já que o transformador isola galvanicamente a saída da entrada. Além disso, se a diferença entre as tensões de saída e entrada for significativa, a razão cíclica para o *Buck* não isolado será muito pequena, problema que é resolvido com a introdução do transformador. Outra vantagem consiste na redução dos requerimentos de potência do interruptor. Segundo (SEVERNS, 2000), a estrutura foi apresentada pela primeira vez em 1956.

O conversor *Forward* clássico pode ser observado na Figura 13. O funcionamento dele é bem conhecido (ARBOY; COUSIN, 2006), (BARBI, 2014). O conversor *Forward* de duas chaves é uma modificação do conversor *Forward* clássico, a Figura 14 apresenta a sua topologia. Comparando as topologias, percebe-se que o *Forward* duas chaves, em comparação com a topologia clássica, não dispõe do terceiro enrolamento ( $N_T$ ), cuja função é desmagnetizar o transformador. Assim, a desmagnetização do transformador é feita através dos diodos  $D_1$  e  $D_2$ , sendo esta uma vantagem significativa do *Forward* duas chaves em relação ao clássico. Além disso, o *Forward* duas chaves não requer grampeador, e o esforço máximo de tensão a que são submetidos os semicondutores do lado primário do transformador ( $S_1, S_2, D_1, D_2$ ) é o valor da tensão de alimentação  $V_i$ , enquanto que na topologia clássica esse valor é  $2V_i$ , quando a relação de transformação do transformador unitária e razão cíclica 0,5. Tais características fazem que o conversor *Forward* duas chaves, seja mais robusto e mais eficiente (BARBI, 2019).

Para a análise do conversor *Forward* duas chaves, os componentes que o integram são considerados ideais. Tal análise será dividida em duas etapas, uma primeira sem considerar a indutância de dispersão do transformador ( $L_d$ ) e uma segunda na

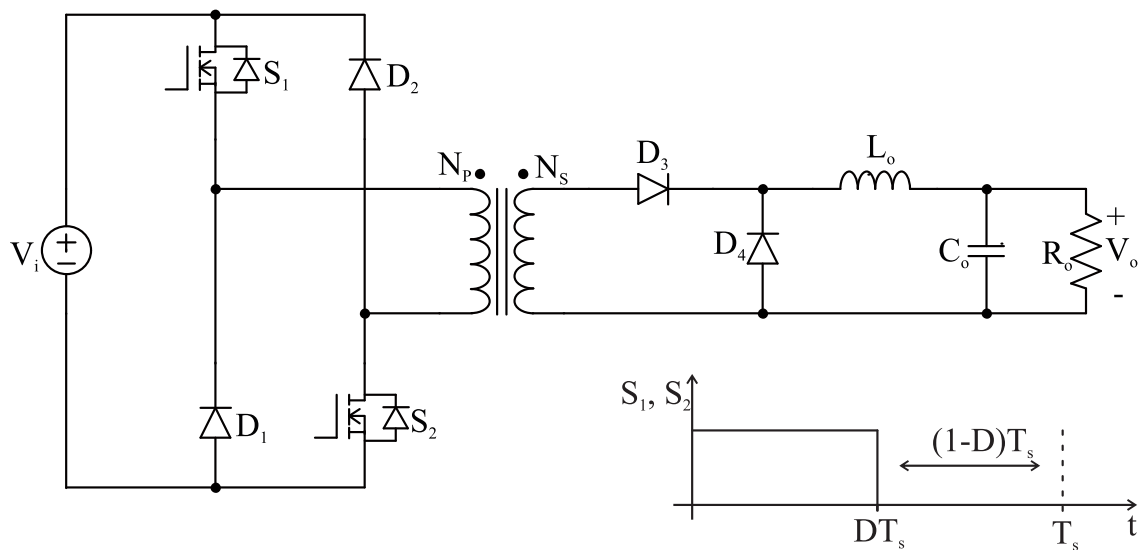
qual essa indutância é considerada. Para tais casos, são analisadas as etapas de operação, assim como a característica de saída do conversor.

Figura 13 – Conversor *Forward* clássico.



Fonte – Autor.

Figura 14 – Conversor *Forward* duas chaves.



Fonte – Autor.

## 2.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO SEM CONSIDERAR A INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR

A análise é feita para o modo de condução contínua (MCC). O conversor também pode operar no modo de condução crítica (MCCr) e no modo de condução descontínua (MDC). Durante MCC e MCCr, o conversor opera em três etapas, com a diferença de que, no modo MCCr, a corrente no indutor do filtro de saída chega a zero, mas volta a se elevar até seu máximo. No modo MDC, uma quarta etapa surge quando a corrente no indutor de saída se torna nula (POSSAMAI, 2018).

Para este caso, o *Forward* duas chaves, no MCC, tem três etapas de operação. A **primeira etapa de operação** ( $0 - DT_s$ ) começa quando os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são comandados a conduzir. Pela polaridade dos enrolamentos do transformador, os diodos  $D_1$  e  $D_2$  estão bloqueados, e o esforço de tensão deles é  $V_j$ . A polaridade dos enrolamentos permite a transferência de energia da fonte para a carga por meio do diodo  $D_3$ . O diodo  $D_4$  se encontra bloqueado, e o esforço de tensão dele é a tensão no enrolamento secundário do transformador. Nesta etapa, a tensão no enrolamento primário é  $V_j$ . A corrente no primário ( $i_{prim}$ ) é a soma da corrente de magnetização ( $iL_m$ ) e a corrente  $i_1$ , que é a corrente do enrolamento secundário multiplicada pela relação de transformação do transformador  $n$ , sendo  $n = N_S/N_P$ . A corrente no enrolamento secundário é a corrente que circula pelo indutor  $L_o$  ( $iL_o$ ). A tensão sobre a indutância magnetizante ( $v_{prim}$ ) faz com que a corrente  $iL_m$  cresça linearmente. Esta etapa de operação é apresentada na Figura 15(a).  $T_s$  é definido como o período de comutação e  $D$  é a razão cíclica com que opera o conversor.

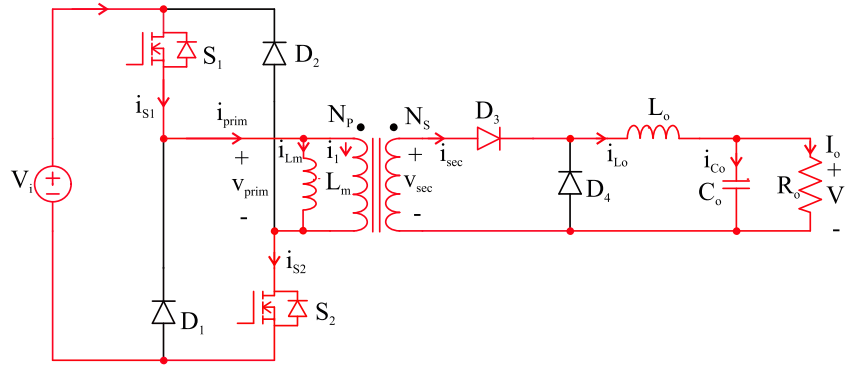
A **segunda etapa de operação** ( $DT_s - T_m$ ) apresentada na Figura 15(b) começa no momento em que os interruptores são bloqueados, sendo submetidos a uma tensão igual a  $V_j$ . O tempo  $T_m$  é o período de efeito de desmagnetização do transformador, ou seja, o tempo em que a corrente de desmagnetização chega a zero. Devido à polaridade dos enrolamentos, os diodos  $D_1$  e  $D_2$  conduzem, garantindo a continuidade da corrente de desmagnetização, entregando a energia à fonte. A tensão do enrolamento primário é  $-V_j$ . O diodo  $D_3$  agora está bloqueado, e o diodo  $D_4$  conduz a corrente do indutor, sendo que o indutor e o capacitor de saída suprem a carga, portanto a corrente do indutor decresce linearmente. A corrente do enrolamento secundário agora é zero, e pelo primário circula a corrente de desmagnetização.

A **terceira etapa de operação** ( $T_m - T_s$ ) começa quando a corrente de desmagnetização do transformador se anula. O circuito desta etapa é ilustrado na Figura 15(c). Os interruptores continuam bloqueados, e os diodos  $D_1$  e  $D_2$  deixam de conduzir, dado que a corrente de desmagnetização é zero. Cada um deles está submetido a uma tensão igual a  $V_j/2$ . O diodo  $D_3$  continua bloqueado, submetido a uma tensão nula, porque a tensão nos enrolamentos do transformador é também nula. O diodo  $D_4$  continua conduzindo a corrente do indutor para, juntamente com o capacitor, suprir a

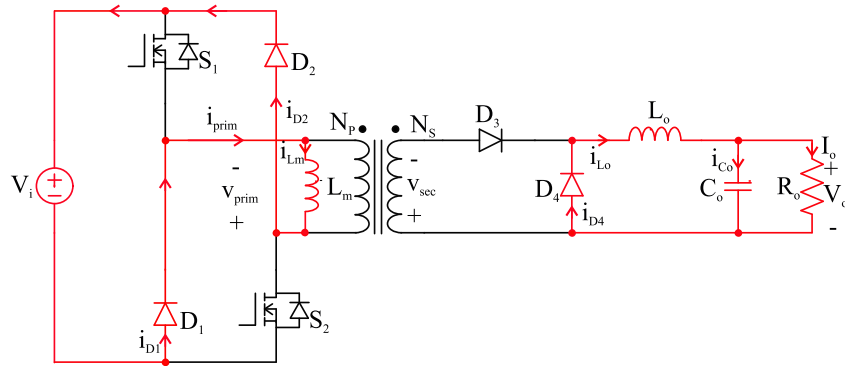
carga.

As principais formas de onda do conversor *Forward* duas chaves são apresentadas na Figura 16 e podem ser obtidas por médio da análise das etapas de operação.

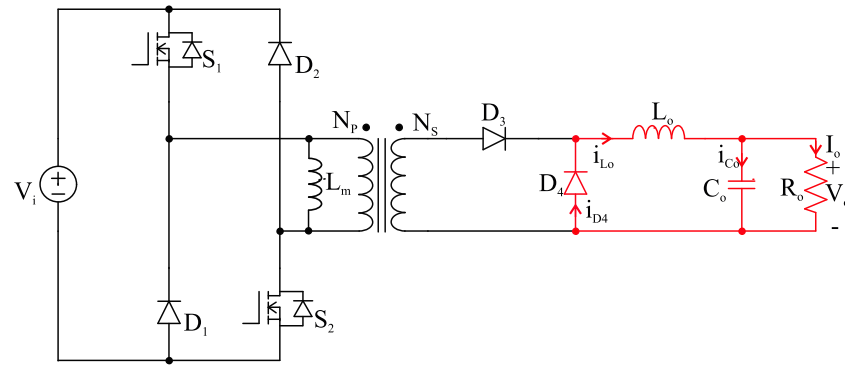
Figura 15 – Estados topológicos do conversor *Forward* duas chaves. (a) Primeira etapa de operação. (b) Segunda etapa de operação. (c) Terceira etapa de operação.



(a)



(b)

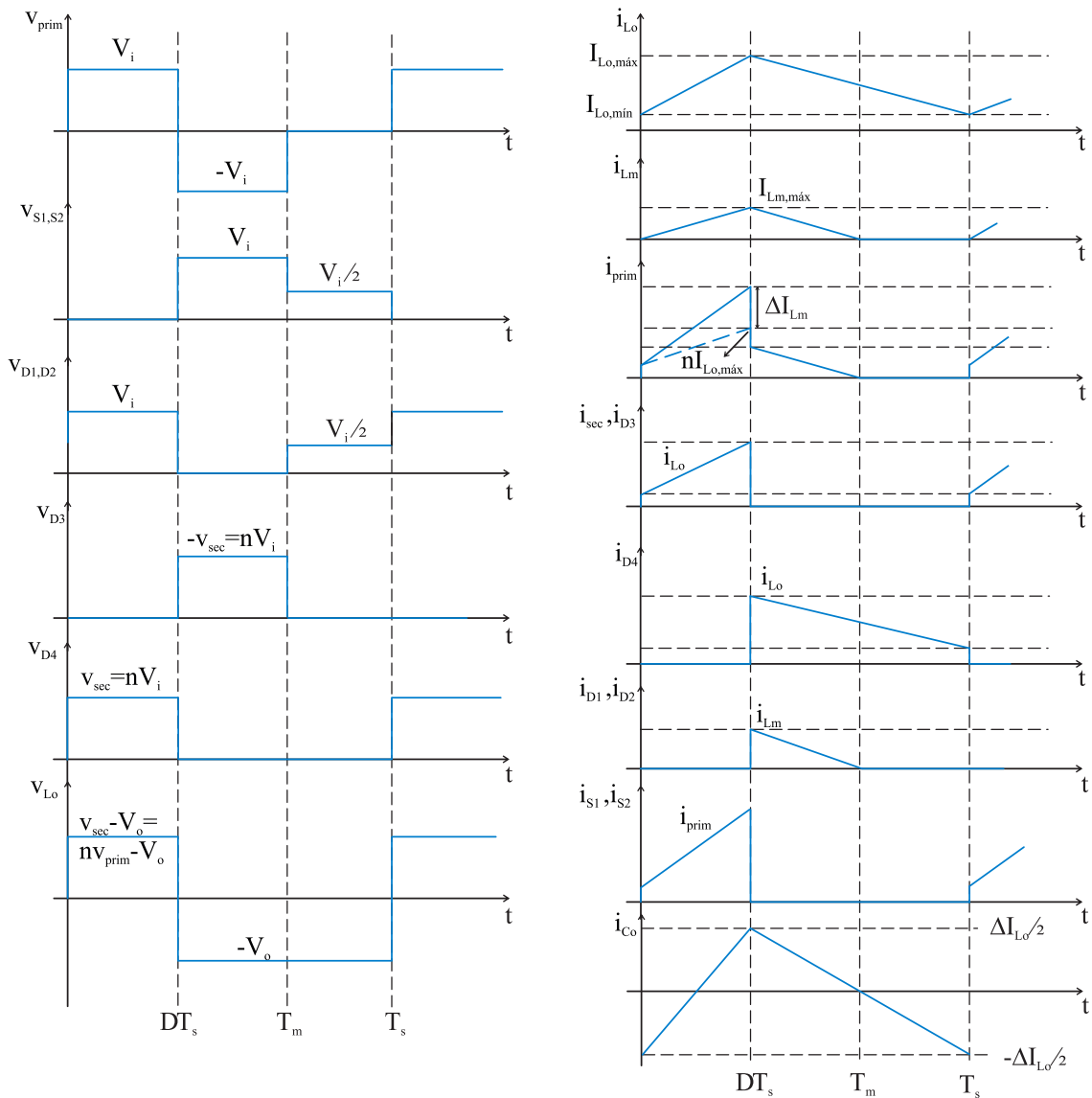


(c)

Fonte – Autor.



Figura 16 – Principais formas de onda do conversor *Forward* duas chaves.



Fonte – Autor.

### 2.3 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA SEM CONSIDERAR A INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR

A obtenção da expressão que define o ganho estático do conversor *Forward* duas chaves dá-se a partir da análise e equacionamento das etapas de operação. Durante a primeira etapa ( $0 - DT_s$ ) e considerando a fonte de entrada transposta para o secundário, conforme a relação de transformação  $n$ , o circuito do conversor é equivalente ao conversor *Buck*, como mostra a Figura 17. Aplicando-se as leis de

*Kirchhoff*:

$$v_{L_o} = nV_i - V_o \quad (18)$$

$$L_o \frac{di_{L_o}}{dt} = nV_i - V_o \quad (19)$$

$$i_{C_o} = i_{L_o} - i_o \quad (20)$$

$$C_o \frac{dv_o}{dt} = i_{L_o} - i_o \quad (21)$$

Multiplicando (19) e (21) por  $D$ , obtém-se:

$$DL_o \frac{di_{L_o}}{dt} = DnV_i - DV_o \quad (22)$$

$$DC_o \frac{dv_o}{dt} = Di_{L_o} - Di_o \quad (23)$$

O circuito equivalente do conversor durante a etapa de operação ( $DT_s - T_s$ ) é mostrado na Figura 18. É possível unir as etapas ( $DT_s - T_m$ ) e ( $T_m - T_s$ ), já que a indutância magnetizante não tem influência no ganho estático do conversor (POSSAMAI, 2018). Aplicando as leis de *Kirchhoff*:

$$v_{L_o} = -V_o \quad (24)$$

$$L_o \frac{di_{L_o}}{dt} = -V_o \quad (25)$$

$$i_{C_o} = i_{L_o} - i_o \quad (26)$$

$$C_o \frac{dv_o}{dt} = i_{L_o} - i_o \quad (27)$$

Multiplicando (25) e (27) por  $(1 - D)$ , obtém-se:

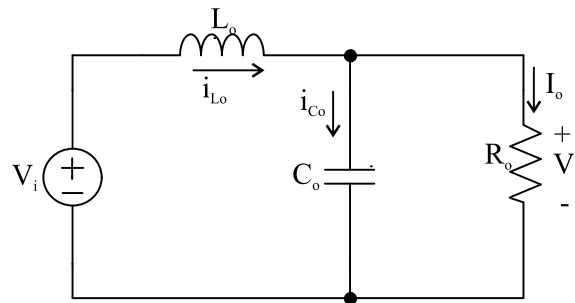
$$(1 - D)L_o \frac{di_{L_o}}{dt} = -(1 - D)V_o \quad (28)$$

$$(1 - D)C_o \frac{dv_o}{dt} = (1 - D)i_{L_o} - (1 - D)i_o \quad (29)$$

O valor médio da tensão no indutor é dado por (30), e o valor médio da corrente no capacitor é dada por (31). Considerando baixas ondulações e que o valor médio tanto da tensão no indutor quanto da corrente no capacitor é zero, obtém-se (32).

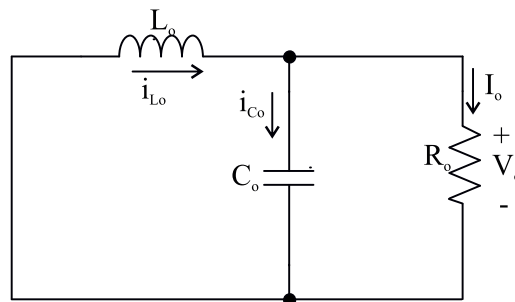
$$\overline{V_{L_o}} = D(nV_i - V_o) - (1 - D)V_o \quad (30)$$

Figura 17 – Circuito equivalente do conversor *Forward* duas chaves durante a primeira etapa de operação.



Fonte – Autor.

Figura 18 – Circuito equivalente do conversor *Forward* duas chaves durante a segunda etapa de operação.



Fonte – Autor.

$$\overline{i_{C_o}} = i_{L_o} - i_o \quad (31)$$

$$0 = D(nV_i - V_o) - (1 - D)V_o \quad (32)$$

A partir de (32), é possível obter a expressão que define o ganho estático de tensão do conversor *Forward* duas chaves dado por (34).

$$\frac{V_o}{V_i} = nD \quad (33)$$

$$G = nD \quad (34)$$

## 2.4 DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAÍDA

A saída do conversor *Forward* duas chaves, é composta de um filtro *LC* passa baixa, para produzir na saída uma tensão contínua de baixa ondulação. Para isso, a frequência de corte do filtro deve ser bem menor que a frequência de chaveamento do conversor. O dimensionamento do filtro permite definir as variações de corrente no indutor e da tensão no capacitor. O indutor  $L_o$  é calculado analisando a tensão sobre ele. Na primeira etapa ( $0 - DT_s$ ), a tensão sobre o indutor é dada por (35).

$$nV_i - V_o = L_o \frac{di_{L_o}}{dt} \quad (35)$$

Pode ser escrita como (36), fazendo as seguintes considerações:

$di_{L_o} \rightarrow$  variação de corrente no indutor  $\Delta i_{L_o}$ .

$dt \rightarrow$  intervalo de condução das chaves  $DT_s$  ou  $D/f_s$ .

$$nV_i - V_o = L_o \frac{\Delta i_{L_o} f_s}{D} \quad (36)$$

A partir de (36), obtém-se (37). Tendo que  $nDV_i = V_o$ , são obtidas (38) e (39).

$$L_o = \frac{D(nV_i - V_o)}{f_s \Delta i_{L_o}} \quad (37)$$

$$L_o = \frac{nDV_i(1 - D)}{f_s \Delta i_{L_o}} \quad (38)$$

$$\Delta i_{L_o} = \frac{nDV_i(1 - D)}{f_s L_o} \quad (39)$$

Deseja-se que o indutor seja capaz de suportar a maior ondulação de corrente. Para isso se parametriza (39) para logo fazer a sua derivada e igualar com zero, obtendo assim o valor da razão cíclica para o qual a ondulação de corrente é máxima.

$$\overline{\Delta i_{L_o}} = D(1 - D) = \Delta i_{L_o} \frac{L_o f_s}{nV_i} \quad (40)$$

$$\frac{\partial \overline{\Delta i_{L_o}}}{\partial D} = \frac{\partial (D(1 - D))}{\partial D} = 1 - 2D \quad (41)$$

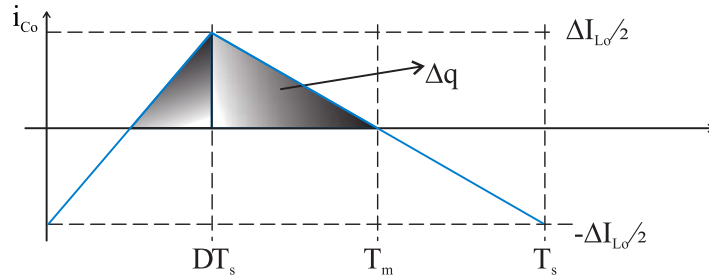
A partir da resolução de (41), obtém-se que a máxima ondulação de corrente ocorre quando  $D = 0,5$ . Substituindo este valor de  $D$  em (38), encontra-se o valor mínimo do indutor que atenda à máxima ondulação de corrente, assim como o valor da ondulação para tal valor.

$$L_o = \frac{nV_i}{4\Delta i_{L_o} f_s} \quad (42)$$

$$\Delta i_{L_o} = \frac{nV_i}{4L_o f_s} \quad (43)$$

A expressão do capacitor  $C_o$  em função do ripple de tensão, é calculada a partir da análise da corrente que nele circula. A corrente que circula no capacitor é considerada como a componente alternada da corrente proveniente do indutor  $L_o$ , como apresentado novamente na Figura 19.

Figura 19 – Forma de onda da corrente do capacitor que forma parte do filtro de saída.



Fonte – Autor.

Dado que a corrente média no capacitor em regime permanente é zero, o tempo em que ela é positiva é igual ao tempo em que é negativa, sendo esse tempo igual a  $T_s/2$ . Por inspeção da Figura 19, é possível identificar que a variação de carga do capacitor,  $\Delta q$ , é a área marcada no gráfico, sendo a área de um triângulo dada por (44).

$$\Delta q = \frac{(T_s/2) (\Delta I_{L_o}/2)}{2} = \frac{T_s \Delta I_{L_o}}{8} \quad (44)$$

Sabe-se que a variação de carga do capacitor é:

$$\Delta q = C \Delta V_C \quad (45)$$

Substituindo (44) em (45) e manipulando as expressões, obtém-se (46).

$$C_o = \frac{\Delta I_{L_o}}{8 f_s \Delta V_{C_o}} \quad (46)$$

Para encontrar a menor capacitância que atenda à ondulação de tensão, substitui-se a expressão (43) da ondulação máxima da corrente no indutor, obtendo (47).

$$C_o = \frac{n V_i}{32 f_s^2 \Delta V_{C_o} L_o} \quad (47)$$

## 2.5 ESFORÇOS DE CORRENTE NOS COMPONENTES

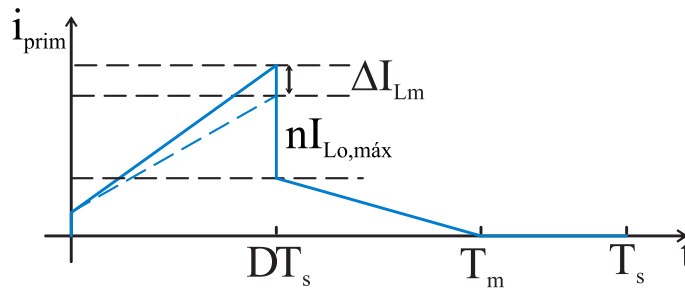
Com o objetivo de selecionar os dispositivos que compõem o conversor *Forward* duas chaves de modo que cumpram as especificações e limitações para o dimensio-

namento, são analisadas as correntes médias e eficazes nos diferentes componentes. Tal análise é feita sem consideração da indutância de dispersão do transformador.

### 2.5.1 Esforços de corrente nos enrolamentos do transformador

Com o objetivo de calcular os esforços no transformador, considerou-se a corrente magnetizante, sendo o tempo de magnetização do núcleo igual ao de desmagnetização, ou seja,  $T_m = 2DT_s$ . Analisando a corrente no enrolamento primário, mostrada anteriormente na Figura 16 e retomada na Figura 20, obtém-se (48) e (49), expressões que caracterizam a corrente do enrolamento nas etapas  $(0 - DT_s)$  e  $(DT_s - T_m)$ , respectivamente.

Figura 20 – Forma de onda da corrente que circula pelo enrolamento primário do transformador.



Fonte – Autor.

$$i_{pr1}(t) = \frac{n\Delta I_{Lo} + \Delta I_{Lm}}{DT_s} t + n \left( I_{Lo} - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right) \quad (48)$$

$$i_{pr2}(t) = \frac{-\Delta I_{Lm}}{DT_s} t + 2\Delta I_{Lm} \quad (49)$$

$$i_{pr}(t) = \begin{cases} i_{pr1}(t), 0 \leq t \leq DT_s \\ i_{pr2}(t), DT_s \leq t \leq T_m \\ 0, T_m \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (50)$$

Aplicando as definições de corrente média e eficaz, são obtidas as expressões (52) e (54) respectivamente. As expressões que definem  $X_1$  e  $X_2$  são dadas por (55) e (56).

$$I_{pr\_med} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} i_{pr1}(t) dt + \int_{DT_s}^{2DT_s} i_{pr2}(t) dt \right] \quad (51)$$

$$I_{pr\_med} = D(nI_{Lo} + 2\Delta I_{Lm}) \quad (52)$$

$$I_{pr\_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} (i_{pr1}(t))^2 dt + \int_{DT_s}^{2DT_s} (i_{pr2}(t))^2 dt \right]} \quad (53)$$

$$I_{pr\_ef} = \sqrt{DnX_1X_2 + \frac{19}{3}D(\Delta I_{Lm})^2 + Dn^2X_2^2 + \frac{1}{3}DX_1^2} \quad (54)$$

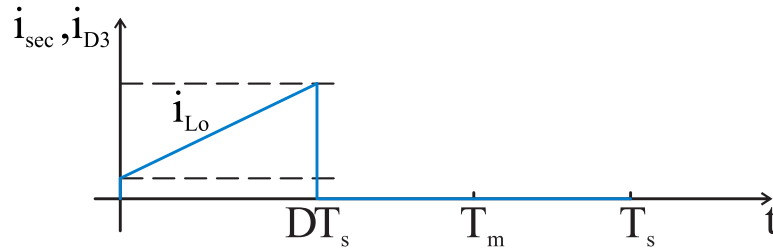
$$X_1 = (n\Delta I_{L0} + \Delta I_{Lm}) \quad (55)$$

$$X_2 = \left( I_{L0} - \frac{\Delta I_{L0}}{2} \right) \quad (56)$$

Analisando a corrente no enrolamento secundário, que é a mesma que circula pelo diodo  $D_3$  (apresentada na Figura 21), é obtida (57), expressão que define a corrente. Logo, com as definições de corrente média e eficaz, obtém-se (59) e (61), respectivamente.

$$i_{sec}(t) = \begin{cases} \frac{\Delta I_{L0}}{DT_s}t + \left( I_{L0} - \frac{\Delta I_{L0}}{2} \right), & 0 \leq t \leq DT_s \\ 0, & DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (57)$$

Figura 21 – Forma de onda da corrente que circula pelo enrolamento secundário do transformador.



Fonte – Autor.

$$I_{sec\_med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} i_{sec}(t) dt \quad (58)$$

$$I_{sec\_med} = DI_{L0} \quad (59)$$

$$I_{sec\_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} (i_{sec}(t))^2 dt} \quad (60)$$

$$I_{sec\_ef} = \sqrt{D \frac{(\Delta I_{L0})^2}{3} + DX_2 \Delta I_{L0} + DX_2^2} \quad (61)$$

### 2.5.2 Esforços de corrente nos interruptores $S_1$ , $S_2$ e nos diodos $D_1$ , $D_2$ , $D_4$

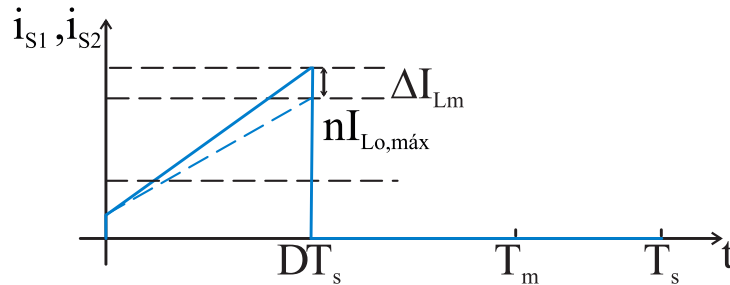
Quando os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  estão fechados, circula por eles a mesma corrente que circula pelo enrolamento primário na etapa  $0 - DT_s$ , tal como mostra a Figura 22. Desse modo, as expressões que definem a corrente nos interruptores em função do tempo, a corrente média e a corrente eficaz são (62), (64) e (66), respectivamente.

$$i_{S1,S2}(t) = \begin{cases} \frac{n\Delta I_{Lo} + \Delta I_{Lm}}{DT_s} t + n \left( I_{Lo} - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right), & 0 \leq t \leq DT_s \\ 0, & DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (62)$$

$$I_{S1,S2\_med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} i_{S1,S2}(t) dt \quad (63)$$

$$I_{S1,S2\_med} = D \left( nI_{Lo} + \frac{\Delta I_{Lm}}{2} \right) \quad (64)$$

Figura 22 – Forma de onda da corrente que circula pelos interruptores.



Fonte – Autor.

$$I_{S1,S2\_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} (i_{S1,2}(t))^2 dt} \quad (65)$$

$$I_{S1,S2\_ef} = \sqrt{\frac{D}{3} X_1^2 + DnX_1X_2 + Dn^2X_2^2} \quad (66)$$

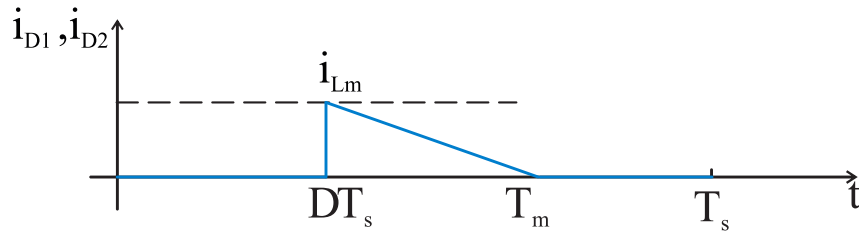
Dado que circula pelos diodos a corrente de desmagnetização do transformador, a expressão da corrente neles corresponde à expressão da corrente do transformador no intervalo  $DT_s - T_m$ , como mostra a Figura 23.

Desse modo, a expressão que define a corrente é (67) e, aplicando a definição de corrente média e corrente eficaz, obtém-se (69) e (71), respectivamente.

$$i_{D1,D2}(t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq t \leq DT_s \\ -\frac{\Delta I_{Lm}}{DT_s} t + 2\Delta I_{Lm}, & DT_s \leq t \leq T_m \\ 0, & T_m \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (67)$$



Figura 23 – Forma de onda da corrente que circula pelos diodos  $D_1$  e  $D_2$ .



Fonte – Autor.

$$I_{D1,D2\_med} = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{2DT_s} i_{D1,D2}(t) dt \quad (68)$$

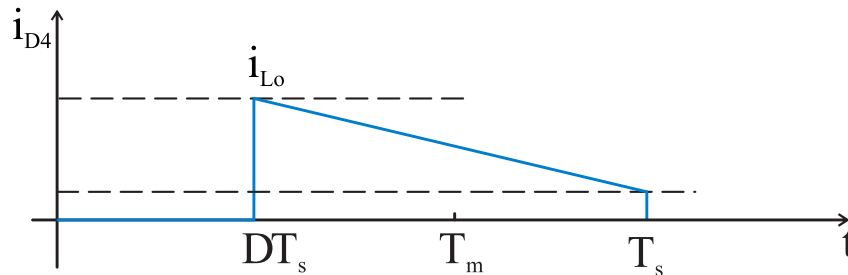
$$I_{D1,D2\_med} = D \frac{\Delta I_{Lm}}{2} \quad (69)$$

$$I_{D1,D2\_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{2DT_s} (i_{D1,D2}(t))^2 dt} \quad (70)$$

$$I_{D1,D2\_ef} = \frac{19}{3} D (\Delta I_{Lm})^2 \quad (71)$$

O diodo  $D_4$  permite a circulação da corrente do filtro de saída até a carga, no intervalo  $(DT_s - T_s)$ , sendo conhecido como diodo de roda livre. A Figura 24 apresenta novamente a forma de onda a partir da qual se obtém a expressão (72), que define a corrente. A corrente média é dada por (74), e a eficaz dada por (76).

Figura 24 – Forma de onda da corrente que circula pelo diodo  $D_4$ .



Fonte – Autor.

$$i_{D4}(t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq t \leq DT_s \\ \frac{-\Delta I_{Lo}}{T_s(1-D)} t + \left[ I_{Lo} + \left( \Delta I_{Lo} \frac{(1+D)}{2(1-D)} \right) \right], & DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (72)$$

$$I_{D4\_med} = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} i_{D4}(t) dt \quad (73)$$

$$I_{D4\_med} = I_{Lo}(1 - D) \quad (74)$$

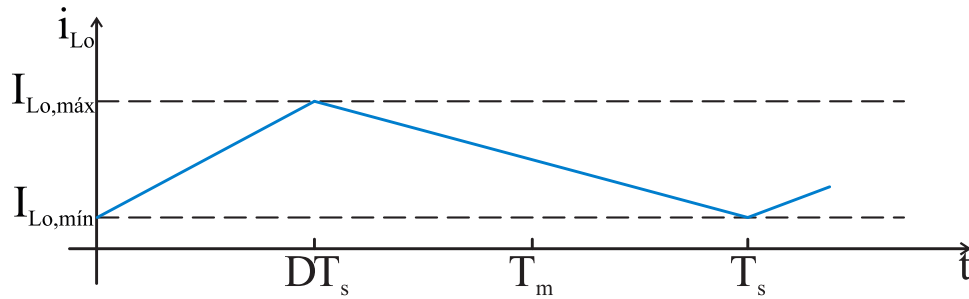
$$I_{D4\_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} (i_{D4}(t))^2 dt} \quad (75)$$

$$I_{D4\_ef} = I_{Lo} \sqrt{(1 - D)} \quad (76)$$

### 2.5.3 Esforços de corrente nos componentes do filtro de saída $L_o$ e $C_o$

A corrente que circula pelo indutor é apresentada na Figura 25. Desse modo, a corrente no indutor pode ser definida pela expressão (79).

Figura 25 – Forma de onda da corrente que circula pelo indutor do filtro de saída.



Fonte – Autor.

$$i_{Lo1}(t) = \frac{\Delta I_{Lo}}{DT_s} t + \left( I_{Lo} - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right) \quad (77)$$

$$i_{Lo2}(t) = \frac{-\Delta I_{Lo}}{(1-D)T_s} t + \left[ I_{Lo} + \left( \Delta I_{Lo} \frac{(1+D)}{2(1-D)} \right) \right] \quad (78)$$

$$i_{Lo}(t) = \begin{cases} i_{Lo1}(t), & 0 \leq t \leq DT_s \\ i_{Lo2}(t), & DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (79)$$

As correntes média e eficaz são obtidas ao se aplicarem as definições (80) e (81).

$$I_{Lo\_med} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} i_{Lo1}(t) dt + \int_{DT_s}^{T_s} i_{Lo2}(t) dt \right] \quad (80)$$

$$I_{Lo\_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} (i_{Lo1}(t))^2 dt + \int_{DT_s}^{T_s} (i_{Lo2}(t))^2 dt \right]} \quad (81)$$

Considera-se que a corrente que circula pelo capacitor de saída é toda a ondulação da corrente que circula pelo indutor de saída, como foi mostrado na Figura 19. Então a corrente é dada pela expressão (84). Dado que a corrente média no capacitor é zero, calcula-se unicamente a sua corrente eficaz, segundo (85).

$$i_{Co1}(t) = \frac{\Delta I_{Lo}}{DT_s} t - \left( \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right) \quad (82)$$

$$i_{Co2}(t) = \frac{-\Delta I_{Lo}}{(1-D)T_s} t + \left[ \Delta I_{Lo} \frac{(1+D)}{2(1-D)} \right] \quad (83)$$

$$i_{Co}(t) = \begin{cases} i_{Co1}(t), 0 \leq t \leq DT_s \\ i_{Co2}(t), DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (84)$$

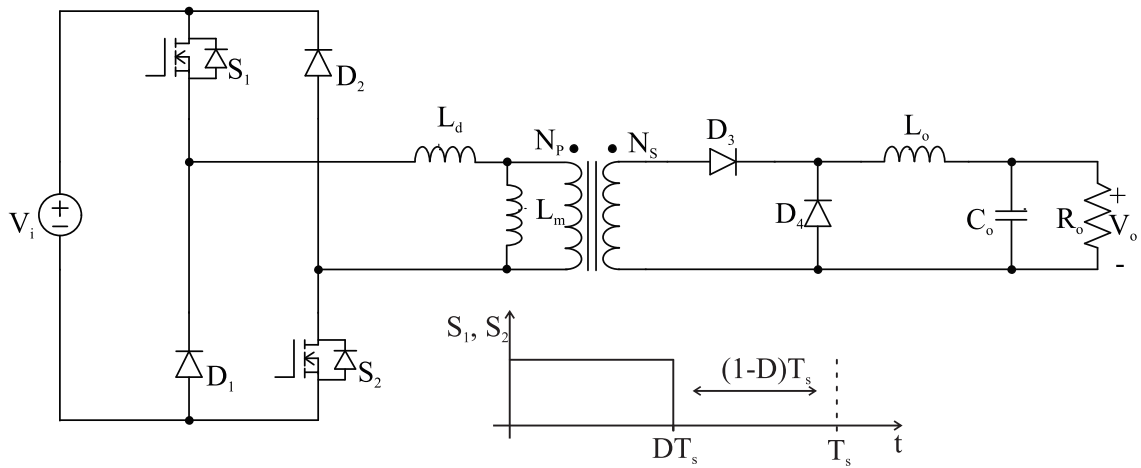
$$I_{Co\_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} (i_{Co1}(t))^2 dt + \int_{DT_s}^{T_s} (i_{Co2}(t))^2 dt \right]} \quad (85)$$

## 2.6 ETAPAS DE OPERAÇÃO CONSIDERANDO A INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR

Se o efeito da indutância de dispersão do transformador for considerado, o circuito do conversor pode ser representado como mostra a Figura 26. Neste caso, o conversor *Forward* duas chaves opera em cinco etapas de operação, que serão descritas adiante. Na análise de cada etapa, o conjunto filtro *LC* e resistor de saída pode ser considerado como uma fonte de corrente contínua  $I_o$ , sendo esta a corrente de saída do conversor. Dessa forma, a corrente de saída refletida para o primário do transformador pode ser representada por uma fonte de corrente contínua de amplitude  $nI_o$ , sendo  $n$  a relação de transformação, como já antes definida.

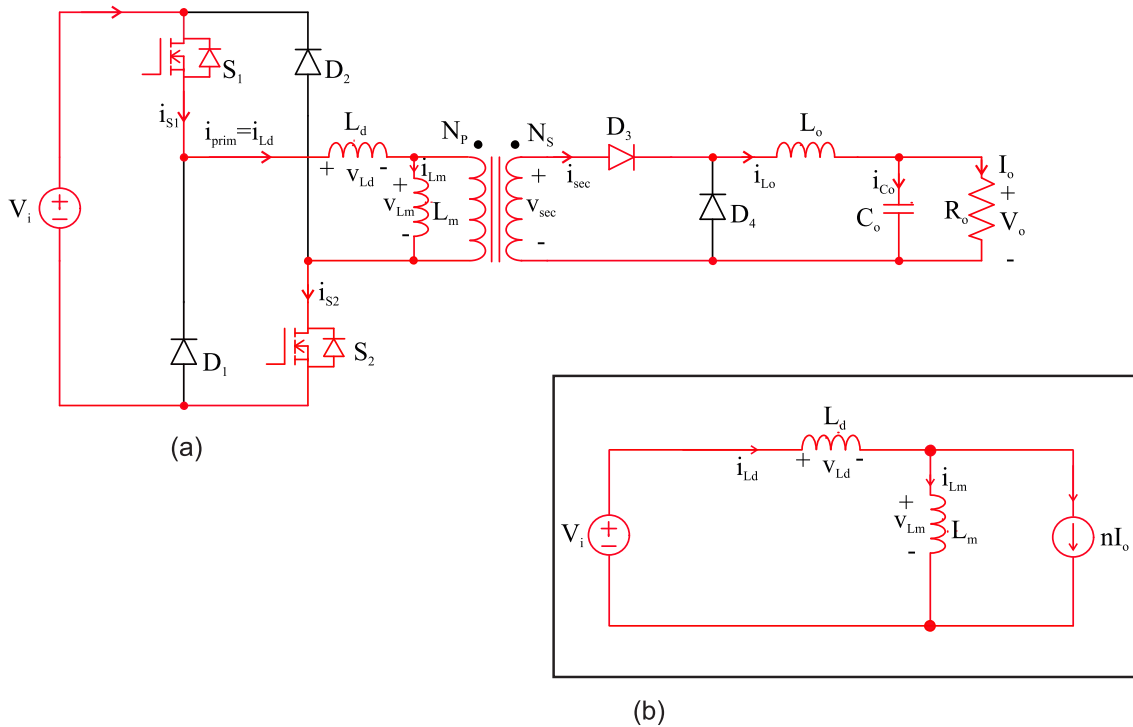
A **primeira etapa de operação** ( $t_1 - t_2$ ) começa quando a corrente na indutância de dispersão  $L_d$  alcança o valor igual ao somatório entre a corrente de saída refletida para o primário ( $nI_o$ ) e a corrente de magnetização do transformador ( $i_{Lm}$ ). Tal etapa de operação é ilustrada na Figura 27.

Figura 26 – Conversor duas chaves com as indutâncias que representam o efeito de dispersão e de magnetização do transformador.



Fonte – Autor.

Figura 27 – (a) Primeira etapa de operação do conversor *Forward* duas chaves. (b) Circuito equivalente.

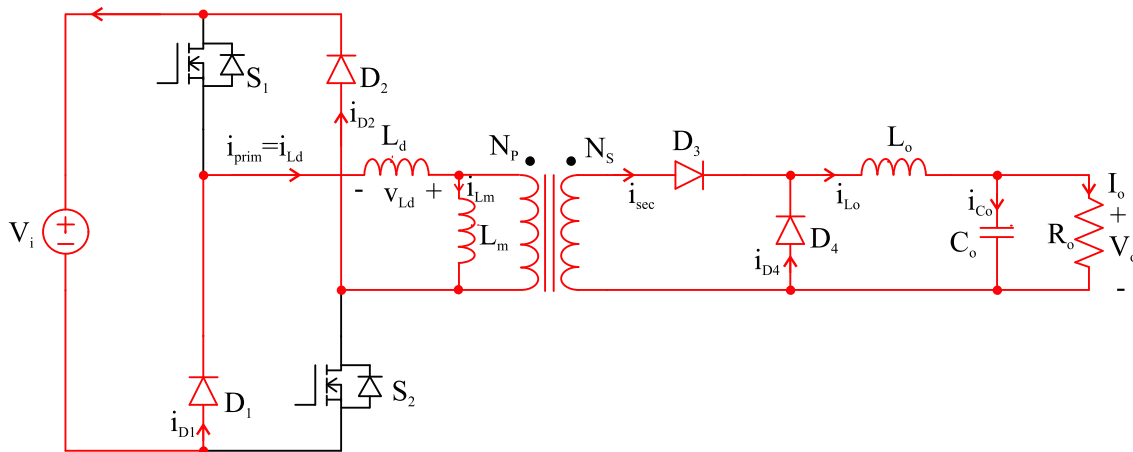


Fonte – Autor.

A segunda etapa de operação ( $t_2 - t_3$ ) é mostrada na Figura 28 e inicia quando

os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são comandados a bloquear. Uma vez que o indutor se opõe a variações bruscas de corrente, a corrente na indutância de dispersão começa a reduzir-se, encontrando-se conduzindo os diodos  $D_3$  e  $D_4$ . Com isso, a tensão no secundário do transformador é nula. A corrente de magnetização é constante nesse intervalo de tempo.

Figura 28 – Segunda etapa de operação do conversor *Forward* duas chaves.



Fonte – Autor.

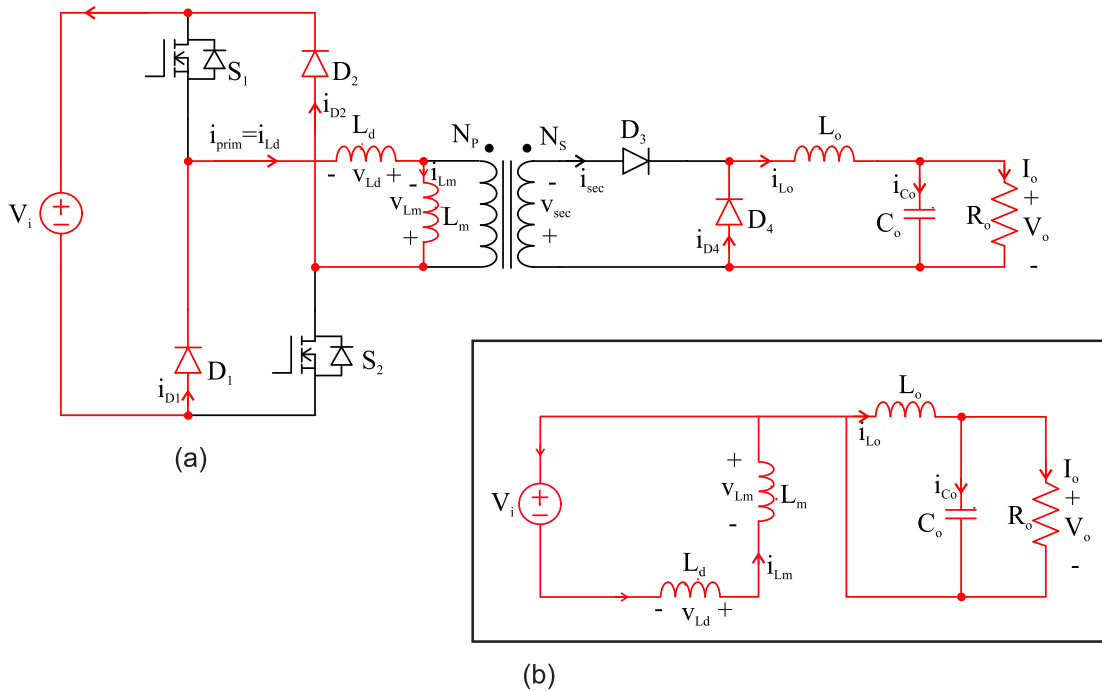
A **terceira etapa de operação** ( $t_3 - t_4$ ) começa quando a corrente da indutância de dispersão atinge o valor da corrente de magnetização do transformador. O diodo  $D_3$  para de conduzir, sendo a demanda da carga suprida por  $L_o$ . A energia de magnetização é devolvida à fonte através de  $D_1$  e  $D_2$ . Essa etapa termina quando o transformador é totalmente desmagnetizado ( $i_{Lm}=0$ ). O funcionamento deste período pode ser visto na Figura 29.

A **quarta etapa de operação** ( $t_4 - t_5$ ) é mostrada na Figura 30 e começa com o transformador completamente desmagnetizado, portanto as correntes de magnetização e a corrente que circula na indutância de dispersão são nulas.

A **quinta etapa de operação** ( $t_0 - t_1$ ), apresentada na Figura 31, tem início quando são comandados a conduzir os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ . A corrente que circula pela indutância de dispersão começa a crescer e os diodos  $D_3$  e  $D_4$  se encontram conduzindo, fazendo com que a tensão do secundário do transformador seja nula.

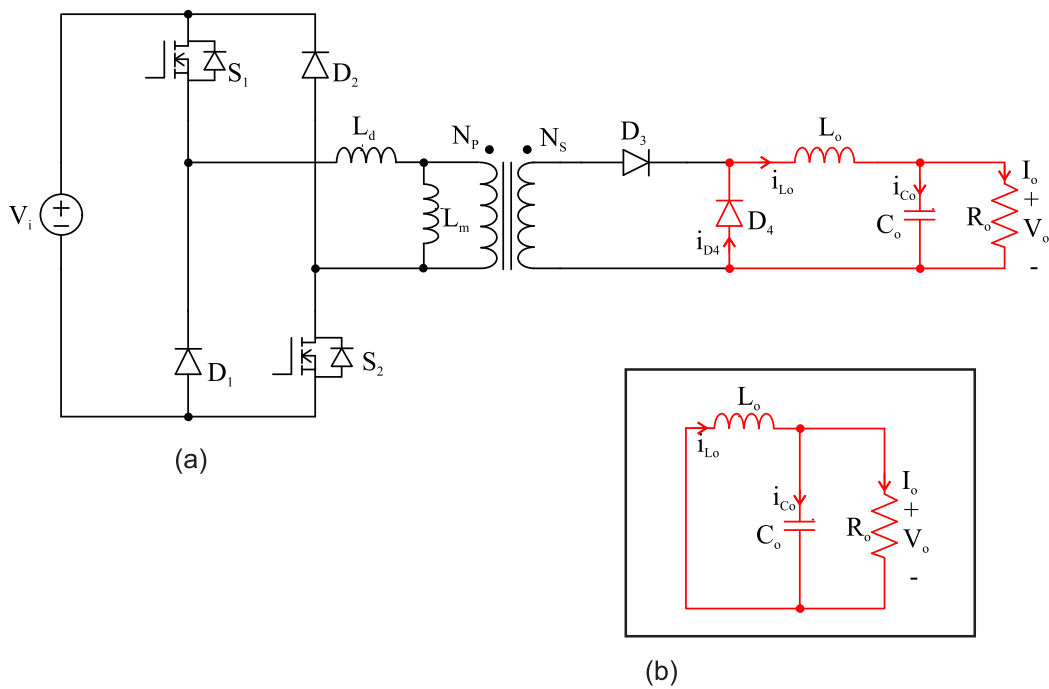
As formas de onda das grandezas mais significativas são mostradas na Figura 32, que apresenta as tensões e correntes nas indutâncias de magnetização e de dispersão. As grandezas não representadas nessa figura se mantêm iguais à análise sem contemplar a indutância de dispersão.

Figura 29 – (a) Terceira etapa de operação do conversor *Forward* duas chaves. (b) Circuito equivalente.



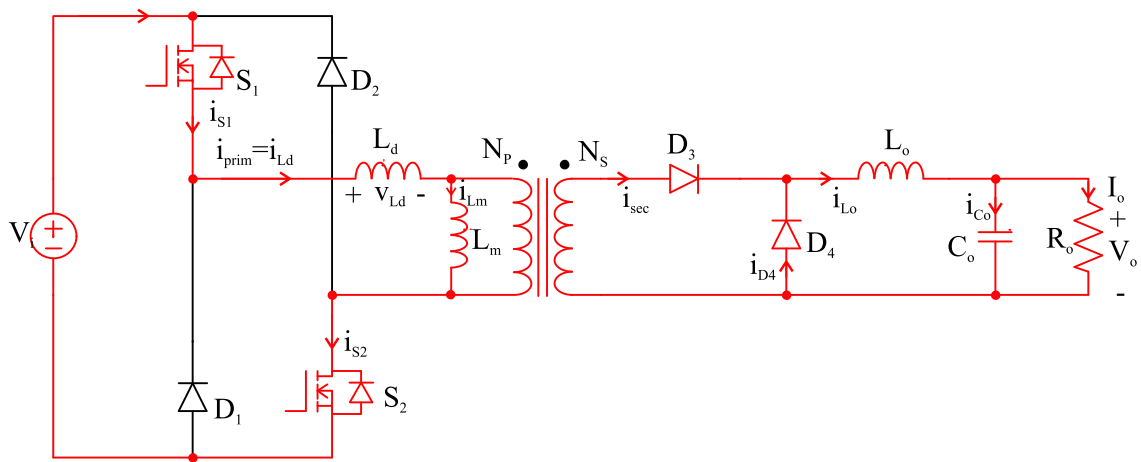
Fonte – Autor.

Figura 30 – (a) Quarta etapa de operação do conversor *Forward* duas chaves. (b) Circuito equivalente.



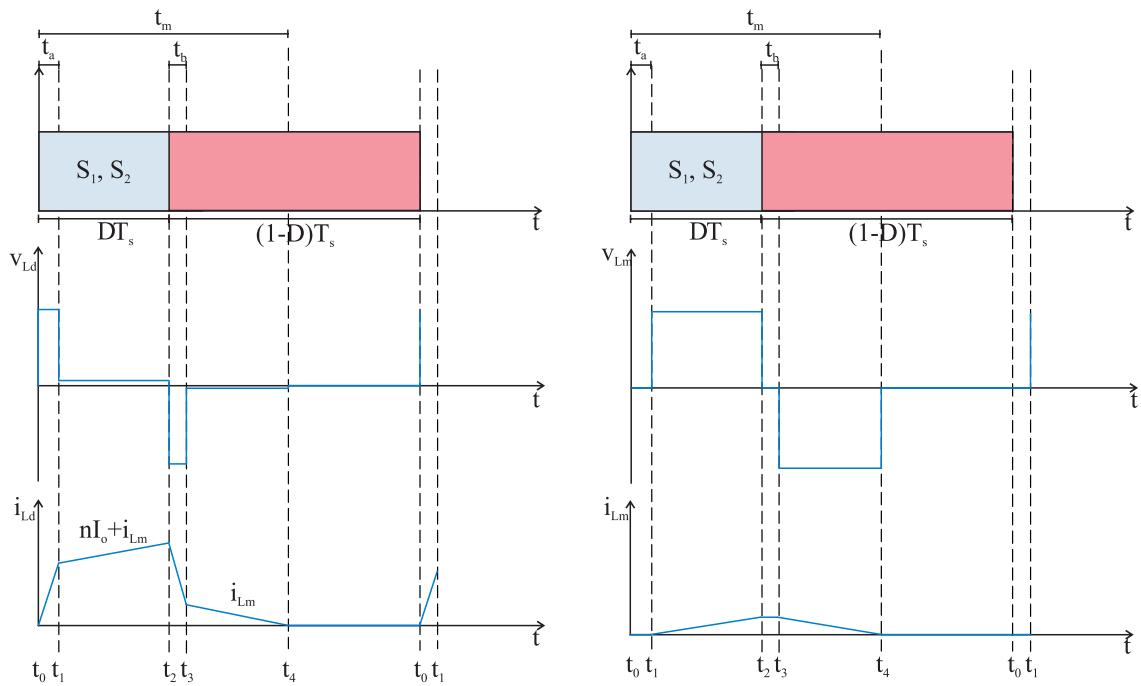
Fonte – Autor.

Figura 31 – Quinta etapa de operação do conversor *Forward* duas chaves.



Fonte – Autor.

Figura 32 – Principais formas de onda do conversor *Forward* duas chaves.



Fonte – Autor.

## 2.7 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA CONSIDERANDO A INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR

A análise descrita a seguir tem como objetivo determinar o ganho estático ( $G$ ) do conversor *Forward* duas chaves quando são considerados os efeitos da indutância de dispersão e magnetização do transformador. Analisando os circuitos das etapas de operação, é possível determinar os esforços de tensão dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  e dos diodos  $D_1$  e  $D_2$  em cada uma. Quando os interruptores são comandados conduzir e enquanto eles estão conduzindo (**etapas quinta e primeira**), a tensão sobre os diodos  $D_1$  e  $D_2$  é igual a  $V_j$ . Desde o momento em que  $S_1$  e  $S_2$  são bloqueados até o transformador estar completamente desmagnetizado, a tensão sobre os interruptores é  $V_j$  (**etapas segunda e terceira**). A seguir, desde quando o transformador está completamente desmagnetizado e enquanto os interruptores não entram em condução novamente (**quarta etapa**), a tensão dos diodos  $D_1$  e  $D_2$  e dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  é igual a  $V_j/2$ .

Percebe-se que o valor médio da tensão na saída ( $V_{o\_med}$ ) é igual ao valor médio da tensão no diodo  $D_4$  ( $V_{D4\_med}$ ), considerando-se operação em regime permanente, no qual o valor médio da tensão sobre um indutor, ao final do período de operação, é nulo. O diodo  $D_4$  se mantém bloqueado no intervalo de tempo  $t_a - DT_s$ , e a tensão nos seus terminais é igual à tensão no enrolamento secundário do transformador ( $v_{sec}$ ). Sendo  $v_{sec}$  definido em (86), é preciso determinar o valor do patamar da tensão  $v_{Lm}$  para esse intervalo de tempo.

$$v_{sec} = nv_{Lm} \quad (86)$$

O intervalo de tempo  $t_a - DT_s$  corresponde à primeira etapa de operação antes descrita, para a qual são válidas as seguintes relações a partir da análise do circuito da Figura 27:

$$V_j = v_{Ld} + v_{Lm} \quad (87)$$

Desse modo:

$$v_{Lm} = V_j - v_{Ld} \quad (88)$$

Analisando as formas de onda da tensão e da corrente na primeira etapa de operação e aplicando a relação volt-ampere para o indutor, é possível definir o valor de  $v_{Ld}$  durante o intervalo de tempo  $t_a - DT_s$ . A variação da corrente de saída referida ao primário, nesse período, é igual à variação da corrente na indutância de desmagnetização do transformador. Tendo em conta o antes mencionado, tem-se:

$$v_{Ld} = L_d \frac{\Delta i_{Ld}}{\Delta t} \quad (89)$$



$$\Delta i_{Ld} = \Delta i_{Lm} \quad (90)$$

$$\Delta i_{Lm} = \frac{v_{Lm} \Delta t}{L_m} \quad (91)$$

Substituindo (90) e (91) em (89), obtém-se (92).

$$v_{Ld} = \frac{L_d}{L_m} v_{Lm} \quad (92)$$

Assim, substituindo (92) em (88), pode ser obtido o patamar da tensão  $v_{Lm}$  e da tensão no secundário  $v_{sec}$ , dadas por:

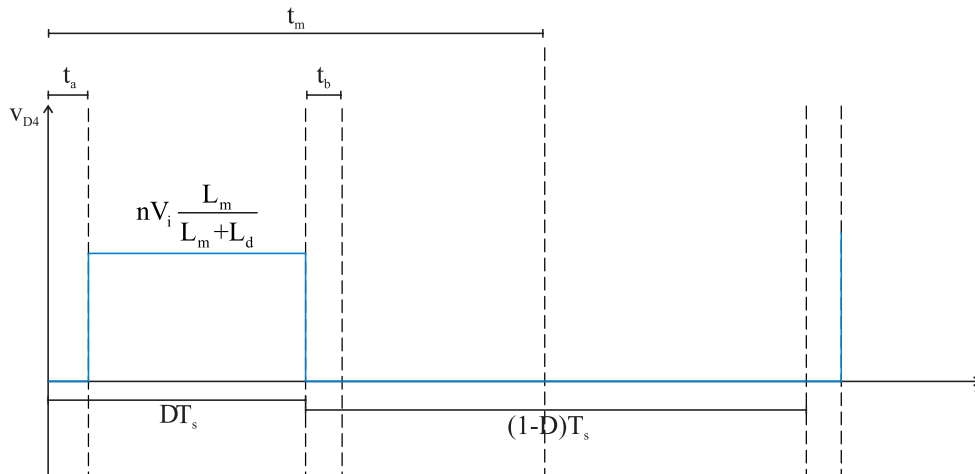
$$v_{Lm} = V_i \frac{L_m}{L_m + L_d} \quad (93)$$

$$v_{sec} = n V_i \frac{L_m}{L_m + L_d} \quad (94)$$

A Figura 33 apresenta a forma de onda da tensão no diodo  $D_4$ . Então o valor médio da tensão de saída pode ser equacionado, como apresentado em (95).

$$V_{O\_med} = \frac{1}{T_s} \int_{t_a}^{DT_s} n V_i \frac{L_m}{L_m + L_d} dt \quad (95)$$

Figura 33 – Tensão sobre o diodo  $D_4$ .



Fonte – Autor.

Durante a segunda e a quinta etapa de operação, a tensão no secundário do transformador é nula e a corrente na indutância de dispersão varia. Portanto a tensão

na indutância de dispersão é não nula, como se observa na Figura 32. O intervalo de tempo  $t_a$  corresponde à quinta etapa de operação, na qual:

$$v_{Ld} = v_{S2} = V_i \quad (96)$$

A partir da relação corrente-tensão no indutor  $L_d$ :

$$V_i = L_d \frac{nl_o}{t_a} \quad (97)$$

Desse modo,  $t_a$  pode ser definido como:

$$t_a = \frac{L_d nl_o}{V_i} \quad (98)$$

Definido o intervalo de tempo  $t_a$ , pode ser definido o valor da tensão média na saída do conversor como (99), a partir da definição apresentada em (95).

$$V_{o\_med} = nV_i D \frac{L_m}{L_m + L_d} - nL_d f_s nl_o \frac{L_m}{L_m + L_d} \quad (99)$$

A variável  $\lambda$  pode ser definida como (100), podendo reescrever-se (99) como (101).

$$\lambda = \frac{L_m}{L_m + L_d} \quad (100)$$

$$V_{o\_med} = n\lambda (V_i D - L_d f_s nl_o) \quad (101)$$

Dividindo ambos os lados de (101) por  $V_i$ , o ganho estático de tensão para o conversor é definido em (102). Pode ser definida a perda de razão cíclica  $\Delta D$  como (103). Assim o ganho estático de tensão real é dado por (104).

$$G = \frac{V_o}{V_i} = n\lambda \left( D - \frac{L_d f_s nl_o}{V_i} \right) \quad (102)$$

$$\Delta D = \frac{L_d f_s nl_o}{V_i} \quad (103)$$

$$G = \frac{V_o}{V_i} = n\lambda (D - \Delta D) \quad (104)$$

Calculando o limite de  $\lambda$  quando  $L_m$  tende a infinito (transformador ideal), o valor de  $\lambda$  é 1. Desse modo, o ganho pode ser reescrito como (106).

$$\lim_{L_m \rightarrow \infty} \frac{L_m}{L_m + L_d} = 1 \quad (105)$$

$$G = \frac{V_o}{V_i} = n \left( D - \frac{L_d f_s nl_o}{V_i} \right) \quad (106)$$

Agora considerando a indutância de dispersão nula (transformador ideal), o ganho pode ser novamente escrito como (107), sendo o ganho ideal do conversor. Percebe-se como tal expressão representa o ganho obtido para o caso em que a indutância de dispersão não for considerada, dado pela expressão (34).

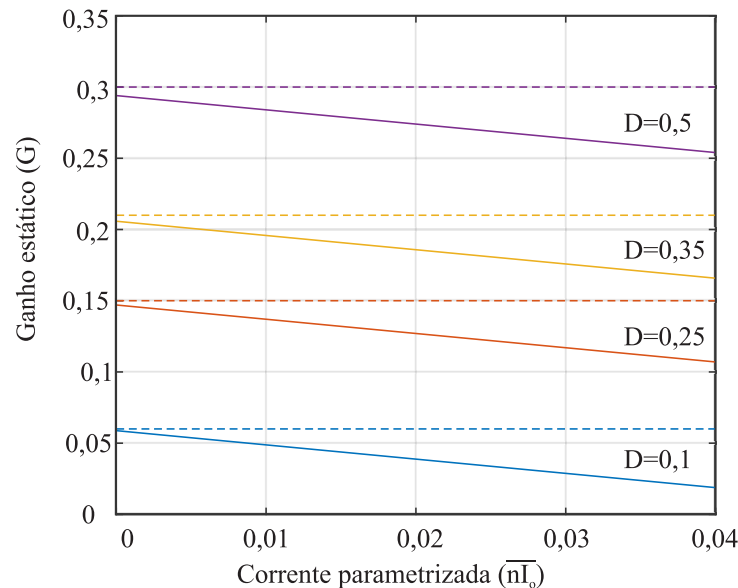
$$G_i = \frac{V_o}{V_i} = nD \quad (107)$$

Com o intuito de observar graficamente o efeito que causam a magnetização e a indutância de dispersão do transformador sobre o ganho estático de tensão, é possível definir  $\overline{nI_o}$  como a corrente de saída refletida para o primário parametrizada, dada por (108). Assim é possível obter uma curva do ganho estático em função da corrente parametrizada. A Figura 34 apresenta essa curva para diferentes valores da razão cíclica  $D$  e os restantes parâmetros constantes.

$$\overline{nI_o} = \frac{n\lambda L_d f_s n I_o}{V_i} \quad (108)$$

A linha descontínua na figura representa o ganho ideal  $G_i$  para os diferentes valores de  $D$ , enquanto a linha contínua representa o ganho estático real. Percebe-se que, à medida que a corrente de saída aumenta, o ganho estático diminui, já que a perda de razão cíclica e a corrente de saída são diretamente proporcionais.

Figura 34 – Representação gráfica do ganho estático do conversor *Forward* duas chaves em relação à corrente de saída parametrizada para diferentes valores de razão cíclica.



Fonte – Autor.

### 2.7.1 Validação da expressão do ganho estático real obtida via simulação

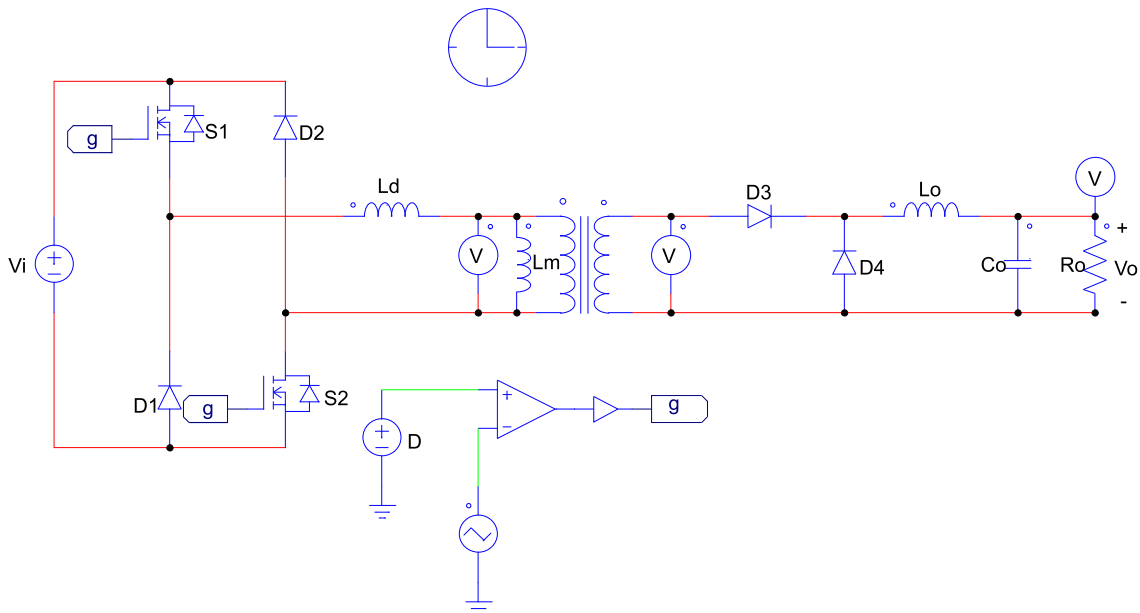
Com o objetivo de validar a expressão obtida em (104), realiza-se uma simulação na qual são consideradas as indutâncias de magnetização e de dispersão do transformador. Os parâmetros utilizados na simulação são apresentados na Tabela 2. A Figura 35 apresenta a simulação desenvolvida no *software* PSIM.

Tabela 2 – Parâmetros do conversor *Forward* duas chaves utilizados na validação.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada ( $V_{in}$ )	1000 V
Tensão de saída ( $V_o$ )	24 V
Potência ( $P$ )	200 W
Resistor de carga ( $R_o$ )	$2,88 \Omega$
Frequência de comutação ( $f_s$ )	100 kHz
Número de espiras do primário	44
Número de espiras do secundário	10
Relação de transformação ( $n$ )	0,22727
Indutância de dispersão ( $L_d$ )	$198,4 \mu\text{H}$
Indutância de magnetização ( $L_m$ )	1,848 mH

Fonte – Autor.

Figura 35 – Simulação desenvolvida no PSIM do conversor *Forward* duas chaves.



Fonte – Autor.

Em primeiro lugar, é calculada a razão cíclica a partir de ganho estático de tensão ideal, como mostra a equação (109) e observado o valor da tensão de saída. Logo após, é repetido o processo calculando a razão cíclica a partir do ganho estático

da equação (104), como mostra (112). A Tabela 3 mostra o valor da tensão de saída obtida a partir da simulação para ambos os casos. A Figura 36 apresenta a tensão de saída para cada caso, em azul quando a razão cíclica foi calculada usando a equação do ganho ideal e em vermelho quando foi calculada com a equação do ganho real. Percebe-se que, quando o conversor é simulado tendo em conta as indutâncias de dispersão e magnetização e é empregado o ganho ideal para obter a razão cíclica, não é obtida a tensão de saída especificada. Isso ocorre por não se estar considerando a perda de razão cíclica provocada pela indutância de dispersão. Quanto mais próximo da unidade esteja o fator  $\lambda$ , menor será a diferença entre a tensão de saída ideal e a tensão de saída real.

$$D_i = \frac{V_o}{nV_i} = 0,1056 \quad (109)$$

$$D = \frac{V_o}{\lambda nV_i} + \Delta D = 0,1545 \quad (110)$$

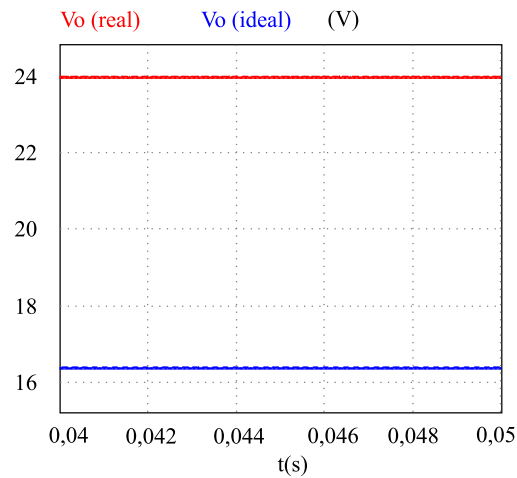
$$\lambda = \frac{L_m}{L_m + L_d} = 0,903 \quad (111)$$

$$\Delta D = \frac{L_d f_s n I_o}{V_i} = 0,03756 \quad (112)$$

Tabela 3 – Comparação entre as tensões de saída.

Razão cíclica	Tensão de saída
$D = 0,1056$	16,4V
$D = 0,1545$	23,98V

Fonte – Autor.

Figura 36 – Tensão de saída do conversor *Forward* duas chaves.

Fonte – Autor.

## 2.7.2 CONCLUSÃO

Neste capítulo, como parte da análise estática do conversor, foi obtida a expressão do ganho estático de tensão considerando a indutância de dispersão do transformador. Nos trabalhos empregados como referência antes citados, a obtenção da expressão do ganho estático de tensão foi feita considerando o transformador ideal. Foi desenvolvido o dimensionamento do filtro de saída. Nota-se que o estresse máximo sobre os interruptores é igual à tensão de alimentação. Os esforços de corrente sobre os componentes foram também estudados, obtendo-se as equações úteis para o dimensionamento do conversor.

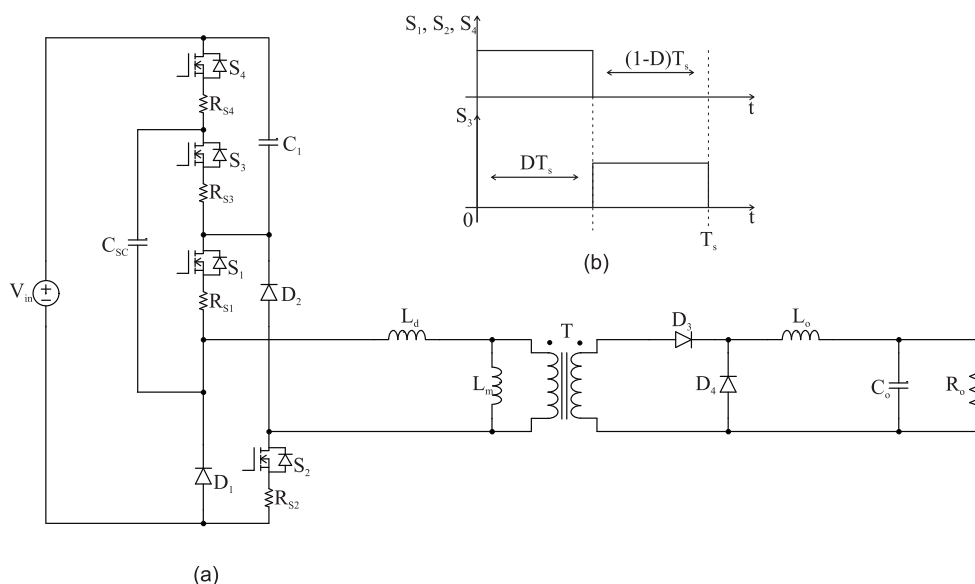
### 3 CONVERSOR *FORWARD* DUAS CHAVES HÍBRIDO

No presente capítulo, é realizado o estudo da análise estática do conversor *Forward* duas chaves híbrido. São analisadas as etapas de operação, assim como as principais formas de onda teóricas. Também é obtida a característica externa do conversor. A partir dessa análise, são obtidas as equações que definem os esforços de tensão e corrente sobre os componentes do conversor. Por último, obtém-se a resistência equivalente do conversor e o circuito equivalente que irá a representá-lo. O estudo é conduzido de forma teórica e por meio de simulações, a fim de validar a análise em regime permanente.

#### 3.1 ANÁLISE ESTÁTICA

A partir da integração entre o conversor *Forward* duas chaves e a Célula *Ladder*, é obtida a topologia objeto de estudo, o conversor CC-CC *Forward* duas chaves híbrido a capacitor chaveado, apresentado na Figura 37. A topologia obtida possui características predominantes da célula de comutação *Ladder* no seu estágio de entrada e características predominantes do conversor *Forward* duas chaves no seu estágio de saída. Os capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$  representam os capacitores da célula *Ladder*, e o resistor  $R_s$  representa as resistências dos interruptores quando estão conduzindo.

Figura 37 – (a) Conversor CC-CC *Forward* híbrido. (b) Sinais de comandos dos interruptores.



Fonte – Autor.

Para facilitar a análise as seguintes simplificações são feitas:

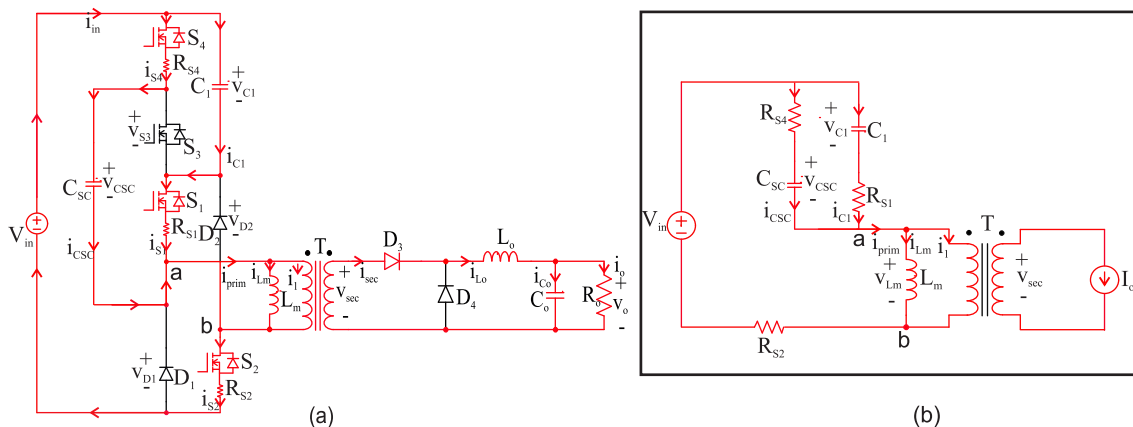
- a) Todos os semicondutores são ideais;
- b) Todos os capacitores pertencentes à célula de comutação *Ladder* ( $C_{SC}$ ,  $C_1$ ) possuem capacitâncias idênticas, representadas por  $C$ ;
- c) Os valores das capacitâncias são grandes o suficiente para que as ondulações de tensão sobre os capacitores sejam desprezíveis;
- d) O modelo do transformador não leva em consideração suas perdas, apenas as indutâncias magnetizante e de dispersão;
- e) O valor da indutância de saída é grande o suficiente para que as ondulações da corrente de saída possam ser desprezadas.

### 3.1.1 Etapas de operação

Em primeiro lugar, são descritas as etapas de operação do conversor proposto quando é considerada somente a indutância de magnetização do transformador, sem que se leve em conta o efeito da indutância de dispersão.

A **primeira etapa de operação** ( $0 - DT_s$ ) começa quando os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_4$  são comandados a conduzir e  $S_3$  é comandado a bloquear. Nessa etapa, os capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$  se carregam. A tensão sobre os capacitores é igual a  $V_{in} / 2$ , assim como a tensão entre os pontos *a* e *b*. A Figura 38 apresenta a etapa descrita.

Figura 38 – (a) Representação da primeira etapa de operação. (b) Circuito equivalente do conversor durante a primeira etapa de operação.



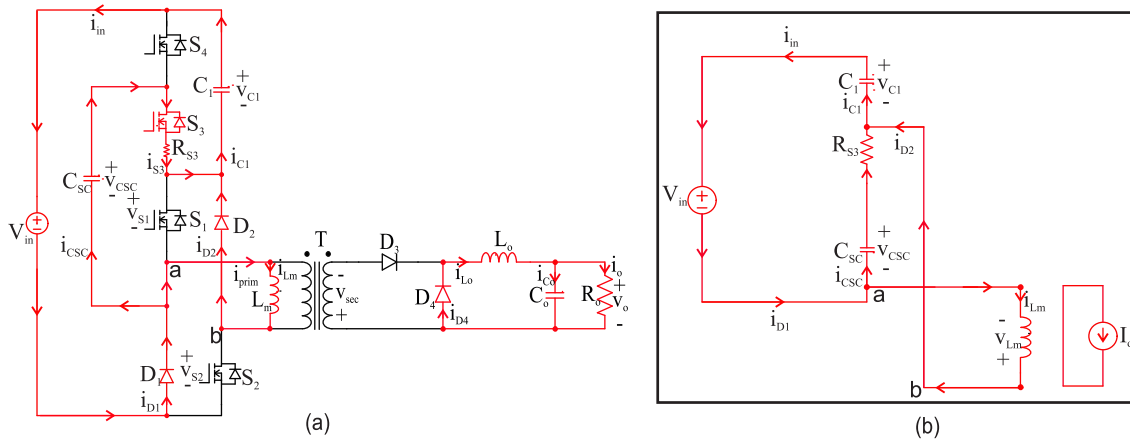
Fonte – Autor.

A **segunda etapa de operação** ( $DT_s - T_m$ ) começa quando são bloqueados  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_4$  e  $S_3$  é comandado a conduzir. A indutância  $L_m$  se desmagnetiza pelos diodos  $D_1$  e  $D_2$ . O diodo  $D_3$  mantém-se bloqueado e  $D_4$  continua conduzindo. A Figura



39 mostra o circuito do conversor neste período. Nessa etapa, os capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$  se descarregam.

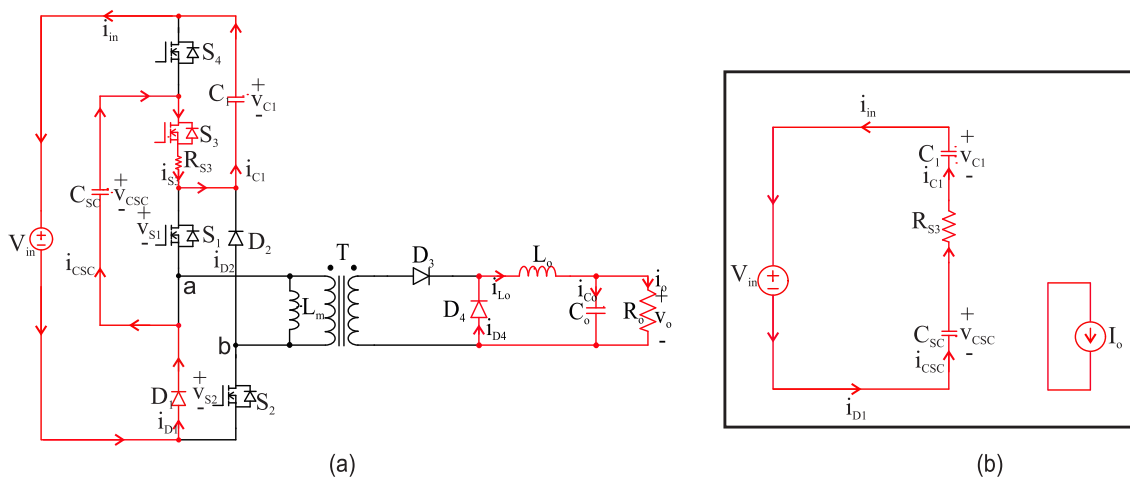
Figura 39 – (a) Representação da segunda etapa de operação. (b) Circuito equivalente do conversor durante a segunda etapa de operação.



Fonte – Autor.

A **terceira etapa de operação** inicia no instante em que a indutância  $L_m$  é totalmente desmagnetizada e acaba quando  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_4$  são novamente comandados a conduzir e  $S_3$  a bloquear. A Figura 40 representa esta etapa de operação.

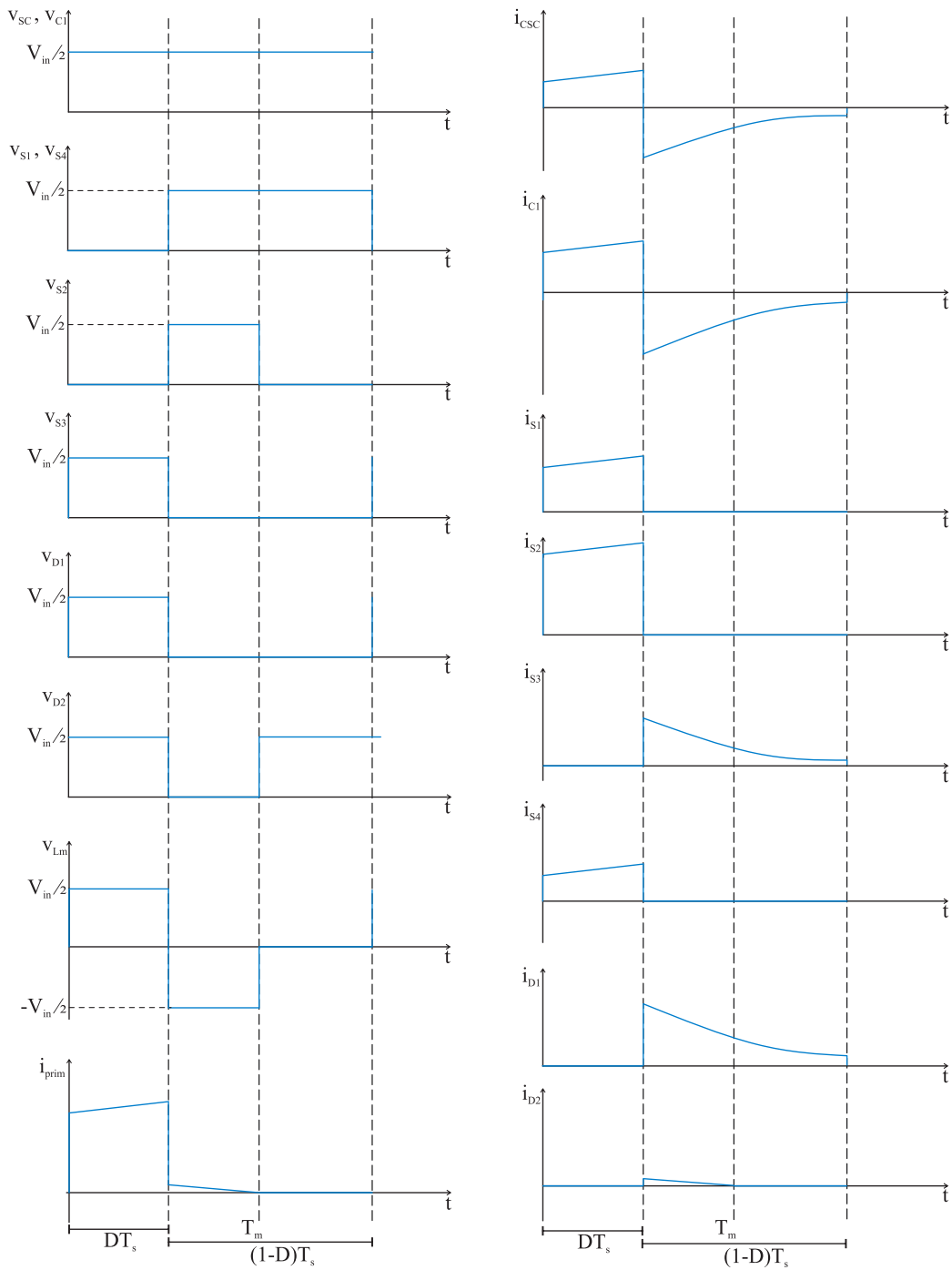
Figura 40 – (a) Representação da terceira etapa de operação. (b) Circuito equivalente do conversor durante a terceira etapa de operação.



Fonte – Autor.

As formas de onda principais de tensão e corrente que caracterizam ao conversor são mostradas na Figura 41.

Figura 41 – Formas de onda das tensões e correntes dos capacitores e semicondutores da célula *Ladder* e tensão e corrente no primário do transformador.



Fonte – Autor.

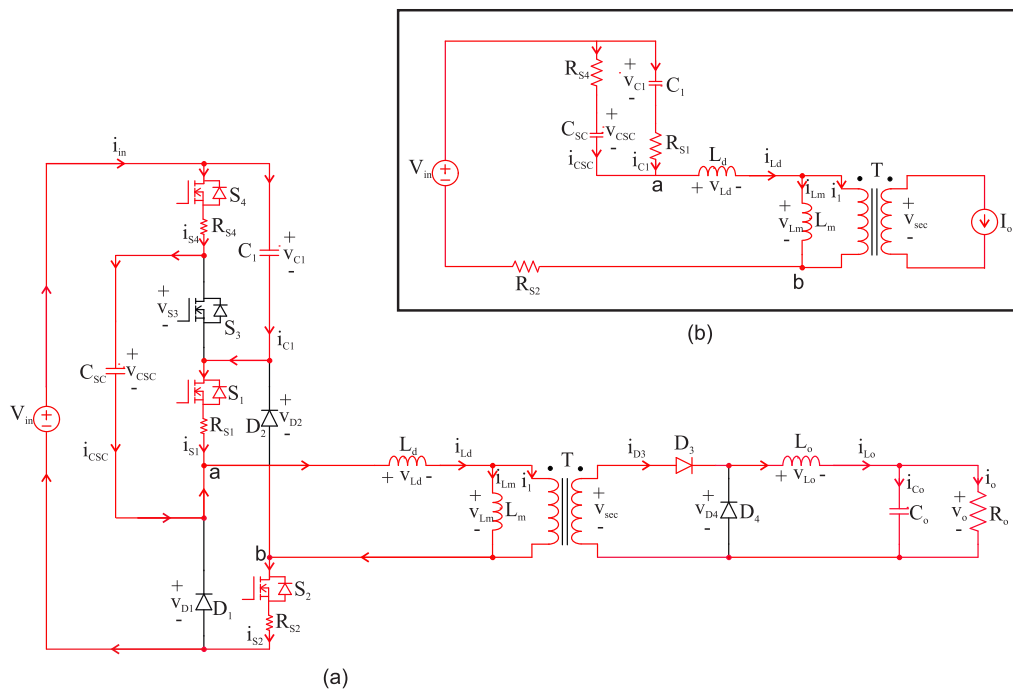
Quando o efeito da indutância de dispersão é considerado, surgem três novas etapas, resultando em seis etapas de operação do conversor *Forward* duas chaves

híbrido.

A **primeira etapa de operação** ( $t_2 - t_3$ ), apresentada na Figura 42, começa quando a corrente na indutância de dispersão ( $i_{Ld}$ ) atinge o valor equivalente ao somatório da corrente de saída refletida para o primário ( $ni_{Lo}$ ) e a corrente presente na indutância magnetizante ( $i_{Lm}$ ), sendo  $n$  a relação de espiras do transformador ( $N_s / N_p$ ). Nessa etapa, os capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$  se carregam. A tensão sobre os capacitores é igual a  $V_{in} / 2$ , assim como a tensão entre os pontos  $a$  e  $b$ . A Figura 42(b) mostra o circuito equivalente do conversor durante esta etapa. A fonte de corrente  $I_o$  representa o conjunto filtro de saída  $L_o C_o$  e a carga.

A **segunda etapa de operação** ( $t_3 - t_4$ ) começa quando se comandam os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_4$  a bloquear e  $S_3$  a conduzir. Durante essa etapa, a corrente na indutância de dispersão começa a reduzir seu valor. Desta forma, os diodos  $D_3$  e  $D_4$  se encontram conduzindo, fazendo com que a tensão no secundário do transformador seja nula. Os capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$  começam a se descarregar. Tal etapa é mostrada na Figura 43.

Figura 42 – (a) Representação da primeira etapa de operação. (b) Circuito equivalente da primeira etapa de operação.

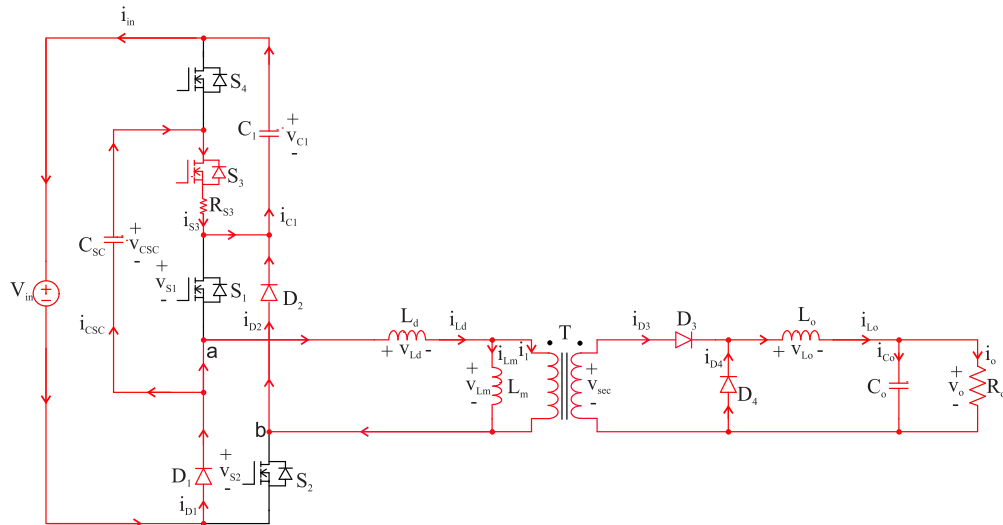


Fonte – Autor.

No momento em que a corrente na indutância de dispersão  $i_{Ld}$  atinge o valor igual a  $i_{Lm}$ , inicia a **terceira etapa de operação** ( $t_4 - t_5$ ), ilustrada na Figura 44. Nesse intervalo de tempo, a demanda da carga é suprida pelo indutor  $L_o$ , e a energia é devol-

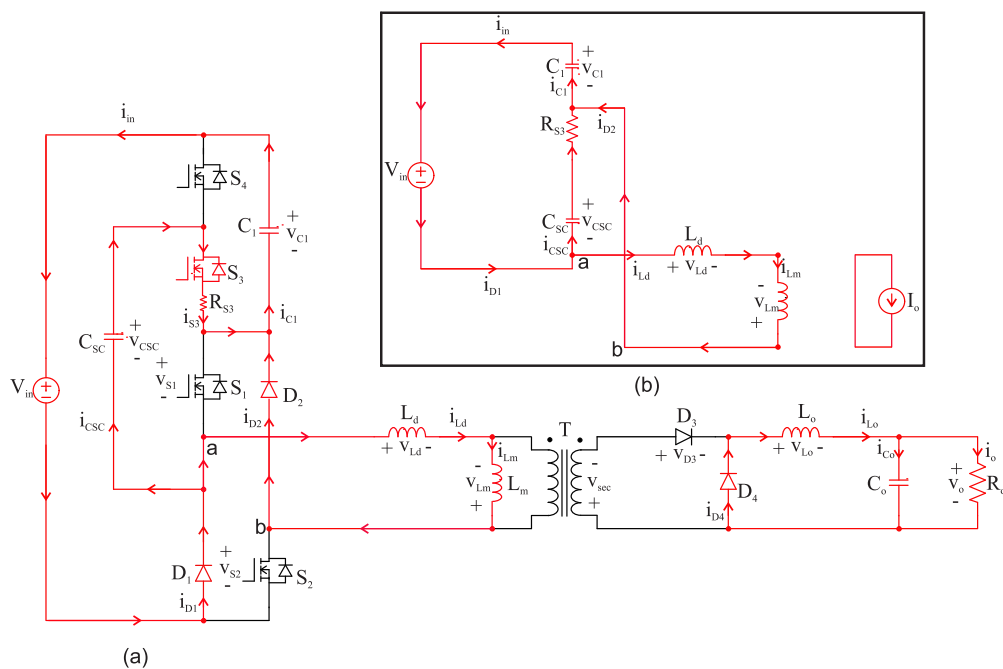
vida à fonte de entrada  $V_{in}$ . Essa etapa acaba quando o transformador é totalmente desmagnetizado.

Figura 43 – Representação da segunda etapa de operação.



Fonte – Autor.

Figura 44 – (a) Representação da terceira etapa de operação. (b) Circuito equivalente da terceira etapa de operação.



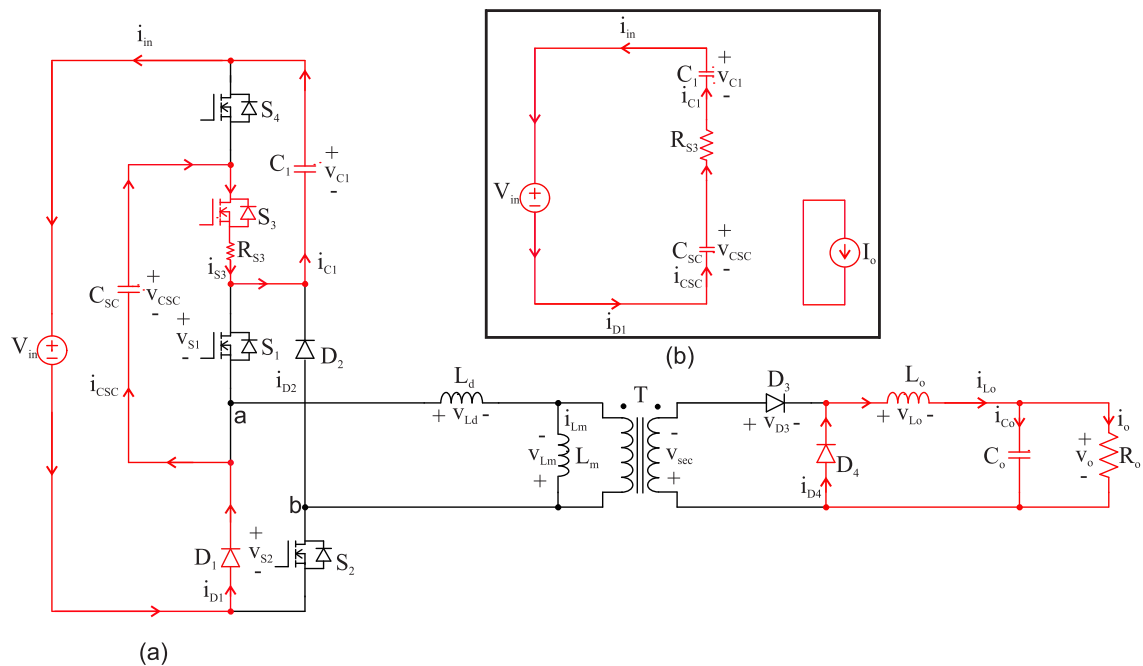
Fonte – Autor.

A **quarta etapa de operação** ( $t_5 - t_0$ ) é apresentada na Figura 45. Durante esse intervalo de tempo, a corrente na indutância de dispersão  $i_{Ld}$  é zero, fazendo com que as correntes que circulam pelos capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$  sejam iguais.

Quando o interruptor  $S_3$  é comandado a bloquear e os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_4$  a conduzir, começa a **quinta etapa de operação** ( $t_0 - t_1$ ), ilustrada na Figura 46. Durante essa etapa, a corrente na indutância de dispersão começa a aumentar seu valor. Desta forma, os diodos  $D_3$  e  $D_4$  se encontram conduzindo, fazendo com que a tensão no secundário do transformador seja nula. O capacitor  $C_{SC}$  continua se descarregando, fazendo com que a corrente circule através do diodo do corpo do interruptor  $S_4$ , e o capacitor  $C_1$  agora começa a ser carregado.

A **sexta etapa de operação** ( $t_1 - t_2$ ), apresentada na Figura 47 começa quando o valor de  $i_{Ld}$  alcança o valor da corrente que circula pelo capacitor  $C_1$  ( $i_{C1}$ ), fazendo com que a corrente que circula pelo capacitor  $C_{SC}$  ( $i_{CSC}$ ) passe por zero nesse instante. Nesse período, ambos os capacitores se carregam.

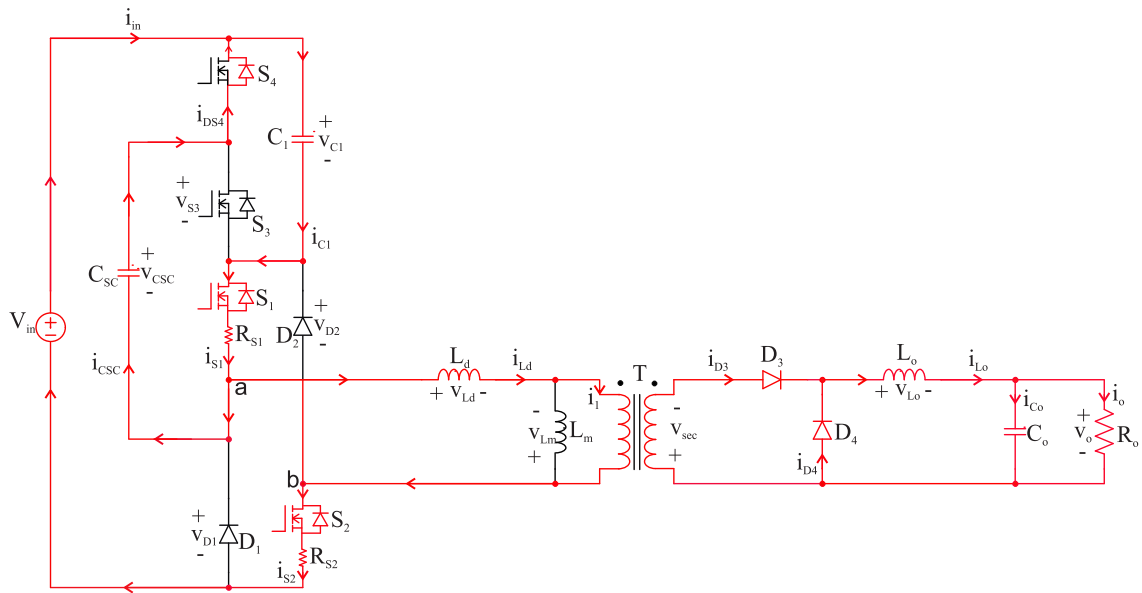
Figura 45 – (a) Representação da quarta etapa de operação. (b) Circuito equivalente da quarta etapa de operação.



Fonte – Autor.

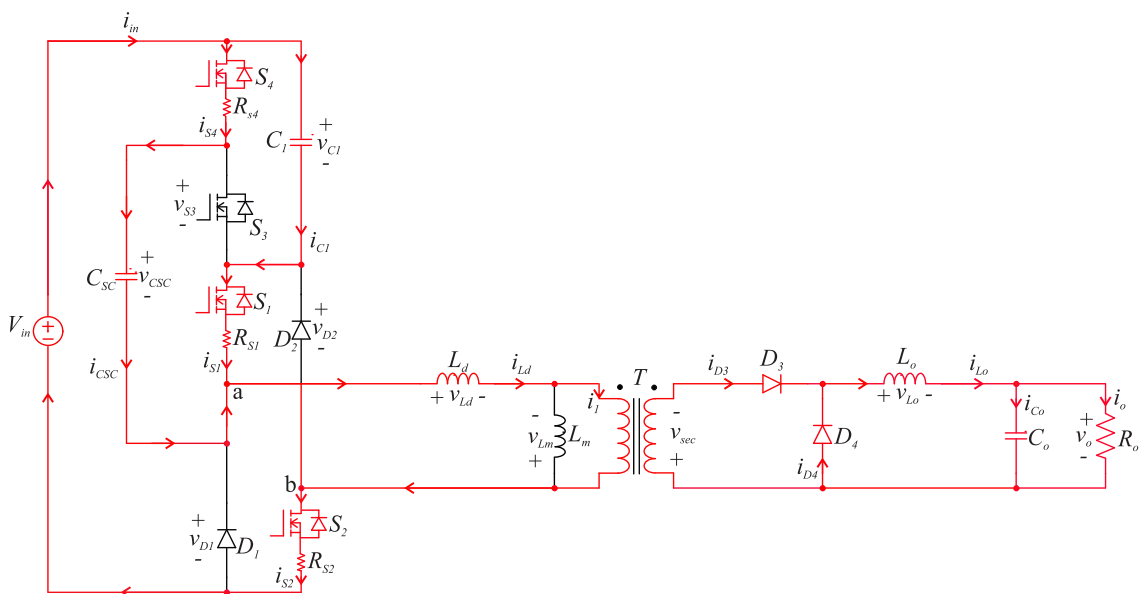
A partir da análise anterior, as formas de onda principais que caracterizam ao conversor são apresentadas na Figura 48.

Figura 46 – Representação da quinta etapa de operação.



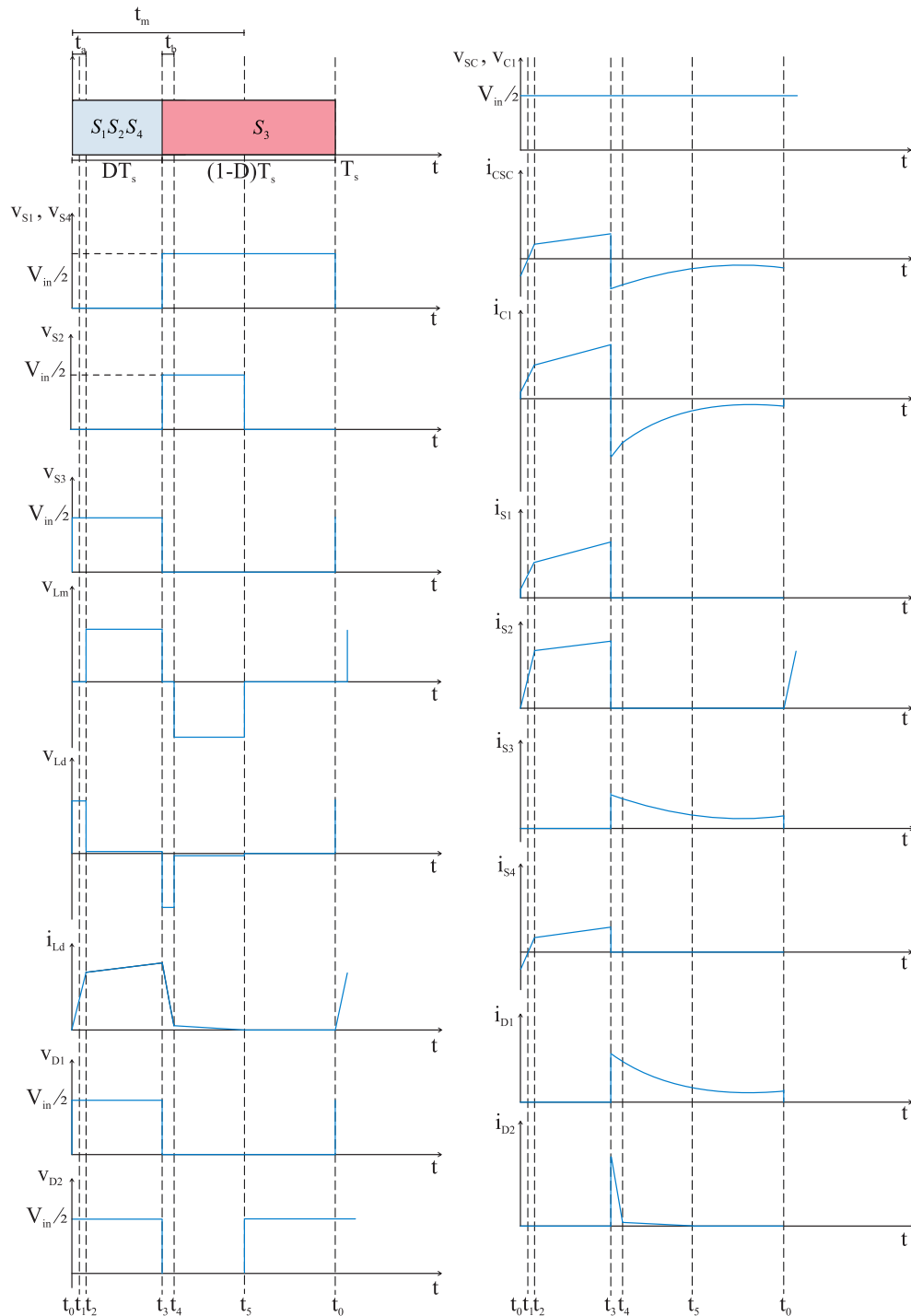
Fonte – Autor.

Figura 47 – Representação da sexta etapa de operação.



Fonte – Autor.

Figura 48 – Principais formas de onda do conversor *Forward* duas chaves híbrido.



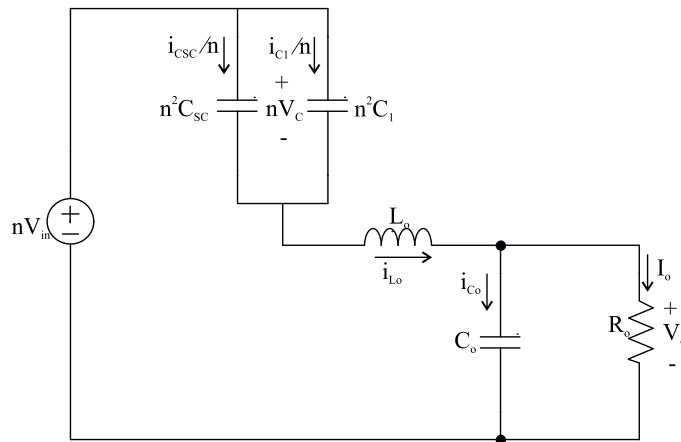
Fonte – Autor.

### 3.1.2 Característica de saída do conversor

O objetivo da análise descrita a seguir é encontrar o ganho estático de tensão ( $G$ ), sendo  $G$  a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada ( $V_o / V_{in}$ ). Da

mesma forma que na análise das etapas de operação, em primeiro lugar é desconsiderado o efeito da indutância de dispersão do transformador. A Figura 49 mostra o circuito do conversor durante a primeira etapa de operação ( $0-DT_s$ ) com os parâmetros transferidos ao lado secundário do transformador, a partir da relação de transformação  $n$ . Desprezando o efeito das resistências de condução dos interruptores, é possível obter as expressões (113) e (114). Nota-se que, durante a primeira etapa de operação (Figura 38), os capacitores são conectados em paralelo, o que faz com que a tensão sobre ambos seja igual ( $v_{CSC}=v_{C1}=v_C$ ).

Figura 49 – Circuito equivalente do conversor *Forward* duas chaves híbrido durante o intervalo ( $0-DT_s$ ), com os parâmetros refletidos ao lado secundário do transformador.



Fonte – Autor.

$$nV_{in} = nV_C + V_{L_o} + V_o \quad (113)$$

$$V_{L_o} = nV_{in} - nV_C - V_o \quad (114)$$

Aplicando a relação corrente-tensão para o indutor  $L_o$ , obtém-se (115).

$$L_o \frac{di_{L_o}}{dt} = nV_{in} - nV_C - V_o \quad (115)$$

Aplicando a lei de *Kirchhoff* de tensão para a segunda e terceira etapa de operação (Figura 39 e Figura 40), pode se escrever (116) e obter o valor médio da tensão nos capacitores, que é igual a  $V_{in} / 2$ . Desse modo (115) pode ser reescrita como (117).

$$V_{in} = V_C + V_C \quad (116)$$



$$L_o \frac{di_{L_o}}{dt} = n \frac{V_{in}}{2} - V_o \quad (117)$$

Multiplicando (117) por D, obtém se (118).

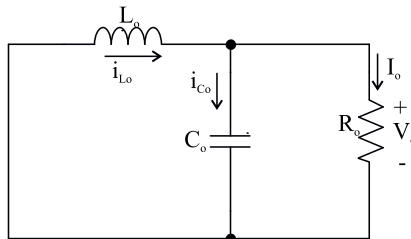
$$DL_o \frac{di_{L_o}}{dt} = D \left( n \frac{V_{in}}{2} - V_o \right) \quad (118)$$

A Figura 50 apresenta o circuito equivalente da etapa de saída do conversor para a segunda e terceira etapas de operação ( $DT_s - T_s$ ). Ressalta-se que, nestas duas etapas, a corrente de saída só circula pelo diodo de roda livre  $D_4$ , não causando influência o estágio a capacitor chaveado. Da análise do circuito e ao se aplicar a relação corrente-tensão para os indutores, é possível escrever as seguintes expressões:

$$V_{L_o} = -V_o \quad (119)$$

$$L_o \frac{di_{L_o}}{dt} = -V_o \quad (120)$$

Figura 50 – Circuito equivalente do conversor *Forward* duas chaves híbrido durante o intervalo ( $DT_s - T_s$ ).



Fonte – Autor.

Multiplicando ambos os lados de (120) por (1-D), obtém-se (121).

$$(1 - D) L_o \frac{di_{L_o}}{dt} = -(1 - D) V_o \quad (121)$$

Somando (118) e (121) e sabendo que, em regime permanente, a tensão média sobre um indutor é nula, o ganho de tensão do conversor é definido por (122).

$$G_i = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{n}{2} D \quad (122)$$

Da obtenção da expressão do ganho de tensão é possível concluir que:

- a) O ganho de tensão conversor *Forward* duas chaves híbrido é a metade do ganho do conversor *Forward* duas chaves (34);

- b) É possível controlar a tensão de saída  $V_o$  atuando sobre a razão cíclica, diferentemente do que ocorre nos conversores a capacitor chaveado, como foi mostrado para o caso do conversor abaixador a partir da célula *Ladder*.

Uma vez obtido o ganho estático de tensão ideal do conversor, é introduzido na análise o efeito da indutância de dispersão do transformador, a partir dos circuitos das etapas de operação para tal caso, já apresentados na seção anterior.

Analisando o circuito do conversor proposto e desprezando os efeitos das resistências internas dos interruptores, nota-se que, na primeira, na quinta e na sexta etapa de operação, os capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$  são conectados em paralelo, portanto a tensão sobre ambos é igual ( $v_{CSC}=v_{C1}=v_C$ ). Aplicando a lei de *Kirchhoff* de tensão no circuito para a segunda, a terceira e a quarta etapa de operação, são definidos os valores médios de tensão sobre os capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$ , como apresentado em (123).

$$V_{in} = V_{CSC} + V_{C1} = V_C + V_C \quad (123)$$

Desse modo, o valor médio da tensão nos capacitores é:

$$V_{CSC} = V_{C1} = \frac{V_{in}}{2} \quad (124)$$

Por meio da análise das etapas de operação, também é possível determinar a tensão sobre os interruptores e diodos da Célula *Ladder* no momento que eles estão bloqueados. No intervalo de tempo em que  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_4$  são bloqueados, da segunda etapa e até a quarta etapa de operação,  $S_1$  é conectado em paralelo com  $C_{SC}$ ,  $S_4$  é conectado em paralelo com  $C_1$ , e  $S_2$  tem tensão igual à tensão entre os terminais **ab**. A tensão  $v_{ab}$  é igual a  $V_{in}/2$  durante a segunda e terceira etapa de operação. Na quarta etapa de operação seu valor é nulo, sendo  $v_{ab}$  igual à soma da tensão no enrolamento primário com a tensão sobre a indutância de dispersão. No momento em que a corrente de magnetização do transformador se anula, na quarta etapa de operação, o diodo  $D_2$  deixa de conduzir e é conectado em paralelo com o capacitor  $C_{SC}$ . Quando  $S_3$  é bloqueado, da quinta até a primeira etapa de operação, é conectado em paralelo com  $C_{SC}$ . Nesse intervalo de tempo, os diodos  $D_1$  e  $D_2$  não conduzem e a tensão nos terminais deles é igual à tensão entre os terminais **ab**. Desta forma, a tensão máxima sobre os interruptores e diodos da Célula *Ladder* é igual à metade do valor da tensão de entrada.

$$V_{S1,máx} = V_{S2,máx} = V_{S3,máx} = V_{S4,máx} = V_{D1,máx} = V_{D2,máx} = \frac{V_{in}}{2} \quad (125)$$

Percebe-se que o valor médio da tensão na saída ( $V_{o\_med}$ ) é igual ao valor médio da tensão no diodo  $D_4$  ( $V_{D4\_med}$ ), considerando operação em regime permanente,

no qual o valor médio da tensão sobre um indutor, ao final do período de operação, é nulo. O diodo  $D_4$  se mantém bloqueado no intervalo de tempo  $t_a - DT_s$ , e a tensão nos seus terminais é igual à tensão no enrolamento secundário do transformador ( $v_{sec}$ ). Sendo  $v_{sec}$  definido em (126), é preciso determinar o valor do patamar da tensão  $v_{Lm}$  para esse intervalo de tempo.

$$v_{sec} = nv_{Lm} \quad (126)$$

Uma vez conhecidos os valores das tensões nos capacitores e interruptores da célula *Ladder*, é possível determinar a tensão  $v_{Lm}$  em cada etapa de operação. Durante a segunda, a quarta, a quinta e a sexta etapa de operação, a tensão na indutância magnetizante é nula, o que faz com que a tensão no enrolamento secundário do transformador também seja nula. Durante a primeira etapa de operação, mediante aplicação da lei de *Kirchhoff* de tensão, são obtidas as expressões (127), (128), (129) e (130), a qual define o valor do patamar de  $v_{Lm}$  nesse intervalo de tempo.

$$-v_{D1} + v_{ab} = 0 \quad (127)$$

$$v_{ab} = v_{D1} = \frac{V_{in}}{2} \quad (128)$$

$$v_{ab} = v_{Ld} + v_{Lm} \quad (129)$$

$$v_{Lm} = \frac{V_{in}}{2} - v_{Ld} \quad (130)$$

Analisando as formas de onda da tensão e da corrente na primeira etapa de operação e aplicando a relação corrente-tensão para o indutor, é possível definir o valor de  $v_{Ld}$  durante esse intervalo de tempo ( $t_a - DT_s$ ). A variação da corrente de saída referida ao primário nesse período é igual à variação da corrente na indutância de desmagnetização do transformador. Tendo em conta o antes mencionado, tem-se:

$$v_{Ld} = L_d \frac{\Delta i_{Ld}}{\Delta t} \quad (131)$$

$$\Delta i_{Ld} = \Delta i_{Lm} \quad (132)$$

$$\Delta i_{Lm} = \frac{v_{Lm} \Delta t}{L_m} \quad (133)$$

Substituindo (132) e (133) em (131), obtém-se (134).

$$v_{Ld} = \frac{L_d}{L_m} v_{Lm} \quad (134)$$

Assim, substituindo (134) em (130), pode ser obtido o valor do patamar da tensão  $v_{Lm}$  e da tensão no secundário  $v_{sec}$ , dadas por:

$$v_{Lm} = \frac{V_{in}}{2} \left( \frac{L_m}{L_m + L_d} \right) \quad (135)$$

$$v_{sec} = n \frac{V_{in}}{2} \left( \frac{L_m}{L_m + L_d} \right) \quad (136)$$

Na terceira etapa de operação, aplicando-se a lei de *Kirchhoff* de tensão, são obtidas as relações (137), (138), (139), e (140) a qual define o valor do patamar de  $v_{Lm}$  nesse intervalo de tempo.

$$v_{ab} = -v_{S_2} \quad (137)$$

$$v_{ab} = -\frac{V_{in}}{2} \quad (138)$$

$$v_{ab} = v_{Ld} + v_{Lm} \quad (139)$$

$$v_{Lm} = -\left( \frac{V_{in}}{2} - v_{Ld} \right) \quad (140)$$

Da mesma forma que para a primeira etapa de operação, é obtida a expressão da tensão na indutância de dispersão durante a terceira etapa de operação, dada por (141). Assim é obtido o valor do patamar da tensão  $v_{Lm}$  e da tensão no secundário  $v_{sec}$ , dadas por (142) e (143).

$$v_{Ld} = \frac{L_d}{L_m} v_{Lm} \quad (141)$$

$$v_{Lm} = -\frac{V_{in}}{2} \left( \frac{L_m}{L_m + L_d} \right) \quad (142)$$

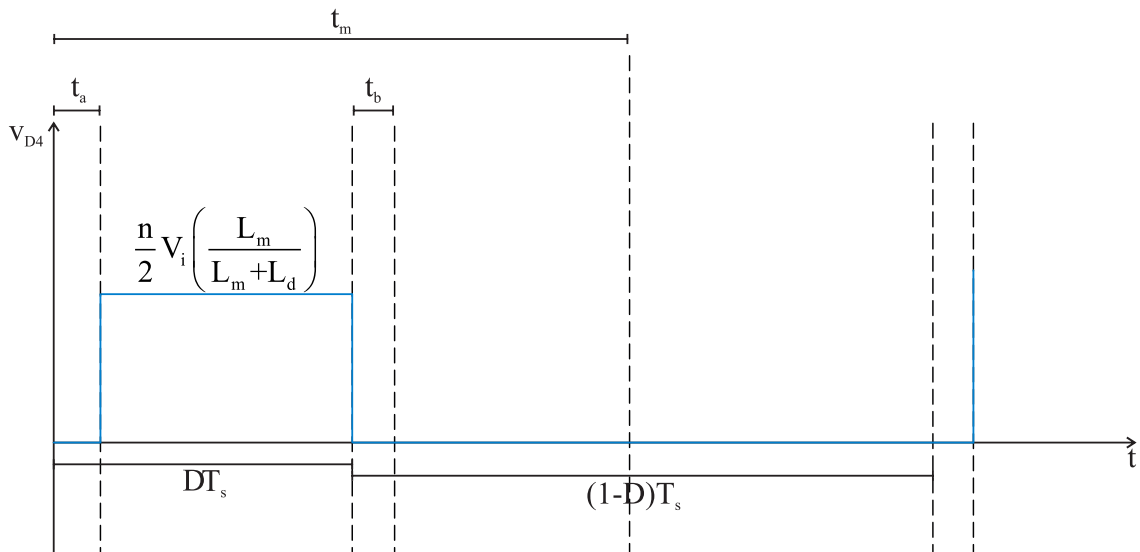
$$v_{sec} = -n \frac{V_{in}}{2} \left( \frac{L_m}{L_m + L_d} \right) \quad (143)$$

A partir dos valores de  $v_{sec}$ , pode ser descrita a forma de onda da tensão no diodo  $D_4$  como mostra a Figura 51.

O valor médio da tensão de saída é determinado a partir da sua definição, apresentada em (144). Para isso, é preciso achar os intervalos de tempo em que  $v_{sec}$  é nulo.

$$V_{o\_med} = \frac{1}{T_s} \int_{t_a}^{DT_s} n \frac{V_i}{2} \left( \frac{L_m}{L_m + L_d} \right) dt \quad (144)$$

Figura 51 – Forma de onda da tensão no diodo  $D_4$ .



Fonte – Autor.

A partir da análise das formas de onda apresentadas na Figura 48, percebe-se que, nos intervalos de tempo em que  $v_{sec}$  é nulo ( $t_0 - t_2$  e  $t_3 - t_4$ ), a corrente na indutância de dispersão  $i_{L_d}$  tem variação. Por isso a tensão  $v_{L_d}$  é não nula. O valor do patamar  $v_{L_d}$  para o intervalo de tempo  $t_0 - t_2$  pode ser definido como (145), a partir da aplicação da lei de *Kirchhoff* de tensão para o circuito da Figura 47, que representa a sexta etapa de operação.

$$-v_{D_1} + v_{L_d} = 0 \quad (145)$$

Substituindo segundo (125), o valor do patamar pode ser definido como (146).

$$v_{L_d} = \frac{V_{in}}{2} \quad (146)$$

Da mesma forma, pode ser definido o patamar de  $v_{L_d}$  para o intervalo de tempo  $t_3 - t_4$  pela aplicação da lei de *Kirchhoff* de tensão no circuito da Figura 43, que representa a segunda etapa de operação.

$$v_{L_d} + v_{S_2} = 0 \quad (147)$$

Substituindo segundo (125), o valor do patamar pode ser definido como (148).

$$v_{L_d} = -\frac{V_{in}}{2} \quad (148)$$

Através da relação corrente-tensão para o indutor, conhecendo os valores de  $v_{L_d}$  durante os tempos  $t_a$  e  $t_b$ , e sabendo que a variação  $i_{L_d}$  da corrente durante esses

intervalos é  $nl_o$ , sendo  $nl_o$  a corrente de saída referida para o primário, é possível determinar os intervalos de tempo  $t_a$  e  $t_b$ . Fazendo as substituições necessárias, estes são definidos em (149).

$$t_a = t_b = \frac{2L_d I_o n}{V_{in}} \quad (149)$$

Definido o intervalo de tempo  $t_a$ , o valor da tensão média na saída do conversor pode ser definido como (150).

$$V_{o\_med} = \frac{n}{2} V_{in} D \left( \frac{L_m}{L_m + L_d} \right) - n L_d f_s n I_o \left( \frac{L_m}{L_m + L_d} \right) \quad (150)$$

A variável  $\lambda$  pode ser definida como (151), podendo-se reescrever (150) como (152).

$$\lambda = \frac{L_m}{L_m + L_d} \quad (151)$$

$$V_{o\_med} = \frac{n}{2} \lambda (V_{in} D - 2L_d f_s n I_o) \quad (152)$$

Dividindo ambos os lados de (152) por  $V_{in}$ , o ganho estático de tensão para o conversor é definido em (153). Pode ser definida a perda de razão cíclica  $\Delta D$  como (154). Percebe-se que a perda de razão cíclica, se comparada com o tempo  $t_a$ , pode ser definida como (155). O ganho estático de tensão real é reescrito como (156).

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{n}{2} \lambda \left( D - \frac{2L_d f_s n I_o}{V_{in}} \right) \quad (153)$$

$$\Delta D = \frac{2L_d f_s n I_o}{V_{in}} \quad (154)$$

$$\Delta D = \frac{t_a}{T_s} \quad (155)$$

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{n}{2} \lambda (D - \Delta D) \quad (156)$$

Calculando o limite de  $\lambda$  quando  $L_m$  tende a infinito (transformador ideal), o valor de  $\lambda$  é 1. Desse modo, o ganho pode ser reescrito como (158).

$$\lim_{L_m \rightarrow \infty} \frac{L_m}{L_m + L_d} = 1 \quad (157)$$

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{n}{2} \left( D - \frac{2L_d f_s n I_o}{V_{in}} \right) \quad (158)$$

Agora, considerando a indutância de dispersão nula (transformador ideal), o ganho pode ser novamente escrito como (159), sendo o ganho ideal do conversor.

Percebe-se como tal expressão representa o ganho obtido para o caso em que a indutância de dispersão não for considerada, dado pela expressão (122).

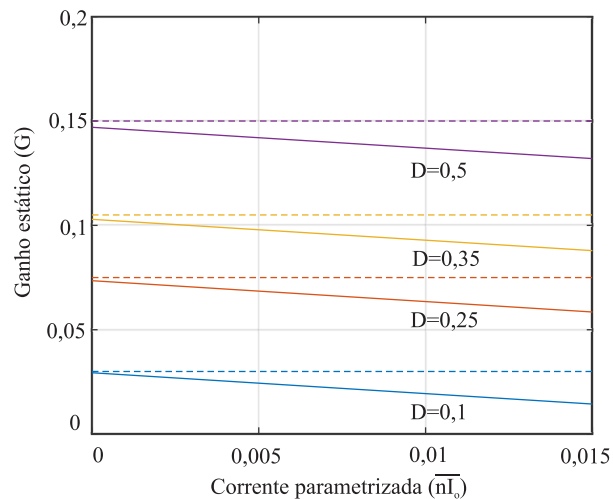
$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{n}{2}D \quad (159)$$

Com o objetivo de observar graficamente o efeito que causa a indutância de dispersão do transformador sobre o ganho estático de tensão, é possível definir  $\overline{nI_o}$  como a corrente de saída refletida para o primário parametrizada, dada por (160). Assim é possível obter uma curva do ganho estático em função da corrente parametrizada. A Figura 52 apresenta essa curva para diferentes valores da razão cíclica  $D$  e o resto dos parâmetros constantes.

$$\overline{nI_o} = \frac{n\lambda L_d f_s n I_o}{V_{in}} \quad (160)$$

A linha descontínua na figura representa o ganho ideal  $G_i$  para os diferentes valores de  $D$ , enquanto a linha contínua representa o ganho estático real. Percebe-se que, à medida que a corrente de saída aumenta, o ganho estático diminui, já que a perda de razão cíclica e a corrente de saída são diretamente proporcionais.

Figura 52 – Representação gráfica do ganho estático do conversor *Forward* duas chaves híbrido em relação à corrente de saída parametrizada para diferentes valores de razão cíclica.



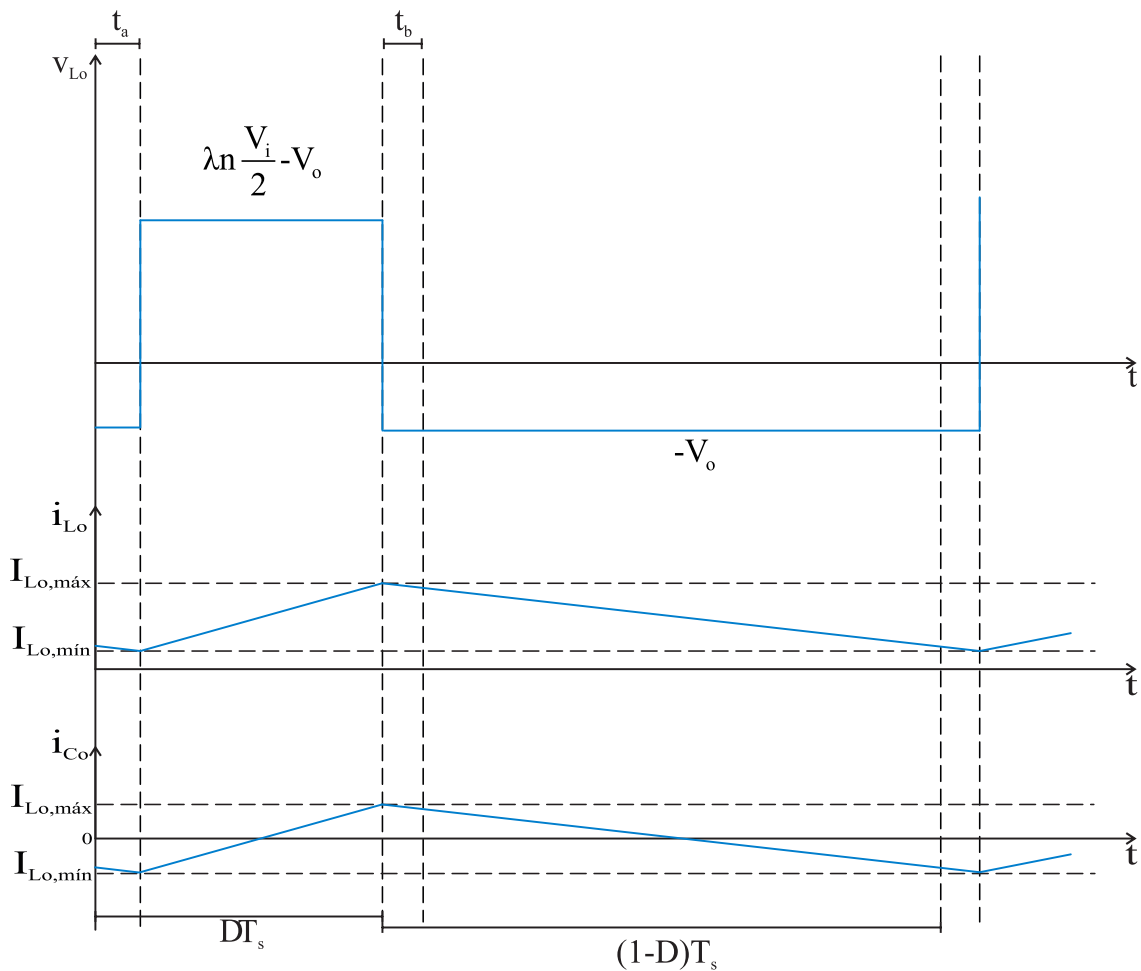
Fonte – Autor.

### 3.1.3 Dimensionamento do filtro de saída

A etapa de saída do conversor proposto é idêntica à etapa de saída do conversor *Forward* duas chaves. Na seção 2.4, foi dimensionado o filtro *LC* para o caso em que

o efeito da indutância de dispersão do conversor não fosse considerado. Nesta seção, são obtidas as expressões para calcular os valores do indutor  $L_o$  e do capacitor  $C_o$  para uma variação de corrente e tensão dada, quando o efeito da indutância de dispersão do transformador é considerado. A Figura 53 mostra a tensão sobre o indutor e as correntes que circulam pelo indutor e pelo capacitor. É a partir destas grandezas que as expressões são obtidas.

Figura 53 – Formas de onda da tensão e corrente no indutor  $L_o$ , e da corrente no capacitor  $C_o$ .



Fonte – Autor.

A expressão para o indutor é obtida analisando a tensão sobre ele, sendo que a tensão de  $L_o$  no intervalo de tempo  $t_a - DT_s$  é a tensão no diodo  $D_4$  menos a tensão de saída  $V_o$ . Assim, a partir da relação tensão-corrente para o indutor, é possível escrever (161). Isolando  $V_o$  da expressão (156) do ganho de tensão do conversor, obtém-se



(162).

$$\left( n \frac{V_{in}\lambda}{2} - V_o \right) = L_o \frac{\Delta i_{L_o}}{(DT_s - t_a)} \quad (161)$$

$$V_o = n \frac{V_{in}\lambda}{2} (D - \Delta D) \quad (162)$$

Substituindo (162) em (161) e isolando  $L_o$ , é obtida (163). Logo, se  $T_s$  é colocado em evidência e tendo em conta a relação (155), obtém-se (164). Se a razão cíclica efetiva do conversor é definida pela expressão (165), então o valor de  $L_o$  pode ser finalmente calculado a partir de (166).

$$L_o = \frac{\left( n \frac{V_{in}\lambda}{2} - n \frac{V_{in}\lambda}{2} (D - \Delta D) \right) (DT_s - t_a)}{\Delta i_{L_o}} \quad (163)$$

$$L_o = \frac{n \frac{V_{in}\lambda}{2} (1 - (D - \Delta D)) (D - \Delta D)}{\Delta i_{L_o} f_s} \quad (164)$$

$$D_e = D - \Delta D \quad (165)$$

$$L_o = \frac{n \frac{V_{in}\lambda}{2} D_e (1 - D_e)}{\Delta i_{L_o} f_s} \quad (166)$$

Percebe-se, então, que o valor do indutor que compõe o filtro de saída depende de parâmetros construtivos do transformador, pois  $\lambda$  depende das indutâncias que representam a dispersão e a desmagnetização do transformador.

Com o mesmo procedimento descrito na seção 2.4, obtém-se a expressão (167), que define o valor mínimo de  $L_o$  que atende à máxima ondulação de tensão, a qual ocorre para um valor de  $D_e=0,5$ .

$$L_o = \frac{n V_{in} \lambda}{8 \Delta i_{L_o} f_s} \quad (167)$$

Ao observar a forma de onda da corrente no capacitor  $C_o$ , pode-se concluir que, fazendo a mesma análise desenvolvida na seção 2.4 é obtida a mesma equação para calcular seu valor. Essa equação é mostrada novamente em (168).

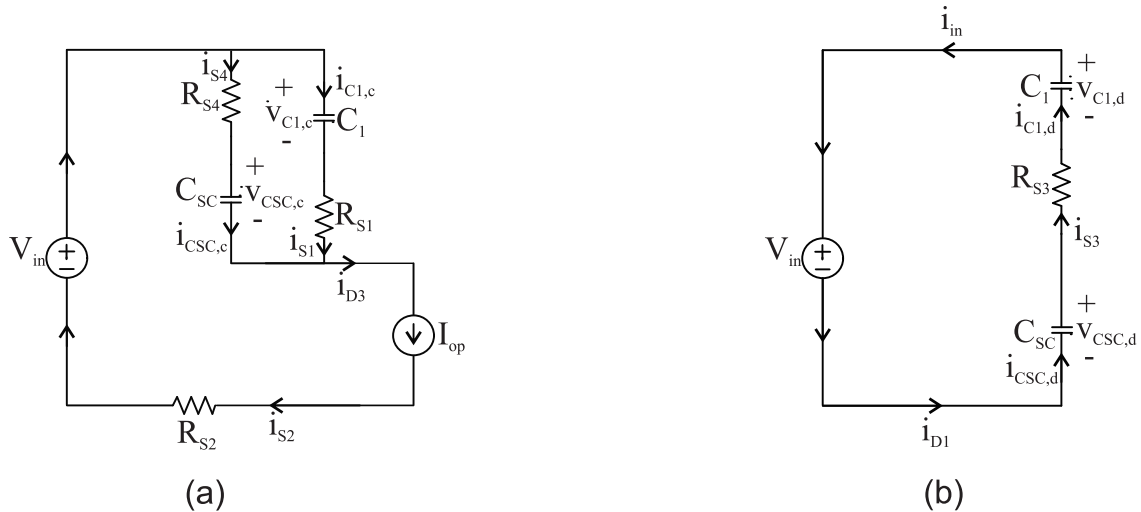
$$C_o = \frac{\Delta i_{L_o}}{8 f_s \Delta v_{C_o}} \quad (168)$$

### 3.1.4 Esforços de tensão e corrente

#### 3.1.4.1 Esforços de corrente e tensão nos capacitores correspondentes à célula *Ladder*

Na parte inicial da análise matemática, para obter as equações que definem as correntes e tensões dos capacitores da célula *Ladder* ( $C_{SC}$  e  $C_1$ ), o transformador é considerado ideal. A partir das etapas de operação apresentadas nas Figuras 38, 39, 40, percebe-se que a diferença entre a segunda etapa de operação da Figura 39 e a terceira etapa da Figura 40, é a corrente de desmagnetização que, ao se anular, origina uma etapa que dura até que os interruptores sejam comandados de novo. Neste caso, como a indutância  $L_m$  não será considerada, as duas etapas podem ser definidas como uma única. Então, o conversor pode ser estudado a partir de uma etapa de carga e uma etapa de descarga dos capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$ . A Figura 54(a) apresenta a etapa de carga, e a Figura 54(b) apresenta a etapa de descarga. A partir delas, são obtidas as expressões (169) e (170). A fonte de corrente  $I_{op}$  representa a corrente de saída refletida para o primário do transformador ( $nI_o$ ).

Figura 54 – Etapas de operação quando o transformador é considerado ideal. (a) Etapa de carga. (b) Etapa de descarga.



Fonte – Autor.

Começando pela etapa de carga, é possível escrever as seguintes relações:

$$i_{CSC,c} + i_{C1,c} = I_{op} \quad (169)$$

$$C_1 \frac{dv_{1,c}}{dt} = I_{op} - C_{SC} \frac{dv_{CSC,c}}{dt} \quad (170)$$

Aplicando a lei de *Kirchhoff* de tensão na malha que contém os dois capacitores, obtém-se (171). Substituindo nela (170), obtém-se (172). As resistências de condução dos interruptores são consideradas iguais e nomeadas  $R_s$ .

$$R_s C_{SC} \frac{dv_{CSC,c}}{dt} + v_{CSC,c} - v_{1,c} - R_s C_1 \frac{dv_{1,c}}{dt} = 0 \quad (171)$$

$$R_s C_{SC} \frac{dv_{CSC,c}}{dt} + v_{CSC,c} - v_{1,c} - R_s I_{op} + R_s C_{SC} \frac{dv_{CSC,c}}{dt} = 0 \quad (172)$$

Derivando ambos os lados de (172) e empregando a relação (170), é obtida (173), a qual pode ser abordada como uma equação diferencial ordinária de segunda ordem não homogênea. Assim sua solução é dada pela soma de uma solução homogênea e uma solução particular.

$$2R_s C_{SC} \frac{d^2 v_{CSC,c}}{dt^2} + \frac{C_{SC} + C_1}{C_1} \frac{dv_{CSC,c}}{dt} = \frac{I_{op}}{C_1} \quad (173)$$

O termo  $2R_s C_{SC}$  pode ser definido como  $\alpha$ , e o termo  $(C_{SC} + C_1)/C_1$  é definido como  $\beta$ . A solução geral da equação para  $v_{CSC,c}$ , em função das constantes  $K_1$  e  $K_2$ , é apresentada em (174). A partir dela, é possível obter o valor inicial da tensão  $v_{CSC,c}$  substituindo  $t=0$  na expressão. Também é possível obter a expressão que define a corrente  $i_{CSC,c}$  a partir da relação corrente-tensão para o capacitor. Tais expressões são apresentadas em (175) e (176) respectivamente, também em função das constantes  $K_1$  e  $K_2$ . A constante de tempo de carga dos capacitores é  $\tau_c$  dada pela relação  $\alpha/\beta$ .

$$v_{CSC,c}(t) = \left( \frac{I_{op}}{\beta C_1} \right) t + K_2 - (K_1 \tau_c) e^{-\frac{t}{\tau_c}} \quad (174)$$

$$v_{CSC,c\_inicial} = K_2 - (K_1 \tau_c) \quad (175)$$

$$i_{CSC,c}(t) = C_{SC} \frac{dv_{CSC,c}}{dt} = C_{SC} \left( \frac{I_{op}}{\beta C_1} \right) + C_{SC} K_1 e^{-\frac{t}{\tau_c}} \quad (176)$$

Isolando  $v_{C1,c}$  da expressão (172), obtém-se (177). Substituindo nela a expressão que define  $v_{CSC,c}$ , assim como a sua derivada, é possível obter a expressão que define a tensão durante o processo de carga no capacitor  $C_1$  em função das constantes  $K_1$  e  $K_2$ , dada por (178).

$$v_{C1,c} = R_s C_{SC} \frac{dv_{CSC,c}}{dt} + v_{CSC,c} - R_s I_{op} \quad (177)$$

$$v_{C1,c}(t) = \left( \frac{I_{op}}{\beta C_1} \right) t + K_2 + I_{op} R_s \left( \frac{2C_{SC}}{\beta C_1} - 1 \right) + (\alpha - \tau_c) K_1 e^{-\frac{t}{\tau_c}} \quad (178)$$

De mesma forma, para  $t=0$  é possível obter o valor inicial de  $v_{C1,c}$  assim como a corrente  $i_{C1,c}$ . Tais expressões são dadas por (179) e (180), respectivamente.

$$v_{C1,c\_inicial} = K_2 + I_{op}R_s \left( \frac{2C_{SC}}{\beta C_1} - 1 \right) + K_1 (\alpha - \tau_c) \quad (179)$$

$$i_{C1,c}(t) = C_1 \frac{dv_{C1,c}}{dt} = \left( \frac{I_{op}}{\beta} \right) + C_1 K_1 (1 - \beta) e^{-\frac{t}{\tau_c}} \quad (180)$$

As constantes  $K_1$  e  $K_2$  podem ser escritas em função das tensões iniciais dos capacitores. Para isso, isolam-se  $K_1$  e  $K_2$  e cria-se um sistema de duas equações com duas variáveis a partir de (175) e (179). Com isso, as expressões que definem as tensões e correntes dos capacitores na etapa de carga ( $v_{CSC,c}$ ,  $v_{C1,c}$ ,  $i_{CSC,c}$ ,  $i_{C1,c}$ ) são função das tensões iniciais. As expressões para  $K_1$  e  $K_2$  são as seguintes:

$$K_1 = \frac{v_{C1,mín}}{\alpha} - \frac{v_{CSC,mín}}{\alpha} - \frac{I_{op}R_s}{\alpha} \left( \frac{2C_{SC}}{C_1\beta} - 1 \right) \quad (181)$$

$$K_2 = v_{CSC,mín} \left( 1 - \frac{1}{\beta} \right) + \frac{v_{C1,mín}}{\beta} - \frac{I_{op}R_s}{\beta} \left( \frac{2C_{SC}}{C_1\beta} - 1 \right). \quad (182)$$

Uma vez obtidas as expressões das tensões e correntes dos capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$  durante a etapa de carga, são obtidas as expressões que caracterizam a etapa de descarga. A partir do circuito da Figura 54(b), aplicando a lei de *Kirchhoff* de tensão, é possível escrever a igualdade (183). Uma vez que o circuito que caracteriza a etapa de descarga é uma malha só, então a corrente que circula pelos capacitores é a mesma, sendo representada por  $i_C$ . Sendo assim, é possível escrever a relação (184) a partir da aplicação da relação corrente-tensão para o capacitor. Então (183) pode ser reescrita como (185).

$$V_{in} = v_{C1,d} + i_{C,d}R_s + v_{CSC,d} \quad (183)$$

$$C_{SC} \frac{dv_{CSC,d}}{dt} = C_1 \frac{dv_{C1,d}}{dt} \quad (184)$$

$$V_{in} = v_{C1,d} + R_s C_{SC} \frac{dv_{CSC,d}}{dt} + v_{CSC,d} \quad (185)$$

Derivando a expressão (185) e substituindo (184), obtém-se a equação diferencial ordinária homogênea apresentada em (186). A solução geral da equação para  $v_{CSC,d}$  em função das constantes  $K_3$  e  $K_4$  é dada por (187), onde  $t_2$  representa  $t-DT_s$  e  $\tau_d$  é a constante de tempo de descarga dos capacitores, dada por  $\alpha/2\beta$ .

$$0 = R_s C_{SC} \frac{d^2 v_{CSC,d}}{dt^2} + \left( \frac{C_{SC} + C_1}{C_1} \right) \frac{dv_{CSC,d}}{dt} \quad (186)$$

$$v_{CSC,d}(t) = K_3 + K_4 e^{-\frac{t}{\tau_d}} \quad (187)$$

Em  $t=DT_s$ , obtém-se o valor máximo de  $v_{CSC}$  em função de  $K_3$  e  $K_4$ , apresentado em (188). Aplicando a relação corrente-tensão para o capacitor, obtém-se a corrente conforme mostrado em (189).

$$v_{CSC,máx} = K_3 + K_4 \quad (188)$$

$$i_{CSC,d}(t) = -C_{SC} K_4 \frac{1}{\tau_d} e^{-\frac{t}{\tau_d}} \quad (189)$$

Isolando  $v_{C1,d}$  em (183) e substituindo (187) e (189), obtém-se a expressão (190), que caracteriza a tensão na etapa de descarga do capacitor  $C_1$ . Da mesma forma que nos casos anteriores, obtém-se seu valor máximo para  $t=DT_s$ , conforme mostrado em (191), e a expressão da corrente, dada por (192).

$$v_{C1,d}(t) = V_{in} - K_3 - K_4 (1 - \beta) e^{-\frac{t}{\tau_d}} \quad (190)$$

$$v_{C1,máx} = V_{in} - K_3 - K_4 (1 - \beta) \quad (191)$$

$$i_{C1,d}(t) = C_1 K_4 (1 - \beta) \frac{1}{\tau_d} e^{-\frac{t}{\tau_d}} \quad (192)$$

A partir de (188) e (191), é possível obter expressões para  $K_3$  e  $K_4$  em função dos valores máximos das tensões nos capacitores.

$$K_3 = v_{CSC,máx} - \frac{v_{C1,máx} + v_{CSC,máx} - V_{in}}{\beta} \quad (193)$$

$$K_4 = \frac{v_{C1,máx} + v_{CSC,máx} - V_{in}}{\beta} \quad (194)$$

São agrupadas, então, as expressões das tensões e correntes nos capacitores para cada etapa. Percebe-se que elas dependem das constantes  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$  e  $K_4$ , as quais são também agrupadas em (199).

$$v_{CSC}(t) = \begin{cases} v_{CSC,c}(t) = \left(\frac{I_{op}}{\beta C_1}\right) t + K_2 - (K_1 \tau_c) e^{-\frac{t}{\tau_c}}, 0 \leq t \leq DT_s \\ v_{CSC,d}(t) = K_3 + K_4 e^{-\frac{t}{\tau_d}}, DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (195)$$

$$v_{C1}(t) = \begin{cases} v_{C1,c}(t) = \left(\frac{I_{op}}{\beta C_1}\right) t + K_2 + I_{op} R_s \left(\frac{2C_{SC}}{\beta C_1} - 1\right) + (\alpha - \tau_c) K_1 e^{-\frac{t}{\tau_c}}, 0 \leq t \leq DT_s \\ v_{C1,d}(t) = V_{in} - K_3 - K_4 (1 - \beta) e^{-\frac{t}{\tau_d}}, DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (196)$$

$$i_{CSC}(t) = \begin{cases} i_{CSC,c}(t) = C_{SC} \left( \frac{I_{op}}{\beta C_1} \right) + C_{SC} K_1 e^{-\frac{t}{\tau_c}}, 0 \leq t \leq DT_s \\ i_{CSC,d}(t) = -C_{SC} K_4 \frac{1}{\tau_d} e^{-\frac{t_2}{\tau_d}}, DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (197)$$

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} i_{C1,c}(t) = \left( \frac{I_{op}}{\beta} \right) + C_1 K_1 (1 - \beta) e^{-\frac{t}{\tau_c}}, 0 \leq t \leq DT_s \\ i_{C1,d}(t) = C_1 K_4 (1 - \beta) \frac{1}{\tau_d} e^{-\frac{t_2}{\tau_d}}, DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (198)$$

$$\begin{cases} K_1 = \frac{V_{C1,min}}{\alpha} - \frac{V_{CSC,min}}{\alpha} - \frac{I_{op} R_s}{\alpha} \left( \frac{2C_{SC}}{C_1 \beta} - 1 \right) \\ K_2 = V_{CSC,min} \left( 1 - \frac{1}{\beta} \right) + \frac{V_{C1,min}}{\beta} - \frac{I_{op} R_s}{\beta} \left( \frac{2C_{SC}}{C_1 \beta} - 1 \right) \\ K_3 = V_{CSC,máx} - \frac{V_{C1,máx} + V_{CSC,máx} - V_{in}}{\beta} \\ K_4 = \frac{V_{C1,máx} + V_{CSC,máx} - V_{in}}{\beta} \end{cases} \quad (199)$$

O próximo passo é determinar as condições iniciais do sistema em função de parâmetros especificados. Desse modo, o valor das constantes pode ser determinado e, com isso, obtidas as expressões finais que caracterizam as tensões e correntes dos capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$ . É possível obter os valores médios das correntes nos capacitores em função de  $I_{op}$ . Com isso, através do conceito de variação de carga do capacitor, pode-se obter uma relação entre a tensão mínima e máxima de cada capacitor, como em (SILVA, 2018).

Se analisada a Figura 54(a), as seguintes relações podem ser definidas:

$$i_{S1}(t) = i_{C1,c}(t) \quad (200)$$

$$i_{S2}(t) = i_{CSC,c}(t) + i_{C1,c}(t) \quad (201)$$

$$i_{S4}(t) = i_{CSC,c}(t) \quad (202)$$

$$i_{D3}(t) = I_{op} \quad (203)$$

$$I_{op} = i_{CSC,c}(t) + i_{C1,c}(t), \quad (204)$$

Se analisada a Figura 54(b), tendo em conta que, como  $L_m$  não está sendo considerada, o diodo  $D_2$  não conduz em nenhum momento, podem ser definidas:

$$i_{S3}(t) = -i_{CSC,d} = -i_{C1,d} \quad (205)$$

$$i_{D1}(t) = -i_{CSC,d} = -i_{C1,d} \quad (206)$$

Os valores médios para um período de comutação são obtidos e apresentados a seguir, tendo em conta que  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_4$  e  $D_3$  conduzem somente durante a primeira etapa de operação ( $0-DT_s$ ) e que  $S_3$  e  $D_1$  conduzem somente durante a segunda etapa de operação ( $DT_s-T_s$ ).

$$I_{S1} = DI_{C1,c} \quad (207)$$

$$I_{S2} = D(I_{CSC,c} + I_{C1,c}) \quad (208)$$

$$I_{S3} = -(1-D)I_{CSC\_C1,d} \quad (209)$$

$$I_{S4} = DI_{CSC,c} \quad (210)$$

$$I_{D1} = -(1-D)I_{CSC\_C1,d} \quad (211)$$

$$I_{D3} = DI_{op} \quad (212)$$

$$I_{op} = I_{CSC,c} + I_{C1,c} \quad (213)$$

Analisando o circuito do conversor *Forward* híbrido, ao aplicar a lei de *Kirchhoff* das correntes, as seguintes relações podem ser estabelecidas:

$$i_{D3}(t) = i_{D1}(t) + i_{S1}(t) \quad (214)$$

$$i_{S4}(t) = i_{CSC}(t) + i_{S3}(t) \quad (215)$$

Os valores médios para um período de comutação são aplicados em (214) e (215), e são obtidas (216) e (217), tendo em consideração que o valor médio das correntes nos capacitores é nulo para um período de comutação.

$$I_{D3} = I_{D1} + I_{S1} \quad (216)$$

$$I_{S4} = I_{S3} \quad (217)$$

Substituindo (206), (210) e (211) em (214), obtém-se uma expressão para o valor médio da corrente de descarga dos capacitores, que é igual para ambos os capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$ .

$$I_{CSC\_C1,d} = -\frac{DI_{op} - DI_{C1,c}}{(1-D)} \quad (218)$$

Ao substituir (208) e (209) em (215), obtém-se:

$$I_{C1,c} = -\frac{(1-D)}{D} I_{CSC\_C1,d} \quad (219)$$

Se as correntes médias na etapa de descarga de ambos os capacitores são iguais e se conhece que o valor médio da corrente para um período de comutação é nulo, então se pode afirmar que o valor médio da corrente nos capacitores na etapa de carga é também igual, ou seja,  $I_{CSC,c} = I_{C1,c}$ . Dessa forma, (213) pode ser escrita como (220). A partir dela, é possível obter a expressão que define o valor médio da corrente dos capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$  na etapa de carga, em função de  $I_{op}$ , como apresentada em (221).

$$I_{op} = 2I_{CSC\_C1,c} \quad (220)$$

$$I_{CSC\_C1,c} = \frac{I_{op}}{2} \quad (221)$$

Substituindo (221) em (218) ou em (219), obtém-se a expressão que define o valor médio das correntes nos capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$  na etapa de descarga, a qual é dada por (222).

$$I_{CSC\_C1,d} = -\frac{DI_{op}}{2(1-D)} \quad (222)$$

Através da definição de variação de carga do capacitor no tempo, é possível relacionar os valores médios das correntes nos capacitores em cada etapa com as tensões máxima e mínima neles. Assim, obtém-se (223) e (224).

$$I_{CSC,c} = \frac{\Delta Q_{CSC}}{DT_s} = \frac{C_{SC} (\Delta v_{CSC})}{DT_s} = \frac{C_{SC} (v_{CSC,máx} - v_{CSC,mín})}{DT_s} \quad (223)$$

$$I_{C1,c} = \frac{\Delta Q_{C1}}{DT_s} = \frac{C_1 (\Delta v_{C1})}{DT_s} = \frac{C_1 (v_{C1,máx} - v_{C1,mín})}{DT_s} \quad (224)$$

Substituindo (221) em (223) e (224), são obtidas expressões que relacionam as tensões dos capacitores.

$$v_{CSC,máx} = v_{CSC,mín} + \frac{DI_{op}}{2f_s C_{SC}} \quad (225)$$

$$v_{C1,máx} = v_{C1,mín} + \frac{DI_{op}}{2f_s C_1} \quad (226)$$

Ao avaliar, para  $t=DT_s$ , a tensão no capacitor chaveado na etapa de carga  $v_{CSC,c}(t)$ , apresentada em (195), com a substituição das expressões das constantes  $K_1$  e  $K_2$  definidas em (199), obtém-se (227), expressão que define  $v_{CSC,máx}$ , mas



que depende das tensões mínimas de  $C_{SC}$  e de  $C_1$  e não somente de parâmetros especificados para o dimensionamento. Agora, substituindo (225) em (227), obtém-se a expressão (228), que relaciona as tensões mínimas de ambos capacitores,  $v_{CSC,mín}$  e  $v_{C1,mín}$ .

$$v_{CSC,máx} = \left\{ \left[ v_{CSC,mín} \left( 1 - \frac{1}{\beta} \right) + \frac{v_{CSC,mín}}{\beta} e^{-\frac{DT_s}{\tau_c}} \right] + \left[ \frac{v_{C1,mín}}{\beta} - \frac{v_{C1,mín}}{\beta} e^{-\frac{DT_s}{\tau_c}} \right] - \right. \quad (227)$$

$$\left. \left[ \frac{I_{op}R_s}{\beta} \left( \frac{2C_{SC}}{C_1\beta} - 1 \right) - \frac{I_{op}R_s}{\beta} \left( \frac{2C_{SC}}{C_1\beta} - 1 \right) e^{-\frac{DT_s}{\tau_c}} \right] + \frac{I_{op}}{C_1\beta} DT_s \right.$$

$$v_{CSC,mín} = v_{C1,mín} - I_{op}R_s \left( \frac{C_{SC} - C_1}{C_{SC} + C_1} \right) + I_{op}DT_s \left( \frac{C_{SC} - C_1}{2C_{SC}C_1} \right) \left( \frac{1}{1 - e^{-\frac{DT_s}{\tau_c}}} \right) \quad (228)$$

Da mesma forma, ao avaliar para  $t=T_s$  a tensão no capacitor chaveado na etapa de descarga  $v_{CSC,d}(t)$  apresentada em (195), com a substituição das expressões das constantes  $K_3$  e  $K_4$  definidas em (199), obtém-se (229), expressão que define  $v_{CSC,mín}$  em função das tensões máximas dos capacitores. Ao substituir (225) e (226) em (229), é obtida (230), expressão que relaciona as tensões mínimas dos capacitores  $v_{CSC,mín}$  e  $v_{C1,mín}$ . Dessa forma, têm-se um sistema de duas equações ((228) e (230)) com duas incógnitas ( $v_{CSC,mín}$  e  $v_{C1,mín}$ ). A solução do sistema de equações resulta nas expressões que definem as tensões mínimas dos capacitores em função dos parâmetros especificados para o dimensionamento, apresentadas em (231) e (232).

$$v_{CSC,mín} = \left\{ \left[ v_{CSC,máx} - \frac{v_{CSC,máx}}{\beta} + \frac{v_{CSC,máx}}{\beta} e^{-\frac{(1-D)T_s}{\tau_d}} \right] - \left[ \frac{v_{C1,máx}}{\beta} - \frac{v_{C1,máx}}{\beta} e^{-\frac{(1-D)T_s}{\tau_d}} \right] + \right. \quad (229)$$

$$\left. \left[ \frac{V_{in}}{\beta} - \frac{V_{in}}{\beta} e^{-\frac{(1-D)T_s}{\tau_d}} \right] \right.$$

$$v_{C1,mín} = -v_{CSC,mín} - \frac{I_{op}DT_s}{2C_{SC}} + \frac{I_{op}DT_s}{2C_{SC}} \left( \frac{\beta}{1 - e^{-\frac{(1-D)T_s}{\tau_d}}} \right) - \frac{I_{op}DT_s}{2C_1} + V_{in} \quad (230)$$

$$v_{CSC,mín} = \frac{V_{in}}{2} - \frac{I_{op}DT_s}{4} \left( \frac{C_{SC} - C_1}{C_{SC}C_1} \right) + \frac{I_{op}DT_s}{4C_{SC}} \left( \frac{\beta}{1 - e^{-\frac{(1-D)T_s}{\tau_d}}} \right) -$$

$$\frac{I_{op}R_s}{2} \left( \frac{C_{SC} - C_1}{C_{SC} + C_1} \right) + \frac{I_{op}DT_s}{2} \left( \frac{C_{SC} - C_1}{2C_{SC}C_1} \right) \left( \frac{1}{1 - e^{-\frac{DT_s}{\tau_c}}} \right) \quad (231)$$

$$v_{C1,mín} = \frac{V_{in}}{2} - \frac{I_{op}DT_s}{4} \left( \frac{C_{SC} - C_1}{C_{SC}C_1} \right) + \frac{I_{op}DT_s}{4C_{SC}} \left( \frac{\beta}{1 - e^{-\frac{(1-D)T_s}{\tau_d}}} \right) +$$

$$\frac{I_{op}R_s}{2} \left( \frac{C_{SC} - C_1}{C_{SC} + C_1} \right) - \frac{I_{op}DT_s}{2} \left( \frac{C_{SC} - C_1}{2C_{SC}C_1} \right) \left( \frac{1}{1 - e^{-\frac{DT_s}{\tau_c}}} \right) \quad (232)$$

Substituindo (231) em (225) e (232) em (226), obtêm-se as expressões das tensões máximas dos capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$ . Com isso, as constantes  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$  e  $K_4$  podem ser expressas em função dos parâmetros especificados para o dimensionamento  $I_{op}$ ,  $D$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\tau_c$  e  $\tau_d$ . Assim, obtêm-se as expressões das correntes e tensões dos capacitores da célula *Ladder*. A seguir, tem-se um resumo das expressões que compõem as resultantes tensões e correntes.

$$\begin{cases} \alpha = 2R_s C_{SC} \\ \beta = \frac{C_1 + C_{SC}}{C_1} \\ \tau_c = \frac{\alpha}{\beta} \\ \tau_d = \frac{\alpha}{2\beta} \end{cases} \quad (233)$$

$$\begin{cases} v_{CSC,min} = \frac{V_{in}}{2} - \frac{I_{op}D}{4f_s} \left( \frac{C_{SC}-C_1}{C_{SC}C_1} \right) + \frac{I_{op}D}{4f_s C_{SC}} \left( \frac{\beta}{1-e^{-\frac{(1-D)}{f_s \tau_d}}} \right) \\ - \frac{I_{op}R_s}{2} \left( \frac{C_{SC}-C_1}{C_{SC}+C_1} \right) + \frac{I_{op}D}{f_s^2} \left( \frac{C_{SC}-C_1}{2C_{SC}C_1} \right) \left( \frac{1}{1-e^{-\frac{D}{f_s \tau_c}}} \right) \\ v_{C1,min} = \frac{V_{in}}{2} - \frac{I_{op}D}{4f_s} \left( \frac{C_{SC}-C_1}{C_{SC}C_1} \right) + \frac{I_{op}D}{4f_s C_{SC}} \left( \frac{\beta}{1-e^{-\frac{(1-D)}{f_s \tau_d}}} \right) + \\ \frac{I_{op}R_s}{2} \left( \frac{C_{SC}-C_1}{C_{SC}+C_1} \right) - \frac{I_{op}D}{2f_s} \left( \frac{C_{SC}-C_1}{2C_{SC}C_1} \right) \left( \frac{1}{1-e^{-\frac{D}{f_s \tau_c}}} \right) \\ v_{CSC,max} = v_{CSC,min} + \frac{DI_{op}}{2f_s C_{SC}} \\ v_{C1,max} = v_{C1,min} + \frac{DI_{op}}{2f_s C_1} \end{cases} \quad (234)$$

$$\begin{cases} K_1 = \frac{v_{C1,min}}{\alpha} - \frac{v_{CSC,min}}{\alpha} - \frac{I_{op}R_s}{\alpha} \left( \frac{2C_{SC}}{C_1\beta} - 1 \right) \\ K_2 = v_{CSC,min} \left( 1 - \frac{1}{\beta} \right) + \frac{v_{C1,min}}{\beta} - \frac{I_{op}R_s}{\beta} \left( \frac{2C_{SC}}{C_1\beta} - 1 \right) \\ K_3 = v_{CSC,max} - \frac{v_{C1,max} + v_{CSC,max} - V_{in}}{\beta} \\ K_4 = \frac{v_{C1,max} + v_{CSC,max} - V_{in}}{\beta} \end{cases} \quad (235)$$

$$v_{CSC}(t) = \begin{cases} v_{CSC,c}(t) = \left( \frac{I_{op}}{\beta C_1} \right) t + K_2 - (K_1 \tau_c) e^{-\frac{t}{\tau_c}}, 0 \leq t \leq DT_s \\ v_{CSC,d}(t) = K_3 + K_4 e^{-\frac{t_2}{\tau_d}}, DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (236)$$

$$v_{C1}(t) = \begin{cases} v_{C1,c}(t) = \left( \frac{I_{op}}{\beta C_1} \right) t + K_2 + I_{op}R_s \left( \frac{2C_{SC}}{\beta C_1} - 1 \right) + \\ (\alpha - \tau_c) K_1 e^{-\frac{t}{\tau_c}}, 0 \leq t \leq DT_s \\ v_{C1,d}(t) = V_{in} - K_3 - K_4(1 - \beta) e^{-\frac{t_2}{\tau_d}}, DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (237)$$

$$i_{CSC}(t) = \begin{cases} i_{CSC,c}(t) = C_{SC} \left( \frac{I_{op}}{\beta C_1} \right) + C_{SC} K_1 e^{-\frac{t}{\tau_c}}, 0 \leq t \leq DT_s \\ i_{CSC,d}(t) = -C_{SC} K_4 \frac{1}{\tau_d} e^{-\frac{t_2}{\tau_d}}, DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (238)$$

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} i_{C1,c}(t) = \left(\frac{I_{op}}{\beta}\right) + C_1 K_1 (1-\beta) e^{-\frac{t}{\tau_c}}, 0 \leq t \leq DT_s \\ i_{C1,d}(t) = C_1 K_4 (1-\beta) \frac{1}{\tau_d} e^{-\frac{t}{\tau_d}}, DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (239)$$

Com as expressões que definem a corrente nos capacitores em cada etapa de operação, é possível calcular o valor eficaz delas. Para isso, são obtidas as expressões (241) e (242) a partir da aplicação da definição (240) da corrente eficaz. Da mesma forma, é possível obter as expressões para obter o valor médio das tensões. A partir da definição (243), são obtidas (244) e (245).

$$i_{C,eficaz} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} (i_{C,c}(t))^2 dt + \int_{DT_s}^{T_s} (i_{C,d}(t))^2 dt \right]} \quad (240)$$

$$i_{CSC,eficaz} = \sqrt{\frac{D \left( \frac{C_{SC} I_{op}}{\beta C_1} \right)^2 + f_s \frac{\tau_c}{2} (C_{SC} K_1)^2 \left( 1 - e^{-\frac{2DT_s}{\tau_c}} \right) + f_s \frac{1}{2\tau_d} (C_{SC} K_4)^2 \left( 1 - e^{-\frac{2(1-D)T_s}{\tau_d}} \right)}{}} \quad (241)$$

$$i_{C1,eficaz} = \sqrt{\frac{D \left( \frac{I_{op}}{\beta} \right)^2 + f_s [C_1 K_1 (1-\beta)]^2 \frac{\tau_c}{2} \left( 1 - e^{-\frac{2DT_s}{\tau_c}} \right) + f_s \frac{1}{2\tau_d} [C_1 K_4 (1-\beta)]^2 \left( 1 - e^{-\frac{2(1-D)T_s}{\tau_d}} \right)}{}} \quad (242)$$

$$v_{C,médio} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} v_{C,c} dt + \int_{DT_s}^{T_s} v_{C,d} dt \right] \quad (243)$$

$$v_{CSC,médio} = D \left( K_2 + \frac{I_{op} DT_s}{2\beta C_1} \right) + (1-D) K_3 + \frac{K_1}{T_s} \tau_c \left[ 1 - e^{-\frac{DT_s}{\tau_c}} \right] + \frac{K_4}{T_s} \tau_d \left[ 1 - e^{-\frac{(1-D)T_s}{\tau_d}} \right] \quad (244)$$

$$v_{C1,médio} = D \left[ I_{op} R_s \left( \frac{2C_{SC}}{\beta C_1} - 1 \right) + K_2 + \frac{I_{op} DT_s}{2\beta C_1} \right] + (1-D) (V_{in} - K_3) + \frac{K_1}{T_s} (\alpha - \tau_c) \tau_c \left[ 1 - e^{-\frac{DT_s}{\tau_c}} \right] - \frac{K_4}{T_s} (1-\beta) \tau_d \left[ 1 - e^{-\frac{(1-D)T_s}{\tau_d}} \right] \quad (245)$$

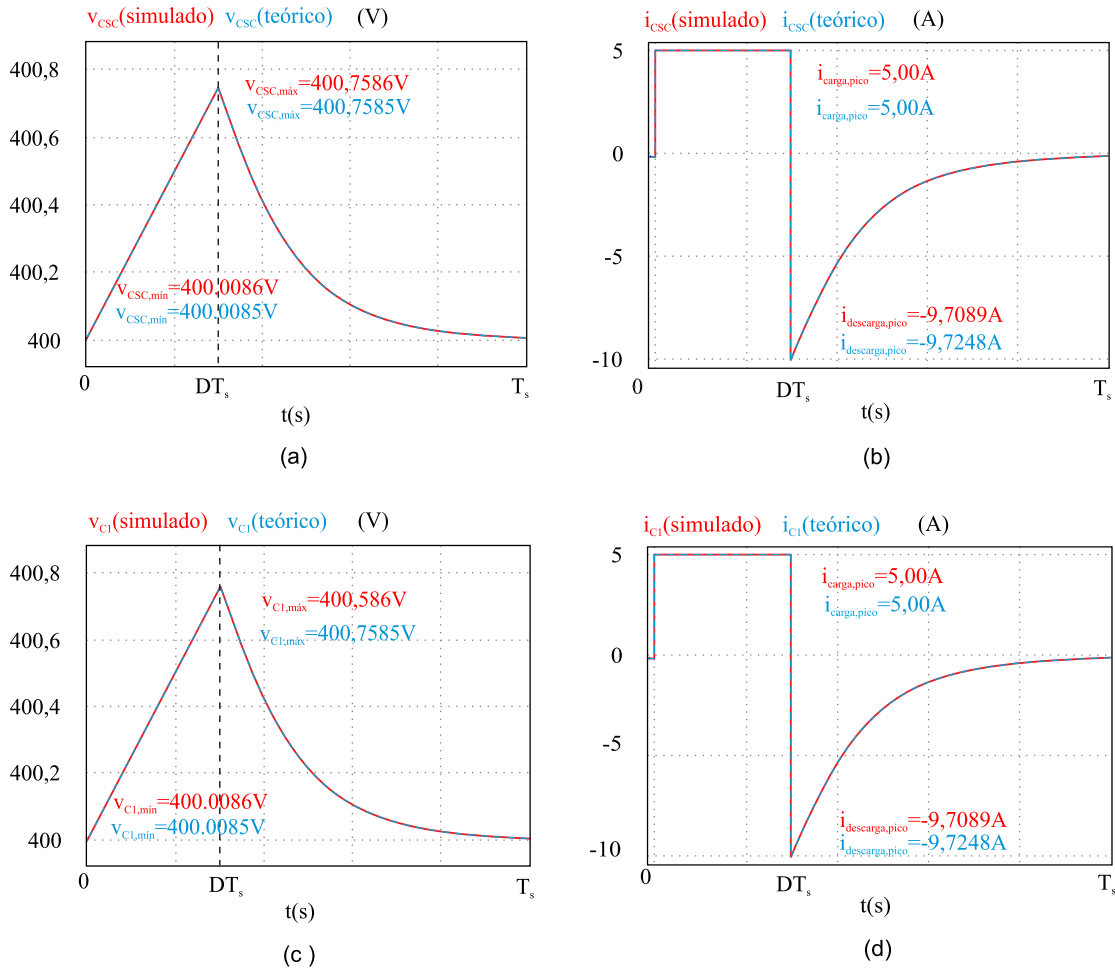
Para validar as expressões obtidas, é realizada uma simulação no *software* PSIM do conversor *Forward* híbrido, e é desenvolvida uma planilha no *software* *Mathcad* com as expressões. Os valores associados aos componentes do conversor empregados para a validação são mostrados na Tabela 4. A Figura 55 mostra as formas de onda das tensões e correntes dos capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$ , em vermelho o resultado via simulação e em azul com traços ponteados o resultado analítico.

Tabela 4 – Parâmetros do conversor *Forward* híbrido utilizados na validação.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada ( $V_{in}$ )	800 V
Tensão de saída ( $V_o$ )	60 V
Potência ( $P$ )	1200 W
Resistor de carga ( $R_o$ )	3 $\Omega$
Frequência de comutação ( $f_s$ )	100 kHz
Capacitor chaveado ( $C_{SC}$ )	20 $\mu\text{F}$
Capacitor divisor ( $C_1$ )	20 $\mu\text{F}$
Resistência dos interruptores ( $R_s$ )	156 m $\Omega$
Relação de transformação ( $n$ )	0,5
Razão cíclica ( $D$ )	0,3

Fonte – Autor.

Figura 55 – (a) Tensão no capacitor chaveado  $C_{SC}$ . (b) Corrente no capacitor chaveado  $C_{SC}$ . (c) Tensão no capacitor divisor  $C_1$ . (d) Corrente no capacitor divisor  $C_1$ .



Fonte – Autor.

A Tabela 5 apresenta a comparação dos valores médios das tensões e os valores eficazes das correntes para cada caso. O APÊNDICE A apresenta a planilha desenvolvida no *software Mathcad*.

Tabela 5 – Resultados de simulação e teóricos para validar as expressões de tensão e corrente dos capacitores da célula *Ladder*.

Grandeza	Simulação	Teórico	Erro (%)
Tensão média sobre o capacitor chaveado $C_{SC}$	400,2323 V	400,2321 V	0,00005
Tensão média sobre o capacitor chaveado $C_1$	400,2323 V	400,2321 V	0,00005
Corrente eficaz sobre o capacitor chaveado $C_{SC}$	3,8569 A	3,8569 A	0
Corrente eficaz sobre o capacitor chaveado $C_1$	3,8569 A	3,8569 A	0

Fonte – Autor.

Se o conversor é analisado e simulado considerando a indutância magnetizante do transformador, percebe-se que a única diferença significativa em relação à análise antes exposta é que a corrente do capacitor  $C_1$ , durante a segunda etapa de operação, é igual à expressão já obtida, somada com a expressão da corrente de magnetização do transformador nesse intervalo de tempo. A corrente de magnetização do transformador é dada por (246). Dessa forma, a corrente do capacitor  $C_1$  é (248). Com isso, a expressão é mais aproximada à realidade.

$$i_{Lm}(t) = \begin{cases} \frac{V_{in}}{2L_m} t, 0 \leq t \leq DT_s \\ -\frac{V_{in}}{2L_m} t + 2\Delta i_{Lm}, DT_s \leq t \leq T_m \\ 0, T_m \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (246)$$

$$\Delta i_{Lm} = \frac{V_{in}}{2L_m} DT_s \quad (247)$$

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} i_{C1,c}(t) = \left(\frac{I_{op}}{\beta}\right) + C_1 K_1 (1-\beta) e^{-\frac{t}{\tau_c}} \\ i_{C1,d}(t) = C_1 K_4 (1-\beta) \frac{1}{\tau_d} e^{-\frac{t}{\tau_d}} - i_{Lm}(t), DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (248)$$

## 3.1.4.2 Esforços de corrente e tensão no primário do transformador

A forma de onda da corrente no enrolamento primário é novamente mostrada na Figura 56. Percebe-se que ela pode ser dividida em 5 partes. Assim, pode-se escrever:

$$i_{Ld}(t) = \begin{cases} i_{Ld1}(t), 0 \leq t \leq t_a \\ i_{Ld2}(t), t_a \leq t \leq DT_s \\ i_{Ld3}(t), DT_s \leq t \leq DT_s + t_b \\ i_{Ld4}(t), DT_s + t_b \leq t \leq 2DT_s \\ 0, 2DT_s \leq t \leq T_s \end{cases}, \quad (249)$$

Onde cada parte da função é dada por:

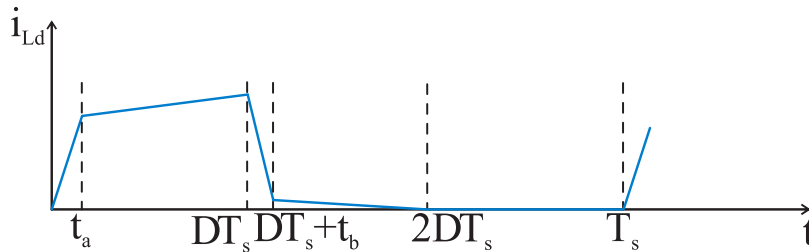
$$i_{Ld1}(t) = \frac{nI_{Lo,min}}{t_a} t \quad (250)$$

$$i_{Ld2}(t) = \frac{n\Delta i_{Lo} + \Delta i_{Lm}}{(DT_s - t_a)} t + n \left[ I_{Lo} - \Delta i_{Lo} \left( \frac{DT_s + t_a}{2(DT_s - t_a)} \right) \right] - \frac{\Delta i_{Lm}}{(DT_s - t_a)} t_a \quad (251)$$

$$i_{Ld3}(t) = -\frac{nI_{Lo,max}}{t_b} t + \Delta i_{Lm} + (DT_s + t_b) \frac{nI_{Lo,max}}{t_b} \quad (252)$$

$$i_{Ld4}(t) = -\frac{\Delta i_{Lm}}{(DT_s - t_b)} t + \frac{\Delta i_{Lm}}{(DT_s - t_b)} 2DT_s \quad (253)$$

Figura 56 – Forma de onda da corrente que circula pelo primário do transformador.



Fonte – Autor.

Com a expressão que define a corrente do primário do transformador em cada intervalo de tempo, é possível aplicar as definições de valor médio e valor eficaz, obtendo-se (254) e (255).

$$i_{Ld,med} = \frac{1}{T_s} \left\{ \begin{array}{l} \frac{nt_a I_{Lo,min}}{2} + (DT_s - t_a) nI_{Lo} - (DT_s + t_a) \frac{n\Delta i_{Lo}}{2} - \Delta i_{Lm} t_a + \\ \frac{n\Delta i_{Lo} + \Delta i_{Lm}}{(DT_s - t_a)} \frac{(DT_s)^2 - t_a^2}{2} + t_b \left( \Delta i_{Lm} + \frac{nI_{Lo,max}}{2} \right) + \Delta i_{Lm} 2DT_s + \\ \frac{\Delta i_{Lm}}{(DT_s - t_b)} \left[ -\frac{3}{2} (DT_s)^2 + DT_s t_b + \frac{t_b^2}{2} \right] \end{array} \right\} \quad (254)$$

$$i_{Ld,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} (X_1 + X_2 + X_3 + X_4)} \quad (255)$$

$$X_1 = \frac{nI_{L0,mín}^2}{3} t_a \quad (256)$$

$$X_2 = \left\{ \begin{array}{l} (DT_s - t_a) \left[ n \left[ I_{L0} - \Delta i_{L0} \frac{(DT_s + t_a)}{2(DT_s - t_a)} \right] - \frac{\Delta i_{Lm}}{(DT_s - t_a)} t_a \right]^2 + \\ 2 \frac{n\Delta i_{L0} + \Delta i_{Lm}}{(DT_s - t_a)} \left[ n \left[ I_{L0} - \Delta i_{L0} \frac{(DT_s + t_a)}{2(DT_s - t_a)} \right] - \frac{\Delta i_{Lm}}{(DT_s - t_a)} t_a \right] \frac{(DT_s)^2 - t_a^2}{2} + \\ \left[ \frac{n\Delta i_{L0} + \Delta i_{Lm}}{(DT_s - t_a)} \right]^2 \frac{(DT_s)^3 - t_a^3}{3} \end{array} \right\} \quad (257)$$

$$X_3 = \left\{ \begin{array}{l} t_b \left[ \Delta i_{Lm} + (DT_s + t_b) \frac{nI_{L0,máx}}{t_b} \right]^2 - \\ 2 \frac{nI_{L0,máx}}{t_b} \left[ \Delta i_{Lm} + (DT_s + t_b) \frac{nI_{L0,máx}}{t_b} \right] \frac{(DT_s + t_b)^2 - (DT_s)^2}{2} + \\ \left( \frac{nI_{L0,máx}}{t_b} \right)^2 \frac{(DT_s + t_b)^3 - (DT_s)^3}{3} \end{array} \right\} \quad (258)$$

$$X_4 = \left\{ \begin{array}{l} 4 (DT_s)^2 \frac{\Delta i_{Lm}^2}{(DT_s - t_b)} - 4DT_s \left( \frac{\Delta i_{Lm}}{DT_s - t_b} \right)^2 \frac{(2DT_s)^2 - (DT_s + t_b)^2}{2} + \\ \left( \frac{\Delta i_{Lm}}{DT_s - t_b} \right)^2 \frac{(2DT_s)^3 - (DT_s + t_b)^3}{3} \end{array} \right\} \quad (259)$$

A tensão no primário do transformador é dada pela função (260). Seu valor médio é zero (tensão  $v_{Lm}$ ), e o valor eficaz é calculado empregando a expressão (261).

$$v_{prim}(t) = \begin{cases} 0, 0 \leq t \leq t_a \\ \frac{V_{in}}{2} \left( \frac{L_m}{L_m + L_d} \right), t_a \leq t \leq DT_s \\ 0, DT_s \leq t \leq DT_s + t_b \\ -\frac{V_{in}}{2} \left( \frac{L_m}{L_m + L_d} \right), DT_s + t_b \leq t \leq 2DT_s \\ 0, 2DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (260)$$

$$v_{prim,ef} = \frac{V_{in}}{2} \left( \frac{L_m}{L_m + L_d} \right) \sqrt{2D - \frac{4L_d n I_o f_s}{V_{in}}} \quad (261)$$

### 3.1.4.3 Esforços de corrente nos interruptores ativos

Analisando as etapas de operação (Figura 48) e sabendo que, durante o período  $0-DT_s$ , encontram-se conduzindo os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_4$ , são definidas (262), (263) e (264). Da mesma forma, sabendo que, durante o período  $DT_s-T_s$ ,  $S_3$  encontra-se conduzindo, é definida (265).

$$i_{S1}(t) = i_{C1}(t) \quad (262)$$

$$i_{S2}(t) = i_{Ld}(t) \quad (263)$$

$$i_{S4}(t) = i_{CSC}(t) \quad (264)$$

$$i_{S3}(t) = -i_{CSC}(t) \quad (265)$$

Uma vez que as correntes dos capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$  e da indutância de dispersão  $L_d$  já foram definidas, é possível substituí-las nas definições anteriores das correntes nos interruptores. Assim obtém-se:

$$i_{S1}(t) = \begin{cases} \left(\frac{I_{op}}{\beta}\right) + C_1 K_1 (1-\beta) e^{-\frac{t}{\tau_c}} + \frac{V_{in}}{2L_m} t, 0 \leq t \leq DT_s \\ 0, DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (266)$$

$$i_{S2}(t) = \begin{cases} \frac{nI_{Lo,min}}{t_a} t, 0 \leq t \leq t_a \\ \frac{n\Delta I_{Lo} + \Delta I_{Lm}}{(DT_s - t_a)} t + n \left[ I_{Lo} - \Delta I_{Lo} \left( \frac{DT_s + t_a}{2(DT_s - t_a)} \right) \right] - \frac{\Delta I_{Lm}}{(DT_s - t_a)} t_a, t_a \leq t \leq DT_s \\ 0, DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (267)$$

$$i_{S3}(t) = \begin{cases} 0, 0 \leq t \leq DT_s \\ C_{SC} K_4 \frac{1}{\tau_d} e^{-\frac{t}{\tau_d}}, DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (268)$$

$$i_{S4}(t) = \begin{cases} C_{SC} \left(\frac{I_{op}}{\beta C_1}\right) + C_{SC} K_1 e^{-\frac{t}{\tau_c}}, 0 \leq t \leq DT_s \\ 0, DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (269)$$

Os valores eficazes das correntes nos interruptores ativos são obtidos ao se aplicar a definição. As expressões de  $K_1$ ,  $K_4$ ,  $X_1$  e  $X_2$  já foram apresentadas. Elas são (235), (256) e (257), respectivamente.

$$i_{S1,ef} = \sqrt{D \left(\frac{I_{op}}{\beta}\right)^2 + f_s [C_1 K_1 (1-\beta)]^2 \frac{\tau_c}{2} \left(1 - e^{-\frac{2DT_s}{\tau_c}}\right)} \quad (270)$$

$$i_{S2,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} (X_1 + X_2)} \quad (271)$$

$$i_{S3,ef} = \sqrt{f_s \frac{1}{2\tau_d} (C_{SC} K_4)^2 \left(1 - e^{-\frac{2(1-D)T_s}{\tau_d}}\right)} \quad (272)$$

$$i_{S4,ef} = \sqrt{D \left(\frac{C_{SC} I_{op}}{\beta C_1}\right)^2 + f_s \frac{\tau_c}{2} (C_{SC} K_1)^2 \left(1 - e^{-\frac{2DT_s}{\tau_c}}\right)} \quad (273)$$



### 3.1.4.4 Esforços de corrente nos diodos $D_1$ e $D_2$

Como já sabido a partir da análise das etapas de operação, o diodo  $D_1$  conduz no intervalo de tempo  $DT_s - T_s$ . A expressão (274) é a definição da corrente no diodo, assim como (275) e (276), respectivamente, são as expressões que definem o valor médio e o valor eficaz da corrente que nele circula.

$$i_{D1}(t) = \begin{cases} 0,0 \leq t \leq DT_s \\ -C_{SC}K_4 \frac{1}{\tau_d} e^{-\frac{t}{\tau_d}} - \frac{\Delta i_{Lm}}{DT_s} t + 2\Delta i_{Lm}, DT_s \leq t \leq 2DT_s \\ -C_{SC}K_4 \frac{1}{\tau_d} e^{-\frac{t}{\tau_d}}, 2DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (274)$$

$$i_{D1,med} = -f_s C_{SC} K_4 \left[ e^{-\frac{(1-D)T_s}{\tau_d}} - 1 \right] + \frac{\Delta i_{Lm} D}{2} \quad (275)$$

$$i_{D1,ef} = \sqrt{\frac{3C_{SC}^2 K_4^2 DT_s \left( 1 - e^{-\frac{2T_s(1-D)}{\tau_d}} \right) + 2D^2 T_s^2 \Delta i_{Lm}^2 \tau_d - 12C_{SC} K_4 \Delta i_{Lm} \tau_d^2 \left( 1 - e^{-\frac{DT_s}{\tau_d}} - \frac{DT_s}{\tau_d} \right)}{6DT_s^2 \tau_d}} \quad (276)$$

O diodo  $D_2$  conduz a corrente de desmagnetização do transformador, no período  $DT_s - 2DT_s$ . A expressão (277) é a definição desta corrente, e as expressões que definem seu valor médio e eficaz são (278) e (279) respectivamente.

$$i_{D2}(t) = \begin{cases} 0,0 \leq t \leq DT_s \\ -\frac{\Delta i_{Lm}}{DT_s} t + 2\Delta i_{Lm}, DT_s \leq t \leq 2DT_s \\ 0, 2DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (277)$$

$$i_{D2,med} = \frac{\Delta i_{Lm} D}{2} \quad (278)$$

$$i_{D2,eficaz} = \Delta i_{Lm} \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (279)$$

### 3.1.4.5 Esforços de tensão e corrente nos diodos $D_3$ e $D_4$

As expressões das correntes nos diodos  $D_3$  e  $D_4$  são as mesmas obtidas no caso do conversor *Forward* duas chaves na seção 2.5.2. Por praticidade, as expressões são escritas novamente a seguir.

$$i_{D3}(t) = \begin{cases} \frac{\Delta I_{Lo}}{DT_s} t + \left( I_{Lo} - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right), 0 \leq t \leq DT_s \\ 0, DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (280)$$

$$I_{D3\_med} = DI_{Lo} \quad (281)$$

$$I_{D3\_ef} = \sqrt{D \frac{(\Delta I_{Lo})^2}{3} + DX_2 \Delta I_{Lo} + DX_2^2} \quad (282)$$

$$i_{D4}(t) = \begin{cases} 0, 0 \leq t \leq DT_s \\ \frac{-\Delta I_{Lo}}{T_s(1-D)}t + \left[ I_{Lo} + \left( \Delta I_{Lo} \frac{(1+D)}{2(1-D)} \right) \right], DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (283)$$

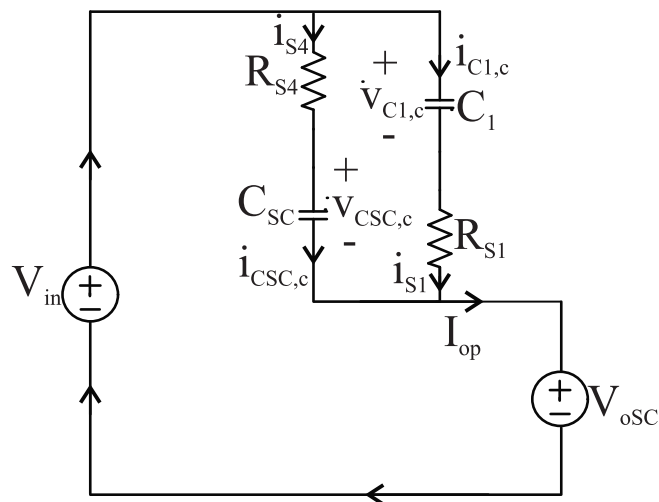
$$I_{D4\_med} = I_{Lo}(1-D) \quad (284)$$

$$I_{D4\_ef} = I_{Lo} \sqrt{(1-D)} \quad (285)$$

### 3.1.5 Resistência equivalente

A resistência equivalente do estágio a capacitor chaveado tem influência nas perdas do conversor. Por esse motivo, é importante encontrar a expressão que irá determinar seu valor. A queda na tensão de saída provocada pelo estágio a capacitor chaveado ocorre somente durante a etapa de operação na qual a corrente de saída refletida para o primário circula pelo estágio a capacitor chaveado. Analisando a Figura 54, percebe-se que é durante a primeira etapa de operação  $0-DT_s$  que a corrente  $I_{op}$  circula pelo estágio a capacitor chaveado. Vale ressaltar que a resistência  $R_{S2}$  representa a resistência de condução do interruptor  $S_2$ , que faz parte do *Forward* duas chaves. O circuito da primeira etapa de operação pode ser redesenhado como mostra a Figura 57, sendo a fonte de tensão  $V_{oSC}$  definida em (286).

Figura 57 – Circuito equivalente de operação do conversor no intervalo  $(0-DT_s)$ .



Fonte – Autor.

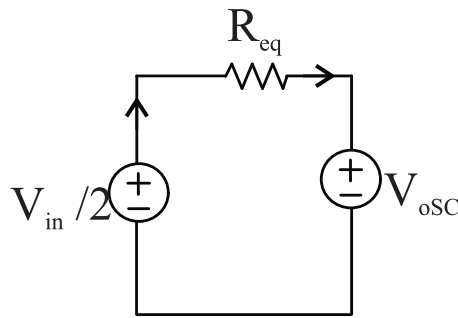
$$V_{oSC} = V_{in} - R_{s4}i_{CSC,c} - v_{CSC,c} \quad (286)$$

Ao calcular o valor médio da tensão de saída do estágio a capacitor chaveado  $V_{oSC}$  para esse intervalo de tempo, tendo em conta que as expressões da tensão e corrente na etapa de carga do capacitor chaveado já foram obtidas e considerando  $C_{SC}=C_1=C$ , obtém-se (287). O termo que aparece multiplicando a corrente  $I_{op}$  representa a resistência equivalente do estágio a capacitor chaveado, definida em (288). Assim, é possível obter o modelo médio de grandes sinais do estágio a capacitor chaveado apresentado na Figura 58.

$$V_{oSC} = \frac{V_{in}}{2} - I_{op} \left[ \frac{R_S}{2} + \frac{DR_S}{2f_{sT}} \left( \frac{e^{-\frac{2(1-D)}{f_{sT}}}}{\left(1 - e^{-\frac{2(1-D)}{f_{sT}}}\right)} + \frac{1}{2} \right) \right] \quad (287)$$

$$R_{eq} = \frac{R_S}{2} + \frac{DR_S}{2f_{sT}} \left( \frac{e^{-\frac{2(1-D)}{f_{sT}}}}{\left(1 - e^{-\frac{2(1-D)}{f_{sT}}}\right)} + \frac{1}{2} \right) \quad (288)$$

Figura 58 – Modelo de grandes sinais do estágio a capacitor chaveado.



Fonte – Autor.

A partir da expressão da resistência equivalente, é possível obter a resistência equivalente parametrizada em função da resistência de condução do interruptor  $R_S$ , dada por (289). Com isso, é possível obter o valor mínimo dela a partir do limite quando a frequência de comutação tende ao infinito.

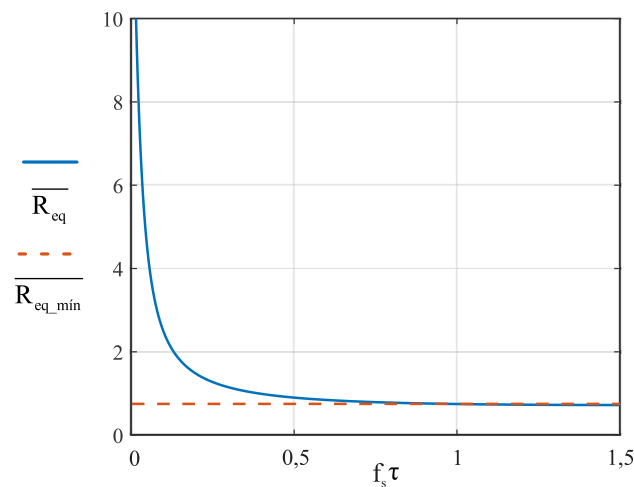
$$\overline{R_{eq}} = \frac{R_{eq}}{R_S} = \frac{1}{2} + \frac{D}{2f_{sT}} \left( \frac{e^{-\frac{2(1-D)}{f_{sT}}}}{\left(1 - e^{-\frac{2(1-D)}{f_{sT}}}\right)} + \frac{1}{2} \right) \quad (289)$$

$$\overline{R_{eq\_min}} = \lim_{f_{sT} \rightarrow \infty} \overline{R_{eq}} = \frac{2-D}{4(1-D)} \quad (290)$$

A partir da expressão (289), é possível conhecer o comportamento da resistência equivalente e, por consequência, das perdas no estágio a capacitor chaveado diante da frequência de comutação, a razão cíclica, os valores das capacitâncias e a resistência de condução dos interruptores. Na Figura 59 percebe-se que, para um valor constante de  $D$ , a resistência equivalente parametrizada diminui à medida que  $f_s \tau$  aumenta, atingindo o valor mínimo da resistência equivalente parametrizada quando  $f_s \tau$  é  $0,7$ . O valor da razão cíclica é limitado a  $0,5$  pelo funcionamento do conversor *Forward* duas chaves, para garantir assim a desmagnetização do transformador.

Percebe-se que o valor mínimo da resistência equivalente ocorre para razão cíclica nula, diferentemente do caso da célula unitária, que o valor mínimo da resistência equivalente ocorre para valor de  $D$  igual a  $0,5$ .

Figura 59 – Resistência equivalente do estágio a capacitor chaveado em função do fator  $f_s \tau$ .



Fonte – Autor.

### 3.2 CONCLUSÃO

Por meio da análise teórica do conversor CC-CC *Forward* duas chaves a capacitor chaveado, é possível concluir:

- A característica de saída do conversor proposto segue o mesmo formato da apresentada pelo *Forward* duas chaves;
- O conversor proposto apresenta ganho igual à metade do ganho de tensão do conversor *Forward* duas chaves;
- Os esforços de tensão sobre os interruptores são reduzidos pela metade, comparativamente ao *Forward* duas chaves.

## 4 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR PROPOSTO

Neste capítulo, são definidas as especificações para o dimensionamento dos componentes do conversor híbrido. Para isso são empregadas as equações obtidas no Capítulo 3 como resultado da análise teórica desenvolvida. Também é realizado o cálculo das perdas de potência do conversor e analisada a distribuição dessas perdas. Por fim, realiza-se uma análise do rendimento do conversor.

### 4.1 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR PROPOSTO

A Tabela 6 mostra as especificações de dimensionamento. A seguir, é abordado o dimensionamento do transformador, o dimensionamento e seleção dos semicondutores de potência, o cálculo e seleção dos capacitores do estágio a capacitor chaveado e, por último, do filtro de saída.

Tabela 6 – Especificações de dimensionamento.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada ( $V_{in}$ )	800 V
Tensão de saída ( $V_o$ )	60 V
Potência ( $P$ )	1200 W
Corrente de saída nominal ( $I_o$ )	20 A
Frequência de comutação ( $f_s$ )	100 kHz
Ondulação da tensão de saída ( $\Delta V_o$ %)	5%
Ondulação da corrente em $L_o$ ( $\Delta I_{L_o}$ %)	15%
Perda máxima de razão cíclica ( $\Delta D_{máx}$ %)	5%
Modo de operação PC	$f_s T > 0,5$

Fonte – Autor.

A resistência de carga é definida em (291) e seu valor é de  $3\Omega$ .

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (291)$$

#### 4.1.1 Dimensionamento do transformador

De acordo com a metodologia empregada em (BARBI, 2014), é preciso definir o núcleo a ser usado para determinar o número de espiras de cada enrolamento. Assim é definido o produto mínimo das áreas da janela e da seção transversal do núcleo em (292).

$$A_e A_w (\text{Transformador}) = \frac{P_o}{k_w k_p J_{máx} f_s \Delta B} \quad (292)$$

Decidiu-se usar núcleo de ferrite, dado que núcleos de ferro laminado não são boa escolha para altas frequências, pois as perdas por histerese aumentam com

o aumento da frequência. Foi escolhido um núcleo de N87 fabricado pela EPCOS, com valor de fluxo magnético ( $B_{max}$ ) em torno de 0,35 T, pelo que o fluxo magnético máximo escolhido deve ser menor que este valor para evitar a saturação. Com o intuito de reduzir as perdas magnéticas no núcleo, o  $B_{m\acute{a}x}$  utilizado é de 0,05 T. O fator de ocupação da janela ( $k_w$ ) e o fator de ocupação do primário ( $k_p$ ) foram definidos como iguais a 0,5, e a densidade de corrente máxima ( $J_{m\acute{a}x}$ ) definida foi 450 A/cm<sup>2</sup>. Assim, o produto das áreas é igual a 10,67 cm<sup>4</sup>. Verificando os núcleos disponíveis no catálogo da EPCOS e no laboratório, foi escolhido o núcleo E/70/33/32, cujas especificações são mostradas na Tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros do núcleo E/70/33/32.

Parâmetro	Valor
Área da janela ( $A_w$ )	3,89 cm <sup>2</sup>
Área da seção transversal ( $A_e$ )	6,83 cm <sup>2</sup>
Produto das áreas ( $A_w A_e$ )	26,569 cm <sup>4</sup>
Volume ( $V_e$ )	102 cm <sup>3</sup>
Comprimento do caminho magnético ( $l_e$ )	14,9 cm
Comprimento médio de uma espira ( $l_t$ )	23,05 cm
Permeabilidade magnética relativa ( $\mu_r$ )	$1,7 \cdot 10^3$
Permeabilidade do ar ( $\mu_o$ )	$4\pi \cdot 10^{-7} H/m$
Constante de perdas por histereses ( $K_h$ )	$4 \cdot 10^{-5}$
Constante de perdas por correntes parasitas ( $K_f$ )	$4 \cdot 10^{-10}$

Fonte – Autor, com base em (TDK, 2018).

O número de espiras necessário para o enrolamento primário é definido em (293). A tensão de entrada mínima é de 640 V para a ondulação especificada. Assim o número de espiras necessário para o enrolamento secundário é definido em (294).

$$N_P = \frac{V_{inmin}}{4A_e \Delta B f_s} \quad (293)$$

$$N_S = nN_P \quad (294)$$

Definido um entreferro com largura ( $l_g$ ) de 0,2 mm, é possível definir a indutância magnetizante em (295). O valor da indutância de dispersão é calculado a partir da metodologia proposta por (MCLYMAN, 2017).

$$L_m = \frac{N_P^2 \mu_o A_e}{l_g} \quad (295)$$

A relação de espiras do transformador é determinada, segundo (CAÚS, 2020), a partir da expressão do ganho de tensão, reescrita em (296). Para o dimensionamento do transformador, é definida uma razão cíclica máxima  $D_{m\acute{a}x}$  de 0,45, e a relação entre

as indutâncias de magnetização e dispersão  $\lambda$  é igual a 0,993. Dessa forma, a relação de transformação pode ser determinada a partir de (297).

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{n}{2}\lambda(D - \Delta D) \quad (296)$$

$$n = \frac{2 \frac{V_o}{V_{in}}}{\lambda(D_{m\acute{a}x} - \Delta D_{m\acute{a}x})} \quad (297)$$

A área da seção transversal mínima necessária para o condutor no enrolamento primário e secundário é definida em (298) e (299) respectivamente.

$$S_{fio,P} = \frac{nI_o}{J_{m\acute{a}x}} \quad (298)$$

$$S_{fio,S} = \frac{I_o}{J_{m\acute{a}x}} \quad (299)$$

Quando um condutor é exposto a alta frequência, a corrente que flui através dele tende a se distribuir pela periferia, o que é conhecido como efeito pelicular (BARBI, 2014). Tal efeito reduz a área efetiva do condutor. A profundidade de penetração devido ao efeito pelicular pode ser calculada em (300). O diâmetro máximo que deve possuir o condutor escolhido será duas vezes a profundidade de penetração.

$$\Delta = \frac{7,6}{\sqrt{f_s}} \quad (300)$$

Analisando a tabela de fios, podem ser excluídos aqueles que têm diâmetro maior que o diâmetro máximo calculado. Desse modo, o fio escolhido para os enrolamentos primário e secundário é o AWG38, cujas características estão apresentadas na Tabela 8. Dado que o fio escolhido tem menor seção transversal do que as seções transversais calculadas para os condutores, é necessário associar condutores em paralelo, a fim de que a corrente seja conduzida sem provocar superaquecimento nos fios condutores.

Tabela 8 – Especificações para o fio AWG38.

Parâmetro	Valor
Seção transversal do fio não isolado ( $S_{AWG38,cu}$ )	0,000080 $cm^2$
Seção transversal do fio isolado ( $S_{AWG38,iso}$ )	0,000130 $cm^2$
Resistência do fio por cm ( $\rho_{AWG38}$ )	0,029 $\Omega/cm$

Fonte – Autor, com base em (BARBI, 2014).

O número de condutores em paralelo para o enrolamento primário e secundário é calculado em (301) e (302), respectivamente.

$$N_{fios\_paralelo\_P} = \frac{S_{fio,P}}{S_{AWG38,cu}} \quad (301)$$

$$N_{\text{fios\_paralelo\_S}} = \frac{S_{\text{fio,S}}}{S_{\text{AWG38,cu}}} \quad (302)$$

A Tabela 9 apresenta o valor numérico para cada definição apresentada, a partir das especificações estabelecidas.

Tabela 9 – Especificações do transformador.

Parâmetro	Valor
Relação de transformação ( $n$ )	0,391
Número de espiras do primário ( $N_P$ )	23
Número de espiras do secundário ( $N_S$ )	9
Indutância magnetizante ( $L_m$ )	2,27 mH
Indutância de dispersão primário	15,066 $\mu$ H
Área da seção transversal necessária para o condutor no enrolamento primário ( $S_{\text{fio,P}}$ )	0,017 cm <sup>2</sup>
Área da seção transversal necessária para o condutor no enrolamento secundário ( $S_{\text{fio,S}}$ )	0,044 cm <sup>2</sup>
Profundidade de penetração ( $\Delta$ )	0,024 cm
Diâmetro máximo ( $d_{\text{máx}}$ )	0,048 cm
Número de condutores em paralelo para o enrolamento primário ( $N_{\text{fios\_paralelo\_P}}$ )	218
Número de condutores em paralelo para o enrolamento secundário ( $N_{\text{fios\_paralelo\_S}}$ )	556
Total de fios em paralelo empregados no primário ( $N_{\text{fios,P}}$ )	220
Total de fios em paralelo empregados no secundário ( $N_{\text{fios,S}}$ )	620

Fonte – Autor.

Para a execução do dimensionamento, optou-se pelo uso de fio Litz. A partir dos resultados mostrados, são empregados 220 fios em paralelo para o enrolamento primário. Para o enrolamento secundário, são empregados 220x2+90x2, totalizando 620 fios em paralelo. O APÊNDICE B apresenta em detalhe o dimensionamento do transformador.

Definidos os parâmetros construtivos do transformador, podem ser calculadas suas perdas. A perda total é dada pelo somatório entre as perdas no cobre e a perda no núcleo. As perdas no cobre são as perdas nos enrolamentos primário e secundário, as quais são calculadas a partir de (303) e (305). As perdas no núcleo são determinadas a partir da expressão (307). Os valores de  $K_h$  e  $K_f$  estão na Tabela 7.

$$P_{\text{cobre,P}} = R_{\text{cobre,P}} (i_{\text{prim\_ef}})^2 \quad (303)$$

$$R_{\text{cobre,P}} = \frac{N_P \rho_{\text{AWG38}} l_t}{N_{\text{fios,P}}} \quad (304)$$

$$P_{\text{cobre,S}} = R_{\text{cobre,S}} (i_{\text{sec\_ef}})^2 \quad (305)$$

$$R_{\text{cobre,S}} = \frac{N_S \rho_{\text{AWG38}} l_t}{N_{\text{fios,S}}} \quad (306)$$



$$P_{n\u00facleo} = \Delta B^{2.4} \left( K_h f_s + K_f f_s^2 \right) V_e \quad (307)$$

A pot\u00eancia total dissipada pelo transformador \u00e9 definida em (308). A Tabela 10 apresenta os valores das perdas do transformador.

$$P_{total,transf} = P_{cobre,P} + P_{cobre,S} + P_{n\u00facleo} \quad (308)$$

Tabela 10 – Perdas do transformador.

Par\u00e2metro	Valor
Perdas no enrolamento prim\u00e1rio ( $P_{cobre,P}$ )	1,945 W
Perdas no enrolamento secund\u00e1rio ( $P_{cobre,S}$ )	1,608 W
Perdas do n\u00facleo ( $P_{n\u00facleo}$ )	3,249 W
Pot\u00eancia total dissipada pelo transformador ( $P_{total,transf}$ )	6,8014 W

Fonte – Autor.

\u00c9 preciso garantir que o n\u00facleo e os enrolamentos do transformador n\u00e3o atinjam temperaturas acima das que podem suportar. A varia\u00e7\u00e3o de temperatura, definida em (309), \u00e9 igual a 59,142\u00b0C. Considerando a temperatura ambiente igual a 40\u00b0C, a temperatura m\u00e1xima que o transformador deve atingir \u00e9 de 99,142\u00b0C. O isolamento do condutor pode suportar at\u00e9 150\u00b0C, e a temperatura de Curie dos materiais do tipo N87 \u00e9 de aproximadamente 210\u00b0C. Portanto, do ponto de vista da temperatura, o transformador pode ser constru\u00eddo.

$$\Delta T = P_{total,transf} R_{term,n\u00facleo} \quad (309)$$

#### 4.1.2 Semicondutores de pot\u00eancia

Uma vez definida a rela\u00e7\u00e3o de transforma\u00e7\u00e3o do transformador, \u00e9 poss\u00edvel obter o valor da raz\u00e3o c\u00edclica de opera\u00e7\u00e3o a partir da express\u00e3o do ganho de tens\u00e3o. Pode ser calculado o valor da raz\u00e3o c\u00edclica ideal a partir de (310). J\u00e1 o valor da raz\u00e3o c\u00edclica considerando a perda provocada pela indut\u00e2ncia de dispers\u00e3o do transformador pode ser calculado mediante (311). Os valores obtidos s\u00e3o  $D_i = 0,383$  e  $D=0,42$ .

$$D_i = \frac{2V_{in}}{nV_o} \quad (310)$$

$$D = \frac{2V_o}{n\lambda V_{in}} + \Delta D \quad (311)$$

##### 4.1.2.1 Interruptores $S_1$ , $S_2$ , $S_3$ e $S_4$

Para escolher os interruptores a serem empregados deve-se atender os seguintes crit\u00e9rios:

- a) frequência de comutação;
- b) valor de corrente eficaz;
- c) tensão máxima.

Como estudado no Capítulo 3, o valor máximo da tensão sobre os interruptores é a metade da tensão de alimentação. Dessa forma:

$$V_{S1,máx} = V_{S2,máx} = V_{S3,máx} = V_{S4,máx} = \frac{V_{in}}{2} = 400 V \quad (312)$$

As correntes eficazes são determinadas a partir das expressões (270), (271), (272) e (273) e seus valores são apresentados em (313) a (316).

$$I_{S1,ef} = 2,423 A \quad (313)$$

$$I_{S2,ef} = 5,056 A \quad (314)$$

$$I_{S3,ef} = 2,093 A \quad (315)$$

$$I_{S4,ef} = 2,423 A \quad (316)$$

O interruptor que tem maior valor máximo de corrente é  $S_2$ . Seu valor, calculado a partir de (317), é 9,145 A.

$$I_{S,máx} = n I_{Lo,máx} + \Delta i_{Lm} \quad (317)$$

Com base nestes, é possível utilizar, para os quatro interruptores, o Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor (MOSFET) SCT3120AL, cujas especificações são apresentadas na Tabela 11. Foi decidido empregar interruptores da tecnologia MOSFET de Carbetto de Silício (SiC) porque eles combinam baixa resistência em condução com elevada tensão de bloqueio e apresentam diodo do corpo com tempo de recuperação reversa reduzido.

Para determinar as perdas de potência em cada um dos MOSFET, é necessário calcular as perdas por condução ( $P_{cond}$ ), as perdas de comutação ( $P_{com}$ ), as perdas no diodo do corpo ( $P_{Diodo}$ ) e as perdas no capacitor intrínseco ( $P_{Coss}$ ). A perda de energia no diodo do corpo do interruptor ocorre quando a corrente passa por ele, em vez de passar pelo canal. Assim foi considerado que toda a corrente negativa nos interruptores passa pelo diodo. A partir da análise das etapas de operação e das formas de onda do conversor, percebe-se que o interruptor  $S_4$  é o único que tem corrente negativa. As perdas são obtidas utilizando as equações (318) a (321).

$$P_{cond} = R_{DSon} I_{S,ef}^2 \quad (318)$$

Tabela 11 – Principais características do interruptor escolhido SCT3120AL.

Características	Valor
Máxima tensão reversa	650 V
Valor eficaz de corrente	15 A
Resistência dreno-source ( $R_{DSon}$ ) (100°)	156 mΩ
Tempo de subida ( $t_r$ )	21 ns
Tempo de descida ( $t_f$ )	14 ns
Capacitância de saída ( $C_{oss}$ )	35 pF
Tensão do diodo do corpo ( $V_{SD}$ )	3.2 V
Resistência do diodo do corpo ( $R_T$ )	0.05 Ω
Resistência térmica entre junção e cápsula ( $R_{jc}$ )	1.12 °C/W
Temperatura de junção máxima ( $T_{j\_max}$ )	125 °C

Fonte – Autor, com base em (ROHM, 2016).

$$P_{com} = 0,5 V_{S,off} I_{S,on} f_s (t_r + t_f) \quad (319)$$

$$P_{Diodo} = V_{SD} I_{DS,med} + R_T I_{DS,ef}^2 \quad (320)$$

$$P_{Coss} = \frac{1}{2} C_{oss} V_{S,off}^2 f_s \quad (321)$$

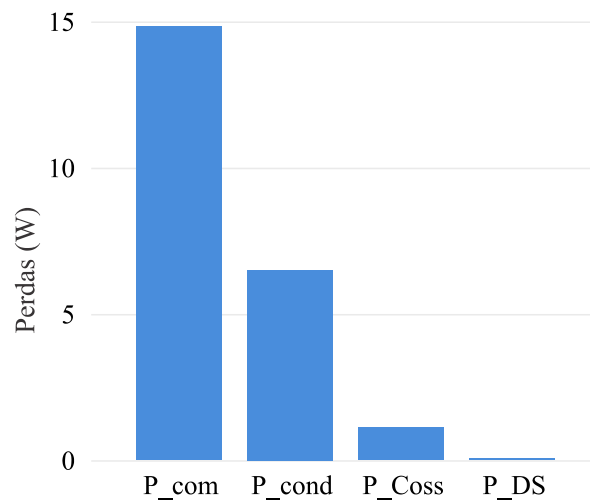
A Tabela 12 mostra os valores das perdas em cada um dos MOSFET. A perda total logo será utilizada para o cálculo térmico. A Figura 60 apresenta a distribuição das perdas, segundo os tipos de perdas nos interruptores. Foram somadas todas as perdas por comutação, todas as perdas por condução, todas as perdas nos diodos do corpo e todas as perdas no capacitor intrínseco. Percebe-se que as maiores perdas são as associadas à comutação, por causa da elevada frequência de comutação na qual os interruptores operam, sendo o interruptor  $S_2$  o responsável por quase a metade delas, porque apresenta um maior valor de corrente  $I_{S,on}$ .

Tabela 12 – Resumo das perdas nos interruptores do conversor.

MOSFET	$P_{cond}(W)$	$P_{com}(W)$	$P_{DS}(W)$	$P_{Coss}(W)$	Perda total(W)
$S_1$	0,916	2,739	0,0	0,28	3,935
$S_2$	3,988	5,951	0,0	0,28	10,219
$S_3$	0,683	3,39	0,0	0,28	4,353
$S_4$	0,916	2,739	0,001976	0,28	3,939

Fonte – Autor.

Figura 60 – Distribuição das perdas previstas no conversor para os interruptores.



Fonte – Autor.

#### 4.1.2.2 Diodos $D_1$ e $D_2$

Os valores médios e eficazes dos diodos  $D_1$  e  $D_2$  são obtidos a partir das expressões (275), (276), (278) e (279). Seus valores são:

$$I_{D1,med} = 1,5A \quad (322)$$

$$I_{D1,ef} = 2,093A \quad (323)$$

$$I_{D2,med} = 0,286A \quad (324)$$

$$I_{D2,ef} = 0,979A \quad (325)$$

O valor máximo de tensão sobre  $D_1$  e  $D_2$  é  $V_{in}/2=400$  V, da mesma forma que nos interruptores. Assim, é possível selecionar o diodo C3D10060A da tecnologia *Silicon Carbide Schottky Diode*, capaz de operar em altas frequências e com corrente de recuperação reversa praticamente nula. Suas especificações são apresentadas na Tabela 13.

As perdas de condução do diodo são calculadas a partir da equação (326). A Tabela 14 mostra os valores das perdas de condução dos diodos  $D_1$  e  $D_2$ .

$$P_{cond,D} = V_F I_{D,med} + R_T I_{D,ef}^2 \quad (326)$$

Tabela 13 – Principais características do diodo C3D10060A.

Características	Valor
Pico repetitivo de tensão reversa ( $V_{RRM}$ )	600 V
Corrente contínua de condução ( $I_F$ )	14,5 A
Resistência de condução ( $R_T$ )	44 m $\Omega$
Queda de tensão de condução ( $V_F$ )	1,5 V

Fonte – Autor, com base em (CREE, 2013).

Tabela 14 – Perdas nos diodos  $D_1$  e  $D_2$ .

Diodo	$P_{cond,D}(W)$
$D_1$	2,443
$D_2$	0,471

Fonte – Autor.

#### 4.1.2.3 Diodos $D_3$ e $D_4$

Os valores médio e eficaz da corrente nos diodos  $D_3$  e  $D_4$  são obtidos a partir das expressões (281), (282), (284) e (285). Seus valores são:

$$I_{D3,med} = 8,307A \quad (327)$$

$$I_{D3,ef} = 12,902A \quad (328)$$

$$I_{D4,med} = 12,316A \quad (329)$$

$$I_{D4,ef} = 16,147A \quad (330)$$

A máxima tensão sobre  $D_3$  e  $D_4$  é a tensão no secundário do transformador, cujo valor é 155 V. Assim é possível selecionar o diodo MBR40250G, cujas especificações são apresentadas na Tabela 15.

Tabela 15 – Principais características do diodo MBR40250G.

Características	Valor
Pico repetitivo de tensão reversa ( $V_{RRM}$ )	250 V
Corrente contínua de condução ( $I_F$ )	40 A
Resistência de condução ( $R_T$ )	5 m $\Omega$
Queda de tensão de condução ( $V_F$ )	0,86 V

Fonte – Autor, com base em (ON SEMICONDUCTOR, 2016).

Empregando a equação (326), são calculadas as perdas de condução nos diodos  $D_3$  e  $D_4$ , apresentadas na Tabela 16.

Tabela 16 – Perdas nos diodos  $D_3$  e  $D_4$ .

Diodo	$P_{cond,D}(W)$
$D_3$	7,976
$D_4$	11,895

Fonte – Autor.

### 4.1.3 Capacitores do estágio a capacitor chaveado

De acordo com os estudos apresentados no Capítulo 3, os capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$  possuem a mesma capacitância  $C$ . Para escolher o valor de  $C$ , considera-se, em primeiro lugar, a especificação do modo de operação da célula *Ladder* em modo de carga parcial ( $f_{ST} > 0,5$ ), considerando o valor de  $f_{ST}$  para a qual a resistência equivalente do estágio a capacitor chaveado é mínima, como em (LEANDRO, 2019), uma vez que o valor da resistência de condução dos interruptores já está definido, bem como os esforços de corrente aos quais os capacitores são submetidos.

A partir da curva da Figura 59, conclui-se que, para valores de  $f_{ST}$  maiores que 0,7 a resistência equivalente do estágio a capacitor chaveado é mínima, o que significa que as perdas estão em seu menor valor possível para os parâmetros já definidos. A capacitância mínima é calculada a partir de (331).

$$C_{min} = \frac{0,7}{f_s R_S} = 45 \mu F \quad (331)$$

Depois de determinadas as capacitâncias, é possível determinar os esforços de corrente e de tensão aos quais os capacitores são submetidos. O valor máximo de tensão é o mesmo que nos interruptores, sendo  $V_{in}/2 = 400$  V. Os valores das correntes eficazes, calculados a partir de (241) e (242), são:

$$I_{CSC,ef} = 3,20 A \quad (332)$$

$$I_{C1,ef} = 3,40 A \quad (333)$$

Com isso, optou-se por usar o capacitor de filme C4AQC BW5500A3OJ do fabricante KEMET, cujas principais características são mostradas na Tabela 17.

Conhecendo o valor da corrente eficaz de ambos os capacitores e a resistência série equivalente, é possível determinar, a partir de (334), a potência dissipada quando operam com potência nominal. A Tabela 18 mostra o resultado para o capacitor  $C_{SC}$  e para o capacitor  $C_1$ .

$$P_C = R_{SE} I_{C,ef}^2 \quad (334)$$

Tabela 17 – Principais características do capacitor C4AQCWBW5500A3OJ.

Características	Valor
Capacitância ( $C$ )	50 $\mu F$
Tensão nominal	650 V
Valor eficaz da corrente (70 °C)	22,5 A
Resistência série equivalente ( $R_{SE}$ )	2 $m\Omega$

Fonte – Autor, com base em (KEMET, 2018).

Tabela 18 – Perdas nos capacitores  $C_{SC}$  e  $C_1$ .

Capacitor	$P_C$ (W)
$C_{SC}$	0,021
$C_1$	0,023

Fonte – Autor.

#### 4.1.4 Filtro de saída

O indutor de saída  $L_o$  foi projetado para uma ondulação máxima de 15%, sendo utilizada a equação (167) para definir a indutância mínima necessária, resultando em (335). O capacitor do filtro de saída é projetado para uma ondulação máxima de tensão de 5%, sendo utilizada a equação (168), resultando em (336).

$$L_o = \frac{V_{in} n \lambda}{8 f_s \Delta i_{L_o}} = 129,6 \mu H \quad (335)$$

$$C_o = \frac{\Delta i_{L_o}}{8 f_s \Delta V_o} = 1,25 \mu F \quad (336)$$

Devido à necessidade de um capacitor com maior capacidade de corrente e da disponibilidade de componentes, foi optado pelo uso de um capacitor de 220  $\mu F$ . É selecionado o capacitor UVR2A221MHD, suas principais características são mostradas na Tabela 19.

Tabela 19 – Principais características do capacitor UVR2A221MHD.

Características	Valor
Capacitância ( $C$ )	220 $\mu F$
Tensão nominal	100 V
Ondulação nominal da corrente (85 °C)	930 mA
Tangente do ângulo de perdas ( $\tan \delta$ )	0,08

Fonte – Autor, com base em (NICHICON, 2021).

A partir da equação (85), é possível estimar o valor da corrente eficaz no capacitor.

$$I_{C_o,ef} = 0,821 A \quad (337)$$

A perda nele é dada por (338).

$$P_C = R_{SE} I_{C,ef}^2 = 0,325 W \quad (338)$$

O dimensionamento do indutor  $L_o$  foi realizado a partir de (Barbi, 2014). Assim, para o valor da indutância de 129,6  $\mu H$ , foi definido o máximo fluxo magnético  $B_{m\acute{a}x} = 0,3 T$ , a densidade máxima de corrente  $J_{m\acute{a}x} = 500 A/cm^2$  e o fator de ocupação da janela  $k_w = 0,7$ . Com isso, o produto entre as áreas da janela e da seção transversal do núcleo é definido em (339).

$$A_e A_w = \frac{L_o I_{pk}^2}{k_w B_{m\acute{a}x} J_{m\acute{a}x}} = 5,704 cm^4 \quad (339)$$

Optou-se pelo uso do núcleo de ferrite de N87 da EPCOS. Foi selecionado, a partir dos disponíveis no laboratório, o núcleo  $E/55/28/21$ . Suas especificações são mostradas na Tabela 20.

Tabela 20 – Parâmetros do núcleo  $E/55/25/28$ .

Características	Valor
Área da janela ( $A_w$ )	2,80 $cm^2$
Área da seção transversal ( $A_e$ )	3,54 $cm^2$
Produto das áreas ( $A_w A_e$ )	9,912 $cm^4$
Volume ( $V_e$ )	43,9 $cm^3$
Comprimento do caminho magnético ( $l_e$ )	12,4 $cm$
Comprimento médio de uma espira ( $l_t$ )	9,912 $cm$
Permeabilidade magnética relativa ( $\mu_r$ )	$1,7 \cdot 10^3$
Permeabilidade do ar ( $\mu_o$ )	$4\pi \cdot 10^{-7} H/m$

Fonte – Autor, com base em (TDK, 2017).

Uma vez definido o núcleo, é possível definir o número de espiras em (340). Com isso a largura do entreferro para o indutor é dada por (341).

$$N = \frac{L_o I_{pk}}{A_e B_{m\acute{a}x}} = 26 \quad (340)$$

$$l_g = \frac{N^2 \mu_o A_e}{L_o} = 0,023 mm \quad (341)$$

A seção transversal necessária para os condutores é calculada a partir de (342). Devido ao efeito pelicular, é selecionado o fio AWG28, que têm diâmetro menor que 0,0048 cm. A Tabela 21 mostra as características do fio.

$$S_{fio} = \frac{I_{pk}}{J_{m\acute{a}x}} = 0,043 cm^2 \quad (342)$$

Como a seção transversal calculada é superior à apresentada pelo fio selecionado, é necessário associar condutores em paralelo, a fim de que a corrente seja



conduzida sem superaquecimento dos fios. O número necessário de fios em paralelo é calculado em (343). Optou-se pelo uso de fio Litz AWG28, sendo igual a 2x30, totalizando 60 fios em paralelo.

Tabela 21 – Especificações para o fio AWG28.

Parâmetro	Valor
Seção transversal do fio não isolado ( $S_{AWG28,cu}$ )	0,000810 cm <sup>2</sup>
Seção transversal do fio isolado ( $S_{AWG28,iso}$ )	0,001083 cm <sup>2</sup>
Resistencia do fio por cm ( $\rho_{AWG28}$ )	0,002845 $\Omega$ /cm

Fonte – Autor, com base em (BARBI, 2014).

$$N_{paralelo} = \frac{S_{fio}}{S_{AWG28,cu}} = 54 \quad (343)$$

As perdas no indutor são definidas pelo somatório das perdas no enrolamento com as perdas no núcleo, da mesma forma que no transformador. A perda no enrolamento é calculada a partir de (344), e a perda no núcleo é dada por (346). Assim a potência total dissipada pelo indutor é apresentada em (347).

$$P_{cobre} = R_{cobre} I_{Lo\_ef}^2 = 5,591 W \quad (344)$$

$$R_{cobre} = \frac{l_e N \rho_{AWG28}}{N_{paralelo}} = 0,014 \Omega \quad (345)$$

$$P_{núcleo} = \Delta B^{2.4} (K_h f_s + K_f f_s^2) V_e = 0,18 W \quad (346)$$

$$P_{total} = P_{cobre} + P_{núcleo} = 5,767 W \quad (347)$$

A variação de temperatura, definida em (348), é igual a 56,8°C e considerando temperatura ambiente igual a 40°C a temperatura máxima que o transformador deve atingir é de 96,8°C. A temperatura de Curie dos materiais do tipo N87 é de aproximadamente 210°C. Portanto do ponto de vista da temperatura, o indutor pode ser construído. O Apêndice B apresenta os detalhes do dimensionamento.

$$\Delta T = P_{total,transf} R_{term,núcleo} \quad (348)$$

#### 4.1.5 Dimensionamento Térmico

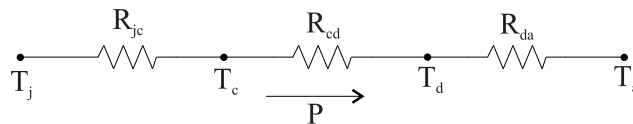
Além de se escolherem os semicondutores, deve-se analisar a necessidade de empregar dissipador de calor. No caso de um dissipador ser necessário, ele deve ser escolhido. Para isso, é feita uma análise térmica dos elementos semicondutores, com

o intuito de dimensionar o dissipador adequado e garantir que a temperatura de junção permaneça abaixo do valor máximo definido pelo fabricante.

Para verificar a necessidade de dissipador, são calculadas as resistências de junção e ambiente ( $R_{ja}$ ) de cada componente. Caso a  $R_{ja}$  calculada seja maior que a  $R_{ja}$  do datasheet, não será necessário o uso do dissipador. A Figura 61 mostra o circuito térmico equivalente de um componente, sendo este composto de resistências e pontos de temperatura, onde:

- a)  $R_{jc}$  - Resistência térmica entre a junção e a cápsula ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ );
- b)  $R_{cd}$  - Resistência térmica entre a cápsula e o dissipador ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ );
- c)  $R_{da}$  - Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ );
- d)  $R_{ja}$  - Resistência térmica entre a junção e o ambiente ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ );
- e)  $T_j$  - Temperatura de junção ( $^{\circ}\text{C}$ );
- f)  $T_c$  - Temperatura da cápsula ( $^{\circ}\text{C}$ );
- g)  $T_d$  - Temperatura do dissipador ( $^{\circ}\text{C}$ );
- h)  $T_a$  - Temperatura ambiente ( $^{\circ}\text{C}$ );
- i)  $P$  - Potência térmica transmitida para o ambiente (W).

Figura 61 – Circuito térmico equivalente de um componente.



Fonte – Adaptado de (BARBI, 2006)

A  $R_{ja}$  é calculada a partir de (349). As resistências térmicas calculadas dos componentes semicondutores são dadas por (350) - (357). Todos os semicondutores precisam dissipador.

$$R_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P} \quad (349)$$

$$R_{ja\_S1} = 21,602 \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (350)$$

$$R_{ja\_S2} = 8,318 \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (351)$$

$$R_{ja\_S3} = 19,528 \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (352)$$

$$R_{ja\_S4} = 21,591 \frac{\Delta^{\circ}C}{W} \quad (353)$$

$$R_{ja\_D1} = 24,563 \frac{\Delta^{\circ}C}{W} \quad (354)$$

$$R_{ja\_D2} = 127,454 \frac{\Delta^{\circ}C}{W} \quad (355)$$

$$R_{ja\_D3} = 7,522 \frac{\Delta^{\circ}C}{W} \quad (356)$$

$$R_{ja\_D4} = 5,044 \frac{\Delta^{\circ}C}{W} \quad (357)$$

Efetuada os cálculos para cada semicondutor, são obtidas as temperaturas de encapsulamento e as temperaturas no dissipador a partir de (358) e (359), respectivamente. Os valores são mostrados na Tabela 22. As resistências  $R_{jc}$  e  $R_{cd}$  são fornecidas pelo fabricante.

$$T_c = T_j - R_{jc}P \quad (358)$$

$$T_d = T_c - R_{cd}P \quad (359)$$

Tabela 22 – Temperaturas de encapsulamento e no dissipador para cada semicondutor.

Semicondutor	$T_c$ ( $^{\circ}C$ )	$T_d$ ( $^{\circ}C$ )
$S_1$	120,593	119,578
$S_2$	113,555	110,918
$S_3$	120,125	119,002
$S_4$	120,591	119,575
$D_1$	97,313	96,683
$D_2$	99,482	99,361
$D_3$	84,047	81,989
$D_4$	76,209	73,14

Fonte – Autor.

Como será empregado um único dissipador para todos os semicondutores, ele deve garantir a menor temperatura das calculadas no dissipador. A temperatura ambiente escolhida é igual a  $40^{\circ}C$ . A perda total, corresponde à soma das perdas em todos os semicondutores, é igual a 45,23 W. A resistência térmica máxima que o dissipador poderá ter é calculada a partir de (360). Então a resistência térmica do dissipador escolhido deve ser menor que o valor calculado.

$$R_{da} = \frac{T_{d,mín} - T_a}{P_{total}} = 0,733 \frac{\Delta^{\circ}C}{W} \quad (360)$$

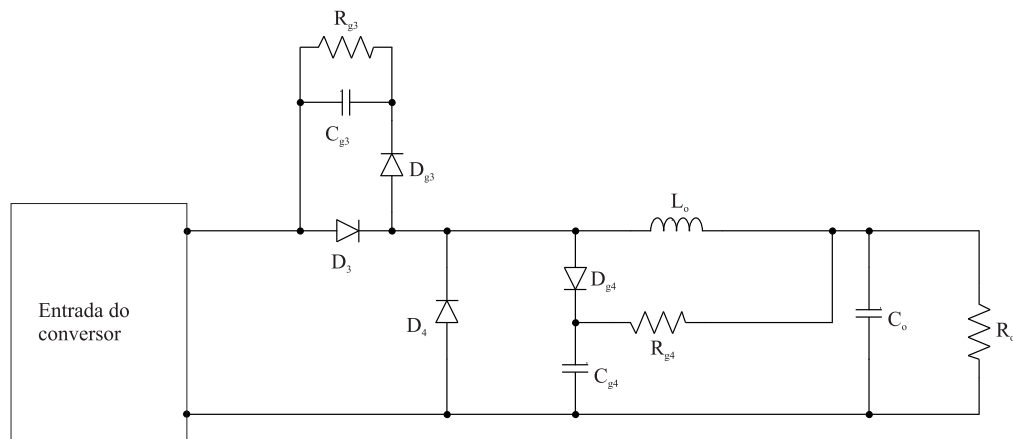
O dissipador adotado é o modelo HS21575 do fabricante HS Dissipadores, o qual possui resistência térmica de  $0,56 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ . Mas com o fator de correção de comprimento (300 mm) indicado pelo fabricante, este valor cai para  $0,347 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ . O Apêndice B mostra o dimensionamento completo.

#### 4.1.6 Circuito grampeador de tensão

Quando os diodos retificadores de saída deixam de ser considerados ideais, surge um problema associado à sua recuperação reversa. Este fenômeno provoca tensões excessivas sobre estes diodos, devido à ressonância que se estabelece entre os seus capacitores intrínsecos e os indutores de dispersão (GERARDI, 2002). Essas oscilações podem gerar uma quantidade significativa de interferência eletromagnética, e as sobretensões geralmente são destrutivas ao diodo retificador (ILLA FONT, 2003).

Neste trabalho, a solução adotada para esse problema é o emprego de circuitos grampeadores de tensão para ambos os diodos retificadores. Trata-se, mais especificamente, de grampeadores de tensão passivos, variantes dos conhecidos grampeadores RCD. A Figura 62 mostra o circuito empregado para os grampeadores de tensão sobre os diodos.

Figura 62 – Circuito do grampeador de tensão passivo sobre os diodos  $D_3$  e  $D_4$ .



Fonte – Autor.

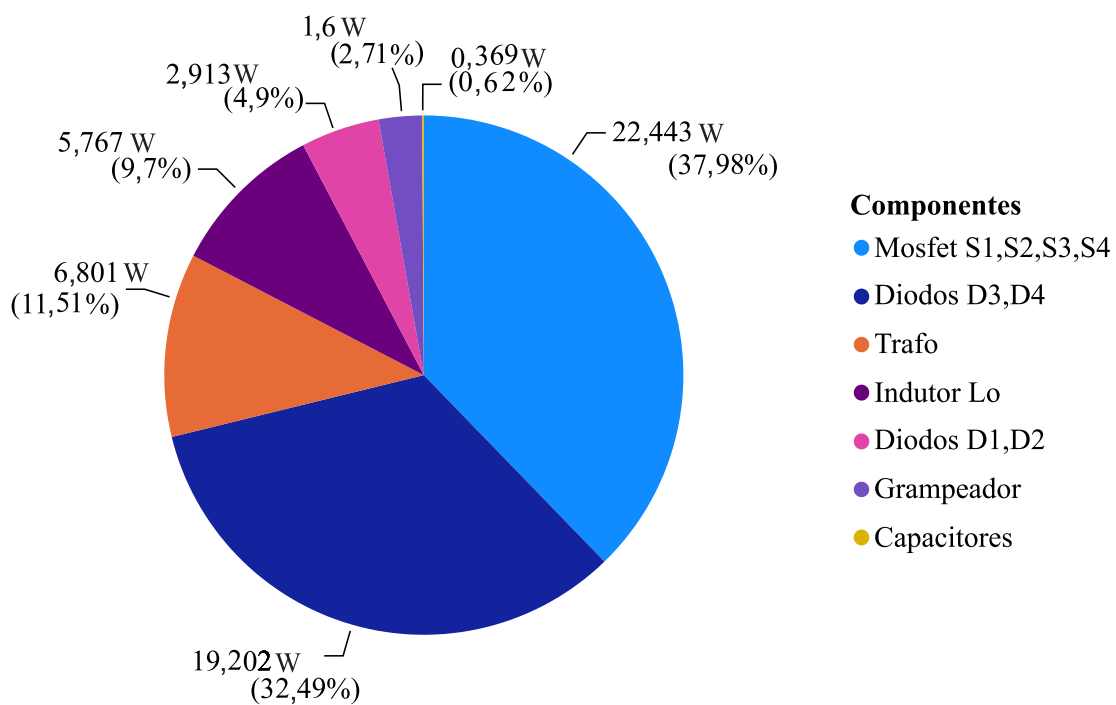
Para o sistema de grampeamento adotado, é possível empregar dois resistores:  $R_{g3}$  de  $65,7 \text{ k}\Omega$  e  $R_{g4}$  de  $12,5 \text{ k}\Omega$ , dois capacitores:  $C_{g3}$  de  $1,5 \text{ nF}$  e  $C_{g4}$  de  $3,2 \text{ nF}$ , e dois diodos:  $D_{g3}$  para grampeamento da tensão do diodo  $D_3$  e  $D_{g4}$  para grampeamento de tensão do diodo  $D_4$ .

#### 4.1.7 Distribuição das perdas

Na Figura 63 é apresentada uma distribuição detalhada das perdas obtidas por simulação, para potência nominal. Nota-se que as maiores perdas são associadas aos interruptores, devido às perdas de comutação como já abordado anteriormente. Depois aos diodos  $D_3$  e  $D_4$ , sendo que eles estão na etapa de saída e a corrente que circula por eles é maior. Com base nas perdas de potência obtidas, é possível calcular o rendimento do conversor a partir da equação (361). Considerando a potência nominal de operação do conversor, o rendimento é igual 95,31%.

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{S1} + P_{S2} + P_{S3} + P_{S4} + P_{D1} + P_{D2} + P_{D3} + P_{D4} + P_C + P_{trafo} + P_{Lo} + P_{gramp}} \quad (361)$$

Figura 63 – Distribuição das perdas no conversor.

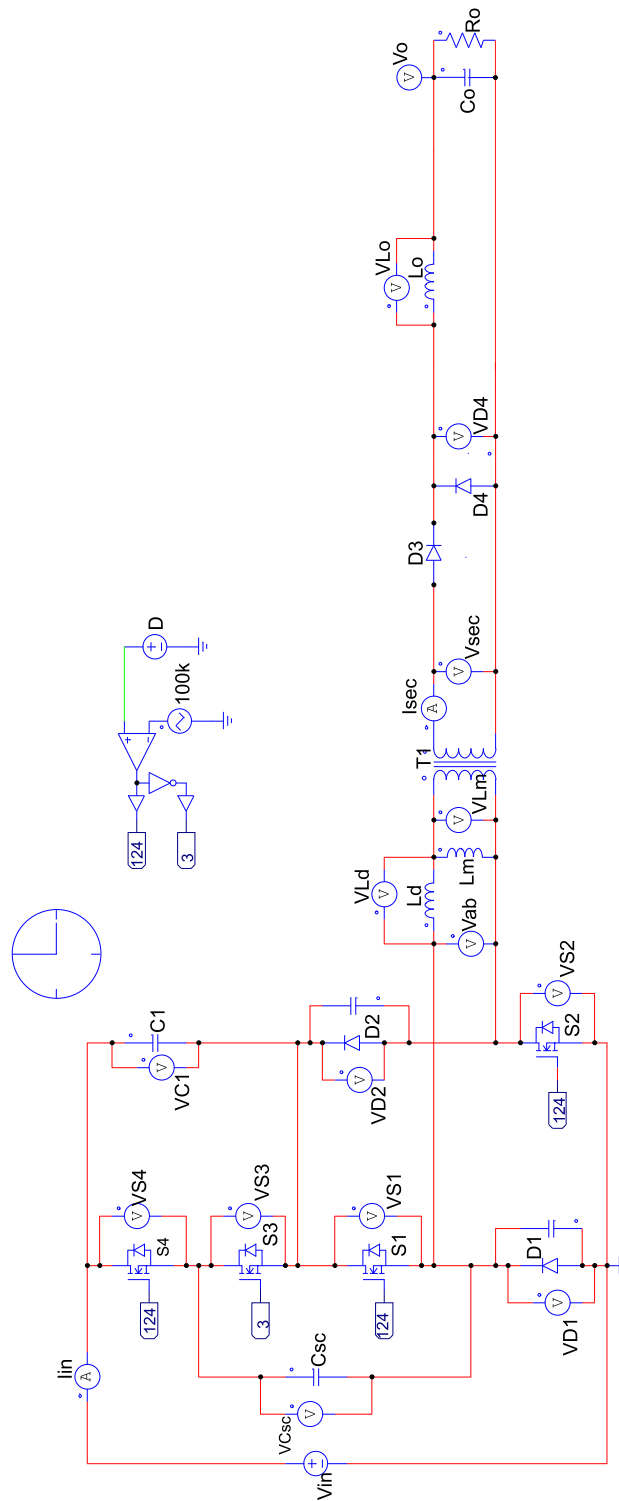


Fonte – Autor.

## 4.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EM MALHA ABERTA

Com o objetivo de validar toda a análise feita até agora é simulado o conversor, em malha aberta, com os parâmetros seleccionados na seção anterior, para comparar os valores calculados com os valores obtidos por simulação. A Figura 64 mostra o circuito simulado no *software* PSIM, cujo passo de cálculo é igual a  $0,005 \mu\text{s}$ .

Figura 64 – Ambiente de simulação realizada para validar as análises feitas.



Fonte – Autor.

A Figura 65 mostra a tensão sobre o capacitor do filtro de saída  $C_o$ , sendo

seu valor máximo igual a 60,062 V e seu valor mínimo igual a 60,046 V. Com isso, a variação da tensão  $\Delta V_{C_0}$  é de 0,0159 V. O valor médio da tensão de saída é de 60,055 V conforme o valor especificado.

A corrente no indutor de saída é ilustrada na Figura 66. Seus valores máximo e mínimo são 21,425 A e 18,61 A, respectivamente, sendo a variação da corrente  $\Delta i_{L_0}$  igual a 2,815 A. O valor médio da corrente no indutor é igual a 20,018 A.

Entre as vantagens mais significativas do uso de conversores híbridos a capacitor chaveado, encontra-se a redução dos esforços de tensão sobre os interruptores. Na Figura 67, percebe-se que o valor da tensão de bloqueio sobre os interruptores é metade da tensão de alimentação, assim como a tensão sobre diodos do lado primário do transformador,  $D_1$  e  $D_2$ , mostrados na Figura 68.

A Figura 69 mostra as tensões e correntes no primário e secundário do transformador. É possível perceber o efeito da indutância de dispersão no ganho estático do conversor.

A Figura 70 mostra a corrente que circula pelo capacitor chaveado  $C_{SC}$ , na qual é possível conferir o modo de operação em que ele está trabalhando.

Na Tabela 23, é apresentada uma comparação entre os valores simulados e calculados.

Figura 65 – Forma de onda da tensão sobre o capacitor  $C_0$ .

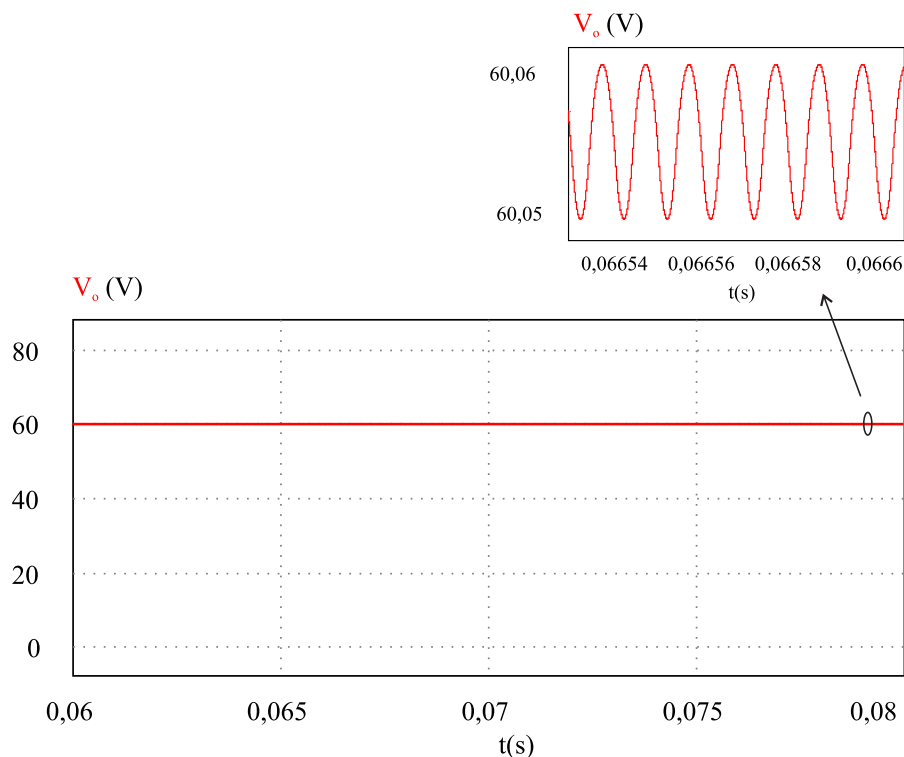
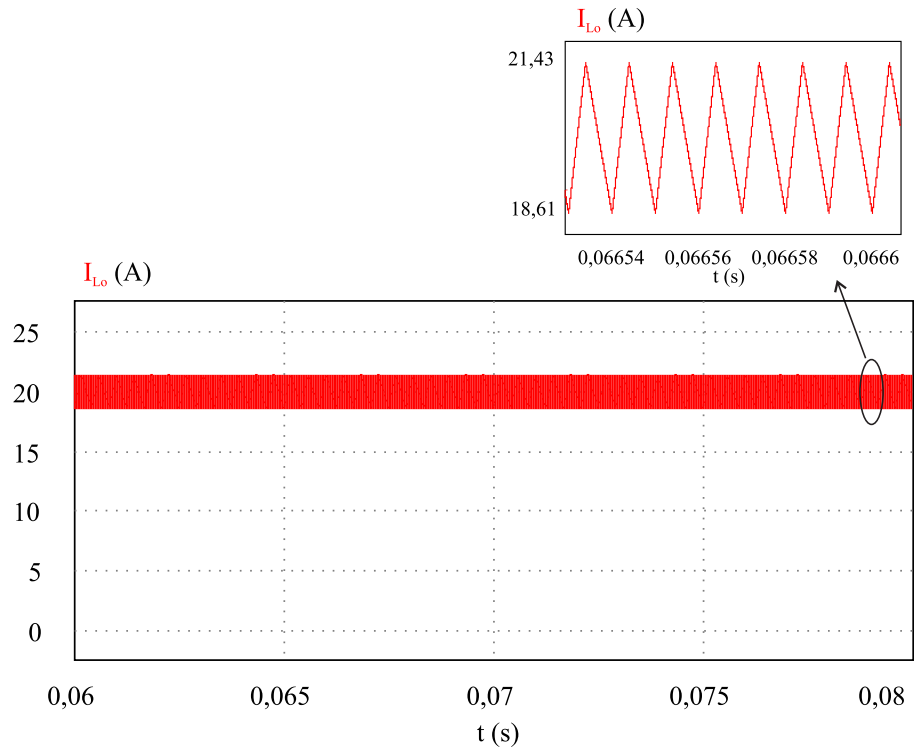
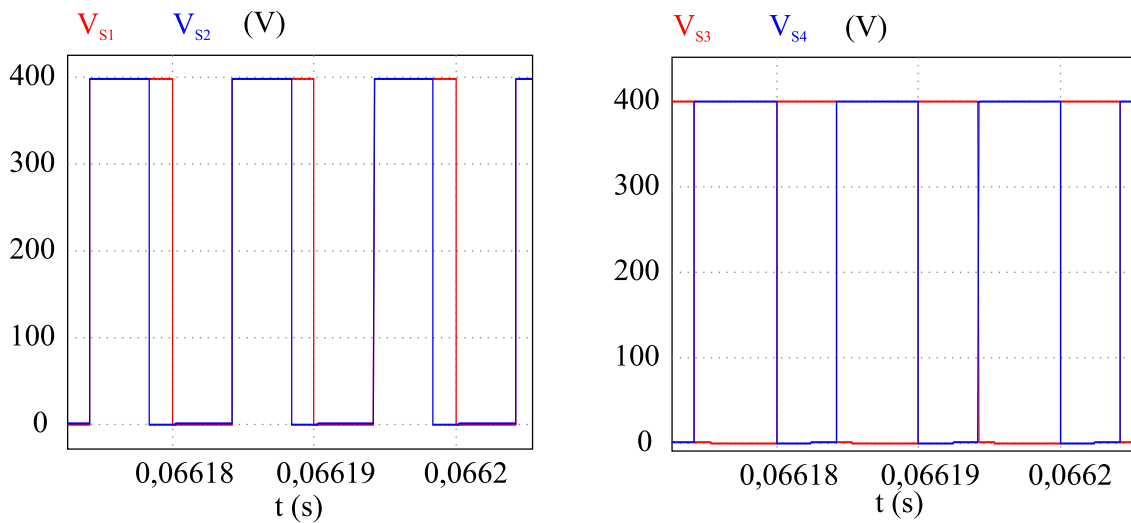


Figura 66 – Forma de onda da corrente sobre o indutor  $L_o$ .



Fonte – Autor.

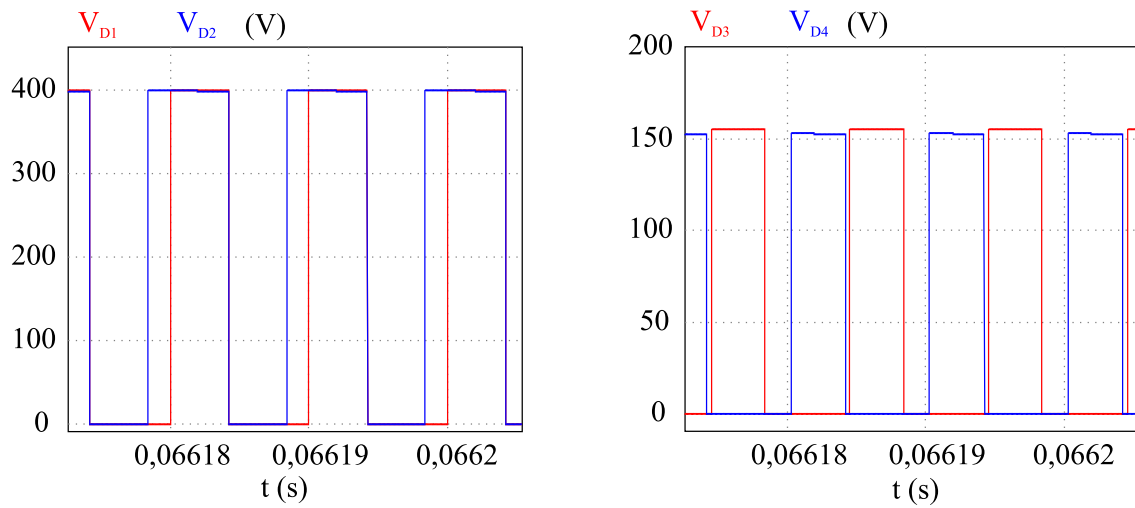
Figura 67 – Forma de onda da tensão sobre os interruptores da topologia proposta.



Fonte – Autor.

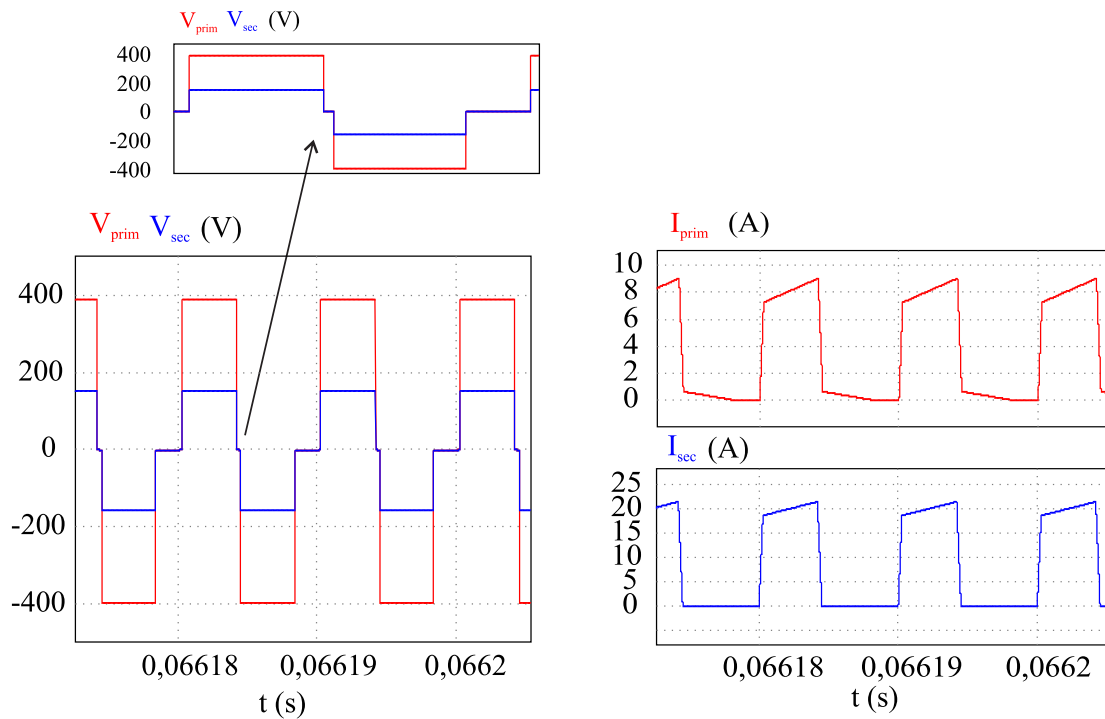


Figura 68 – Forma de onda da tensão nos diodos da topologia proposta.

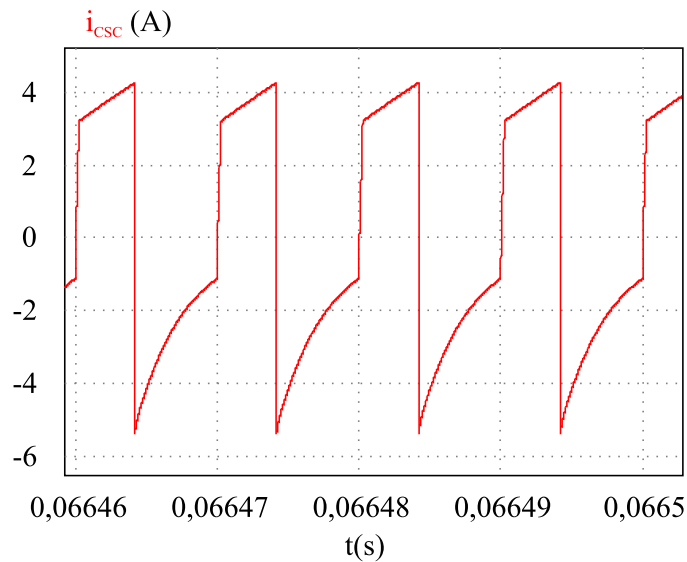


Fonte – Autor.

Figura 69 – Formas de onda de tensão e corrente nos enrolamentos primário e secundário do transformador.



Fonte – Autor.

Figura 70 – Formas de onda da corrente que circula pelo capacitor chaveado  $C_{SC}$ .

Fonte – Autor.

Tabela 23 – Comparação dos resultados calculados e simulados.

Variável	Calculado	Simulado	Erro (%)
$\Delta i_{Lo}$	2,844 A	2,815 A	1,03
$\Delta V_{Co}$	0,016157 V	0,015997 V	1,00
$I_{S1,med}$	1,500 A	1,797 A	19,80
$I_{S1,ef}$	2,423 A	2,802 A	15,64
$I_{S2,med}$	3,129 A	3,310 A	5,785
$I_{S2,ef}$	5,056 A	5,179 A	2,433
$I_{S3,med}$	1,500 A	1,514 A	0,933
$I_{S3,ef}$	2,093 A	2,175 A	0,97
$I_{S4,med}$	1,500 A	1,513 A	3,918
$I_{S4,ef}$	2,423 A	2,379 A	1,816
$I_{D1,med}$	1,500 A	1,796 A	16,48
$I_{D1,ef}$	2,093 A	2,855 A	36,41
$I_{D2,med}$	0,286 A	0,282 A	1,399
$I_{D2,ef}$	0,979 A	0,987 A	0,817
$I_{D3,med}$	8,307 A	8,452 A	1,716
$I_{D3,ef}$	12,902 A	12,867 A	0,272
$I_{D4,med}$	11,693 A	11,566 A	1,098
$I_{D4,ef}$	15,292 A	15,094 A	1.312
$I_{CSC,ef}$	3,201 A	3,223 A	0,683
$I_{C1,ef}$	3,395 A	4,000 A	17,82
$I_{Co,ef}$	0,821 A	0,813 A	0,984

Fonte – Autor.

A causa de que algumas grandezas tenham maior erro ao comparar o valor calculado com o simulado, é a influencia da indutância de dispersão na corrente do

capacitor divisor  $C_1$  nas etapas de transição, as quais não são consideradas para a obtenção das expressões de corrente nos capacitores da célula *Ladder*.

### 4.3 CONCLUSÃO

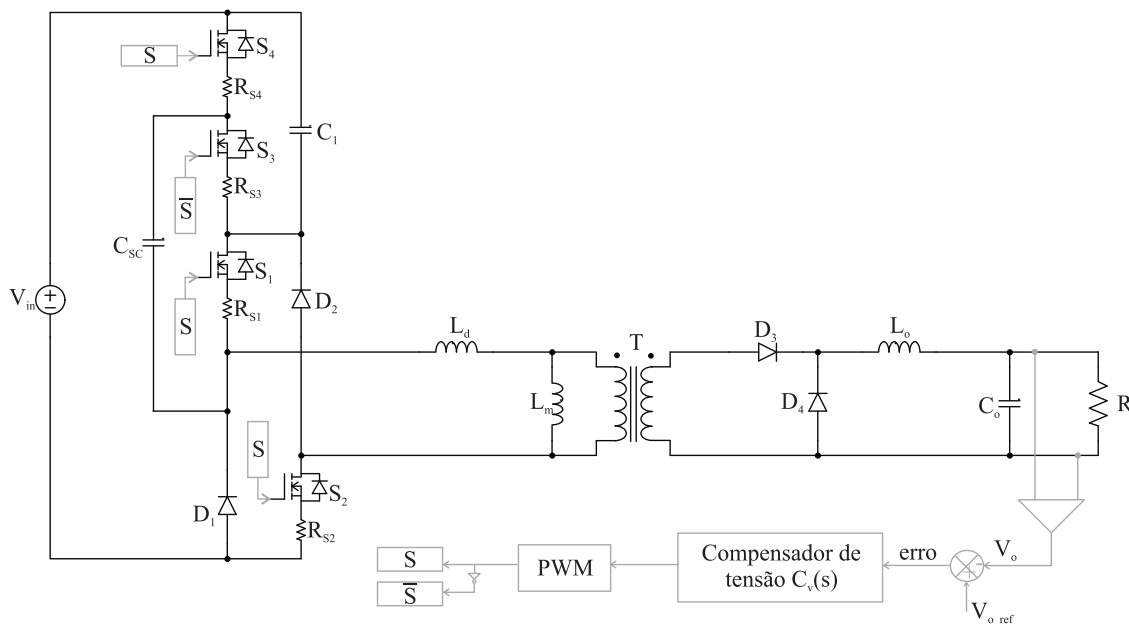
Neste capítulo foi apresentado o dimensionamento do conversor *Forward* duas chaves híbrido a capacitor chaveado, empregando a análise desenvolvida no Capítulo 3. A seleção dos componentes propostos para a construção do protótipo foi feita a partir de critérios de dimensionamento recolhidos na literatura. Ao estudar a distribuição das perdas de potência do conversor, concluiu-se que as perdas nos interruptores representam a maior parcela, por causa das perdas de comutação, como já foi analisado.

## 5 MODELAGEM MATEMÁTICA E PROJETO DO CONTROLADOR

Neste capítulo, é apresentada a modelagem matemática do conversor *Forward* duas chaves híbrido, visando ao controle da sua tensão de saída. Assim, é projetado um compensador de tensão. É selecionado o tipo de controlador que será usado e são calculados seus parâmetros a partir da resposta em frequência do sistema.

O circuito simplificado do conversor em malha fechada é apresentado na Figura 71. Nota-se que é lida a tensão na carga  $V_o$  e, a partir dessa medição, o sistema de controle determina o seu comportamento durante a operação do conversor atuando sobre os interruptores. Ou seja, o sistema de controle determina o valor da razão cíclica de operação com que o conversor deve trabalhar em cada momento.

Figura 71 – Circuito do conversor com seu estágio de controle da tensão de saída.



Fonte – Autor.

Deseja-se implementar a malha de controle através de um sistema de controle digital utilizando o Kit de desenvolvimento C2000<sup>TM</sup> Piccolo MCU F28069M *Launch-Pad*<sup>TM</sup>, da *Texas Instruments*. Para isso, são descritos os procedimentos para obter o modelo dinâmico do conversor, o filtro passa baixa utilizado, o tipo de controlador adotado e o método de discretização utilizado.

### 5.1 MODELAGEM MATEMÁTICA

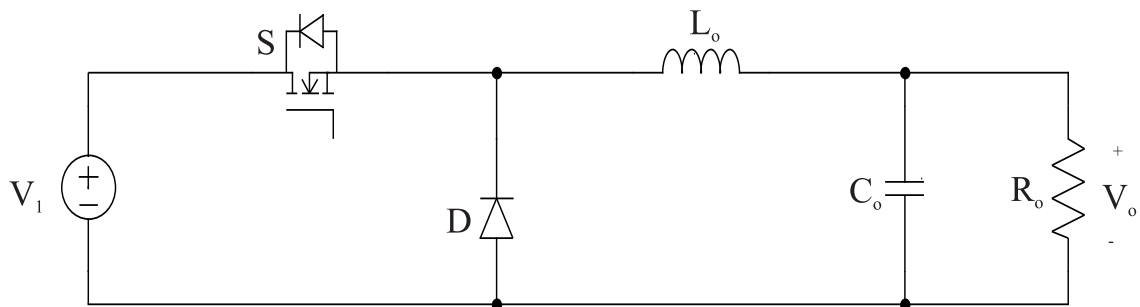
Nesta seção, é obtido o modelo matemático que mostra o comportamento do circuito diante de perturbações. O modelo é dado pela função de transferência de

tensão de saída em função da razão cíclica.

A partir da análise do conversor proposto, é possível obter um modelo reduzido dele que permite analisar a sua dinâmica sem perder as suas características essenciais para o projeto do compensador.

Desconsiderando a indutância de dispersão do transformador, a topologia proposta pode ser reduzida para um conversor *Buck*, sendo eles equivalentes (POSSAMA, 2018). Assim, sem ter em conta as resistências de condução dos interruptores e considerando a tensão do primário do transformador igual a  $V_{in}/2$ , o conversor *Buck* é mostrado na Figura 72, onde  $V_1 = nV_{in}/2$ .

Figura 72 – Conversor *Buck*.

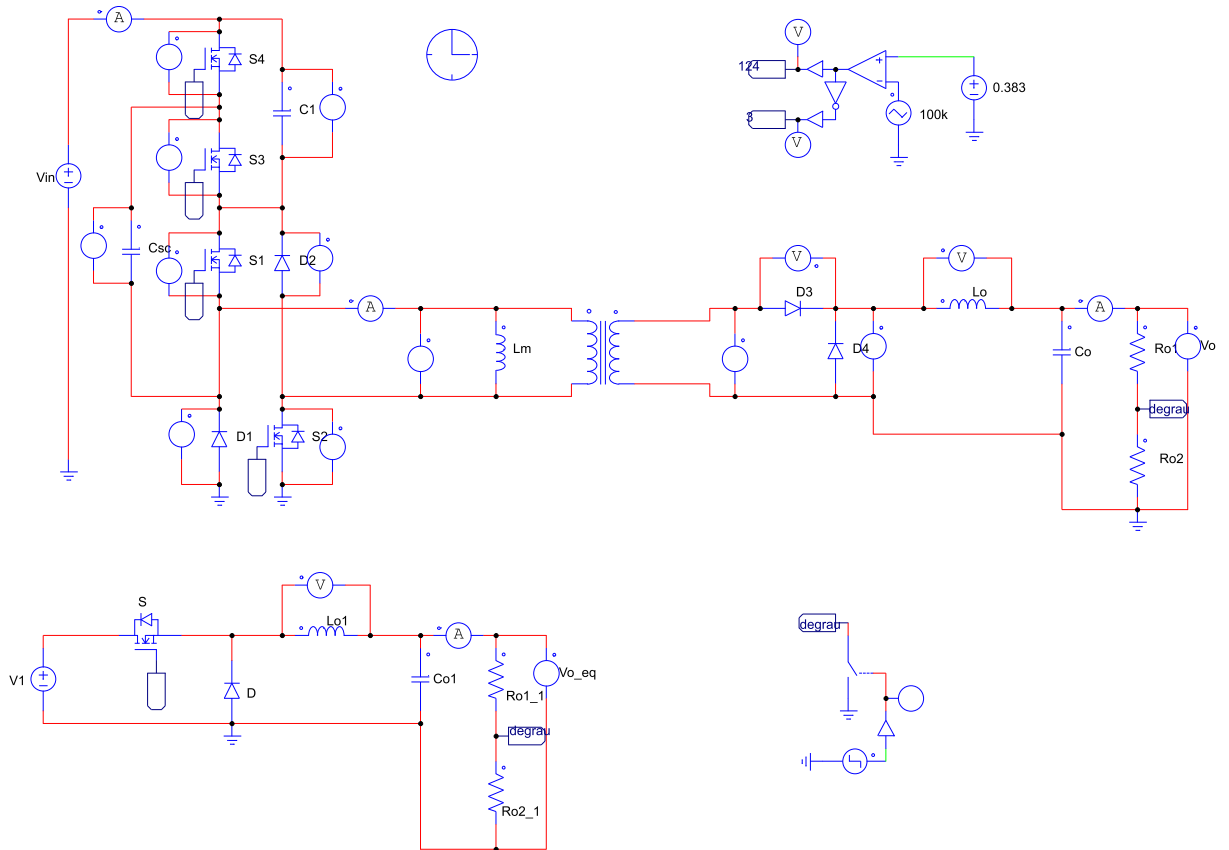


Fonte – Autor.

Com o intuito de validar a redução do modelo, são simulados tanto o conversor proposto quanto o modelo do conversor *Buck*, aplicando-se um degrau de carga reduzindo o valor da resistência de saída pela metade. A Figura 73 apresenta os circuitos simulados, e a Figura 74 mostra as dinâmicas da tensão de saída e da corrente no indutor de ambos os modelos. A função de transferência do conversor *Buck* que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica é bem conhecida na literatura e dada por (362).

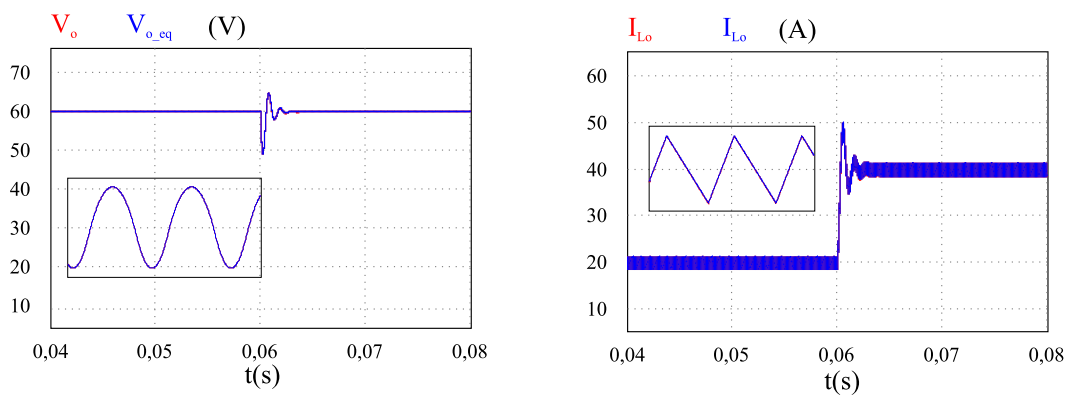
$$G_{vd\_Buck}(s) = V_1 \frac{\frac{1}{L_o C_o}}{s^2 + \frac{1}{R_o C_o} s + \frac{1}{L_o C_o}} \quad (362)$$

Figura 73 – Circuitos simulados para validar a equivalência do comportamento dinâmico dos modelos.



Fonte – Autor.

Figura 74 – Tensão de saída e corrente no indutor  $L_o$  da topologia proposta e do conversor *Buck* para um degrau de carga de 50%.



Fonte – Autor.

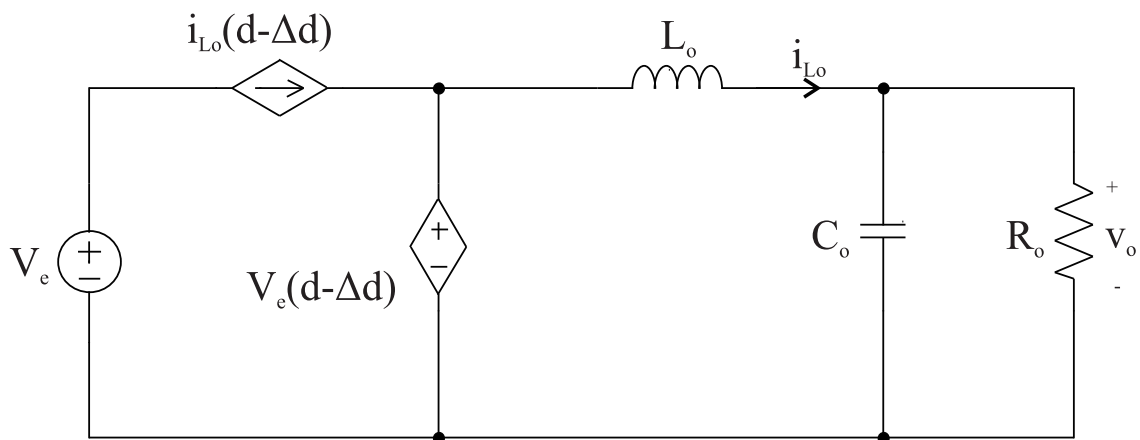
Quando o efeito da indutância de dispersão é considerado, a dinâmica do conversor *Buck* da Figura 72 não corresponde mais à dinâmica do conversor híbrido proposto, mas é possível obter o modelo dinâmico de conversor *Forward* duas chaves considerando a indutância de dispersão a partir do conversor *Buck*. Quando a indutância de dispersão é desconsiderada, a tensão de saída depende somente da razão cíclica, da tensão de entrada e da relação de transformação. Já quando a indutância de dispersão é considerada, a tensão de saída também depende da corrente na carga, da indutância de dispersão e da frequência de comutação, introduzindo uma perda de razão cíclica  $\Delta D$ , como já foi analisado. A expressão (363) mostra a razão cíclica efetiva que controla a tensão de saída em função da razão cíclica  $D$  e de  $\Delta D$ .

$$D_{ef} = D - \Delta D \tag{363}$$

A partir da metodologia descrita em (PAGLIOSA, 2005), o modelo de grandes e pequenos sinais do conversor proposto considerando a indutância de dispersão é obtido incorporando no modelo do conversor *Buck* equivalente, para o caso sem a indutância de dispersão, a perda de razão cíclica. Então é possível obter o circuito equivalente de grandes sinais do conversor *Forward* duas chaves híbrido, como apresentado na Figura 75, substituindo o  $D$  do modelo de conversor *Buck*, por  $D_{ef}$ , onde  $V_e$  é a tensão no secundário do transformador, dada por (364).

$$V_e = \frac{V_{in}}{2} n\lambda \tag{364}$$

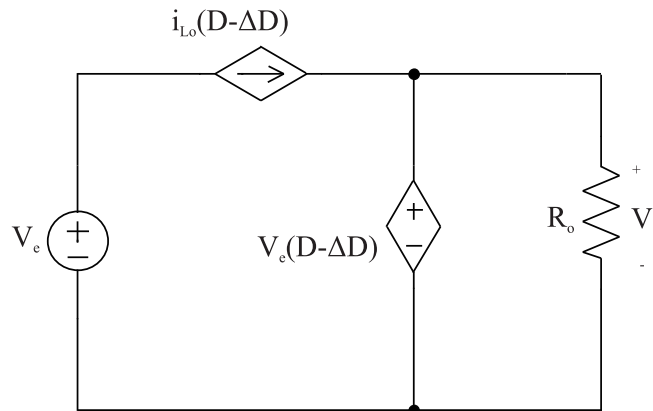
Figura 75 – Circuito equivalente de grandes sinais do conversor *Forward* duas chaves híbrido.



Fonte – Autor.

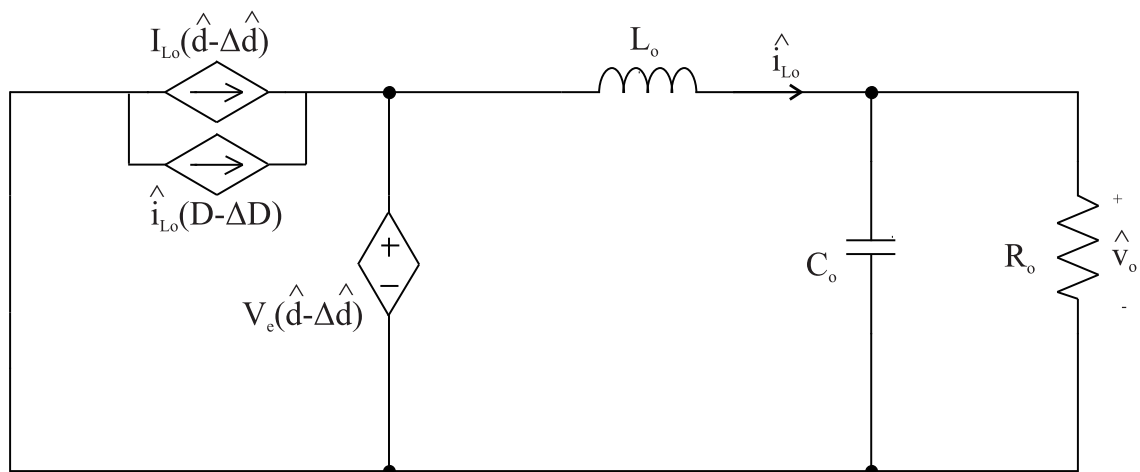
Aplicando a linearização no modelo, mediante introdução de uma perturbação nas grandezas, são obtidos os circuitos equivalentes dos modelos CC e CA do conversor, apresentados nas Figuras 76 e 77, respectivamente.

Figura 76 – Circuito equivalente do modelo CC do conversor *Forward* híbrido.



Fonte – Autor.

Figura 77 – Circuito equivalente do modelo CA de pequenos sinais do conversor *Forward* híbrido.



Fonte – Autor.

A partir do modelo CC, é possível obter o ganho estático de tensão, o qual coincide com o ganho obtido no Capítulo 3. A expressão (365) mostra a mudança na razão cíclica devido à perturbação da corrente do indutor de saída, definida como  $\Delta\hat{d}$ .

$$\Delta\hat{d} = \frac{2L_d f_s n}{V_{in}} \hat{i}_{Lo} \tag{365}$$

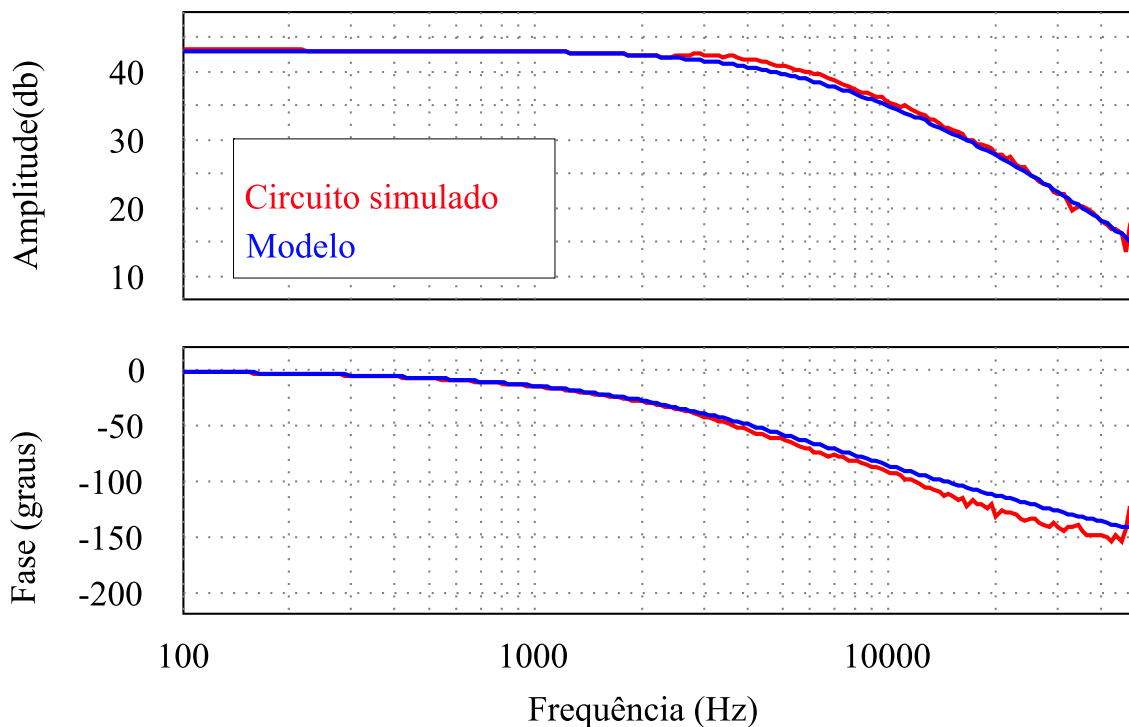


A função de transferência que relaciona a tensão de entrada com a razão cíclica é dada por (366), a qual foi obtida a partir do circuito equivalente CA de pequenos sinais do conversor.

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = V_e \frac{1/L_o C_o}{s^2 + s \left( \frac{1}{R_o C_o} + \frac{n^2 L_d f_s \lambda}{L_o} \right) + \left( \frac{1}{L_o C_o} + \frac{n^2 L_d f_s \lambda}{L_o R_o C_o} \right)} \quad (366)$$

A validação da planta de tensão  $G_{vd}(s)$  é feita a partir da análise da resposta em frequência, a qual significa a resposta em regime permanente de um sistema com entrada senoidal. Para isso, é realizada uma simulação no *software* PSIM, empregando uma técnica conhecida como *AC Sweep*. Isso foi feito simulando o conversor híbrido proposto em um ponto de operação, no qual é aplicada uma perturbação senoidal com amplitude e frequência variadas na razão cíclica. A resposta em frequência da tensão de saída de conversor e do modelo obtido está ilustrada na Figura 78.

Figura 78 – Resposta em frequência do circuito do conversor e do modelo obtido.

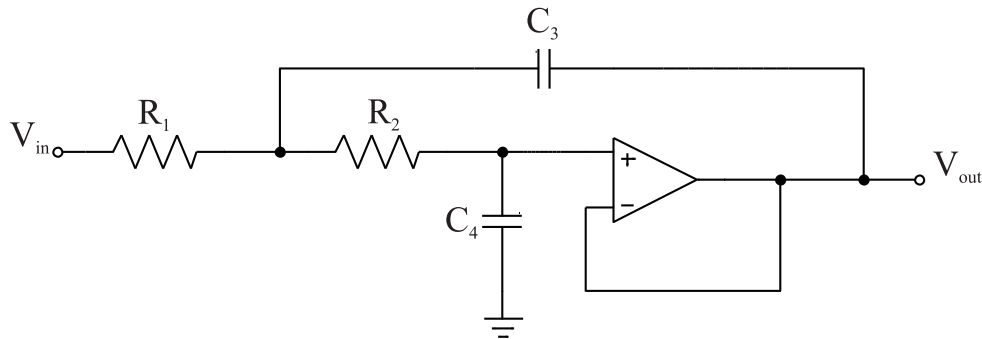


Fonte – Autor.

A tensão de saída do conversor precisa ser lida empregando um sensor de tensão. É necessária a inclusão de um filtro passa-baixa para atenuar as altas frequências provenientes das comutações e ruídos e assim ter um sinal mais "limpo". É empregado o filtro *Sallen-Key* passa-baixa de segunda ordem. Ele é composto por dois capacitores

res e duas resistências como ilustrado na Figura 79. Tal configuração possui ganho unitário, sua frequência de corte é dada por (367) e a função de transferência é (368).

Figura 79 – Filtro *Sallen-Key* segunda ordem passa-baixa.



Fonte – Autor.

$$f_{c\_filtro} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_3 C_4}} \quad (367)$$

$$H_{filtro}(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{1}{R_1 R_2 C_3 C_4}}{s^2 + \frac{1}{C_3} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C_3 C_4}} \quad (368)$$

Empregando os valores dos componentes mostrados na Tabela 24, a frequência de corte e a função de transferência são:

$$f_{c\_filtro} = 13,26\text{kHz} \quad (369)$$

$$H_{filtro}(s) = \frac{6,944 \cdot 10^9}{s^2 + 1,667 \cdot 10^5 s + 6,944 \cdot 10^9} \quad (370)$$

Tabela 24 – Especificações dos componentes do filtro *Sallen-Key*.

Componente	Valor
$R_1$	1200 $\Omega$
$R_2$	1200 $\Omega$
$C_3$	10 nF
$C_4$	10 nF

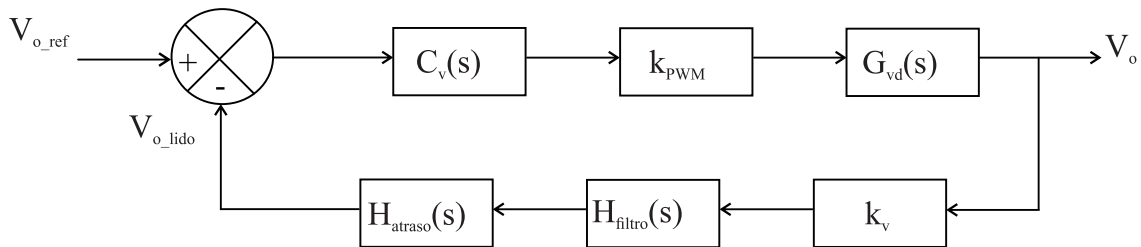
Fonte – Autor.

## 5.2 PROJETO DO CONTROLADOR

Esta seção apresenta a malha de controle e o projeto do compensador de tensão em detalhe. A Figura 80 apresenta o diagrama em blocos do controle da ten-

são de saída, considerando os elementos do sistema de potência, os elementos do condicionamento de sinais e os elementos do controle digital.

Figura 80 – Malha de controle da tensão compensada.



Fonte – Autor.

O ganho do modulador  $k_{PWM}$ , assim como o ganho do sensor da tensão de saída  $k_v$ , são considerados unitários, já que eles são compensados no código do microcontrolador. A função de transferência da planta que é empregada para o projeto do controle é (366). Dado que é usado controle digital, são feitas amostragens da tensão com o dobro da frequência de comutação e isto introduz um atraso na malha de controle, o qual é representado pelo bloco  $H_{atraso}(s)$ . A equação que representa tal atraso é (371).

$$H_{atraso}(s) = e^{-s \frac{T_s}{2}} \quad (371)$$

O projeto do controlador de tensão, para obter a função de transferência do bloco  $C_v(s)$ , é feito a partir da resposta em frequência, sendo analisada por meio do diagrama de Bode a função de transferência de laço aberto não compensada  $FTLAV_{NC}(s)$ , dada por (372).

$$FTLAV_{NC}(s) = G_{vd}(s) H_{filtro}(s) H_{atraso}(s) k_v k_{PWM} \quad (372)$$

Empregando o *software* MATLAB, é traçado o diagrama de Bode como mostrado na Figura 81, obtendo-se o gráfico da magnitude e o gráfico da fase. Analisando a margem de fase e a margem de ganho do sistema, é possível concluir que o sistema é instável. Com isto, é escolhido o controlador proporcional integral PI, dado que ele apresenta um polo na origem, possibilitando um erro nulo em regime permanente. A função de transferência genérica do controlador do tipo PI é dada por (373).

$$C_v(s) = k_c \left( \frac{s + \omega_z}{s} \right) \quad (373)$$

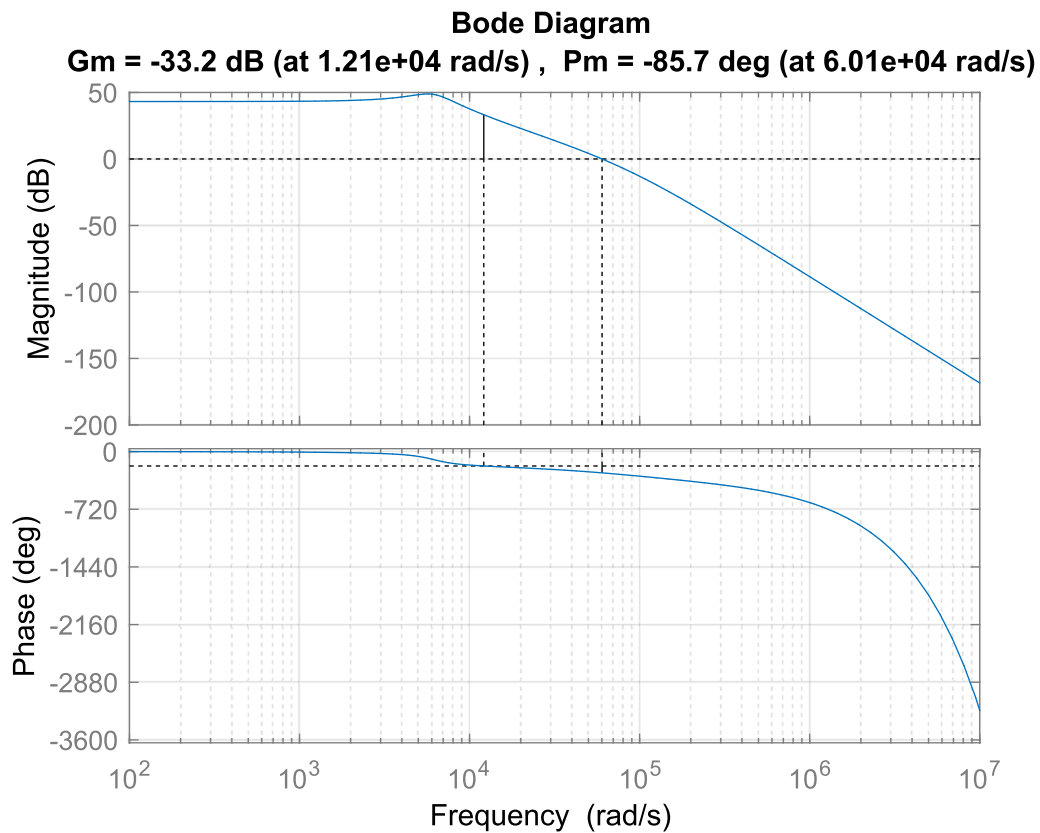
A frequência de corte para o controlador deve ser definida pelo menos uma década abaixo da frequência de comutação do conversor, para atenuar os ruídos

provenientes da comutação. Neste caso, foi definida uma frequência de cruzamento e uma margem de fase dadas por (374) e (375), respectivamente.

$$f_{c_v} = 628,319\text{Hz} \quad (374)$$

$$\Phi_M = 90^\circ \quad (375)$$

Figura 81 – Diagrama de Bode da  $FTLAV_{NC}(s)$ .



Fonte – Autor.

Com esses parâmetros estabelecidos, é possível calcular  $k_c$  e  $\omega_z$  para definir o controlador PI em (378).

$$k_c = 0,0005031 \quad (376)$$

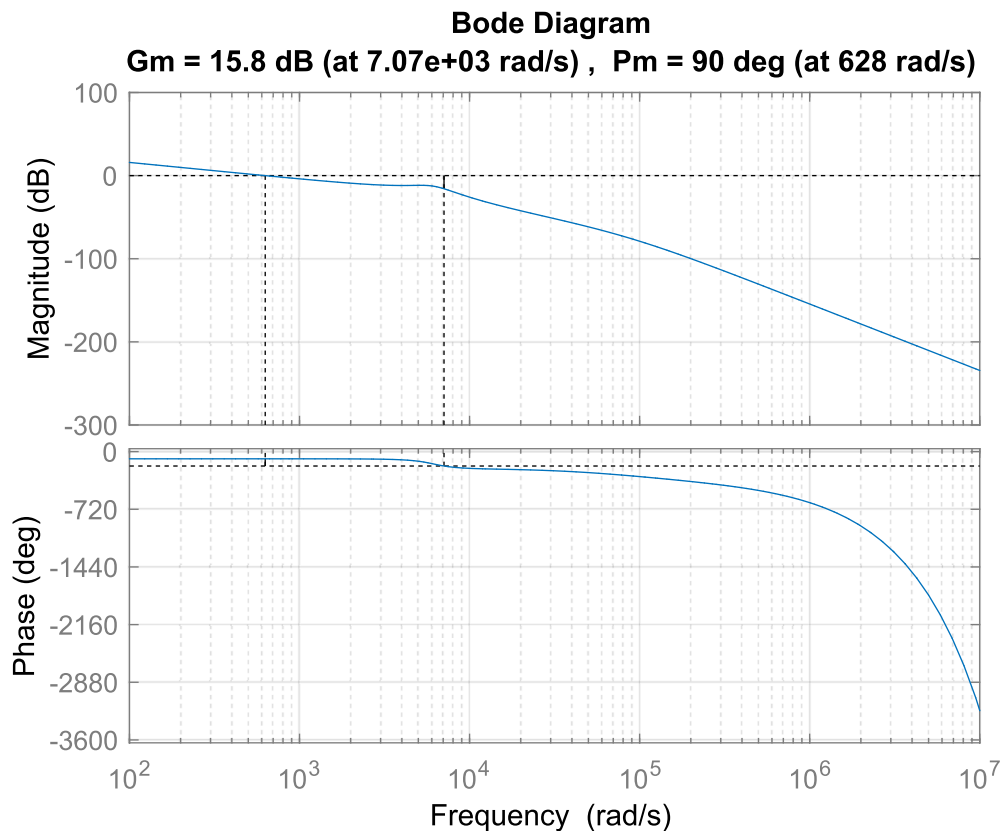
$$\omega_z = 8546,0 \quad (377)$$

$$C_v(s) = 0,0005031 \left( \frac{s + 8546}{s} \right) \quad (378)$$

Analisando o diagrama de Bode da função de transferência em laço aberto compensado  $FTLAv_C(s)$ , é possível verificar a validade do compensador. A  $FTLAv_C(s)$  é dada pela equação (379). Na Figura 82, é possível observar como a frequência de corte e a margem de fase coincidem com as definidas no projeto.

$$FTLAv_C(s) = G_{vd}(s) H_{filtro}(s) H_{atraso}(s) k_v k_{PWM} C_v(s) \quad (379)$$

Figura 82 – Diagrama de Bode da  $FTLAv_C(s)$ .



Fonte – Autor.

Para obter o controlador digital, é necessário discretizar a função de transferência do controlador (378). Para isto, utilizou-se a transformação bilinear de Tustin, que, durante os períodos de amostragem, preserva a resposta do compensador contínuo. Retomando a função de transferência genérica do controlador de tipo PI, é possível reescrevê-la como (380), onde  $d(s)$  é a razão cíclica e  $e(s)$  é o erro resultante da comparação da variável de referência com a variável lida pelo sistema.

$$C_v(s) = \frac{d(s)}{e(s)} = k_c \left( \frac{s + \omega_z}{s} \right) \quad (380)$$

Substituindo a transformação de Tustin dada por (381) em (380), obtém-se (382), onde o período de amostragem  $T_a$  é metade do período de comutação.

$$s = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (381)$$

$$\frac{d(z)}{e(z)} = k_c \left( \frac{2(z-1) + \omega_z T_a (z+1)}{2(z-1)} \right) \quad (382)$$

Multiplicando ambos os termos de (307) por  $e(z) \cdot (z-1)$ , e logo por  $z^{-1}$ , obtém-se (383).

$$d(z) (1 - z^{-1}) = e(z) (1 - z^{-1}) k_c + \frac{e(z)}{2} (1 + z^{-1}) \omega_z T_a k_c \quad (383)$$

É preciso converter a equação anterior para o tempo discreto para implementar o controlador no código do DSP, obtendo-se (384).

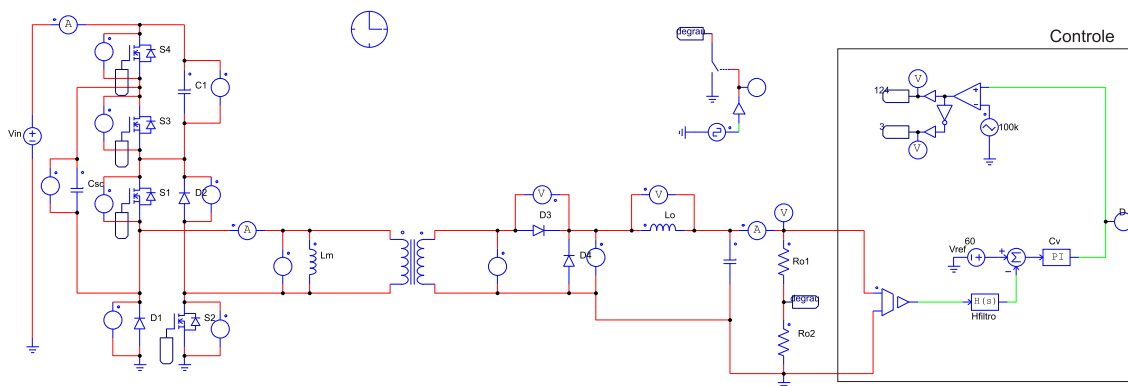
$$d(k) = k_c e(k) \left( 1 + \frac{\omega_z T_a}{2} \right) + k_c e(k-1) \left( \frac{\omega_z T_a}{2} - 1 \right) + d(k-1) \quad (384)$$

Substituindo os valores obtidos em (376) e (377) na equação (384), é obtida a equação (385), sendo esta implementada no algoritmo do DSP.

$$d(k) = 0,004826635e(k) - 0,00448136e(k-1) + d(k-1) \quad (385)$$

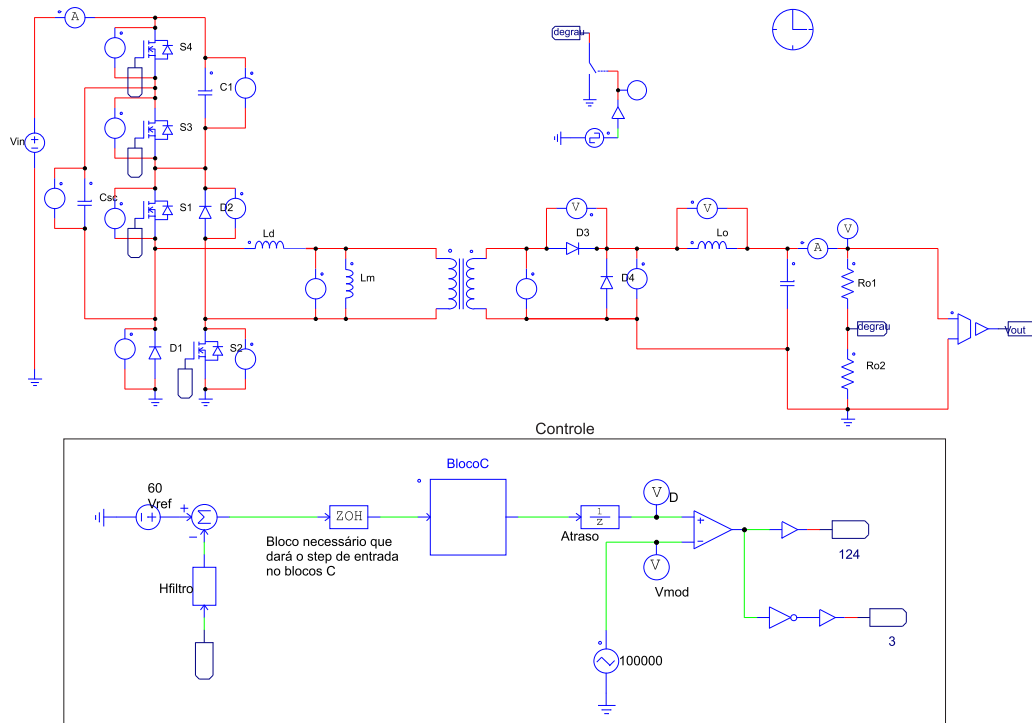
Com o objetivo de validar o projeto do controlador é feita a simulação da malha de controle. Para simular o conversor é empregado o *software* PSIM, no qual foram desenhados dois conversores idênticos, um acionado pelo controlador contínuo, mostrado na Figura 83, e o outro acionado por um compensador discreto empregando o bloco C, como mostra a Figura 84. O conversor é simulado com as mesmas características e componentes estabelecidos no capítulo anterior.

Figura 83 – Conversor proposto simulado no PSIM, com controlador PI contínuo.



Fonte – Autor.

Figura 84 – Conversor proposto simulado no PSIM com controlador PI discreto.



Fonte – Autor.

Foi definida uma referência de 60 V. Durante o procedimento a carga  $R_o$  foi duplicada, reduzindo assim a corrente de saída, e, em seguida, reduzida para seu valor nominal. A Tabela 25 apresenta as etapas de degrau aplicados referente ao controle da tensão de saída.

Tabela 25 – Etapas do controle da tensão de saída para uma referência de 60 V.

Etapa	Carga	Corrente	Tensão (%)
1	3 $\Omega$	20 A	60 V
2	6 $\Omega$	10 A	60 V
3	3 $\Omega$	20 A	60 V

Fonte – Autor.

A Figura 85 ilustra a atuação do compensador de tensão. Em um primeiro momento a carga é aumentada para 6  $\Omega$ , observase que a tensão de saída cresce repentinamente, todavia o controlador de tensão entra em ação, retornando esta a seu valor de referência. Em seguida, a resistência é reduzida para o seu valor na potência nominal, onde é possível observar um sobressinal e um tempo de acomodação de aproximadamente 10 ms. A Figura 86 mostra a dinâmica da corrente de saída.

Figura 85 – Ação do controlador da tensão de saída para degraus de carga.

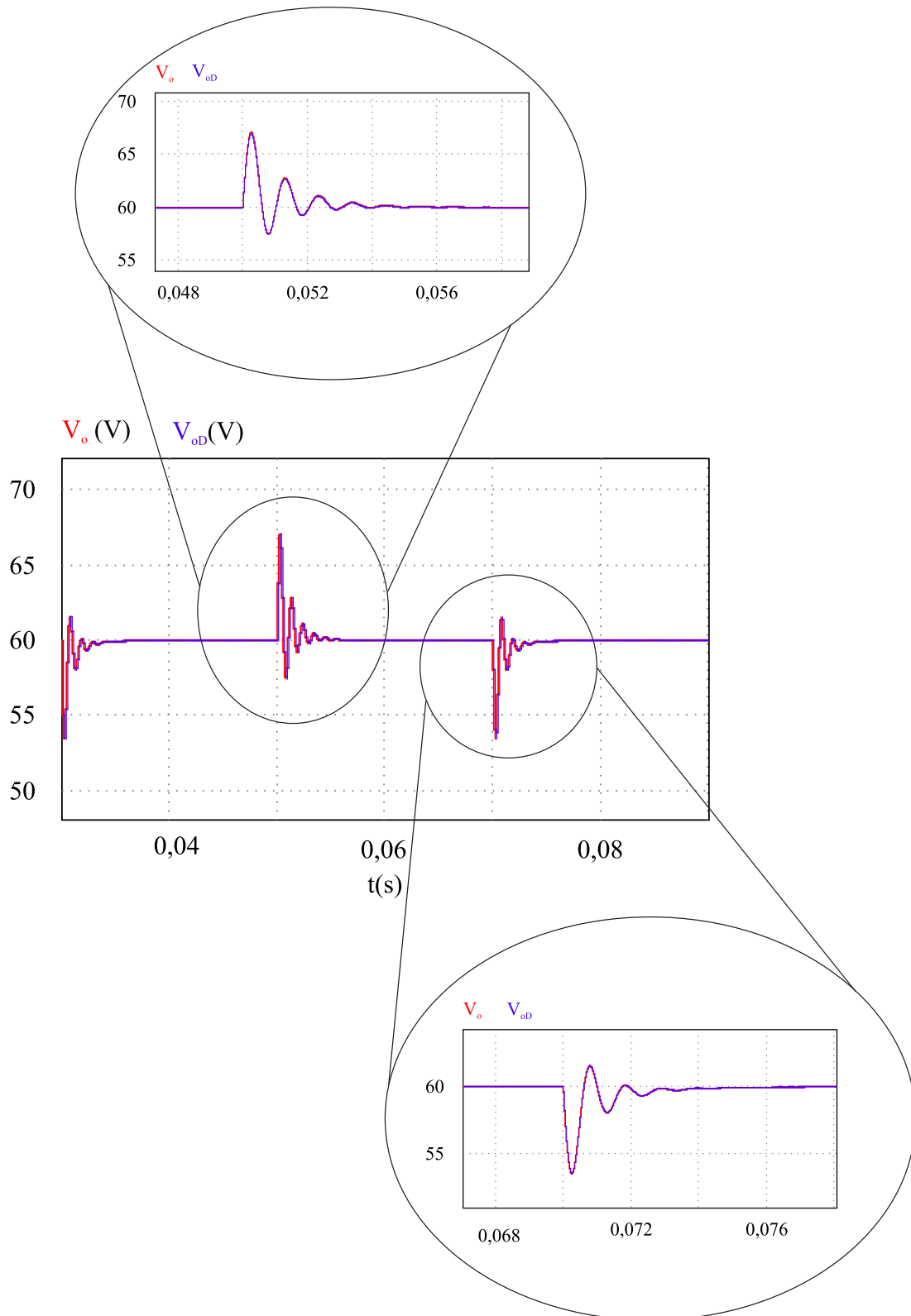
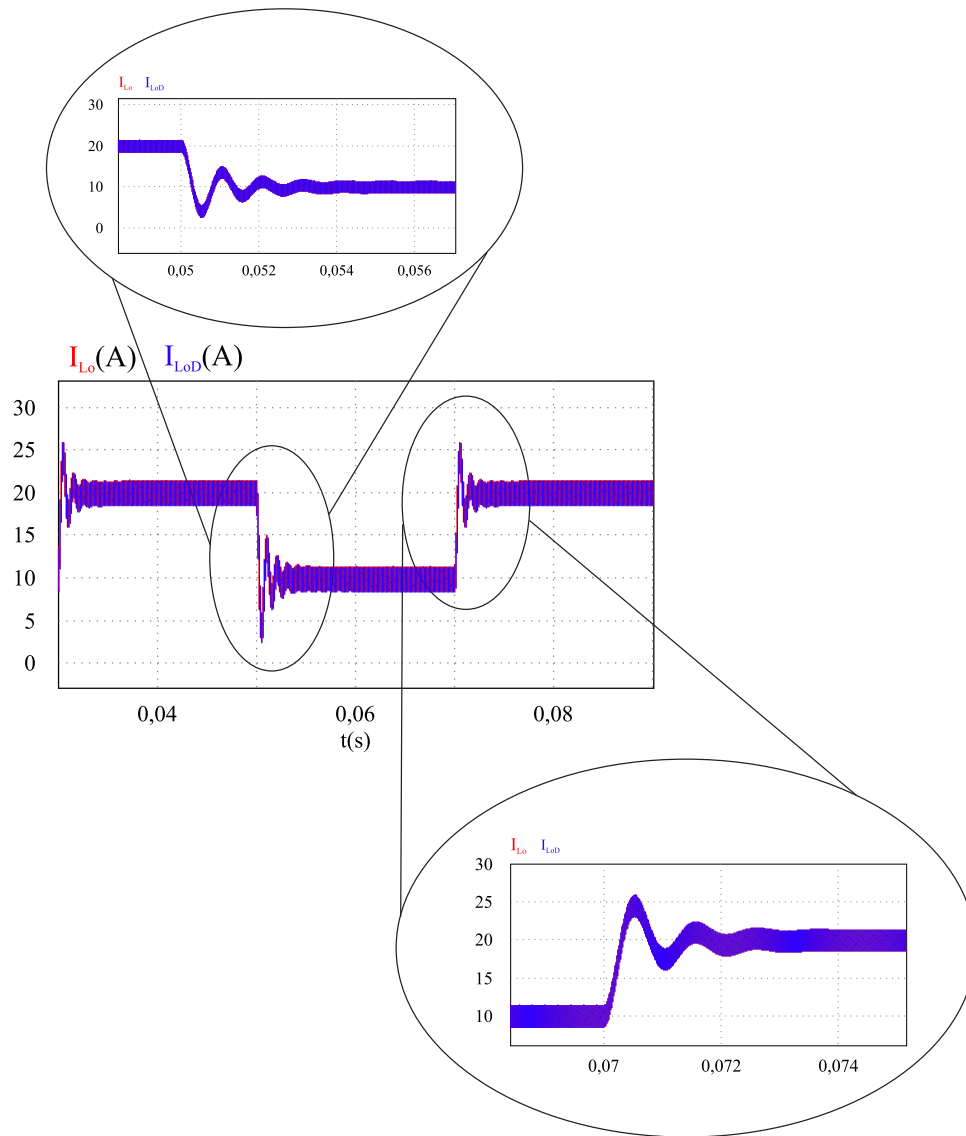




Figura 86 – Dinâmica da corrente de saída durante o controle da tensão de saída.



Fonte – Autor.

### 5.3 CONCLUSÃO

Este capítulo descreveu o sistema de controle da tensão do conversor. Inicialmente, foi descrita a modelagem matemática para a obtenção da função de transferência utilizada para representar o comportamento dinâmico do conversor. Na sequência, foi apresentado o filtro passa-baixa a ser empregado, o qual foi considerado para o definir o compensador. Também foi considerado o atraso provocado pela discretização do sistema, resultando num sistema instável. O controlador de tensão foi definido, especificando uma frequência de cruzamento para a qual os ruídos da frequência de

comutação fossem atenuados, e com o objetivo de se ter um erro nulo quando em regime permanente, foi adotado um controlador proporcional integral PI.

## 6 CONCLUSÃO

O surgimento dos conversores híbridos possibilitou a criação de topologias que combinam os melhores atributos dos conversores que os constituem. Assim, a presente dissertação propôs uma topologia de conversor CC-CC isolado formado pela integração do conversor *Forward* duas chaves com a célula *Ladder*, que é uma estrutura a capacitor chaveado.

Inicialmente, no Capítulo 1, foram introduzidos os conceitos relacionados aos conversores a capacitor chaveado, estudando-se a análise estática da célula unitária e o funcionamento da célula de comutação *Ladder*. No Capítulo 2, foi estudado o conversor *Forward* duas chaves, analisando-se suas etapas de operação, os esforços de corrente e tensão sobre os componentes, notando-se como o estresse máximo sobre os interruptores é igual a tensão de alimentação. Foi obtida a expressão que define o ganho estático de tensão do conversor *Forward* duas chaves, quando considerados os efeitos das indutâncias de magnetização e de dispersão do transformador.

O Capítulo 3 apresentou a topologia do conversor híbrido, a análise das etapas de operação para os casos em que só a magnetização do transformador é considerada, seguida da análise com a adição do efeito da indutância de dispersão. Foi obtida a expressão que define o ganho de tensão do conversor proposto e foi constatado que ele segue o formato do apresentado pelo conversor *Forward* duas chaves, porém com metade do seu ganho. Foram analisados os esforços de corrente e tensão nos componentes, concluindo-se que os esforços de tensão sobre os interruptores são reduzidos pela metade, comparativamente ao conversor *Forward* duas chaves.

No Capítulo 4, foi apresentada uma metodologia para o dimensionamento do conversor *Forward* duas chaves híbrido a capacitor chaveado. Ao calcular as perdas de potência do conversor, concluiu-se que as perdas nos interruptores representam a maior parcela, por causa das perdas de comutação.

O Capítulo 5 foi dedicado à obtenção de uma função de transferência que represente o comportamento dinâmico do conversor, para assim projetar um controlador para a tensão de saída do conversor. O projeto do controlador de tensão foi desenvolvido definindo uma frequência de cruzamento para a qual os ruídos da frequência de comutação ficassem atenuados. Com o objetivo de ter um erro nulo em regime permanente, foi adotado um controlador proporcional integral PI.

Como motivação para trabalhos futuros são listadas algumas tarefas que podem ser realizadas:

- a) Construir o protótipo do conversor em laboratório, para assim validar de forma experimental os resultados teóricos obtidos;
- b) Desenvolver estudo detalhado das perdas do conversor;
- c) Obter as curvas de rendimento do conversor.

## REFERÊNCIAS

ARBOY, Clovis; COUSIN, B. **Analysis and design of a forward converter**. 2006. (Projet de fin d'études Genie Energetique). Ecole Navale et Groupe des Ecoles du Poulmic; Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.

BARBI, Ivo. **Conversores a capacitor chaveado**. Florianópolis: Edição do autor, 2019.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência**. Florianópolis: Edição do autor, 2006.

BARBI, Ivo. **Projetos de fontes chaveadas**. Florianópolis: Edição do autor, 2014.

BEN-YAAKOV, Sam; EVZELMAN, Michael. Generic and unified model of Switched Capacitor Converters. **2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009**, n. 2, p. 3501–3508, 2009.

BEN-YAAKOV, Shmuel Sam. Behavioral average modeling and equivalent circuit simulation of switched capacitors converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 2, p. 632–636, 2012.

CAÚS, Angelica. **Conversor CC-CC Meia Ponte Assimétrico a Capacitor Chaveado ZVS Aplicado ao Carregamento de Baterias**. 2020. 128 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2020.

CREE. **C3D10060A Z -Rec Rectifier**. Durham, NC, USA: Cree Inc., 2013. Disponível em: <https://datasheetspdf.com/pdf-file/785850/Cree/C3D10060A/1..>

GERARDI, Denise. **Conversores CC-CC para Aplicações com Elevada Tensão de Entrada e Alta Potência**. 2002. 136 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2002.

ILLA FONT, Carlos Henrique. **Grampeamento ativo para estágios retificadores de saída de conversores cc-cc isolados**. 2003. 109 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2003.

IOINOVICI, Adrian. Switched-Capacitor Power Electronics Circuits. **IEEE Electrical Insulation Magazine**, v. 36, n. 5, p. 55, 2001.

KEMET. **C4AQ, Radial, 2 or 4 Leads, 500 - 1,500 VDC, for DC Link (Automotive Grade)**. Fort Lauderdale, FL, USA: KEMET Electronics Corporation., 2018. Disponível em: <https://datasheetspdf.com/pdf-file/1370940/KEMET/C4AQ/1..>

KIMBALL, Jonathan W.; KREIN, Philip T. Analysis and design of switched capacitor converters. **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, v. 3, p. 1473–1477, 2005.

LEANDRO, Guilherme Martins. **Conversor CC-CC LLC híbrido a capacitor chaveado ZVS-FM**. 2019. 253 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2019.

MARTINS, G. **Estudo de conversores a capacitores chaveados**. 2013. 161 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013.

MCLYMAN, Colonel Wm. T. **Transformer and Inductor Design Handbook**. New York: M Dekker, 2017.

NICHICON. **ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS UVR**. Jalan P10/10, Kawasan Perindustrian Miel, 43000 Bandar Baru Bangi, Selangor, Malásia: Copyright (C) NICHICON CORPORATION, 2021. Disponível em: [https://br.mouser.com/datasheet/2/293/e\\_uvr-1889929.pdf](https://br.mouser.com/datasheet/2/293/e_uvr-1889929.pdf).

ON SEMICONDUCTOR. **MBR40250G, MBR40250TG, MBRF40250TG, MBRB40250TG: Switch-mode Schottky Power Rectifier 250 V, 40 A**. Denver, CO, USA: ON Semiconductor, 2016. Disponível em: <https://datasheetspdf.com/pdf-file/916390/ONSemiconductor/MBR40250G/1>.

PAGLIOSA, A. Mauro. **Contribuição ao estudo de um conversor CC-CC isolado de 1,5kW aplicado a célula combustível**. 2005. 91 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.

POSSAMAI, Carlos Eduardo. **Conversor modular aplicado ao carregamento de veículos elétricos a partir de uma bateria estacionária residencial**. 2018. 210 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2018.

RASHID, MUHAMMAD H. **Power electronics handbook**. Burlington, MA: Elsevier, 2001.

ROHM. **SCT3120AL N-channel SiC power MOSFET**. Datasheet. S.l.: Rohm Co. Ltd., 2016. Disponível em: <https://www.rohm.co.jp/products/sic-power-devices/sic-mosfet/sct3120al-product>.

SEVERNS, Rudy. The history of Forward Converter. **Switching Power Magazine**, p. 20–22, jul. 2000.

SILVA, Rogerio. **Fonte auxiliar alimentada em média tensão baseada na integração do conversor forward com células de capacitor chaveado**. 2018. 359

f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2018.

SILVA, Rogerio; LAZZARIN, Telles Brunelli; BARBI, Ivo. Reduced Switch Count Step-Up / Step-Down AC – AC Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 11, p. 8422–8432, 2018.

TANZAWA, Toru. Innovation of Switched-Capacitor Voltage Multiplier : Part 1. A Brief History. **IEE Solid-State Circuits Magazine**, v. 8, n. 1, p. 51–59, jan. 2016.

TDK. **Ferrites and accessories E 55/28/25 Core**. [S.l.]: EPCOS AG, 2017. Disponível em: [https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/e\\_55\\_28\\_25.pdf](https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/e_55_28_25.pdf).

TDK. **Ferrites and accessories E 70/33/32 Core and accessories**. [S.l.]: EPCOS AG, 2018. Disponível em: [https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/ferrite/ferrite/ferrite-core/data\\_sheet/80/db/fer/e\\_70\\_33\\_32.pdf](https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/ferrite/ferrite/ferrite-core/data_sheet/80/db/fer/e_70_33_32.pdf).

WU, Tsai Fu; CHEN, Yu Kai. A systematic and unified approach to modeling PWM DC/DC converters based on the graft scheme. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 45, n. 1, p. 88–98, 1998.

**APÊNDICE A – PLANILHA EM MATHCAD PARA VALIDAR AS EXPRESSÕES  
DA CORRENTE E TENSÃO DOS CAPACITORES DA CÉLULA LADDER**

# Validação das expressões da corrente e tensão dos capacitores da célula ladder



Universidade Federal de Santa Catarina  
Aluna de Mestrado: Amanda Lahera Guerra  
Orientador: Prof. Ivo Barbi

## Parâmetros do conversor

$$f_s := 100000\text{Hz} \quad V_{in} := 800\text{V} \quad P := 1200\text{W} \quad V_o := 60\text{V} \quad n := \frac{6}{12} = 0.5 \quad R_s := 0.156\Omega$$

$$T_s := \frac{1}{f_s} = 1 \times 10^{-5}\text{s} \quad R_o := \frac{V_o^2}{P} = 3\Omega \quad C_1 := 20 \cdot 10^{-6}\text{F} \quad C_{sc} := 20 \cdot 10^{-6}\text{F} \quad I_o := \frac{V_o}{R_o} = 20\text{A}$$

$$D := \frac{V_o}{V_{in}} \cdot \frac{2}{n} = 0.3 \quad I_{op} := I_o \cdot n = 10\text{A} \quad I_{Lo} := I_o = 20\text{A}$$

## CAPACITORES CÉLULA LADDER

$$D_i := \frac{V_o}{V_{in}} \cdot \frac{2}{n} = 0.3 \quad \alpha := 2 \cdot R_s \cdot C_{sc} = 6.24 \times 10^{-6}\text{s} \quad \beta := \frac{C_1 + C_{sc}}{C_1} = 2 \quad \tau_c := \frac{\alpha}{\beta} = 3.12 \times 10^{-6}\text{s}$$

$$\tau_d := \frac{\alpha}{2\beta} = 1.56 \times 10^{-6}\text{s}$$

$$v_{Csc_{min}} := \frac{V_{in}}{2} - \frac{I_{op} \cdot D_i \cdot T_s}{4} \cdot \left( \frac{C_1 + C_{sc}}{C_1 \cdot C_{sc}} \right) - \frac{I_{op} \cdot R_s}{2} \cdot \left( \frac{C_{sc} - C_1}{C_1 + C_{sc}} \right) + \frac{I_{op} \cdot D_i \cdot T_s}{4 \cdot C_{sc}} \cdot \left[ \frac{\beta}{1 - e^{-\frac{(1-D_i) \cdot T_s}{\tau_d}}} \right] + \frac{I_{op} \cdot D_i \cdot T_s}{2} \cdot \left( \frac{C_{sc} - C_1}{2C_1 \cdot C_{sc}} \right) \cdot \left( \frac{1}{1 - e^{-\frac{(1-D_i) \cdot T_s}{\tau_d}}} \right)$$

$$v_{Csc_{min}} = 400.008535\text{V}$$

$$v_{Csc_{max}} := v_{Csc_{min}} + \frac{I_{op} \cdot D_i}{2 \cdot f_s \cdot C_{sc}} = 400.758535\text{V}$$

$$v_{C1_{min}} := \frac{V_{in}}{2} - \frac{I_{op} \cdot D_i \cdot T_s}{4} \cdot \left( \frac{C_1 + C_{sc}}{C_1 \cdot C_{sc}} \right) + \frac{I_{op} \cdot R_s}{2} \cdot \left( \frac{C_{sc} - C_1}{C_1 + C_{sc}} \right) + \frac{I_{op} \cdot D_i \cdot T_s}{4 \cdot C_{sc}} \cdot \left[ \frac{\beta}{1 - e^{-\frac{(1-D_i) \cdot T_s}{\tau_d}}} \right] - \frac{I_{op} \cdot D_i \cdot T_s}{2} \cdot \left( \frac{C_{sc} - C_1}{2C_1 \cdot C_{sc}} \right) \cdot \left( \frac{1}{1 - e^{-\frac{(1-D_i) \cdot T_s}{\tau_d}}} \right)$$

$$v_{C1_{min}} = 400.008535\text{V}$$

$$v_{C1_{max}} := v_{Csc_{min}} + \frac{I_{op} \cdot D_i}{2 \cdot f_s \cdot C_{sc}} = 400.758535\text{V}$$



## TENSÕES E CORRENTES NA ETAPA DE CARGA

$$K_1 := \left[ \frac{vC1_{\min}}{\alpha} - \frac{I_{op} \cdot R_s}{\alpha} \cdot \left( \frac{2 \cdot C_{sc}}{C_1 \cdot \beta} - 1 \right) - \frac{vCsc_{\min}}{\alpha} \right] = 0 \frac{1}{s} \cdot V$$

$$K_2 := vCsc_{\min} + K_1 \cdot \tau_c = 400.008535 V$$

$$\frac{I_{op}}{\beta \cdot C_1} = 2.5 \times 10^5 \frac{m^2 \cdot kg}{A \cdot s^4}$$

$$vCsc_{carga}(t) := K_2 + K_1 \cdot s \cdot e^{\frac{-t}{\tau_c}} + \frac{I_{op}}{\beta \cdot C_1} \cdot t$$

$$iCsc_{carga}(t) := C_{sc} \cdot K_1 \cdot e^{\frac{-t}{\tau_c}} + \frac{I_{op} \cdot C_{sc}}{\beta \cdot C_1}$$

$$C_{sc} \cdot K_1 = 0 A \quad \frac{I_{op} \cdot C_{sc}}{\beta \cdot C_1} = 5 A$$

$$vC1_{carga}(t) := I_{op} \cdot R_s \cdot \left( \frac{2 \cdot C_{sc}}{C_1 \cdot \beta} - 1 \right) + K_2 + K_1 \cdot (\alpha - \tau_c) \cdot e^{\frac{-t}{\tau_c}} + \frac{I_{op}}{\beta \cdot C_1} \cdot t$$

$$I_{op} \cdot R_s \cdot \left( \frac{2 \cdot C_{sc}}{C_1 \cdot \beta} - 1 \right) = 0 V$$

$$iC1_{carga}(t) := C_1 \cdot K_1 \cdot (1 - \beta) \cdot e^{\frac{-t}{\tau_c}} + \frac{I_{op}}{\beta}$$

## TENSÕES E CORRENTES NA ETAPA DE DESCARGA

$$K_3 := vCsc_{\max} - \frac{vC1_{\max} + vCsc_{\max} - V_{in}}{\beta} = 400 V$$

$$K_4 := \frac{vC1_{\max} + vCsc_{\max} - V_{in}}{\beta} = 0.759 V$$

$$vCsc_{desc}(t) := K_3 + K_4 \cdot e^{\frac{-(t-D_1 \cdot T_s)}{\tau_d}}$$

$$iCsc_{desc}(t) := \frac{-C_{sc} \cdot K_4}{\tau_d} \cdot e^{\frac{-(t-D_1 \cdot T_s)}{\tau_d}}$$

$$\frac{-C_{sc} \cdot K_4}{\tau_d} = -9.725 \text{ A}$$

$$v_{C1\_desc}(t) := V_{in} - K_3 - K_4 \cdot (1 - \beta) \cdot e^{\frac{-(t-D_i \cdot T_s)}{\tau_d}}$$

$$K_4 \cdot (1 - \beta) = -0.759 \text{ V}$$

$$i_{C1\_desc}(t) := \left[ \frac{C_{sc} \cdot K_4}{\tau_d} \cdot (1 - \beta) \right] \cdot e^{\frac{-(t-D_i \cdot T_s)}{\tau_d}}$$

$$\frac{C_{sc} \cdot K_4}{\tau_d} \cdot (1 - \beta) = -9.725 \text{ A}$$

## Definição das funções por parte

$$v_{CSC}(t) := \begin{cases} v_{Csc\_carga}(t) & \text{if } 0 \leq t \leq D_i \cdot T_s \\ v_{Csc\_desc}(t) & \text{if } D_i \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$

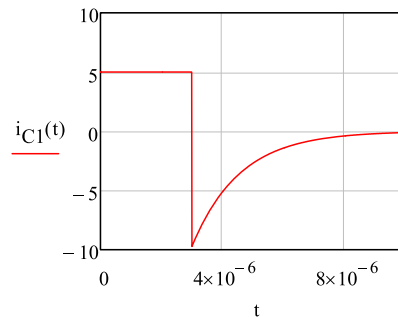
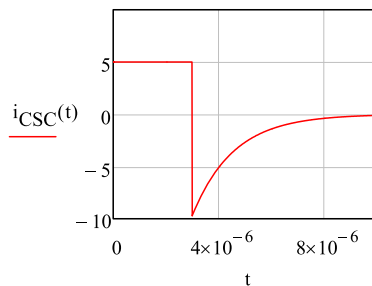
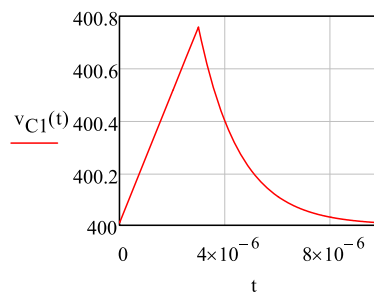
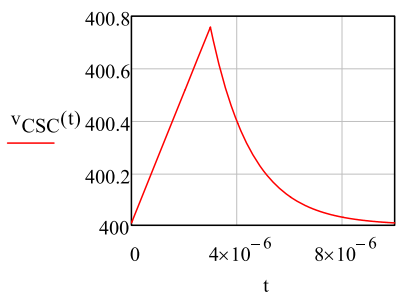
$$i_{CSC}(t) := \begin{cases} i_{Csc\_carga}(t) & \text{if } 0 \leq t \leq D_i \cdot T_s \\ i_{Csc\_desc}(t) & \text{if } D_i \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$$v_{C1}(t) := \begin{cases} v_{C1\_carga}(t) & \text{if } 0 \leq t \leq D_i \cdot T_s \\ v_{C1\_desc}(t) & \text{if } D_i \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$$i_{C1}(t) := \begin{cases} i_{C1\_carga}(t) & \text{if } 0 \leq t \leq D_i \cdot T_s \\ i_{C1\_desc}(t) & \text{if } D_i \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$$i_{Csc\_desc}(D_i \cdot T_s) = -9.724811 \text{ A} \quad (i_{C1\_desc}(D_i \cdot T_s)) = -9.724811 \text{ A}$$

## Gráficas das funções obtidas



## Cálculo de valores médios e eficazes

$$iCSC_{med} := \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D_i \cdot T_s} iCsc_{carga}(t) dt + \int_{D_i \cdot T_s}^{T_s} iCsc_{desc}(t) dt \right) = 1.457 \times 10^{-14} \text{ A}$$

$$iCSC_{ef} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{D_i \cdot T_s} (iCsc_{carga}(t))^2 dt + \int_{D_i \cdot T_s}^{T_s} (iCsc_{desc}(t))^2 dt \right]} = 3.8569 \text{ A}$$

$$iCSC_{ef1} := \sqrt{C_{sc}^2 \cdot \left( \frac{I_{op}}{\beta \cdot C_1} \right)^2 \cdot D_i + C_{sc}^2 \cdot K_1^2 \cdot \frac{\tau_c}{2} \cdot f_s \cdot \left[ 1 - e^{-\frac{-2 \cdot D_i \cdot T_s}{\tau_c}} \right] + C_{sc}^2 \cdot K_4^2 \cdot \frac{1}{2 \tau_d} \cdot \left[ 1 - e^{-\frac{-2 \cdot (1-D_i) \cdot T_s}{\tau_d}} \right]} \cdot f_s} = 3.8569 \text{ A}$$

$$iCl_{med} := \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D_i \cdot T_s} iCl_{carga}(t) dt + \int_{D_i \cdot T_s}^{T_s} iCl_{desc}(t) dt \right) = 1.457 \times 10^{-14} \text{ A}$$

$$iCl_{ef} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{D_i \cdot T_s} (iCl_{carga}(t))^2 dt + \int_{D_i \cdot T_s}^{T_s} (iCl_{desc}(t))^2 dt \right]} = 3.8569 \text{ A}$$

$$iCl_{ef1} := \sqrt{\left( \frac{I_{op}}{\beta} \right)^2 \cdot D_i + f_s \cdot [C_1 \cdot K_1 \cdot (1 - \beta)]^2 \cdot \frac{\tau_c}{2} \cdot \left[ 1 - e^{-\frac{-2 \cdot D_i \cdot T_s}{\tau_c}} \right] + f_s \cdot \frac{1}{2 \tau_d} \cdot [C_1 \cdot K_4 \cdot (1 - \beta)]^2 \cdot \left[ 1 - e^{-\frac{-2 \cdot (1-D_i) \cdot T_s}{\tau_d}} \right]} = 3.8569 \text{ A}$$

$$vCSC_{med} := \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D_i \cdot T_s} vCsc_{carga}(t) dt + \int_{D_i \cdot T_s}^{T_s} vCsc_{desc}(t) dt \right) = 400.2321 \text{ V}$$

$$vCSC_{med1} := K_2 \cdot D_i + \frac{K_1 \cdot s}{T_s} \cdot \tau_c \cdot \left[ 1 - e^{-\frac{-D_i \cdot T_s}{\tau_c}} \right] + \frac{I_{op} \cdot D_i^2 \cdot T_s}{2 \beta \cdot C_1} + (1 - D_i) \cdot K_3 + \frac{1}{T_s} \cdot K_4 \cdot \tau_d \cdot \left[ 1 - e^{-\frac{-(1-D_i) \cdot T_s}{\tau_d}} \right] = 400.2321 \text{ V}$$

$$vCl_{med} := \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D_i \cdot T_s} vCl_{carga}(t) dt + \int_{D_i \cdot T_s}^{T_s} vCl_{desc}(t) dt \right) = 400.2321 \text{ V}$$

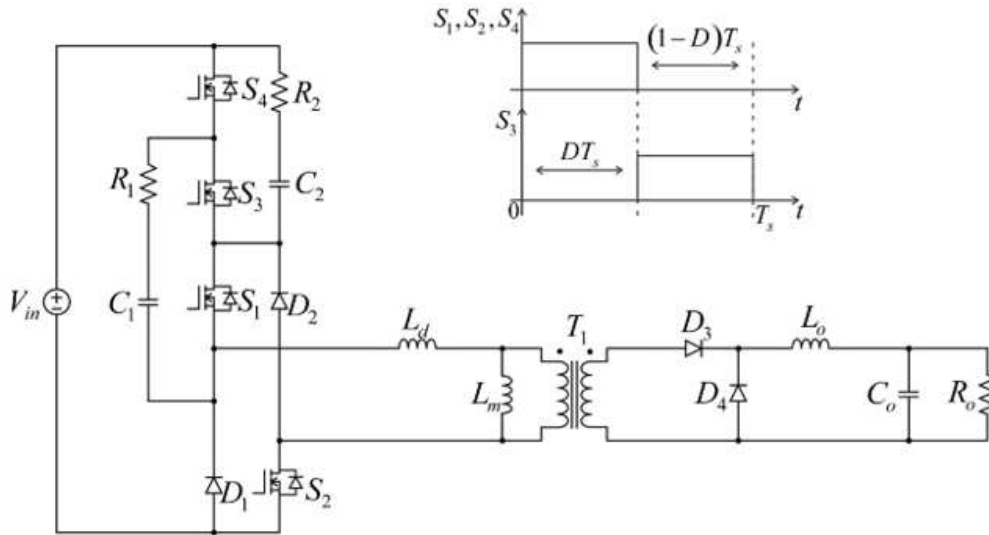
$$vCl_{med1} := D_i \cdot I_{op} \cdot R_s \cdot \left( \frac{2 \cdot C_{sc}}{C_1 \cdot \beta} - 1 \right) + K_2 \cdot D_i + \frac{K_1}{T_s} \cdot (\alpha - \tau_c) \cdot \tau_c \cdot \left[ 1 - e^{-\frac{-D_i \cdot T_s}{\tau_c}} \right] + \frac{I_{op} \cdot D_i^2 \cdot T_s}{2 \cdot \beta \cdot C_1} + V_{in} \cdot (1 - D_i) - K_3 \cdot (1 - D_i) - \frac{K_4}{T_s} \cdot (1 - D_i) \cdot \tau_d \cdot \left[ 1 - e^{-\frac{-(1-D_i) \cdot T_s}{\tau_d}} \right]$$

$$vCl_{med1} = 400.232061 \text{ V}$$

**APÊNDICE B – PLANILHA EM MATHCAD DO PROJETO E  
DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR FORWARD DUAS CHAVES HÍBRIDO**

# Dimensionamento do Conversor Forward duas Chaves Híbrido

Universidade Federal de Santa Catarina  
Aluna de Mestrado: Amanda Lahera Guerra  
Orientador: Prof. Ivo Barbi



## Especificações de projeto:

$P_o := 1200W$	-----	■ Potência nominal do conversor (W)
$V_{in} := 800V$	-----	■ Tensão de entrada (V)
$\Delta V_{in}\% := 20\%$	-----	■ Ondulação da tensão de entrada (%)
$V_o := 60V$	-----	■ Tensão de saída (V)
$f_s := 100kHz$	-----	■ Frequência de comutação (kHz)
$\Delta i_{Lo}\% := 15\%$	-----	■ Ondulação da corrente no indutor $L_o$ (%)
$\Delta V_o\% := 5\%$	-----	■ Ondulação da tensão de saída (%)
$\Delta D_{max} := 5\% = 0.05$	-----	■ Perda de razão cíclica máxima (%)
$D_{max} := 0.45$	-----	■ razão cíclica máxima

## Cálculos iniciais:

$V_{inMin} := V_{in} - V_{in} \cdot \Delta V_{in}\% = 640V$	-----	■ Tensão mínima de entrada (V)
$V_{inMax} := V_{in} + V_{in} \cdot \Delta V_{in}\% = 960V$	-----	■ Tensão máxima de entrada (V)

$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 20A$  ----- ■ Corrente de saída nominal (A)

$T_s := \frac{1}{f_s} = 10 \cdot \mu s$  ----- ■ Período de comutação ( $\mu s$ )

$\Delta V_o := V_o \cdot \Delta V_o\% = 3V$

$\Delta i_{Lo} := I_o \cdot \Delta i_{Lo}\% = 3A$

$I_{Lo\_m\acute{a}x} := I_o + \frac{\Delta i_{Lo}}{2} = 21.5A$        $I_{Lo\_m\acute{i}n} := I_o - \frac{\Delta i_{Lo}}{2} = 18.5A$

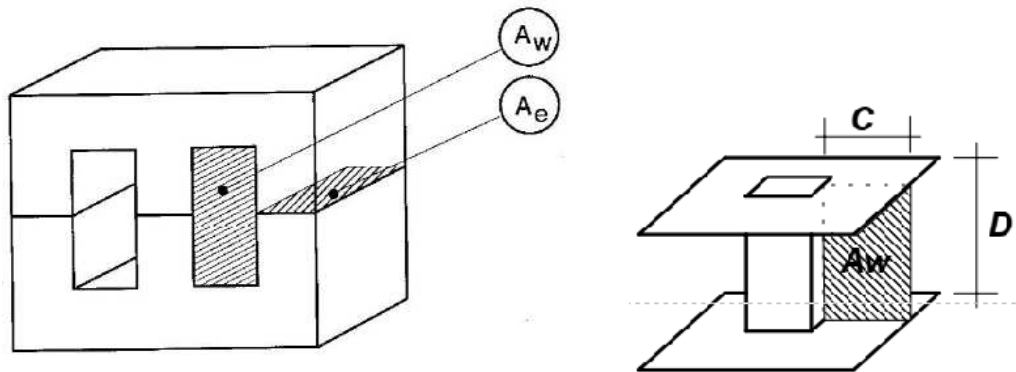
$I_{Lo} := I_o$

# 1-PROJETO DO TRANSFORMADOR

O projeto será desenvolvido a partir da metodologia apresentada em livro FONTES CHAVEADAS de Ivo Barbi

## SELEÇÃO DO NÚCLEO

Se decidiu usar núcleo de ferrite dado que núcleos de ferro laminado não são boa escolha para altas frequências pois as perdas por histerese aumentam com o aumento da frequência. Embora o núcleo de ferrite seja o adequado para a aplicação, ele apresenta algumas desvantagens tais como uma baixa densidade de fluxo de saturação. O núcleo escolhido foi do tipo EE.



Para escolher o modelo do núcleo é preciso calcular as suas áreas  $A_e$  e  $A_w$ , a partir da aplicação da lei de Faraday.

Seja a Lei de Faraday:

$$E dt = N d\phi$$

$$\frac{V_{in}}{2} \cdot T_1 = N_p \cdot \Delta B \cdot A_e$$

Isolando  $A_e$ :

$$A_e = \frac{V_{in.min} \cdot T_{1.max}}{2N_p \cdot \Delta B}$$

$T_{1.max}$  —————  $D_{max} \cdot T$

$N_p$  ————— Número de espiras do enrolamento primário

$A_e$  ————— Área efetiva da perna central do núcleo

$\Delta B$  ————— Variação de densidade de fluxo magnético

$$T_{1.max} = D_{max} \cdot T_s = \frac{D_{max}}{f_s}$$

Substituindo:

$$A_e = \frac{V_{in.min} \cdot D_{max}}{2N_p \cdot \Delta B \cdot f_s}$$

$$D_{max} = 0.5$$

$$A_e = \frac{V_{in.min}}{4 \cdot N_p \cdot \Delta B \cdot f_s}$$

## Sejam as definições:

$A_w$  ————— Área da janela do núcleo (onde é situado o enrolamento)

$k_w$  ————— Fator de enrolamento, igual a 0.4 para os transformadores, devido ao material isolante que os separa

$A_w \cdot k_w$  ————— Área total ocupada pelo cobre

$A_p$  ————— Área do enrolamento primário

$A_s$  ————— Área do enrolamento secundário

$k_p$  ————— Fator de utilização do enrolamento primário

$$A_p = A_w \cdot k_w \cdot k_p$$

Se assume que o cobre do enrolamento primário ocupe a metade da área total do cobre. Desse modo:

$$A_s = A_p$$

Considerando:

$$N_p \cdot I_p = A_p \cdot J = k_w \cdot k_p \cdot A_w \cdot J \quad J \text{ ————— Densidade de corrente elétrica}$$

$$N_p = \frac{k_w \cdot k_p \cdot A_w \cdot J}{I_p}$$

$$I_p = \frac{4 \cdot P_o}{V_{in.min}}$$

Assim:

$$N_p = \frac{k_w \cdot k_p \cdot A_w \cdot J \cdot V_{in.min}}{4 \cdot P_o}$$

$$A_w = \frac{4 \cdot P_o \cdot N_p}{k_w \cdot k_p \cdot J \cdot V_{in.min}}$$

## Variáveis consideradas:

$$k_w := 0.5 \quad k_p := 0.5 \quad J_{max} := 450 \frac{A}{cm^2}$$

$\Delta B := 0.1 T$  Para evitar saturação do núcleo, deve-se evitar que o fluxo magnético se aproxime do ponto de saturação.  
Para os núcleos N87 da EPCOS, o  $B_{sat}$  é de 0.32 T

$$B_{max} := 0.05 T$$

Multiplicando  $A_e$  e  $A_w$ , obtém-se esse parâmetro.

$$A_e \cdot A_w = \frac{V_{in.min}}{4 \cdot N_p \cdot \Delta B \cdot f_s} \cdot \frac{4 \cdot P_o \cdot N_p}{k_w \cdot k_p \cdot J \cdot V_{in.min}}$$

Com as simplificações matemáticas correspondentes:

$$A_e A_w_{calc} := \frac{P_o}{k_w \cdot k_p \cdot J_{max} \cdot f_s \cdot \Delta B} = 10.667 \cdot cm^4$$

$$A_e \cdot A_w = 10.667 cm^4$$

O núcleo a escolher deve ter um valor de  $A_e A_w$  maior que o calculado. Para isso se analisa a tabela de núcleos de Ferrite, do livro Fontes Chaveadas, de Ivo Barbi.

Núcleo	$A_e$ (cm <sup>2</sup> )	$A_w$ (cm <sup>2</sup> )	$l_e$ (cm)	$l_t$ (cm)	$v_e$ (cm <sup>3</sup> )	$A_e A_w$ (cm <sup>4</sup> )
E-20	0,312	0,26	4,28	3,8	1,34	0,08
E-30/7	0,60	0,80	6,7	5,6	4,00	0,48
E-30/14	1,20	0,85	6,7	6,7	8,00	1,02
E-42/15	1,81	1,57	9,7	8,7	17,10	2,84
E-42/20	2,40	1,57	9,7	10,5	23,30	3,77
E-55	3,54	2,50	1,2	11,6	42,50	8,85

**E-42/21/20    2,34    1,72    0,97    10    22,7    3.23**

**E-55/28/21    3,54    2,80    12,4    11,3    43,9    9,912**

**E-70/33/32    6,83    3,89    14,9    23,05    102    26.569**

Foi escolhido então o núcleo E-70/33/32, da EPCOS.

## PARÂMETROS DO NÚCLEO ESCOLHIDO

$A_w := 3.89\text{cm}^2$  -----■ Área da janela do núcleo

$A_e := 6.83\text{cm}^2$  -----■ Área da perna central do núcleo

$A_e A_w := 26.569\text{cm}^4$  -----■ Produto das áreas

$V_e := 102\text{cm}^3$  -----■ Volume do núcleo

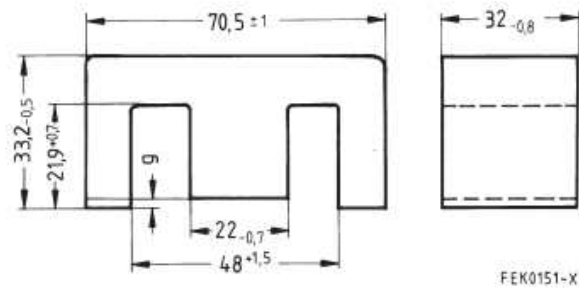
$l_e := 14.9\text{cm}$  -----■ Comprimento do caminho magnético

$l_t := 23.05\text{cm}$  -----■ Comprimento médio de uma espira

$\mu_r := 1.7 \cdot 10^3$  -----■ Permeabilidade magnética relativa

$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$  -----■ Permeabilidade do ar





Após o núcleo ter sido escolhido, determina-se o número de espiras do primário, a partir da equação da  $A_e$ .

$$N_p = \frac{V_{in}}{4A_e \cdot \Delta B \cdot f_s}$$

$$N_{px} := \frac{V_{inMin}}{4 \cdot A_e \cdot \Delta B \cdot f_s} = 23.426$$

Esse valor deve ser arredondado, dado que o número de espiras não pode ser um valor não-inteiro.

$$N_p := \text{round}(N_{px}) = 23$$

## Cálculo da indutância magnetizante

$l_g := 0.2\text{mm}$  ----- ■ Entreferro

$$L_m := \frac{N_p^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{l_g} = 2.27 \cdot \text{mH}$$

$$L_d := 15.066 \mu\text{H}$$

$$\lambda := \frac{L_m}{L_m + L_d} = 0.993$$

$$\frac{L_m}{L_d} = 150.681$$

A relação de espiras do transformador é obtida pela equação que define o ganho do conversor.

$$q = \frac{n \cdot D}{2} \cdot \lambda - \frac{n \cdot f_s \cdot L_d \cdot \lambda \cdot I_o \cdot n}{V_{in}}$$

A relação de espiras do transformador é obtida pela equação que define o ganho do conversor. O segundo termo representa a perda de razão cíclica, por tanto se substitue esse membro pela máxima perda de razão cíclica definida para o projeto  $\Delta D_{max} = 5\%$ .

$$q = \frac{n}{2} \lambda \cdot \left( D - \frac{2 \cdot f_s \cdot L_d \cdot I_o \cdot n}{V_{in}} \right)$$

$$q = \frac{n}{2} \lambda \cdot (D - \Delta D)$$

$$n_x := \frac{\frac{2 \cdot V_o}{V_{in}}}{\lambda \cdot (D_{max} - \Delta D_{max})} = 0.37749$$

O número de espiras do enrolamento secundario é dado por:

$$N_{sx} := n_x \cdot N_p = 8.682$$

Esse valor deve ser arredondado, dado que o número de espiras não pode ser um valor não-inteiro.

$$N_s := \text{round}(N_{sx}) = 9$$

Adjustando a relação de transformação:

$$n := \frac{N_s}{N_p} = 0.3913$$

## SELEÇÃO DOS FIOS

A área da seção transversal mínima necessária para o condutor no enrolamento primário e secundário é:

$$S_{\text{fio}_p} := \frac{I_o \cdot n}{J_{\text{max}}} = 0.017 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{fio}_s} := \frac{I_o}{J_{\text{max}}} = 0.044 \cdot \text{cm}^2$$

Quando um condutor é exposto a alta frequência, a corrente que flui através dele tende a se distribuir pela periferia, o que é conhecido como efeito pelicular. Tal efeito reduz a área efetiva do condutor. A profundidade de penetração devido ao efeito pelicular pode ser calculada.

$$\Delta := \frac{7.6}{\sqrt{f_s}} \cdot \frac{\text{cm}}{\sqrt{s}} = 0.024 \cdot \text{cm}$$

7.6 é um valor empírico para enrolamentos de cobre operando a 100°C (UNITRODE pag 25)

O diâmetro máximo que deve possuir o condutor escolhido será duas vezes a profundidade de penetração.

$$d_{\text{max}} := 2 \cdot \Delta = 0.048 \cdot \text{cm}$$

Analisando a tabela de fios podem ser excluídos aqueles que tem diâmetro maior que o diâmetro máximo calculado. Desse modo a partir do fio AWG25 podem ser escolhido qualquer deles para as bobinas. O fio escolhido para os enrolamentos primário e secundário é o AWG38.

A seção transversal do fio AWG38 não isolado é 0,000080cm<sup>2</sup> e a seção transversal do fio AWG38 isolado é de 0,000130cm<sup>2</sup>.

$$S_{\text{AWG38}_{\text{cu}}} := 0.000080 \text{cm}^2$$

$$S_{\text{AWG38}_{\text{isol}}} := 0.00013 \text{cm}^2$$

Tabela 3

AWG	Diâmetro Cobre (cm)	Área Cobre (cm <sup>2</sup> )	Diâmetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm <sup>2</sup> )	OHMS/CM 20 °C	OHMS/CM 100 °C	AMP. para 450A/cm <sup>2</sup>
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055	18,778
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427

16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847

22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459

AWG	Diâmetro Cobre (cm)	Área Cobre (cm <sup>2</sup> )	Diâmetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm <sup>2</sup> )	OHMS/CM 20 °C	OHMS/CM 100 °C	AMP. para 450A/cm <sup>2</sup>
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845	0,364
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587	0,289
30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523	0,229
31	0,023	0,000404	0,027	0,000568	0,004269	0,005704	0,182
32	0,020	0,000320	0,024	0,000459	0,005384	0,007192	0,144
33	0,018	0,000254	0,022	0,000371	0,006789	0,009070	0,114

34	0,016	0,000201	0,020	0,000300	0,008560	0,011437	0,091
35	0,014	0,000160	0,018	0,000243	0,010795	0,014422	0,072
36	0,013	0,000127	0,016	0,000197	0,013612	0,018186	0,057
37	0,011	0,000100	0,014	0,000160	0,017165	0,022932	0,045
38	0,010	0,000080	0,013	0,000130	0,021644	0,028917	0,036
39	0,009	0,000063	0,012	0,000106	0,027293	0,036464	0,028

40	0,008	0,000050	0,010	0,000086	0,034417	0,045981	0,023
41	0,007	0,000040	0,009	0,000070	0,043399	0,057982	0,018

Dado que o fio escolhido tem menor seção transversal que as seções transversais calculadas para os condutores (0.017cm<sup>2</sup> e 0.044cm<sup>2</sup>), é necessário associar condutores em paralelo a fim de que a corrente seja conduzida sem provocar superaquecimento nos fios condutores.

$$N_{\text{fios\_paralelo\_prim}} := \frac{S_{\text{fio\_p}}}{S_{\text{AWG38\_cu}}} = 217.391$$

$$N_{\text{fios\_paralelo\_sec}} := \frac{S_{\text{fio\_s}}}{S_{\text{AWG38\_cu}}} = 555.556$$

Arredondando:

$$N_{\text{f\_prim}} := 218$$

$$N_{\text{f\_sec}} := 556$$

Será utilizado fio Litz, contendo 220 e 90 fios AWG38. Com isso, para o primário, serão 220 fios em paralelo y para o secundário serão 220\*2+90\*2 fios em paralelo.

$$N_{\text{fios\_primario}} := 220$$

$$N_{\text{fios\_secundário}} := 620$$

$$N_{p\_litz} := \frac{N_{\text{fios\_primario}}}{220} = 1$$

$$N_{s\_litz} := \frac{N_{\text{fios\_secundário}}}{310} = 2$$

Para o núcleo escolhido o comprimento médio de uma espira é de 23.05cm.

$$l_{\text{espira}} := 23.05 \text{ cm}$$

O tamanho do fio pode ser calculado:

$$\text{Tam}_{\text{prim}} := N_p \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_{p\_litz} = 5.301 \text{ m}$$

$$\text{Tam}_{\text{sec}} := N_s \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_{s\_litz} = 4.149 \text{ m}$$

### **Possibilidade de execução:**

É preciso determinar se é possível garantir que todos os fios caberão no núcleo escolhido. Para isso, é necessário fazer uma verificação para determinar se será viável o projeto.

$$A_{w\_min} := 1.1 \cdot \frac{N_p \cdot N_{\text{fios\_primario}} \cdot S_{\text{AWG38\_isol}} + N_s \cdot N_{\text{fios\_secundário}} \cdot S_{\text{AWG38\_isol}}}{k_w} = 3.043 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Exec} := \frac{A_{w\_min}}{A_w} = 0.782$$

Se a variável EXEC foi menor que 1, então é possível construir o transformador. Caso não seja possível, deve-se ajustar os parâmetros Bmax, Jmax, tipo do fio, ou até mesmo escolher outro núcleo.

Definidos os parâmetros constructivos do transformador, podem ser calculadas suas perdas. A perda total é dada pelo somatório entre as perdas nos enrolamentos primário e secundário e a perda no núcleo.

### **PERDAS DE COBRE**

$$R_{\text{AWG38}} := 0.029 \frac{\Omega}{\text{cm}} \quad I_{\text{prim\_ef}} := 5.2757024 \text{ A} \quad I_{\text{sec\_ef}} := 12.872219 \text{ A}$$

$$R_{\text{fio\_prim}} := \frac{N_p \cdot R_{\text{AWG38}} \cdot l_{\text{espira}}}{N_{\text{fios\_primario}}} = 0.07 \Omega$$

$$R_{\text{fio\_sec}} := \frac{N_s \cdot R_{\text{AWG38}} \cdot l_{\text{espira}}}{N_{\text{fios\_secundário}}} = 9.703 \times 10^{-3} \Omega$$

$$P_{\text{cobre\_primario}} := R_{\text{fio\_prim}} \cdot (I_{\text{prim\_ef}})^2 = 1.945 \text{ W}$$

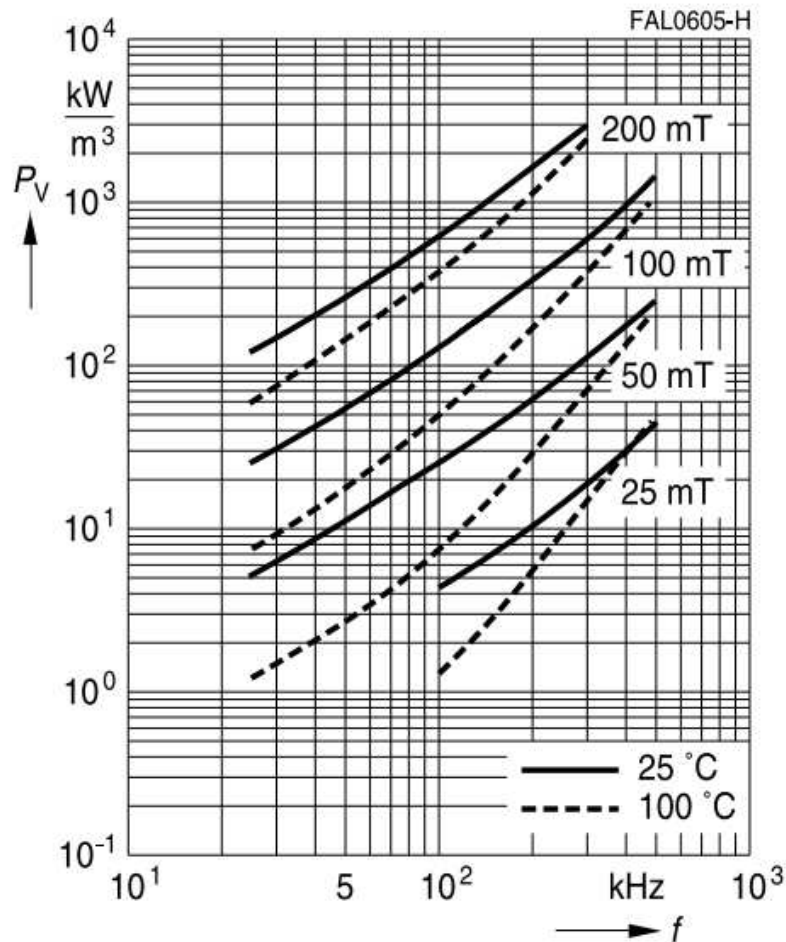
$$P_{\text{cobre\_secundario}} := R_{\text{fio\_sec}} \cdot (I_{\text{sec\_ef}})^2 = 1.608 \text{ W}$$

$$P_{\text{cobre\_total}} := P_{\text{cobre\_primario}} + P_{\text{cobre\_secundario}} = 3.553 \text{ W}$$

### **PERDAS NO NÚCLEO**

Empregando o datasheet do fabricante para o material N87 é possível determinar as perdas, para um valor de  $\Delta B=0.1$ ,  $T=100$  garus e  $f_s=100$ kHz.

$$P_{\text{nuc}} := 50 \frac{\text{kW}}{\text{m}^3} \cdot V_e = 5.1 \text{ W}$$



A partir do material PROJETO FÍSICO DE INDUTORES E TRANSFORMADORES de Ivo Barbi, pode ser calculada também a perda do núcleo como:

$$P_{\text{núcleo}} = \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_e$$

$K_h$  ————— coeficiente de perdas por histerese ( $4 \cdot 10^{-5}$  para núcleos da Thornton)

$K_f$  ————— coeficiente de perdas por correntes parasitas ( $4 \cdot 10^{-10}$  para núcleos da Thornton)

$$K_h := 4 \cdot 10^{-5} \quad K_f := 4 \cdot 10^{-10}$$

$$P_{\text{núcleo}} := \left( \frac{\Delta B}{T} \right)^{2.4} \cdot \left[ K_h \cdot \frac{f_s}{\text{Hz}} + K_f \cdot \left( \frac{f_s}{\text{Hz}} \right)^2 \right] \cdot \frac{V_e}{\text{cm}^3} = 3.249$$

### PERDAS TOTAIS NO TRANSFORMADOR:

$$P_{\text{Tr\_total}} := P_{\text{núcleo}} \cdot W + P_{\text{cobre\_total}} = 6.8014 \text{ W}$$

### TEMPERATURA:

É preciso garantir que o núcleo e os enrolamentos do transformador não atinjam temperaturas acima das que podem suportar.

Resistência térmica do núcleo

$$AeAw_1 := 26.569$$

$$R_{\text{ter\_nucleo}} := 23 \cdot (\text{AeAw}_1)^{-0.37} = 6.835$$

$$R_{\text{ter}} := 6.835 \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$\Delta T := P_{\text{Tr\_total}} \cdot R_{\text{ter}} = 46.488 \cdot \Delta^\circ\text{C}$$

$$T_{\text{amb}} := 40 \Delta^\circ\text{C}$$

$$T_{\text{real}} := T_{\text{amb}} + \Delta T = 86.488 \cdot \Delta^\circ\text{C}$$

A temperatura de Curie dos materiais do tipo N87 é de aproximadamente 210 C, por tanto desde o ponto de vista da temperatura o projeto pode ser executado.

Uma vez projetado o transformador é possível calcular a razão cíclica nominal de operação do conversor.

$$t_a := \frac{2 \cdot L_d \cdot I_o \cdot n}{V_{\text{in}}} = 2.948 \times 10^{-7} \text{ s}$$

$$t_b := t_a = 2.948 \times 10^{-7} \text{ s}$$

$$\Delta D := t_a \cdot f_s = 0.029$$

$$D := \frac{V_o}{V_{\text{in}}} \cdot \frac{2}{n \cdot \lambda} + \Delta D = 0.4153543$$

## 2-FILTRO DE SAÍDA

$$D_e := \frac{2 \cdot V_o}{n \cdot V_{\text{in}} \cdot \lambda} = 0.3858773$$

**INDUTOR:**

$$L_o := \frac{V_{\text{in}} \cdot n \cdot \lambda}{8 f_s \cdot \Delta i_{L_o}} = 129.6 \cdot \mu\text{H}$$

$$\Delta i_{L_o\_real} := \frac{n \cdot \frac{V_{\text{in}}}{2} \cdot \lambda \cdot D_e \cdot (1 - D_e)}{L_o \cdot f_s} = 2.844 \text{ A}$$

**CAPACITOR:**

$$C_o := \frac{\Delta i_{L_o}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} = 1.25 \cdot \mu\text{F}$$

$$C_{o\_esc} := 220 \mu\text{F} \quad f_r := \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_{o\_esc}}} = 0.943 \cdot \text{kHz}$$

$$\Delta V_o\_real := \frac{\Delta i_{L_o\_real}}{8 \cdot f_s \cdot C_{o\_esc}} = 0.016157 \text{ V} \quad \frac{f_s}{f_r} = 106.084$$

$$I_{\text{Coef}} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[ \int_0^{D \cdot T_s} \left[ \frac{\Delta i_{L_o\_real}}{(D \cdot T_s)} \cdot t - \frac{\Delta i_{L_o\_real}}{2} \right]^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left[ \frac{-\Delta i_{L_o\_real}}{(1 - D) \cdot T_s} \cdot t + \Delta i_{L_o\_real} \cdot \frac{(1 + D)}{2 \cdot (1 - D)} \right]^2 dt \right]} = 0.82091 \text{ A}$$

Tabela 19 – Principais características do capacitor UVR2A221MHD.

Características	Valor
Capacitância (C)	220 $\mu F$
Tensão nominal	100 V
Ondulação nominal da corrente (85 °C)	930 mA
Tangente do ângulo de perdas (tan $\delta$ )	0,08 $\Omega$

Fonte – Autor, com base em (NICHICON, 2021)

Perdas no capacitor Co:

$$R_{SE} := 482.2 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$P_{Co} := R_{SE} \cdot I_{Coef}^2 = 0.325 \text{ W}$$

### 3-PROJETO DO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA

$$k_{w1} := 0.7 \quad I_{pk} := I_{Lo\_m\acute{a}x} \quad B_{max1} := 0.3T \quad J_{max1} := 500 \frac{A}{cm^2}$$

$$A_e A_{wLo} := \frac{L_o \cdot I_{pk}^2}{J_{max1} \cdot B_{max1} \cdot k_{w1}} = 5.704 \cdot cm^4$$

O núcleo a escolher deve ter um valor de  $A_e A_w$  maior que o calculado. Para isso se analisa a tabela de núcleos de Ferrite, do livro Fontes Chaveadas, de Ivo Barbi.

Núcleo	$A_e$ (cm <sup>2</sup> )	$A_w$ (cm <sup>2</sup> )	$l_e$ (cm)	$l_t$ (cm)	$v_e$ (cm <sup>3</sup> )	$A_e A_w$ (cm <sup>4</sup> )
E-20	0,312	0,26	4,28	3,8	1,34	0,08
E-30/7	0,60	0,80	6,7	5,6	4,00	0,48
E-30/14	1,20	0,85	6,7	6,7	8,00	1,02
E-42/15	1,81	1,57	9,7	8,7	17,10	2,84
E-42/20	2,40	1,57	9,7	10,5	23,30	3,77
E-55	3,54	2,50	1,2	11,6	42,50	8,85

**E-42/21/20    2,34    1,72    0,97    10    22,7    3.23**

**E-55/28/21    3,54    2,80    12,4    11,3    43,9    9,912**

**E-70/33/32    6,83    3,89    14,9    23,05    102    26.569**

Foi escolhido então núcleo **E-55/28/21**, da EPCOS.

Parâmetros do núcleo escolhido:

$A_{w1} := 2.80cm^2$       Área da janela do núcleo

$A_{e1} := 3.54\text{cm}^2$	Área da perna central do núcleo
$A_e A_{w1} := 9.912\text{cm}^4$	Produto das áreas
$V_{e1} := 43.9\text{cm}^3$	Volume do núcleo
$l_{e1} := 12.4\text{cm}$	Comprimento do caminho magnético
$l_{t1} := 11.3\text{cm}$	Comprimento médio de uma espira

Após o núcleo ter sido escolhido, determina-se o número de espiras do primário, a partir da equação da  $A_e$ .

$$N_{e1} := \frac{L_o \cdot I_{pk}}{A_{e1} \cdot B_{\max 1}} = 26.232$$

$$N_e := \text{round}(N_{e1}) = 26$$

Entreferro:

$$lg1 := \frac{N_e^2 \cdot \mu_o \cdot A_{e1}}{L_o} \cdot 10^{-2} = 0.023 \cdot \text{mm}$$

## SELEÇÃO DOS FIOS

A área da seção transversal mínima necessária para o condutor no enrolamento primário e secundário é:

$$S_{\text{fio}} := \frac{I_{pk}}{J_{\max 1}} = 0.043 \cdot \text{cm}^2$$

Quando um condutor é exposto a alta frequência, a corrente que flui através dele tende a se distribuir pela periferia, o que é conhecido como efeito pelicular. Tal efeito reduz a área efetiva do condutor. A profundidade de penetração devido ao efeito pelicular pode ser calculada.

Analisando a tabela de fios podem ser excluídos aqueles que tem diâmetro maior que o diâmetro máximo calculado. Desse modo a partir do fio AWG25 podem ser escolhido qualquer deles para o indutor. O fio escolhido é o AWG28.

$$S_{\text{AWG28\_cu}} := 0.000810\text{cm}^2 \quad S_{\text{AWG28\_isol}} := 0.001083\text{cm}^2$$

Dado que o fio escolhido tem menor seção transversal que a seção transversal calculada (0.043cm<sup>2</sup>), é necessário associar condutores em paralelo a fim de que a corrente seja conduzida sem provocar superaquecimento nos fios condutores.

$$N_{\text{fios\_paralelo}} := \frac{S_{\text{fio}}}{S_{\text{AWG28\_cu}}} = 53.086 \quad N_{\text{f\_paralelo}} := 54$$



Tabela 3

AWG	Diâmetro Cobre (cm)	Área Cobre (cm <sup>2</sup> )	Diâmetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm <sup>2</sup> )	OHMS/CM 20 °C	OHMS/CM 100 °C	AMP. para 450A/cm <sup>2</sup>
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055	18,778
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427

16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847

22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459

AWG	Diâmetro Cobre (cm)	Área Cobre (cm <sup>2</sup> )	Diâmetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm <sup>2</sup> )	OHMS/CM 20 °C	OHMS/CM 100 °C	AMP. para 450A/cm <sup>2</sup>
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845	0,364
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587	0,289
30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523	0,229
31	0,023	0,000404	0,027	0,000568	0,004269	0,005704	0,182
32	0,020	0,000320	0,024	0,000459	0,005384	0,007192	0,144
33	0,018	0,000254	0,022	0,000371	0,006789	0,009070	0,114

34	0,016	0,000201	0,020	0,000300	0,008560	0,011437	0,091
35	0,014	0,000160	0,018	0,000243	0,010795	0,014422	0,072
36	0,013	0,000127	0,016	0,000197	0,013612	0,018186	0,057
37	0,011	0,000100	0,014	0,000160	0,017165	0,022932	0,045
38	0,010	0,000080	0,013	0,000130	0,021644	0,028917	0,036
39	0,009	0,000063	0,012	0,000106	0,027293	0,036464	0,028

40	0,008	0,000050	0,010	0,000086	0,034417	0,045981	0,023
41	0,007	0,000040	0,009	0,000070	0,043399	0,057982	0,018

Será utilizado fio Litz, contendo 30 fios AWG28. Com isso serão 2\*30=60 fios em paralelo.

$$N_{\text{fiosp}} := 60$$

Possibilidade de execução:

É preciso determinar se é possível garantir que todos os fios caberão no núcleo escolhido. Para isso, é necessário fazer uma verificação para determinar se será viável o projeto.

$$A_{w\_min1} := 1.1 \frac{N_e \cdot N_{\text{fiosp}} \cdot S_{\text{AWG28\_isol}}}{k_{w1}} = 2.655 \cdot \text{cm}^2$$

$$A_{w1} = 2.8 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Exec1} := \frac{A_{w\_min1}}{A_{w1}} = 0.948$$

Se a variável EXEC foi menor que 1, então é possível construir o transformador. Caso não seja possível, deve-se ajustar os parâmetros Bmax, Jmax, tipo do fio, ou até mesmo escolher outro núcleo.

Definidos os parâmetros constructivos do transformador, podem ser calculadas suas perdas. A perda total é dada pelo somatório entre as perdas no enrolamento e a perda no núcleo.

## PERDAS DE COBRE

$$R_{AWG28} := 0.002845 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

$$R_{\text{fio}} := \frac{N_e \cdot R_{AWG28} \cdot l_{t1}}{N_{\text{fiosp}}} = 0.014 \cdot \Omega$$

$$I_{Lo\_ef} := 20.034 \text{ A}$$

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{fio}} \cdot (I_{Lo\_ef})^2 = 5.591 \text{ W}$$

## PERDAS NO NÚCLEO

$$\Delta B1 := \frac{L_o}{N_e} \cdot \frac{\Delta i_{Lo}}{A_{e1}} = 0.042 \text{ T}$$

Empregando o datasheet do fabricante para o material N87 é possível determinar as perdas.

$$P_{\text{nuc1}} := 4 \frac{\text{kW}}{\text{m}^3} \cdot V_{e1} = 0.18 \text{ W}$$

**A partir do material PROJETO FÍSICO DE INDUTORES E TRANSFORMADORES de Ivo Barbi, pode ser calculada também a perda do núcleo como:**

$$P_{\text{núcleo}} = \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_e$$

$$P_{\text{núcleo1}} := \left( \frac{\Delta B1}{\text{T}} \right)^{2.4} \cdot \left[ K_h \cdot \frac{f_s}{\text{Hz}} + K_f \cdot \left( \frac{f_s}{\text{Hz}} \right)^2 \right] \cdot \frac{V_{e1}}{\text{cm}^3} = 0.18$$

$$P_{Lo\_total} := P_{\text{nuc1}} + P_{\text{cobre}} = 5.767 \text{ W}$$

## TEMPERATURA:

É preciso garantir que o núcleo e os enrolamentos do transformador não atinjam temperaturas acima das que podem suportar.

Resistência térmica do núcleo

$$AeAw\_1 := AeAw1 \cdot \text{cm}^{-4} = 9.912$$

$$R_{\text{ter\_nucleo1}} := 23 \cdot (AeAw\_1)^{-0.37} = 9.843$$

$$R_{\text{ter1}} := 9.843 \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$\Delta T1 := P_{Lo\_total} \cdot R_{\text{ter1}} = 56.764 \cdot \Delta^\circ\text{C}$$

$$T_{\text{reall}} := T_{\text{amb}} + \Delta T1 = 96.764 \cdot \Delta^\circ\text{C}$$

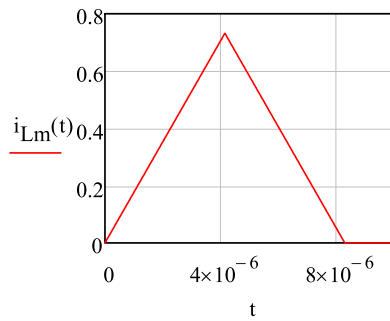
A temperatura de Curie dos materiais do tipo N87 é de aproximadamente 210 C, por tanto desde o ponto de vista da temperatura o projeto pode ser executado.

## 4-INTERRUPTORES

$$v_{Lm} := \frac{V_{in}}{2} = 400 \text{ V}$$

$$\Delta i_{Lm} := \frac{v_{Lm}}{L_m} \cdot D \cdot T_s = 0.732 \text{ A}$$

$$i_{Lm}(t) := \begin{cases} \frac{\Delta i_{Lm}}{(D \cdot T_s)} \cdot t & \text{if } 0 \leq t \leq D \cdot T_s \\ \frac{-\Delta i_{Lm}}{(D \cdot T_s)} \cdot t + \Delta i_{Lm} \cdot 2 & \text{if } D \cdot T_s \leq t \leq 2 \cdot D \cdot T_s \\ 0 & \text{if } 2 \cdot D \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$

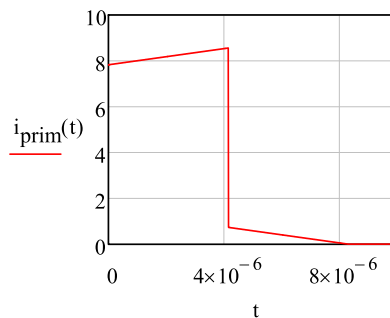


$$i_{prim1}(t) := \frac{\Delta i_{Lm}}{D \cdot T_s} \cdot t + n \cdot I_{Lo}$$

$$i_{prim2}(t) := -\frac{\Delta i_{Lm}}{D \cdot T_s} \cdot t + 2 \cdot \Delta i_{Lm}$$

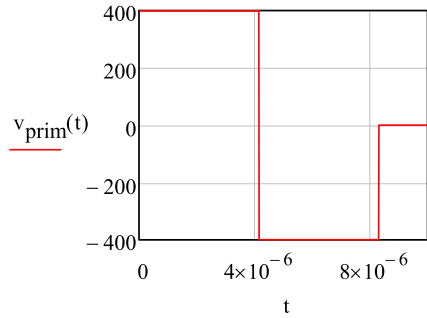
### Definição das funções por parte

$$i_{prim}(t) := \begin{cases} i_{prim1}(t) & \text{if } 0 \leq t \leq D \cdot T_s \\ i_{prim2}(t) & \text{if } D \cdot T_s \leq t \leq 2D \cdot T_s \\ 0 & \text{if } 2D \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$



$$v_{prim1}(t) := \frac{V_{in}}{2} \quad v_{prim2}(t) := -\frac{V_{in}}{2}$$

$$v_{\text{prim}}(t) := \begin{cases} v_{\text{prim1}}(t) & \text{if } 0 \leq t \leq D \cdot T_s \\ v_{\text{prim2}}(t) & \text{if } D \cdot T_s \leq t \leq 2 \cdot D \cdot T_s \\ 0 & \text{if } 2 \cdot D \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$



$$v_{\text{prim\_ef}} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left( \int_0^{D \cdot T_s} v_{\text{prim1}}(t)^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{2 \cdot D \cdot T_s} v_{\text{prim2}}(t)^2 dt \right)} = 364.573 \text{ V}$$

## CAPACITORES CÉLULA LADDER

$$C_{\text{sc}} := 50 \mu\text{F} \quad C_1 := 50 \mu\text{F} \quad R_s := 0.156 \Omega$$

$$I_{\text{op}} := I_0 \cdot n = 7.826 \text{ A}$$

$$D_i := \frac{V_0}{V_{\text{in}}} \cdot \frac{2}{n} = 0.383 \quad \alpha := 2 \cdot R_s \cdot C_{\text{sc}} = 1.56 \times 10^{-5} \text{ s} \quad \beta := \frac{C_1 + C_{\text{sc}}}{C_1} = 2 \quad \tau_c := \frac{\alpha}{\beta} = 7.8 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$\tau_d := \frac{\alpha}{2\beta} = 3.9 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$v_{\text{Csc\_min}} := \frac{V_{\text{in}}}{2} - \frac{I_{\text{op}} \cdot D_i \cdot T_s}{4} \cdot \left( \frac{C_1 + C_{\text{sc}}}{C_1 \cdot C_{\text{sc}}} \right) - \frac{I_{\text{op}} \cdot R_s}{2} \cdot \left( \frac{C_{\text{sc}} - C_1}{C_1 + C_{\text{sc}}} \right) + \frac{I_{\text{op}} \cdot D_i \cdot T_s}{4 \cdot C_{\text{sc}}} \cdot \frac{\beta}{\left[ 1 - e^{-\frac{(1-D_i) \cdot T_s}{\tau_d}} \right]} + \frac{I_{\text{op}} \cdot D_i \cdot T_s}{2} \cdot \left( \frac{C_{\text{sc}} - C_1}{2C_1 \cdot C_{\text{sc}}} \right) \cdot \left( \frac{1}{1 - e^{-\frac{-D}{\tau_c}}} \right)$$

$$v_{\text{Csc\_min}} = 400.077705 \text{ V}$$

$$v_{\text{Csc\_max}} := v_{\text{Csc\_min}} + \frac{I_{\text{op}} \cdot D_i}{2 \cdot f_s \cdot C_{\text{sc}}} = 400.377705 \text{ V}$$

$$v_{\text{Cl\_min}} := \frac{V_{\text{in}}}{2} - \frac{I_{\text{op}} \cdot D_i \cdot T_s}{4} \cdot \left( \frac{C_1 + C_{\text{sc}}}{C_1 \cdot C_{\text{sc}}} \right) + \frac{I_{\text{op}} \cdot R_s}{2} \cdot \left( \frac{C_{\text{sc}} - C_1}{C_1 + C_{\text{sc}}} \right) + \frac{I_{\text{op}} \cdot D_i \cdot T_s}{4 \cdot C_{\text{sc}}} \cdot \frac{\beta}{\left[ 1 - e^{-\frac{(1-D_i) \cdot T_s}{\tau_d}} \right]} - \frac{I_{\text{op}} \cdot D_i \cdot T_s}{2} \cdot \left( \frac{C_{\text{sc}} - C_1}{2C_1 \cdot C_{\text{sc}}} \right) \cdot \left( \frac{1}{1 - e^{-\frac{-D_i}{\tau_c}}} \right)$$

$$v_{\text{Cl\_min}} = 400.077705 \text{ V}$$

$$v_{\text{Cl\_max}} := v_{\text{Csc\_min}} + \frac{I_{\text{op}} \cdot D_i}{2 \cdot f_s \cdot C_{\text{sc}}} = 400.377705 \text{ V}$$

## TENSÕES E CORRENTES NA ETAPA DE CARGA

$$K_1 := \left[ \frac{vC1_{\min}}{\alpha} - \frac{I_{op} \cdot R_s}{\alpha} \cdot \left( \frac{2 \cdot C_{sc}}{C_1 \cdot \beta} - 1 \right) - \frac{vCsc_{\min}}{\alpha} \right] = 0 \frac{1}{s} \cdot V$$

$$K_2 := vCsc_{\min} + K_1 \cdot \tau_c = 400.077705 \text{ V}$$

$$\frac{I_{op}}{\beta \cdot C_1} = 7.826 \times 10^4 \frac{\text{m}^2 \cdot \text{kg}}{\text{A} \cdot \text{s}^4}$$

$$vCsc_{carga}(t) := K_2 + K_1 \cdot s \cdot e^{-\frac{t}{\tau_c}} + \frac{I_{op}}{\beta \cdot C_1} \cdot t \quad iCsc_{carga}(t) := C_{sc} \cdot K_1 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_c}} + \frac{I_{op} \cdot C_{sc}}{\beta \cdot C_1}$$

$$C_{sc} \cdot K_1 = 0 \text{ A} \quad \frac{I_{op} \cdot C_{sc}}{\beta \cdot C_1} = 3.913 \text{ A}$$

$$iC1_{carga}(t) := iCsc_{carga}(t)$$

$$vC1_{carga}(t) := I_{op} \cdot R_s \cdot \left( \frac{2 \cdot C_{sc}}{C_1 \cdot \beta} - 1 \right) + K_2 + K_1 \cdot (\alpha - \tau_c) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_c}} + \frac{I_{op}}{\beta \cdot C_1} \cdot t$$

## TENSÕES E CORRENTES NA ETAPA DE DESCARGA

$$K_3 := vCsc_{\max} - \frac{vC1_{\max} + vCsc_{\max} - V_{in}}{\beta} = 400 \text{ V}$$

$$K_4 := \frac{vC1_{\max} + vCsc_{\max} - V_{in}}{\beta} = 0.378 \text{ V}$$

$$vCsc_{desc}(t) := K_3 + K_4 \cdot e^{-\frac{(t-D_i) \cdot T_s}{\tau_d}}$$

$$iCsc_{desc}(t) := \frac{-C_{sc} \cdot K_4}{\tau_d} \cdot e^{-\frac{(t-D_i) \cdot T_s}{\tau_d}}$$

$$\frac{-C_{sc} \cdot K_4}{\tau_d} = -4.842 \text{ A}$$

$$iC1_{desc}(t) := iCsc_{desc}(t) - i_{Lm}(t)$$

$$v_{Cl_{desc}}(t) := V_{in} - K_3 - K_4 \cdot (1 - \beta) \cdot e^{-\frac{(t-D_i \cdot T_s)}{\tau_d}}$$

## Definição das funções por parte

$$v_{CSC}(t) := \begin{cases} v_{Csc_{carga}}(t) & \text{if } 0 \leq t \leq D_i \cdot T_s \\ v_{Csc_{desc}}(t) & \text{if } D_i \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$$i_{CSC}(t) := \begin{cases} i_{Csc_{carga}}(t) & \text{if } 0 \leq t \leq D_i \cdot T_s \\ i_{Csc_{desc}}(t) & \text{if } D_i \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$

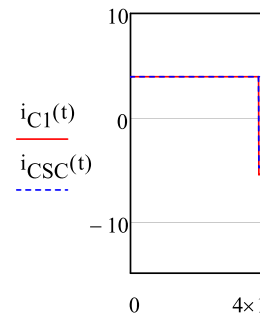
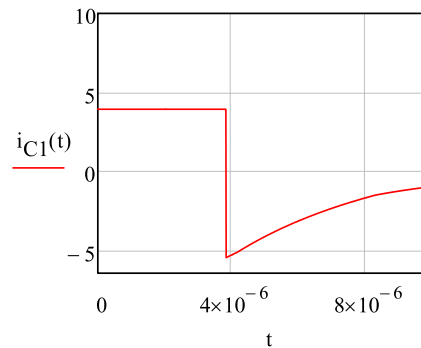
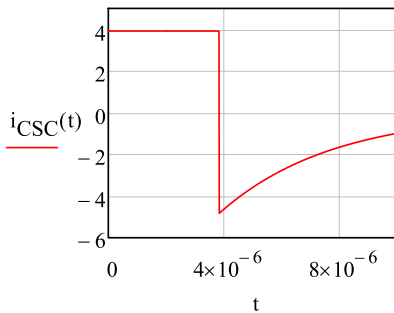
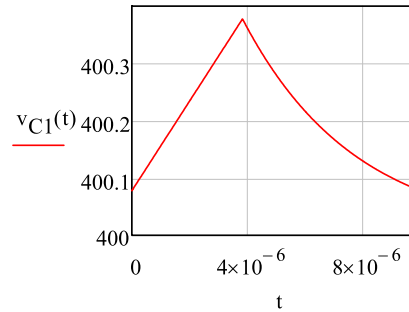
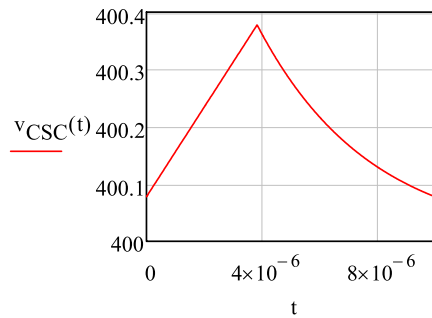
$$v_{C1}(t) := \begin{cases} v_{C1_{carga}}(t) & \text{if } 0 \leq t \leq D_i \cdot T_s \\ v_{C1_{desc}}(t) & \text{if } D_i \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$$i_{C1}(t) := \begin{cases} i_{C1_{carga}}(t) & \text{if } 0 \leq t \leq D_i \cdot T_s \\ (i_{C1_{desc}}(t)) & \text{if } D_i \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$$i_{C1_{carga}}(D \cdot T_s) = 3.913 \text{ A}$$

$$i_{C1_{desc}}(D \cdot T_s) = -5.193 \text{ A}$$

## Gráficas das funções obtidas



## Cálculo de valores médios e eficazes

$$i_{CSC_{med}} := \frac{1}{T_s} \cdot \left( \int_0^{D_i \cdot T_s} i_{Csc_{carga}}(t) dt + \int_{D_i \cdot T_s}^{T_s} i_{Csc_{desc}}(t) dt \right) = 8.013 \times 10^{-14} \text{ A}$$

$$i_{CSC_{ef}} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[ \int_0^{D_i \cdot T_s} (i_{Csc_{carga}}(t))^2 dt + \int_{D_i \cdot T_s}^{T_s} (i_{Csc_{desc}}(t))^2 dt \right]} = 3.2013 \text{ A}$$

$$iCSC_{ef1} := \sqrt{C_{sc}^2 \cdot \left(\frac{I_{op}}{\beta \cdot C_1}\right)^2 \cdot D_i + C_{sc}^2 \cdot K_1^2 \cdot \frac{\tau_c}{2} \cdot f_s \cdot \left(1 - e^{-\frac{-2 \cdot D_i \cdot T_s}{\tau_c}}\right) + C_{sc}^2 \cdot K_4^2 \cdot \frac{1}{2\tau_d} \cdot \left[1 - e^{-\frac{-2 \cdot (1-D_i) \cdot T_s}{\tau_d}}\right]} \cdot f_s = 3.20133 \text{ A}$$

$$iCl_{med} := \frac{1}{T_s} \cdot \left( \int_0^{D_i \cdot T_s} iCl_{carga}(t) dt + \int_{D_i \cdot T_s}^{T_s} iCl_{desc}(t) dt \right) = -0.175 \text{ A}$$

$$iCl_{ef} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left( \int_0^{D_i \cdot T_s} (iCl_{carga}(t))^2 dt + \int_{D_i \cdot T_s}^{T_s} (iCl_{desc}(t))^2 dt \right)} = 3.3952 \text{ A}$$

$$vCSC_{med} := \frac{1}{T_s} \cdot \left( \int_0^{D_i \cdot T_s} vCsc_{carga}(t) dt + \int_{D_i \cdot T_s}^{T_s} vCsc_{desc}(t) dt \right) = 400.2043 \text{ V}$$

$$vCSC_{med1} := K_2 \cdot D_i + \frac{K_1 \cdot s}{T_s} \cdot \tau_c \cdot \left(1 - e^{-\frac{-D_i \cdot T_s}{\tau_c}}\right) + \frac{I_{op} \cdot D_i^2 \cdot T_s}{2\beta \cdot C_1} + (1 - D_i) \cdot K_3 + \frac{1}{T_s} \cdot K_4 \cdot \tau_d \cdot \left[1 - e^{-\frac{-(1-D_i) \cdot T_s}{\tau_d}}\right] = 400.2043 \text{ V}$$

$$vCl_{med} := \frac{1}{T_s} \cdot \left( \int_0^{D_i \cdot T_s} vCl_{carga}(t) dt + \int_{D_i \cdot T_s}^{T_s} vCl_{desc}(t) dt \right) = 400.2043 \text{ V}$$

## INTERRUPTORES ATIVOS

### Definição das funções por parte

$$i_{S1}(t) := \begin{cases} iCl_{carga}(t) & \text{if } 0 \leq t \leq D_i \cdot T_s \\ 0 & \text{if } D_i \cdot T_s < t \leq T_s \end{cases}$$

$$i_{S2}(t) := \begin{cases} i_{prim1}(t) & \text{if } 0 \leq t \leq D_i \cdot T_s \\ 0 & \text{if } D_i \cdot T_s < t \leq T_s \end{cases}$$

$$i_{S3}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } 0 \leq t < D_i \cdot T_s \\ -iCsc_{desc}(t) & \text{if } D_i \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$

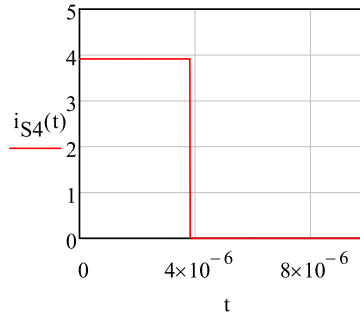
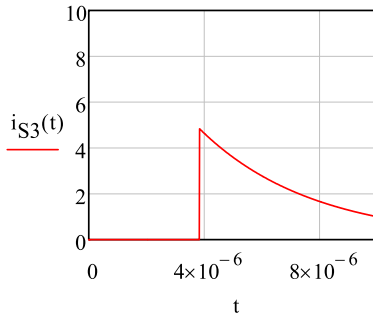
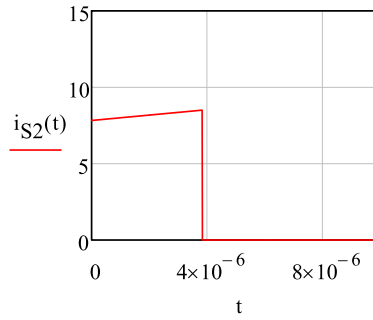
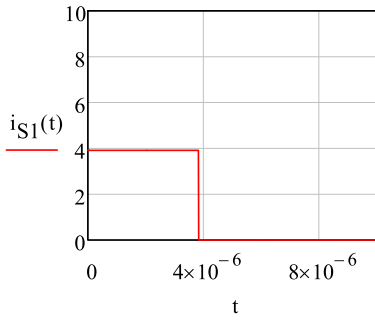
$$i_{S4}(t) := \begin{cases} iCsc_{carga}(t) & \text{if } 0 \leq t \leq D_i \cdot T_s \\ 0 & \text{if } D_i \cdot T_s < t \leq T_s \end{cases}$$

$$IS1_{on} := i_{S1}(D_i \cdot T_s) = 3.913 \text{ A}$$

$$IS2_{on} := i_{S2}(D_i \cdot T_s) = 8.502 \text{ A}$$

$$IS3_{on} := i_{S3}(D_i \cdot T_s) = 4.842 \text{ A}$$

$$IS4_{on} := i_{S4}(D_i \cdot T_s) = 3.913 \text{ A}$$



$$i_{S_{\max}} := I_0 \cdot n + \Delta i_{Lm} = 8.558 \text{ A}$$

$$i_{S1m} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D_i \cdot T_s} i_{C1_{\text{carga}}}(t) dt = 1.5 \text{ A}$$

$$i_{S1\_eficaz} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D_i \cdot T_s} (i_{C1_{\text{carga}}}(t))^2 dt} = 2.423 \text{ A}$$

$$i_{S1\_eficaz1} := \sqrt{\left(\frac{I_{op}}{\beta}\right)^2 \cdot D_i + f_s \cdot [C_1 \cdot K_1 \cdot (1 - \beta)]^2 \cdot \frac{\tau_c}{2} \cdot \left(1 - e^{\frac{-2 \cdot D_i \cdot T_s}{\tau_c}}\right)} = 2.423 \text{ A}$$

$$i_{S2m} := \frac{1}{T_s} \cdot \left( \int_0^{D_i \cdot T_s} i_{\text{prim1}}(t) dt \right) = 3.129 \text{ A}$$

$$i_{S2\_eficaz} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left( \int_0^{D_i \cdot T_s} i_{\text{prim1}}(t)^2 dt \right)} = 5.056 \text{ A}$$

$$i_{S3m} := \frac{1}{T_s} \cdot \left[ \int_{D_i \cdot T_s}^{T_s} (-i_{Csc_{\text{desc}}}(t)) dt \right] = 1.5 \text{ A}$$

$$i_{S3\_eficaz} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[ \int_{D_i \cdot T_s}^{T_s} (-i_{Csc_{\text{desc}}}(t))^2 dt \right]} = 2.093 \text{ A}$$



$$i_{S3\_eficaz1} := \sqrt{C_{sc}^2 \cdot K_4^2 \cdot \frac{1}{2\tau_d} \left[ 1 - e^{-\frac{2 \cdot (1-D_1) \cdot T_s}{\tau_d}} \right]} \cdot f_s = 2.093 \text{ A}$$

$$i_{S4m} := \frac{1}{T_s} \int_0^{D_1 \cdot T_s} (i_{Csc\_carga}(t)) dt = 1.5 \text{ A}$$

$$i_{S4\_eficaz} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D_1 \cdot T_s} (i_{Csc\_carga}(t))^2 dt} = 2.423 \text{ A}$$

$$i_{S4\_eficaz1} := \sqrt{C_{sc}^2 \cdot \left( \frac{I_{op}}{\beta \cdot C_1} \right)^2 \cdot D_1 + C_{sc}^2 \cdot K_1^2 \cdot \frac{\tau_c}{2} \cdot f_s \cdot \left( 1 - e^{-\frac{2 \cdot D_1 \cdot T_s}{\tau_c}} \right)} = 2.423 \text{ A}$$

$$I_{S\_m\acute{a}x} := n \cdot I_{Lo\_m\acute{a}x} + \Delta i_{Lm} = 9.145 \text{ A}$$

Tabela **Erro! Nenhum texto com o estilo especificado foi encontrado no documento..1**

Principais características do interruptor escolhido SCT3120AL.

<b>Características</b>	<b>Valor</b>
Máxima tensão reversa	650 V
Valor eficaz de corrente	15 A
Resistência dreno-source ( $R_{DSon}$ ) (100°)	156 mΩ
Tempo de subida ( $t_r$ )	21 ns
Tempo de descida ( $t_f$ )	14 ns
Capacitância de saída ( $C_{oss}$ )	35 pF
Tensão do diodo do corpo ( $V_{SD}$ )	3.2 V
Resistencia do diodo do corpo ( $R_T$ )	0.05 Ω
Resistência térmica entre junção e cápsula ( $R_{jc}$ )	1.12 °C/W
Temperatura de junção máxima ( $T_{j\_m\acute{a}x}$ )	125 °C

## Perdas por condução

$$R_{DSon} := 0.156 \Omega$$

$$P_{condS1} := R_{DSon} \cdot i_{S1\_eficaz}^2 = 0.916 \text{ W}$$

$$P_{condS2} := R_{DSon} \cdot i_{S2\_eficaz}^2 = 3.988 \text{ W}$$

$$P_{condS3} := R_{DSon} \cdot i_{S3\_eficaz}^2 = 0.683 \text{ W}$$

$$P_{condS4} := R_{DSon} \cdot i_{S4\_eficaz}^2 = 0.916 \text{ W}$$

## Perdas por comutação

$$t_r := 21 \cdot 10^{-9} \text{ s}$$

$$t_f := 14 \cdot 10^{-9} \text{ s}$$

$$V_{S\_off} := 400 \text{ V}$$

$$P_{\text{comS1}} := 0.5 \cdot V_{\text{S\_off}} \cdot I_{\text{S1\_on}} \cdot f_{\text{S}} \cdot (t_{\text{r}} + t_{\text{f}}) = 2.739 \text{ W}$$

$$P_{\text{comS2}} := 0.5 \cdot V_{\text{S\_off}} \cdot I_{\text{S2\_on}} \cdot f_{\text{S}} \cdot (t_{\text{r}} + t_{\text{f}}) = 5.951 \text{ W}$$

$$P_{\text{comS3}} := 0.5 \cdot V_{\text{S\_off}} \cdot I_{\text{S3\_on}} \cdot f_{\text{S}} \cdot (t_{\text{r}} + t_{\text{f}}) = 3.39 \text{ W}$$

$$P_{\text{comS4}} := 0.5 \cdot V_{\text{S\_off}} \cdot I_{\text{S4\_on}} \cdot f_{\text{S}} \cdot (t_{\text{r}} + t_{\text{f}}) = 2.739 \text{ W}$$

## **Perdas no diodo do corpo**

$$V_{\text{SD}} := 3.2\text{V} \quad I_{\text{DS4\_med}} := 0.00061484\text{A}$$

$$R_{\text{T}} := 0.05\Omega \quad I_{\text{DS4\_ef}} := 0.01284\text{A}$$

$$P_{\text{DIODOS4}} := V_{\text{SD}} \cdot I_{\text{DS4\_med}} + R_{\text{T}} \cdot I_{\text{DS4\_ef}}^2 = 1.976 \times 10^{-3} \text{ W}$$

## **Perdas no capacitor intrínseco**

$$C_{\text{oss}} := 35 \cdot 10^{-12} \text{ F}$$

$$P_{\text{Coss}} := \frac{1}{2} \cdot C_{\text{oss}} \cdot (400\text{V})^2 \cdot f_{\text{S}} = 0.28 \text{ W}$$

## **Perdas totais**

$$P_{\text{S1}} := P_{\text{condS1}} + P_{\text{comS1}} + P_{\text{Coss}} = 3.935 \text{ W}$$

$$P_{\text{S2}} := P_{\text{condS2}} + P_{\text{comS2}} + P_{\text{Coss}} = 10.219 \text{ W}$$

$$P_{\text{S3}} := P_{\text{condS3}} + P_{\text{comS3}} + P_{\text{Coss}} = 4.353 \text{ W}$$

$$P_{\text{S4}} := P_{\text{condS4}} + P_{\text{comS4}} + P_{\text{DIODOS4}} + P_{\text{Coss}} = 3.937 \text{ W}$$

$$P_{\text{cond}} := P_{\text{condS1}} + P_{\text{condS2}} + P_{\text{condS3}} + P_{\text{condS4}} = 6.502 \text{ W}$$

$$P_{\text{com}} := P_{\text{comS1}} + P_{\text{comS2}} + P_{\text{comS3}} + P_{\text{comS4}} = 14.819 \text{ W}$$

$$P_{\text{Coss} \cdot 4} = 1.12 \text{ W}$$

## **5-CAPACITORES DA CÉLULA LADDER**

$$C_{\text{e}} := \frac{0.7}{f_{\text{S}} \cdot R_{\text{DSon}}} = 44.872 \cdot \mu\text{F}$$

$$C_{\text{esc}} := 50 \mu\text{F}$$

$$R_{\text{SE}} := 2 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$P_{\text{Csc}} := R_{\text{SE}} \cdot i_{\text{CSc}_{\text{ef}}}^2 = 0.0205 \text{ W}$$

$$P_{\text{C1}} := R_{\text{SE}} \cdot i_{\text{C1}_{\text{ef}}}^2 = 0.023 \text{ W}$$

Tabela **Erro! Nenhum texto com o estilo especificado foi encontrado no documento..1**

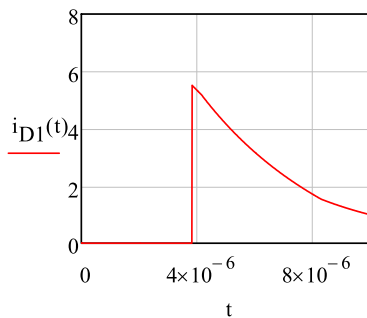
Principais características do capacitor C4AQC BW5500A30J.

Características	Valor
Capacitância (C)	50 $\mu F$
Tensão nominal	650 V
Valor eficaz da corrente (70 °C)	22.5 A
Resistência série equivalente ( $R_{SE}$ )	2 $m\Omega$

## 6-DIODOS D1 E D2

### Definição das funções por parte

$$i_{D1}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } 0 \leq t \leq D_i \cdot T_s \\ -i_{C1\_desc}(t) & \text{if } D_i \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$



$$i_{D1\_med} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_{D_i \cdot T_s}^{T_s} -i_{Csc\_desc}(t) dt = 1.5 \text{ A}$$

$$i_{D1\_eficaz} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{D_i \cdot T_s}^{T_s} (-i_{Csc\_desc}(t))^2 dt} = 2.093 \text{ A}$$

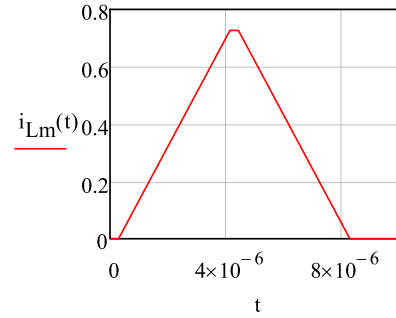
### Definição das funções por parte

Transformador com  $L_d$

$$v_{Lm} := \frac{V_{in}}{2} \cdot \left( \frac{L_m}{L_m + L_d} \right) = 397.363 \text{ V}$$

$$\Delta i_{Lm} := \frac{v_{Lm}}{L_m} \cdot D \cdot T_s = 0.727 \text{ A}$$

$$i_{Lm}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } 0 \leq t \leq t_a \\ \frac{\Delta i_{Lm}}{(D \cdot T_s - t_a)} \cdot t - \frac{\Delta i_{Lm}}{(D \cdot T_s - t_a)} \cdot t_a & \text{if } t_a \leq t \leq D \cdot T_s \\ \Delta i_{Lm} & \text{if } D \cdot T_s \leq t \leq D \cdot T_s + t_b \\ \frac{-\Delta i_{Lm}}{(D \cdot T_s - t_b)} \cdot t + \frac{\Delta i_{Lm}}{(D \cdot T_s - t_b)} \cdot 2 \cdot D \cdot T_s & \text{if } D \cdot T_s + t_b \leq t \leq 2 \cdot D \cdot T_s \\ 0 & \text{if } 2 \cdot D \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$



$$i_{Ld1}(t) := \frac{I_{L0\_min} \cdot n}{t_a} \cdot t$$

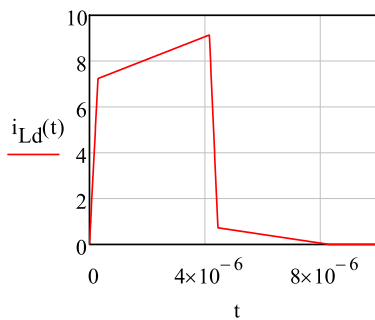
$$i_{Ld2}(t) := \frac{n \cdot \Delta i_{L0}}{(D \cdot T_s - t_a)} \cdot t + n \cdot \left[ I_{L0} - \Delta i_{L0} \cdot \left[ \frac{D \cdot T_s + t_a}{2 \cdot (D \cdot T_s - t_a)} \right] \right] + \frac{\Delta i_{Lm}}{(D \cdot T_s - t_a)} \cdot t - \frac{\Delta i_{Lm}}{(D \cdot T_s - t_a)} \cdot t_a$$

$$i_{Ld3}(t) := \frac{-\left( I_{L0} + \frac{\Delta i_{L0}}{2} \right)}{t_b} \cdot n \cdot t + \Delta i_{Lm} + (D \cdot T_s + t_b) \cdot \frac{\left( I_{L0} + \frac{\Delta i_{L0}}{2} \right)}{t_b} \cdot n$$

$$i_{Ld4}(t) := \frac{-\Delta i_{Lm}}{(D \cdot T_s - t_b)} \cdot t + \frac{\Delta i_{Lm}}{(D \cdot T_s - t_b)} \cdot 2 \cdot D \cdot T_s$$

## Definição das funções por parte

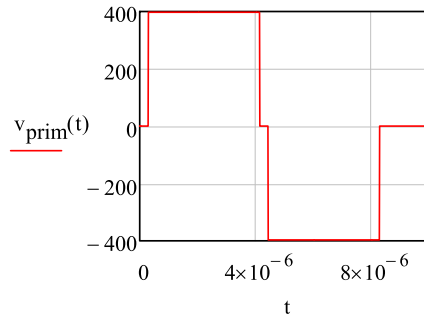
$$i_{Ld}(t) := \begin{cases} i_{Ld1}(t) & \text{if } 0 \leq t \leq t_a \\ i_{Ld2}(t) & \text{if } t_a \leq t \leq D \cdot T_s \\ i_{Ld3}(t) & \text{if } D \cdot T_s \leq t \leq D \cdot T_s + t_b \\ i_{Ld4}(t) & \text{if } D \cdot T_s + t_b \leq t \leq 2 \cdot D \cdot T_s \\ 0 & \text{if } 2 \cdot D \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$



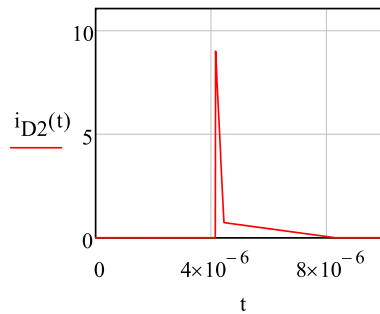
$$v_{pwm1}(t) := \frac{V_{in}}{2} \cdot \left( \frac{L_m}{L_m + L_d} \right)$$

$$v_{pwm2}(t) := -\frac{V_{in}}{2} \cdot \left( \frac{L_m}{L_m + L_d} \right)$$

$$v_{\text{prim}}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } 0 \leq t \leq t_a \\ v_{\text{prim1}}(t) & \text{if } t_a \leq t \leq D \cdot T_s \\ 0 & \text{if } D \cdot T_s \leq t \leq D \cdot T_s + t_b \\ v_{\text{prim2}}(t) & \text{if } D \cdot T_s + t_b \leq t \leq 2 \cdot D \cdot T_s \\ 0 & \text{if } 2 \cdot D \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$



$$i_{D2}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } 0 \leq t \leq D \cdot T_s \\ i_{Ld3}(t) & \text{if } D \cdot T_s \leq t \leq D \cdot T_s + t_b \\ \frac{-\Delta i_{Lm}}{(D \cdot T_s - t_b)} \cdot t + \frac{\Delta i_{Lm}}{(D \cdot T_s - t_b)} \cdot 2 \cdot D \cdot T_s & \text{if } D \cdot T_s + t_b \leq t \leq 2D T_s \\ 0 & \text{if } 2D T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$



$$i_{D2\_med} := \frac{1}{T_s} \cdot \left[ \int_{D \cdot T_s}^{D \cdot T_s + t_b} i_{Ld3}(t) dt + \int_{D \cdot T_s + t_b}^{2D T_s} \left[ \frac{-\Delta i_{Lm}}{(D \cdot T_s - t_b)} \cdot t + \frac{\Delta i_{Lm}}{(D \cdot T_s - t_b)} \cdot 2 \cdot D \cdot T_s \right] dt \right] = 0.286 \text{ A}$$

$$i_{D2\_eficaz} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[ \int_{D \cdot T_s}^{D \cdot T_s + t_b} i_{Ld3}(t)^2 dt + \int_{D \cdot T_s + t_b}^{2D T_s} \left[ \frac{-\Delta i_{Lm}}{(D \cdot T_s - t_b)} \cdot t + \frac{\Delta i_{Lm}}{(D \cdot T_s - t_b)} \cdot 2 \cdot D \cdot T_s \right]^2 dt \right]} = 0.979 \text{ A}$$

Tabela **Erro! Nenhum texto com o estilo especificado foi encontrado no documento..1**

Principais características do diodo C3D10060A.	
Características	Valor
Pico repetitivo de tensão reversa ( $V_{RRM}$ )	600 V
Corrente contínua de condução ( $I_F$ )	14.5 A
Resistencia de condução ( $R_T$ )	44 mΩ
Queda de tensão de condução ( $V_F$ )	1.5 V

## Perdas

$$V_F := 1.5V$$

$$R_T := 0.044\Omega$$

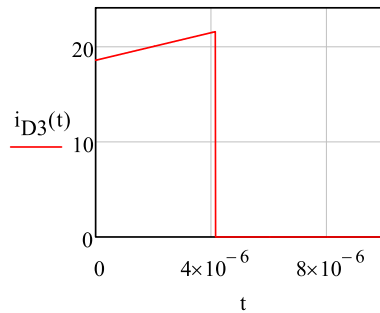
$$P_{D1} := V_F \cdot i_{D1\_med} + R_T \cdot (i_{D1\_eficaz})^2 = 2.443 \text{ W}$$

$$P_{D2} := V_F \cdot i_{D2\_med} + R_T \cdot (i_{D2\_eficaz})^2 = 0.471 \text{ W}$$

## 7-DIODOS D3 E D4

### Definição das funções por parte

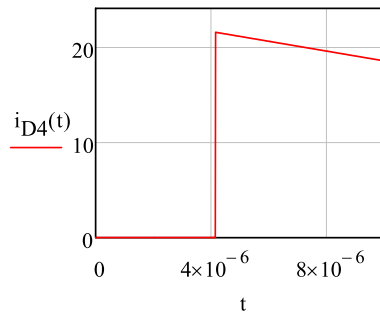
$$i_{D3}(t) := \begin{cases} \frac{\Delta i_{Lo}}{D \cdot T_s} \cdot t + I_{Lo\_mín} & \text{if } 0 \leq t \leq D \cdot T_s \\ 0 & \text{if } D \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$



$$I_{D3\_med} := D \cdot I_{Lo} = 8.307 \text{ A}$$

$$i_{D3\_ef} := \sqrt{D \cdot \frac{\Delta i_{Lo}^2}{3} + D \cdot I_{Lo\_mín} \cdot \Delta i_{Lo} + D \cdot I_{Lo\_mín}^2} = 12.902 \text{ A}$$

$$i_{D4}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } 0 \leq t \leq D \cdot T_s \\ \frac{-\Delta i_{Lo}}{T_s \cdot (1-D)} \cdot t + \left[ I_{Lo} + \left[ \Delta i_{Lo} \cdot \frac{(1+D)}{2 \cdot (1-D)} \right] \right] & \text{if } D \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$



$$I_{D4\_med} := (1 - D) \cdot I_{L0} = 11.693 \text{ A}$$

$$i_{D4\_ef} := I_{L0} \sqrt{(1 - D)} = 15.292 \text{ A}$$

$$V_{D34\_m\acute{a}x} := n \cdot v_{Lm} = 155.49 \text{ V}$$

Tabela **Erro! Nenhum texto com o estilo especificado foi encontrado no documento..1**

Principais características do diodo MBR40250G.

Características	Valor
Pico repetitivo de tensão reversa ( $V_{RRM}$ )	250 V
Corrente contínua de condução ( $I_F$ )	40 A
Resistencia de condução ( $R_T$ )	5 mΩ
Queda de tensão de condução ( $V_F$ )	0.86 V

## Perdas

$$V_F := 0.86 \text{ V}$$

$$R_T := 0.005 \Omega$$

$$P_{D3} := V_F \cdot I_{D3\_med} + R_T \cdot (i_{D3\_ef})^2 = 7.976 \text{ W}$$

$$P_{D4} := V_F \cdot I_{D4\_med} + R_T \cdot (i_{D4\_ef})^2 = 11.225 \text{ W}$$

## 8-PROJETO TÉRMICO

Além de escolher os semicondutores, é necessário analisar a necessidade de empregar dissipador, e em caso de precisar deve ser escolhido. Para isso é feita uma análise térmica dos elementos semicondutores com o intuito de dimensionar o dissipador adequado e garantir que a temperatura de junção permaneça abaixo do valor máximo permitido definido pelo fabricante.

Para verificar a necessidade de dissipador são calculadas as resistências de junção e ambiente de cada componente. Caso a  $R_{ja}$  calculada for maior que a  $R_{ja}$  do datasheet, não será necessário o uso do dissipador. Fig

$R_{jcS} := 1.12$  Resistencia térmica entre junção e cápsula

$T_{j\acute{m}axS} := 175$  temperatura de junção máxima

$T_{jS} := 125$  temperatura limite de junção adotada

$T_a := 40$  temperatura ambiente

$$R_{cd} := 0.258$$

$$R_{jcD12} := 1.1$$

$$T_{jD12} := 100$$

$$R_{jcD34} := 2$$

$$T_{jD34} := 100$$

$$R_{jaD34} := 60$$

$$R_{jaS1} := \frac{T_{jS} - T_a}{P_{S1}} = 21.602 \frac{1}{W} \quad R_{jaS2} := \frac{T_{jS} - T_a}{P_{S2}} = 8.318 \frac{1}{W} \quad R_{jaS3} := \frac{T_{jS} - T_a}{P_{S3}} = 19.528 \frac{1}{W}$$

$$R_{jaS4} := \frac{T_{jS} - T_a}{P_{S4}} = 21.591 \frac{1}{W} \quad R_{jaD1} := \frac{T_{jD12} - T_a}{P_{D1}} = 24.563 \frac{1}{W} \quad R_{jaD2} := \frac{T_{jD12} - T_a}{P_{D2}} = 127.455 \frac{1}{W}$$

$$R_{jaD3} := \frac{T_{jD34} - T_a}{P_{D3}} = 7.522 \frac{1}{W} \quad R_{jaD4} := \frac{T_{jD34} - T_a}{P_{D4}} = 5.345 \frac{1}{W}$$

É necessário calcular a temperatura do dissipador para cada componente

$$T_{dS1} := T_{jS} - (R_{jcS} + R_{cd}) \cdot \frac{P_{S1}}{W} = 119.578 \quad T_{cS1} := T_{jS} - (R_{jcS}) \cdot \frac{P_{S1}}{W} = 120.593$$

$$T_{dS2} := T_{jS} - (R_{jcS} + R_{cd}) \cdot \frac{P_{S2}}{W} = 110.918 \quad T_{cS2} := T_{jS} - (R_{jcS}) \cdot \frac{P_{S2}}{W} = 113.555$$

$$T_{dS3} := T_{jS} - (R_{jcS} + R_{cd}) \cdot \frac{P_{S3}}{W} = 119.002 \quad T_{cS3} := T_{jS} - (R_{jcS}) \cdot \frac{P_{S3}}{W} = 120.125$$

$$T_{dS4} := T_{jS} - (R_{jcS} + R_{cd}) \cdot \frac{P_{S4}}{W} = 119.575 \quad T_{cS4} := T_{jS} - (R_{jcS}) \cdot \frac{P_{S4}}{W} = 120.591$$

$$T_{dD1} := T_{jD12} - (R_{jcD12} + R_{cd}) \cdot \frac{P_{D1}}{W} = 96.683 \quad T_{cD1} := T_{jD12} - (R_{jcD12}) \cdot \frac{P_{D1}}{W} = 97.313$$

$$T_{dD2} := T_{jD12} - (R_{jcD12} + R_{cd}) \cdot \frac{P_{D2}}{W} = 99.361 \quad T_{cD2} := T_{jD12} - (R_{jcD12}) \cdot \frac{P_{D2}}{W} = 99.482$$

$$T_{dD3} := T_{jD34} - (R_{jcD34} + R_{cd}) \cdot \frac{P_{D3}}{W} = 81.989 \quad T_{cD3} := T_{jD34} - (R_{jcD34}) \cdot \frac{P_{D3}}{W} = 84.047$$

$$T_{dD4} := T_{jD34} - (R_{jcD34} + R_{cd}) \cdot \frac{P_{D4}}{W} = 74.654 \quad T_{cD4} := T_{jD34} - (R_{jcD34}) \cdot \frac{P_{D4}}{W} = 77.55$$

Agora deve se selecionar a menor temperatura e somar a todas as potências dissipadas pelos componentes que serão conectados ao dissipador, com o intuito de calcular a resistência térmica máxima que o dissipador poderá ter

$$P_{total} := P_{S1} + P_{S2} + P_{S3} + P_{S4} + P_{D1} + P_{D2} + P_{D3} + P_{D4} = 44.56 \text{ W}$$



$$T_{d_{\min}} := \min(T_{d_{S1}}, T_{d_{S2}}, T_{d_{S3}}, T_{d_{S4}}, T_{d_{D1}}, T_{d_{D2}}, T_{d_{D3}}, T_{d_{D4}}) = 74.654$$

$$R_{da} := \frac{T_{d_{\min}} - T_a}{P_{\text{total}}} = 0.778 \frac{1}{W}$$

Resistência do dissipador escolhido HS21575 HS21060

$$R_{da_{\text{esc}}} := 0.56$$

Fator de correção de comprimento

$$FCC := 0.62 \quad \text{para 300mm}$$

$$R_{da_{\text{esc\_corr}}} := R_{da_{\text{esc}}} \cdot FCC = 0.347$$

comprimento	fator de correção
10 mm	3,05
20 mm	2,21
30 mm	1,82
40 mm	1,59
50 mm	1,43
70 mm	1,22
100 mm	1,04
150 mm	0,86
200 mm	0,75
250 mm	0,67
300 mm	0,62
400 mm	0,54
500 mm	0,49

Checando as temperaturas para garantir que nenhuma será excedida

#### TEMPERATURA DO DISSIPADOR

$$T_d := T_a + R_{da_{\text{esc\_corr}}} \cdot \frac{P_{\text{total}}}{W} = 55.471 \quad T_{d_{\min}} = 74.654$$

#### TEMPERATURA DA CÁPSULA E DE JUNÇÃO

$$T_{cS1_{\text{diss}}} := T_d + R_{cd} \cdot \frac{P_{S1}}{W} = 56.486 \quad T_{cS1} = 120.593$$

$$T_{jS1_{\text{diss}}} := T_{cS1_{\text{diss}}} + R_{jcS} \cdot \frac{P_{S1}}{W} = 60.893 \quad T_{jS} = 125$$

$$T_{cS2_{\text{diss}}} := T_d + R_{cd} \cdot \frac{P_{S2}}{W} = 58.107 \quad T_{cS2} = 113.555$$

$$T_{jS2_{\text{diss}}} := T_{cS2_{\text{diss}}} + R_{jcS} \cdot \frac{P_{S2}}{W} = 69.552 \quad T_{jS} = 125$$

$$T_{cS3_{\text{diss}}} := T_d + R_{cd} \cdot \frac{P_{S3}}{W} = 56.594 \quad T_{cS3} = 120.125$$

$$T_{jS3_{\text{diss}}} := T_{cS3_{\text{diss}}} + R_{jcS} \cdot \frac{P_{S3}}{W} = 61.469 \quad T_{jS} = 125$$

$$T_{cS4_{\text{diss}}} := T_d + R_{cd} \cdot \frac{P_{S4}}{W} = 56.486 \quad T_{cS4} = 120.591$$

$$T_{jS4_{\text{diss}}} := T_{cS4_{\text{diss}}} + R_{jcS} \cdot \frac{P_{S4}}{W} = 60.895 \quad T_{jS} = 125$$

$$T_{cD1_{\text{diss}}} := T_d + R_{cd} \cdot \frac{P_{D1}}{W} = 56.101 \quad T_{cD1} = 97.313$$

$$T_{jD1_{\text{diss}}} := T_{cD1_{\text{diss}}} + R_{jcD12} \cdot \frac{P_{D1}}{W} = 58.788 \quad T_{jD12} = 100$$

$$T_{cD3_{\text{diss}}} := T_d + R_{cd} \cdot \frac{P_{D3}}{W} = 57.528 \quad T_{cD3} = 84.047$$

$$T_{jD3_{\text{diss}}} := T_{cD3_{\text{diss}}} + R_{jcD34} \cdot \frac{P_{D3}}{W} = 73.481 \quad T_{jD34} = 100$$

$$T_{cD4\_diss} := T_d + R_{cd} \cdot \frac{P_{D4}}{W} = 58.367$$

$$T_{cD4} = 77.55$$

$$T_{jD4\_diss} := T_{cD4\_diss} + R_{jcD34} \cdot \frac{P_{D4}}{W} = 80.817$$

$$T_{jD34} = 100$$

## 9-DISTRIBUIÇÃO DAS PERDAS

$$P_{total\_S} := P_{S1} + P_{S2} + P_{S3} + P_{S4} = 22.443 \text{ W}$$

$$P_{total\_D} := P_{D1} + P_{D2} + P_{D3} + P_{D4} = 22.115 \text{ W}$$

$$\%PS := \frac{P_{total\_S}}{P_o} = 1.87\%$$

$$\%PD := \frac{P_{total\_D}}{P_o} = 1.843\%$$

$$P_{D1} + P_{D2} = 2.913 \text{ W}$$

$$P_{D3} + P_{D4} = 19.202 \text{ W}$$

$$P_{trafo} := P_{Tr\_total} = 6.801 \text{ W}$$

$$P_{Lo} := P_{Lo\_total} = 5.767 \text{ W}$$

$$\%P_{trafo} := \frac{P_{trafo}}{P_o} = 0.567\%$$

$$\%P_{Lo} := \frac{P_{Lo}}{P_o} = 0.481\%$$

$$P_{Csc} = 0.02 \text{ W}$$

$$P_{C1} = 0.023 \text{ W}$$

$$\%P_{CSC} := \frac{P_{Csc}}{P_o} = 1.708 \times 10^{-3}\%$$

$$\%P_{C1} := \frac{P_{C1}}{P_o} = 1.921 \times 10^{-3}\%$$

$$P_{gramp} := 1.6 \text{ W}$$

$$\%P_{gramp} := \frac{P_{gramp}}{P_o} = 0.133\%$$

$$P_{total1} := P_{total\_S} + P_{total\_D} + P_{trafo} + P_{Lo} + P_{Csc} + P_{C1} + P_{gramp} + P_{Co} = 59.1 \text{ W}$$

$$\frac{P_{total\_S}}{P_{total1}} = 37.98\%$$

$$\frac{P_{total\_D}}{P_{total1}} = 37.42\%$$

$$\frac{P_{D1} + P_{D2}}{P_{total1}} = 4.93\%$$

$$\frac{P_{D3} + P_{D4}}{P_{total1}} = 32.49\%$$

$$\frac{P_{Lo}}{P_{total1}} = 9.759\%$$

$$\frac{P_{Csc} + P_{C1} + P_{Co}}{P_{total1}} = 0.62\%$$

$$\frac{P_{trafo}}{P_{total1}} = 11.51\%$$

$$\frac{P_{gramp}}{P_{total1}} = 2.71\%$$

$$P_{Csc} + P_{C1} + P_{Co} = 0.369 \text{ W}$$

$$\eta := \frac{P_o}{P_o + P_{total1}} = 95.31\%$$