

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ**

**JOSÉ LUIZ SAVIEL GERALDIS**

**CONVERSOR CC-CC ZVZCS DE TRÊS NÍVEIS COM AMPLA FAIXA  
DE COMUTAÇÃO SUAVE**

**PONTA GROSSA**

**2022**

**JOSÉ LUIZ SAVIEL GERALDIS**

**CONVERSOR CC-CC ZVZCS DE TRÊS NÍVEIS COM AMPLA FAIXA  
DE COMUTAÇÃO SUAVE**

**WIDE SOFT-SWITCHING-RANGE THREE-LEVEL ZVZCS DC-DC  
CONVERTER**

Dissertação apresentada como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Orientador: Prof. Dr. Eloi Agostini Junior.

Coorientador: Prof. Dr. Claudinor

Bitencourt Nascimento.

**PONTA GROSSA  
2022**



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/)

Esta licença permite remixe, adaptação e criação a partir do trabalho para fins não comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao autor e que licenciem as novas criações sob termos idênticos.

Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.



Ministério da Educação  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná  
Campus Ponta Grossa



JOSE LUIZ SAVIEL GERALDIS

### **CONVERSOR CC-CC ZVZCS DE TRÊS NÍVEIS COM AMPLA FAIXA DE COMUTAÇÃO SUAVE**

Trabalho de pesquisa de mestrado apresentado como requisito para obtenção do título de Mestre Em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Área de concentração: Controle E Processamento De Energia.

Data de aprovação: 27 de Abril de 2022

Dr. Eloi Agostini Junior, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dr. Carlos Henrique Illa Font, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dr. Claudinor Bitencourt Nascimento, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dr. Roberto Francisco Coelho, Doutorado - Universidade Federal de Santa Catarina (Ufsc)

Documento gerado pelo Sistema Acadêmico da UTFPR a partir dos dados da Ata de Defesa em 27/04/2022.

## RESUMO

Neste trabalho é apresentada a análise de uma topologia do conversor CC-CC meia ponte de três níveis operando com comutação do tipo ZVS nos interruptores no estágio de entrada e ZCS nos diodos retificadores do estágio de saída, denominado por HB-TL-ZVZCS-PWM (*Half Bridge Converter Three-Level with Zero Voltage and Zero Current with Pulse Width Modulation*). O circuito possibilita a redução dos esforços de tensão sobre os interruptores, tornando-o atrativo para aplicações com maiores níveis de tensão de entrada, e o emprego de uma indutância auxiliar permite a ampliação da faixa de operação com comutação suave. As análises estática e dinâmica do circuito são desenvolvidas, permitindo a elaboração de uma metodologia de projeto para o circuito bem como a proposta de um sistema de controle para operação em malha fechada. Resultados experimentais obtidos a partir de ensaios com um protótipo de 1 kW, operando com frequência de comutação de 100 kHz, validam as análises desenvolvidas e demonstram a viabilidade do conversor proposto.

Palavras-chave: conversores cc-cc; conversor em três níveis; comutação suave.

## **ABSTRACT**

This work presents the analysis of a topology of the DC-DC three-level half bridge converter operating with ZVS in the active switches and ZCS in the output rectifier diodes, called HB-TL-ZVZCS-PWM (Half Bridge Converter Three-Level with Zero Voltage and Zero Current with Pulse Width Modulation). The circuit allows reducing the voltage stress on its active switches, thus being suitable for applications with higher input voltage levels. In addition, the use of an auxiliary inductance contributes to widening the soft-switching range. The static and dynamic analyses are performed, providing the basis for the development of a step-by-step design methodology as well as for proposing a control system for proper closed-loop operation. Experimental results obtained from tests with a 1 kW prototype, operating with a switching frequency of 100 kHz, validate the analyses developed and demonstrate the feasibility of the proposed converter.

Keywords: dc-dc converters; three-level converter; soft-switching.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Panorama da estrutura de geração de energia em MVDC. ....	17
Figura 1.2 - Configuração de $V_{BUS}$ de 800 V para um sistema trifásico.....	17
Figura 2.1 - Topologias de Conversores: (a) FB dois níveis. (b) FB três níveis NPC. .....	22
Figura 2.2 - Topologia do Conversor CC-CC TL-ZVS-PWM-NPC .....	24
Figura 2.3 - Conversor CC-CC TL-ZVS-PEM-NPC de RUAN, XU, <i>et al</i> (2002).....	26
Figura 2.4 - Conversor CC-CC TL-ZVSPWM-NPC de JIN, RUAN e LIU (2007).....	26
Figura 2.5 - Conversor CC-CC TL-ZVS-PWM-T-Type .....	28
Figura 2.6 - Conversor CC-CC TL-ZVS-PWM-T-Type com indutor auxiliar .....	30
Figura 2.7 - Topologia do conversor CC-CC HB-TL-ZVZCS-PWM proposto .....	32
Figura 3.1 - Topologia do conversor CC-CC HB-TL-ZVZCS proposto – Circuito equivalente com saída em tensão imposta .....	35
Figura 3.2 - Estratégia de Modulação .....	36
Figura 3.3 - Estratégia de Modulação com “tempo morto”. .....	37
Figura 3.4 - Primeira etapa de operação.....	37
Figura 3.5 - Segunda etapa de operação.....	37
Figura 3.6 - Terceira etapa de operação.....	39
Figura 3.7 - Quarta etapa de operação.....	39
Figura 3.8 - Quinta etapa de operação.....	40
Figura 3.9 - Sexta etapa de operação.....	41
Figura 3.10 - Sétima etapa de operação.....	41
Figura 3.11 - Oitava etapa de operação.....	41
Figura 3.12 - Nona etapa de operação.....	43
Figura 3.13 - Décima etapa de operação.....	43
Figura 3.14 - Décima Primeira etapa de operação.....	44
Figura 3.15 - Décima Segunda etapa de operação.....	45
Figura 3.16 - Principais formas de onda do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM.....	46
Figura 3.17 - Outras formas de onda relevantes do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM. .....	47
Figura 3.18 - Circuito equivalente entre os pontos “A” e “B” e “C” e “D” do conversor .....	49
Figura 3.19 - Corrente elétrica no capacitor $C_{in1}$ .....	57
Figura 3.20 - Correntes no indutor $L_d$ e no capacitor $C_0$ .....	60
Figura 3.21 - Característica de saída do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM.....	68
Figura 4.1 - Circuito equivalente da 6ª etapa de operação.....	74
Figura 4.2 - Primeira malha ( $V_{cc}/2$ , $C_3$ e $C_4$ ).do circuito equivalente da 6ª etapa de operação. ....	75
Figura 4.3 - Correntes elétricas no ponto de conexão entre $L_{aux}$ , $C_3$ e $C_4$ .....	75
Figura 4.4 - Segunda Malha $v_{C3}$ , $v_{Cb}$ e $v_{L_{aux}}$ do circuito equivalente da 6ª etapa de operação. ....	76

Figura 5.1 - Valor médio da corrente parametrizado em relação à $q_{máx}$ de 0,46 e $D_{máx}$ de 0,44 com $V_{CC}$ em 700 V .....	84
Figura 5.2 - Valor médio da corrente parametrizado em relação à $q$ de 0,402 e $D$ de 0,246 com $V_{CC}$ em 800 V. ....	85
Figura 5.3 - Diagrama elétrico da simulação do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM. ....	87
Figura 5.4 - Tensão de saída do conversor para $V_{cc}$ em 800 V. ....	89
Figura 5.5 - Formas de onda nos interruptores $S_1$ e $S_2$ para $V_{cc}$ em 800 V. ....	89
Figura 5.6 - Corrente elétrica em $L_d$ e no diodo $D_5$ de saída para $V_{cc}$ em 800 V.....	90
Figura 5.7 - Tensão nos pontos $V_{AB}$ e corrente em $L_{aux}$ para $V_{cc}$ em 800 V.....	90
Figura 5.8 - Tensão de saída do conversor para $V_{cc}$ em 700 V. ....	93
Figura 5.9 - Esforços nos interruptores para $V_{cc}$ em 700 V.....	93
Figura 5.10 - Corrente em $L_d$ e esforços nos diodos de saída para $V_{cc}$ em 700 V... ..	94
Figura 5.11 - Tensão nos pontos $V_{AB}$ e corrente em $L_{aux}$ para $V_{cc}$ em 700 V.....	94
Figura 6.1 - Circuito simplificado do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM. ....	96
Figura 6.2 – Forma de onda da corrente $iL_d$ com a variação da razão cíclica.....	98
Figura 6.3 – Forma de onda da tensão $V_o$ e da corrente $iL_d$ com a variação da razão cíclica. ....	99
Figura 6.4 – Circuito simplificado para análise da característica de saída. ....	100
Figura 6.5 – Circuito $V_{mod}$ e Bloco $H(s)$ para $C_o = 3,01\mu F$ .....	103
Figura 6.6 – Resultados simulados de $V_o$ e $V_{mod}$ para $C_o = 3,01\mu F$ . ....	103
Figura 6.7 – Resultados simulados de $V_o$ e $V_{mod}$ para $C_o = 100\mu F$ .....	104
Figura 6.8 – Diagrama em blocos de controle para o conversor HB-TL-ZVZCS-PWM. ....	104
Figura 6.9 – Estrutura básica do bloco de controle do <i>Sisotool</i> .....	105
Figura 6.10 – Parâmetros iniciais no <i>Sisotool</i> .. ....	107
Figura 6.11 – Parâmetros finais com compensação no <i>Sisotool</i> .....	108
Figura 6.12 – Diagrama principal com sensor de tensão do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM.. ....	109
Figura 6.13 – Diagrama de comando com compensador do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM.. ....	109
Figura 6.14 – Formas de ondas com compensador simuladas para $V_{cc} = 700 V$ ..	110
Figura 6.15 – Formas de ondas com compensador simuladas para $V_{cc} = 800 V$ ..	110
Figura 6.16 - Respostas para degrau unitário para $V_o$ e razão cíclica com $V_{cc} = 700V$ .....	111
Figura 6.17 - Respostas para degrau unitário para $V_o$ e razão cíclica com $V_{cc} = 800V$ .....	111
Figura 6.18 - Respostas para degrau de carga de 100% para 50% com $V_{cc} = 700 V$ ..	112
Figura 6.19 - Respostas para degrau de carga de 50% para 100% com $V_{cc} = 700 V$ ..	113
Figura 6.20 - Respostas para degrau de carga de 100% para 50% com $V_{cc} = 800 V$ ..	113

Figura 6.21 - Respostas para degrau de carga de 50% para 100% com $V_{cc} = 800$ V..	114
Figura 7.1 – Protótipo do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM.	115
Figura 7.2 – Tensão e corrente de saída com $V_{cc}$ de 700 V.	117
Figura 7.3 – Tensão e corrente de entrada com $V_{cc}$ de 700 V.	118
Figura 7.4 – Tensão entre os pontos ‘A’ e ‘B’ com $V_{cc}$ de 700 V.	118
Figura 7.5 – Tensão e corrente no indutor $L_d$ para $V_{cc}$ de 700 V.	119
Figura 7.6 – Tensão e corrente no indutor $L_{aux}$ para $V_{cc}$ de 700 V.	119
Figura 7.7 – Tensão no primário e secundário do transformador com $V_{cc}$ de 700 V.	120
Figura 7.8 – Forma de onda da tensão nos diodos retificadores com $V_{cc}$ de 700 V..	121
Figura 7.9 – Forma de onda da tensão e corrente nos diodos retificadores com $V_{cc}$ de 700 V.	122
Figura 7.10 – Pulso de comando e tensão no interruptor $S_1$ com $V_{cc}$ de 700 V.	122
Figura 7.11 – Tensão e corrente no interruptor $S_1$ com $V_{cc}$ de 700 V.	123
Figura 7.12 – Pulso de comando e tensão no interruptor $S_2$ com $V_{cc}$ de 700 V.	123
Figura 7.13 – Tensão e corrente no interruptor $S_2$ com $V_{cc}$ de 700 V.	124
Figura 7.14 – Pulso de comando e tensão no interruptor $S_3$ com $V_{cc}$ de 700 V.	124
Figura 7.15 – Pulso de comando e tensão no interruptor $S_4$ com $V_{cc}$ de 700 V.	125
Figura 7.16 – Tensão e corrente de saída com $V_{cc}$ de 800 V.	126
Figura 7.17 – Tensão e corrente de entrada com $V_{cc}$ de 800 V.	126
Figura 7.18 – Tensão entre os pontos ‘A’ e ‘B’ com $V_{cc}$ de 800 V.	127
Figura 7.19 – Tensão e corrente no indutor $L_d$ para $V_{cc}$ de 800 V.	127
Figura 7.20 – Tensão e corrente no indutor $L_{aux}$ para $V_{cc}$ de 800 V.	128
Figura 7.21 – Tensão no primário de secundário do transformador com $V_{cc}$ de 800 V	129
Figura 7.22 – Forma de onda da tensão nos diodos retificadores com $V_{cc}$ de 800 V	129
Figura 7.23 – Forma de onda da tensão e corrente nos diodos retificadores com $V_{cc}$ de 800 V.	130
Figura 7.24 – Pulso de comando e tensão no interruptor $S_1$ com $V_{cc}$ de 800 V.	130
Figura 7.25 – Tensão e corrente no interruptor $S_1$ com $V_{cc}$ de 800 V.	131
Figura 7.26 – Pulso de comando e tensão no interruptor $S_2$ com $V_{cc}$ de 800 V.	131
Figura 7.27 – Tensão e corrente no interruptor $S_2$ com $V_{cc}$ de 800 V.	132
Figura 7.28 – Pulso de comando e tensão no interruptor $S_3$ com $V_{cc}$ de 800 V.	132
Figura 7.29 – Pulso de comando e tensão no interruptor $S_4$ com $V_{cc}$ de 800 V.	133
Figura 7.30 – Pulso de comando e tensão no interruptor $S_1$ com 20% de carga nominal com $V_{cc}$ de 700 V.	134
Figura 7.31 – Pulso de comando e tensão no interruptor $S_2$ com 20% de carga nominal com $V_{cc}$ de 700 V.	134
Figura 7.32 – Pulso de comando e tensão no interruptor $S_1$ com 20% de carga nominal com $V_{cc}$ de 800 V.	135



Figura 7.33 – Pulso de comando e tensão no interruptor S2 com 20% de carga nominal com Vcc de 800 V. ....	136
Figura 7.34 – Curvas de rendimento do conversor em ampla faixa de carga .....	137
Figura 7.35 – Simulação e resultado experimental de degrau de razão cíclica para $V_o$ em 357 V e Vcc de 700 V. ....	138
Figura 7.36 – Resultado para o degrau de carga de 50% para 100 % com Vcc de 700 V.....	139
Figura 7.37 – Resultado para o degrau de carga de 100% para 50 % com Vcc de 700V.....	140
Figura 7.38 – Resultado para o degrau de carga de 50% para 100 % com Vcc de 800 V.....	140
Figura 7.39 – Resultado para o degrau de carga de 100% para 50 % com Vcc de 800 V.....	141
Figura A.1 – Esquema elétrico do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM.. ....	168
Figura A.2 – <i>Layout</i> da placa do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM: (a) parte superior e (b) parte inferior.....	170

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Comparativo entre conversores TL-ZVS-PWM..	33
Tabela 3.1 - Especificações e considerações.	69
Tabela 3.2 - Resultados obtidos: Calculados x Simulados.....	71
Tabela 4.1 - Condições iniciais e finais da 6ª etapa de operação.....	74
Tabela 5.1 - Especificações de projeto em ZVZCS.....	83
Tabela 5.2 - Comparação de Valores Calculados x Simulados para $V_{cc} = 800\text{ V}$ .....	88
Tabela 5.3 - Comparação de Valores Calculados x Simulados para $V_{cc} = 700\text{ V}$ .....	92
Tabela 6.1 - Especificações para validação da Função de Transferência .....	102
Tabela 6.2 - Especificações de projeto do compensador.....	106
Tabela 7.1 - Especificações dos componentes do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM. .....	116
Tabela 7.2 – Rendimento do Conversor HB-TL-ZVZCS-PWM para ampla faixa de carga.. .....	136

## LISTA DE SÍMBOLOS

$C_1-C_4$	Capacitância dos interruptores $S_1-S_4$ .
$C_{in1}-C_{in2}$	Capacitores de entrada do barramento CC.
$C_0$	Capacitor de saída.
$C_b$	Capacitor de bloqueio.
$D$	Razão cíclica.
$D_1-D_4$	Diodos dos interruptores $S_1-S_4$ .
$D_5-D_8$	Diodos da ponte retificadora de saída.
$D_{Ret}$	Diodos da ponte retificadora de saída $D_5-D_8$ .
$I_0$	Corrente média de saída.
$\bar{I}_0$	Valor da corrente de saída parametrizada.
$I_0'$	Corrente média de saída refletida ao primário do transformador
$\bar{I}_0'$	Corrente média de saída parametrizada refletida ao primário do transformador.
$I_{D_{13}max}$	Valor máximo da corrente nos diodos $D_1$ e $D_3$ .
$I_{D_{24}max}$	Valor máximo da corrente nos diodos $D_2$ e $D_4$ .
$I_{D_{13}med}$	Valor médio da corrente nos diodos $D_1$ e $D_3$ .
$I_{D_{24}med}$	Valor médio da corrente nos diodos $D_2$ e $D_4$ .
$I_{D_{S_{13}}ef}$	Valor eficaz da corrente nos diodos $D_1$ e $D_3$ .
$I_{D_{24}ef}$	Valor eficaz da corrente nos diodos $D_2$ e $D_4$ .
$I_{D_{Ret}max}$	Valor máximo da corrente nos diodos $D_5$ a $D_8$ .
$I_{D_{Ret}med}$	Valor médio da corrente nos diodos $D_5$ a $D_8$ .
$I_{D_{Ret}ef}$	Valor eficaz da corrente nos diodos $D_5$ a $D_8$ .
$iL_{aux}$	Corrente no indutor $L_{aux}$ .
$iL_d$	Corrente no indutor $L_d$ .
$iC_b$	Corrente no capacitor $C_b$ .
$I_{S_{13}max}$	Valor máximo da corrente nos interruptores $S_1$ e $S_3$ .
$I_{S_{24}max}$	Valor máximo da corrente nos interruptores $S_2$ e $S_4$ .
$I_{S_{13}med}$	Valor médio da corrente nos interruptores $S_1$ e $S_3$ .
$I_{S_{24}med}$	Valor médio da corrente nos interruptores $S_2$ e $S_4$ .
$I_{S_{13}ef}$	Valor eficaz da corrente nos interruptores $S_1$ e $S_3$ .
$I_{S_{24}ef}$	Valor eficaz da corrente nos interruptores $S_2$ e $S_4$ .

$L_{aux}$	Indutor auxiliar de comutação.
$L_d$	Indutor de dispersão.
$P_0$	Potência de saída.
$q$	Ganho estático.
$R_0$	Resistência de carga.
$S_1-S_4$	Interruptores $S_1$ a $S_4$
$T_S$	Período de comutação.
$V_{AB}$	Tensão entre os pontos "A" e "B".
$V_{CD}$	Tensão entre os pontos "C" e "D".
$V_0'$	Tensão de saída refletida ao primário do transformador.
$V_0$	Valor médio da tensão de saída.
$V_{D_{Retmax}}$	Valor máximo da tensão nos diodos $D_5$ a $D_8$
$V_{L_{aux}}$	Tensão no indutor $L_{aux}$ .
$V_{L_d}$	Tensão no indutor $L_d$ .
$\Delta i_{L_{aux}}$	Ondulação de corrente no indutor Auxiliar.
$\Delta i_{L_d}$	Ondulação de corrente no indutor de Dispersão $L_d$ .
$\Delta t$	Intervalo de tempo.
$\Delta t_{y-x}$	Intervalo de tempo de etapas.
$\Delta t_m$	Intervalo de tempo morto mínimo.

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AC	<i>Alternating Current.</i>
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
DC	<i>Direct Current.</i>
DPS	<i>Distributed Power System.</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor.</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference.</i>
FB	Full-Bridge.
HB	<i>Half-Bridge.</i>
HVDC	<i>Hight Voltage Direct Current.</i>
HVAC	<i>High Voltage Alternating Current.</i>
IDC	<i>Isolate DC/DC Converter.</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission.</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor.</i>
MCC	Modo de condução contínua
MCD	Modo de condução descontínua
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped.</i>
PFC	<i>Power Factor Correction.</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation.</i>
SiC MOSFET	<i>Silicon Carbide MOSFET.</i>
SPD	Sistema de Potência Distribuída
$R_{DS(on)}$	Resistência entre o Dreno e Fonte com o MOSFET ligado.
THD	<i>Total Harmonic Distortion.</i>
TL	<i>Three-Level.</i>
T-Type	Conversor Tipo T.
TT	Conversor Tipo T.
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná.
ZVS	<i>Zero Voltage Switch.</i>
ZCS	<i>Zero Current Switch.</i>

# SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	16
<b>1.1 Objetivos da dissertação</b> .....	18
<b>1.2 Organização da dissertação</b> .....	19
<b>2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b> .....	21
<b>2.1 Conversores CC-CC</b> .....	21
<b>2.2 Conversor HB-ZVS-PWM-NPC</b> .....	23
2.2.1 Desenvolvimento da topologia do conversor TL-ZVS-PWM-NPC. ....	25
2.2.2 Considerações sobre as vantagens e desvantagens do conversor TL-ZVS-PWM-NPC. ....	27
<b>2.3 Conversor TL-ZVS-PWM- T-TYPE</b> .....	28
2.3.1 Descrição do Conversor CC-CC TL-ZVS-PWM- T-Type .....	29
2.3.2 Aplicações da Topologia do conversor TL-ZVS-PWM-T-Type.....	29
2.3.3 Considerações sobre as vantagens e desvantagens do conversor TL-ZVS-PWM- T-Type.....	30
<b>2.4 Conversor HB-TL-ZVZCS-PWM</b> .....	31
<b>2.5 Conclusão</b> .....	33
<b>3 CONVERSOR CC-CC HB-TL-ZVZCS-PWM</b> .....	35
<b>3.1 Estratégia de modulação</b> .....	36
<b>3.2 Análise qualitativa do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM</b> .....	37
3.2.1 Primeira Etapa de Operação ( $\Delta t_{1-0}$ ).....	37
3.2.2 Segunda Etapa de Operação ( $\Delta t_{2-1}$ ) .....	38
3.2.3 Terceira Etapa de Operação ( $\Delta t_{3-2}$ ).....	39
3.2.4 Quarta Etapa de Operação ( $\Delta t_{4-3}$ ).....	39
3.2.5 Quinta Etapa de Operação ( $\Delta t_{5-4}$ ) .....	40
3.2.6 Sexta Etapa de Operação ( $\Delta t_{6-5}$ ).....	41
3.2.7 Sétima Etapa de Operação ( $\Delta t_{7-6}$ ).....	41
3.2.8 Oitava Etapa de Operação ( $\Delta t_{8-7}$ ) .....	42
3.2.9 Nona Etapa de Operação ( $\Delta t_{9-8}$ ) .....	43
3.2.10 Décima Etapa de Operação ( $\Delta t_{10-9}$ ) .....	43
3.2.11 Décima Primeira Etapa de Operação ( $\Delta t_{11-10}$ ).....	44
3.2.12. Décima Segunda Etapa de Operação ( $\Delta t_{12-11}$ ) .....	45
<b>3.3 Análise quantitativa do conversor TL-ZVZCS-PWM</b> .....	48
3.3.1 Condições Iniciais .....	48
3.3.2 Ganho estático ( $q$ ) e razão cíclica ( $D$ ).....	49
3.3.3 Equacionamento do Conversor HB-TL-ZVZCS-PWM. ....	49
3.3.4 Determinação do valor médio de tensão no capacitor $C_b$ ( $V_{Cb}$ ) .....	50
3.3.5 Determinando o Indutor Auxiliar.....	50
3.3.6 Corrente máxima no Indutor $L_d$ .....	52
3.3.7 Intervalo de tempo $\Delta t_{1-0} = \Delta t_{7-6}$ .....	53

3.3.8 Intervalo de tempo $\Delta t_{2-1} = \Delta t_{8-7}$ .....	54
3.3.9 Intervalo de tempo $\Delta t_{4-3} = \Delta t_{10-9}$ .....	54
3.3.10 Intervalo de tempo $\Delta t_{5-4} = \Delta t_{11-10}$ .....	55
3.3.11 Valor médio da corrente de saída refletido ao primário $I_0'$ .....	55
3.3.12 Indutância de dispersão $L_d$ .....	56
3.3.13 Capacitor de bloqueio $C_b$ .....	56
3.3.14 Capacitores de entrada $C_{in1}$ e $C_{in2}$ .....	57
3.3.15 Valores máximo e médio da corrente de entrada.....	58
3.3.16 Capacitor de saída $C_o$ .....	59
3.3.17 Valores máximo, médio e eficaz da corrente nos interruptores.....	62
3.3.18 Valores máximo, médio e eficaz nos diodos ligados em antiparalelo com os interruptores.....	63
3.3.19 Valores máximo, médio e eficaz nos diodos retificadores.....	65
<b>3.4 Característica de saída do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM</b> .....	<b>66</b>
<b>3.5 Validação das equações da análise quantitativa</b> .....	<b>68</b>
3.5.1 Cálculos preliminares.....	69
3.5.2 Duração das etapas.....	69
3.5.3 Validação das equações para as correntes nos indutores e esforços dos semicondutores.....	70
<b>3.6 Conclusão</b> .....	<b>71</b>
<b>4 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO</b> .....	<b>73</b>
<b>4.1 Análise de malhas para 6ª etapa de operação</b> .....	<b>73</b>
4.1.1 Condições iniciais e finais para a 6ª etapa de operação.....	74
4.1.2 Análise da Malha $V_{CC}/2$ (ou $V_{C_{in1}}$ ), $C_3$ e $C_4$ .....	74
4.1.3 Análise de correntes no ponto de conexão entre $L_{aux}$ , $C_3$ e $C_4$ .....	75
4.1.4 Análise da Malha $V_{C3}$ , $V_{Cb}$ e $V_{Laux}$ .....	76
4.1.5 Solucionando a equação diferencial (4.14).....	77
<b>4.2 Determinação do capacitor <math>C_s</math></b> .....	<b>80</b>
<b>4.3 Determinação do tempo morto mínimo</b> .....	<b>81</b>
<b>4.4 Conclusão</b> .....	<b>82</b>
<b>5 PROJETO DO CONVERSOR CC-CC HB-ZVZCS-PWM</b> .....	<b>83</b>
<b>5.1 Especificações do projeto</b> .....	<b>83</b>
<b>5.2 Cálculos preliminares</b> .....	<b>84</b>
5.2.1 Cálculos preliminares para tensão de entrada em 700 V.....	84
5.2.2 Obtenção do Ganho Estático e Razão Cíclica para operação em 800 V.....	85
5.2.3 Cálculos dos Indutores e Capacitores para operação em 800 V.....	86
5.2.4 Determinação dos capacitores $C_s$ e intervalo de tempo morto mínimo.....	86
5.2.5 Diagrama elétrico da simulação do conversor TL-ZVZCS-PWM.....	87
<b>5.3 Resultados para a tensão nominal de 800 V</b> .....	<b>87</b>
<b>5.4 Respostas para tensão reduzida de 700 V</b> .....	<b>91</b>
<b>5.5 Conclusão</b> .....	<b>95</b>
<b>6 ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR HB-TL-ZVZCS-PWM</b> .....	<b>96</b>

<b>6.1</b>	<b>Obtendo a ordem do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM .....</b>	<b>96</b>
<b>6.2</b>	<b>Determinação da função de transferência do conversor .....</b>	<b>99</b>
<b>6.3</b>	<b>Validação da função de transferência.....</b>	<b>102</b>
<b>6.4</b>	<b>Projeto do compensador do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM.....</b>	<b>104</b>
<b>6.5</b>	<b>Simulações com compensador .....</b>	<b>109</b>
<b>6.6</b>	<b>Conclusão.....</b>	<b>114</b>
<b>7</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....</b>	<b>115</b>
<b>7.1</b>	<b>Protótipo construído.....</b>	<b>115</b>
<b>7.2</b>	<b>Especificações dos componentes do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM .....</b>	<b>116</b>
<b>7.3</b>	<b>Resultados para a tensão mínima de entrada de 700 V em um ponto fixo de operação.....</b>	<b>117</b>
<b>7.4</b>	<b>Resultados para a tensão nominal de entrada de 800 V em um ponto fixo de operação.....</b>	<b>125</b>
<b>7.5</b>	<b>comportamento dos interruptores <math>S_1</math> e <math>S_2</math> com 20% de carga nominal .....</b>	<b>133</b>
<b>7.6</b>	<b>Rendimento do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM com ampla faixa de carga .....</b>	<b>136</b>
<b>7.7</b>	<b>Resposta dinâmica do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM em malha aberta ..</b>	<b>138</b>
<b>7.8</b>	<b>Operação em malha fechada .....</b>	<b>139</b>
<b>7.9</b>	<b>Conclusão.....</b>	<b>141</b>
<b>8</b>	<b>CONCLUSÃO GERAL.....</b>	<b>143</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>146</b>
<b>APÊNDICE A</b>	<b>- PLANILHA DE PROJETO DO CONVERSOR HB-TL-ZVZCS-PWM.. .....</b>	<b>149</b>
<b>APÊNDICE B</b>	<b>- PROJETO FÍSICO DO INDUTOR <math>L_{aux}</math>. .....</b>	<b>152</b>
<b>APÊNDICE C</b>	<b>- PROJETO FÍSICO DO INDUTOR <math>L_d</math>.....</b>	<b>157</b>
<b>APÊNDICE D</b>	<b>- PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR <math>Tr</math>.....</b>	<b>162</b>
<b>APÊNDICE E</b>	<b>- ESQUEMA ELÉTRICO DO CONVERSOR HB-TL-ZVZCS-PWM.. .....</b>	<b>167</b>
<b>APÊNDICE F</b>	<b>- LAYOUT DO CONVERSOR HB-TL-ZVZCS-PWM .....</b>	<b>169</b>



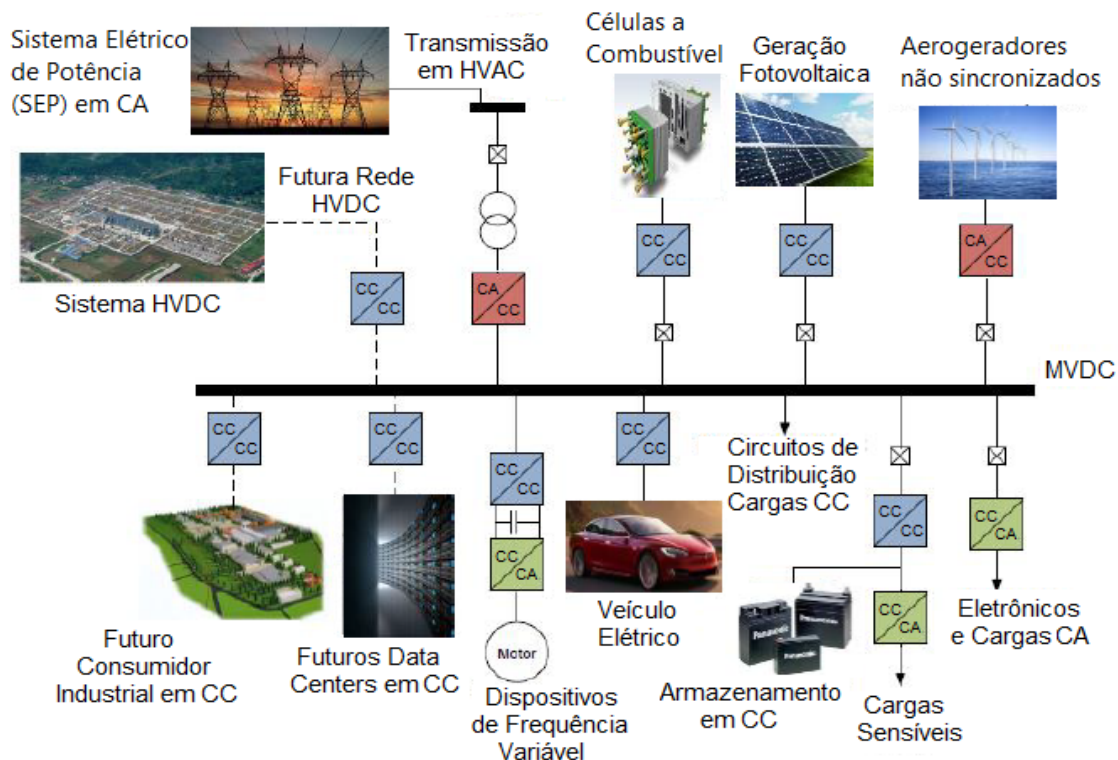
## 1 INTRODUÇÃO

A conversão de energia em corrente contínua (CC) com alto rendimento é objeto de estudo há vários anos no ramo da Eletrônica de Potência. Este segmento da Engenharia Elétrica está sempre buscando novas topologias de conversores e tecnologias de semicondutores para aplicações em sistemas de geração e distribuição em redes CC. As aplicações básicas das redes CC vão desde a conversão direta CC-CC de energia, até fontes de alimentação para diversos equipamentos eletrônicos, sistemas de comunicações e equipamentos de alimentação ininterrupta de potência com saída em corrente alternada UPS - *Uninterruptible Power Supply* (VAN KAN, 2017).

Conforme o estudo de Liu (2018), as redes CC são escolhas promissoras para sistemas inteligentes de distribuição de energia se comparadas às redes em corrente alternada (CA) existentes, pois contornam os problemas de instabilidade de frequência de operação (frequências defasadas) e efeitos de potência reativa com controle mais simples. Também destaca que a liberação do mercado de energia impulsionou a necessidade de desenvolvimento na geração de energia CC em grande escala, como a energia fotovoltaica, eólica, de células a combustível, entre outras. Esse mesmo estudo menciona que as interfaces em CC são amplamente utilizadas em muitas aplicações para consumidores finais como, por exemplo, estruturas de *Data Centers* alimentados em CC, com amplo desenvolvimento hoje em dia.

A Figura 1.1 apresenta um panorama da estrutura de geração de energia em média tensão (do inglês: *Medium Voltage DC* - MVDC) considerando as fontes em corrente alternada da infraestrutura existente (Sistema de Elétrico de Potência - SEP) e de aerogeradores não sincronizados, bem como em corrente contínua proveniente de células a combustível, sistemas fotovoltaicos e sistemas de transmissão em alta tensão HVDC (*High-Voltage-DC*).

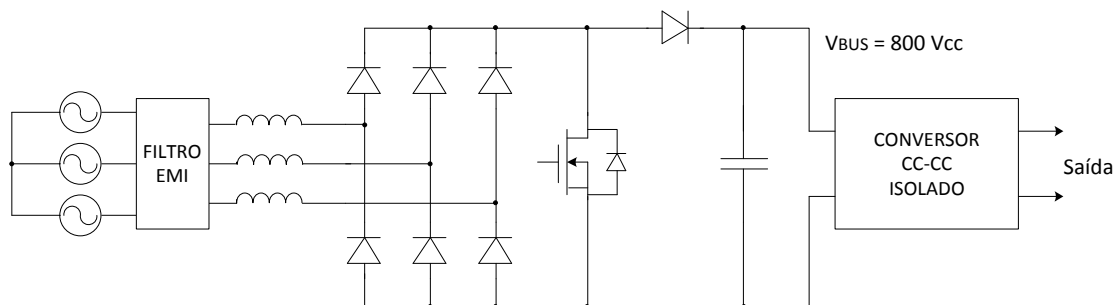
**Figura 1.1 – Panorama da estrutura de geração de energia em MVDC**



Fonte: Adaptado de Liu (2018)

Sobre a conversão de energia alternada para contínua em MVDC, o trabalho de Canales (2003) observa que essa deve ser orientada pela norma IEC61000-3-2 classe A, que diz respeito aos limites de emissões harmônicas do sistema. É altamente recomendada a utilização de filtros contra interferências eletromagnéticas, (EMI). Algumas arquiteturas são descritas nesse documento cujas tensões de saída convertidas em CC ( $V_{BUS}$ ), variam de 760 V a 800 V. A Figura 1.2 apresenta a configuração de  $V_{BUS}$  para um sistema de potência distribuída (SPD) de 800 V em alta potência com elevador de tensão (*Boost*), em um sistema CA trifásico retificado com filtro EMI.

**Figura 1.2 – Configuração de  $V_{BUS}$  de 800 V para um sistema trifásico**



Fonte: Adaptado de Canales (2003)

De modo geral, observa-se que as redes de distribuição em corrente contínua necessariamente dependem de conversores CC/CC para a adaptação dos níveis de tensão, bem como a isolamento galvânica entre a fonte e o consumidor para a segurança dos sistemas (LIU – 2018).

No entanto, as tecnologias de conversores CC/CC têm seu rendimento comprometido quando operam em níveis de tensão de alimentação mais elevado devido aos limites de esforços de tensão nos dispositivos semicondutores de potência. Os dispositivos mais aplicados atualmente são os de tecnologia *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET) por proporcionar melhor desempenho, principalmente em operação em alta frequência de comutação. Porém, devido a questões tecnológicas, esses dispositivos tendem a apresentar resistências de condução ( $R_{DS(on)}$ ) consideráveis à medida que sua tensão máxima de bloqueio aumenta. Por exemplo, MOSFETs convencionais de silício são usuais para níveis de tensão de até 650 V, enquanto que novos dispositivos de carboneto de silício (SiC-MOSFET) têm se consolidado atualmente de forma satisfatória para aplicações de até 1,7 kV com faixa semelhante de  $R_{DS(on)}$ , ou seja, da ordem de 20 m $\Omega$  até 1 $\Omega$ , conforme o modelo (HU, 2019; SiC MOSFET, 2022).

Este problema de maior tensão aplicada pode ser contornado utilizando o conceito de “Multinível de Tensão”, ou seja, com interruptores ligados de modo a dividir a tensão aplicada entre eles, resultando em menores esforços e, conseqüentemente, melhoria no rendimento do conversor. Desta forma, torna-se possível utilizar dispositivos, cujos níveis de tensão máxima de bloqueio são menores do que o nível de tensão exigido pela aplicação.

No panorama apresentado, os conversores em multinível se mostram alternativas viáveis para uma ampla gama de aplicações em MVDC. Especificamente, os conversores de três níveis permitem a divisão da tensão pela metade entre os interruptores, sendo uma forma adequada para considerar a utilização de MOSFETs em aplicações de maior tensão de barramento.

## 1.1 Objetivos da dissertação

Esta dissertação tem os seguintes objetivos:

- Apresentar uma topologia de conversor CC-CC em meia ponte de três níveis com ampla faixa de comutação suave denominada HB-TL-ZVZCS-PWM (*Half Bridge Converter Three-Level with Zero Voltage and Zero Current with Pulse Width Modulation*).
- Avaliar suas potenciais vantagens sobre as topologias clássicas em meia ponte de três níveis baseadas nas células de comutação com ponto neutro grampeado (*Neutral-Point Clamped - NPC*) e do tipo T (*T-Type*)
- Realizar as análises qualitativa e quantitativa de sua operação, bem como validações e simulações de operação.
- Analisar o comportamento dinâmico de operação e realizar o projeto do sistema de controle do conversor.
- Desenvolver um protótipo e submetê-lo a testes com tensão de alimentação variando de 700 V a 800 V, mantendo uma tensão de saída em 400 V com carga variável.
- Concluir sobre seu desempenho e aplicabilidade acadêmica e industrial.

## 1.2 Organização da dissertação

O capítulo 2 aborda uma fundamentação teórica, iniciando com uma apresentação resumida das topologias de conversores CC-CC básicos e, na sequência, explorando as topologias de conversores TL-ZVS-PWM NPC e TL-ZVS-PWM-T-*Type* e analisando suas características básicas, bem como as vantagens e desvantagens dessas topologias. Também é apresentada a topologia do conversor TL-HB-ZVZCS-PWM proposto e a comparação de suas características básicas com as dos conversores NPC e T-*Type*.

No capítulo 3 é apresentada a estratégia de modulação do conversor proposto, as análises qualitativa e quantitativa de sua operação em modo ZVS/ZCS e a realização de simulações para a validação das equações determinadas no decorrer da análise do circuito.

No capítulo 4 é detalhada a análise de comutação, permitindo determinar os valores críticos do capacitor de comutação  $C_s$  e do tempo morto mínimo  $\Delta t_m$  para que ocorra a comutação ZVS nos interruptores.

Para o capítulo 5 é desenvolvido um exemplo de projeto do conversor HB-ZVZCS-PWM operando com tensão de alimentação de 700 V e 800 V, apresentando a comparação entre os resultados teóricos e os obtidos por meio de simulações realizadas no *software* PSIM<sup>®</sup>.

O capítulo 6 apresenta a análise dinâmica do conversor, sendo que a modelagem em pequenos sinais permite a obtenção da função de transferência e o projeto do compensador para controle da tensão de saída.

Os resultados experimentais são descritos no capítulo 7, em que o protótipo do conversor HB-ZVZCS-PWM é submetido a uma ampla faixa de carga com tensões de alimentação de 700 V e 800 V. A operação em malha aberta e em malha fechada são apresentadas neste capítulo, bem como os resultados de rendimento.

O capítulo 8 apresenta a conclusão do trabalho e sugestões de trabalhos futuros com base nas observações realizadas durante o estudo.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo será apresentada uma revisão bibliográfica sobre as topologias básicas de alguns Conversores CC-CC conhecidos e, posteriormente, as técnicas envolvendo os conversores dos tipos meia ponte de Três Níveis com tecnologia NPC (*Neutral Point Clamped* - Ponto Neutro Grampeado) denominado HB-ZVS-PWM-NPC, e do Tipo T (ZVS-PWM-T-Type) também conhecido por TT-ZVS-PWM, empregados para aplicações em alta tensão de alimentação CC. Também são apontadas suas vantagens e desvantagens de operação, bem como a comparação das principais características entre eles.

### 2.1 Conversores CC-CC

Há muito tempo diversos estudos foram apresentados no ramo da Eletrônica de Potência no sentido de obter a melhor forma de conversão de energia direta de corrente contínua para corrente contínua. Essa necessidade se verificou quando se dispunha de uma alimentação já transformada ou gerada em CC, a qual deveria ser adaptada para vários outros circuitos em CC com níveis de tensões e correntes necessárias às cargas a serem alimentadas.

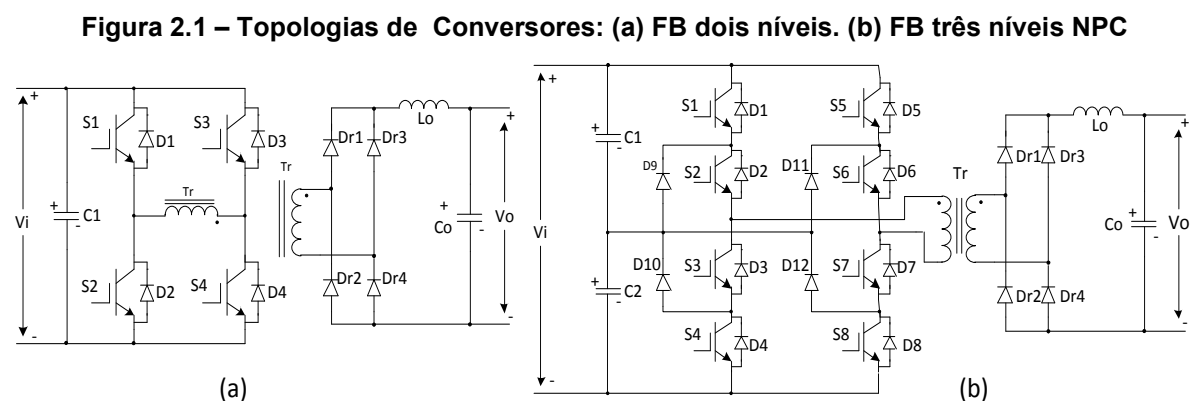
Nesse âmbito foram desenvolvidos os conversores CC-CC básicos com as topologias BUCK (reduzidor de tensão), BOOST (elevador de tensão), BUCK-BOOST (elevador e reduzidor de tensão) bem como as topologias SEPIC, ZETA e CUK com características próprias, mas semelhantes aos conversores BUCK-BOOST no quesito de elevação ou redução da tensão CC para alimentação da carga (HART, 2012).

De forma a obter elevado rendimento em níveis mais elevados de potência (dezenas e centenas de kW), foram desenvolvidos os conversores operando em configuração de ponte completa, conhecidos como *Full Bridge* (FB), em que os interruptores desenvolvem nos terminais do transformador  $Tr$  uma tensão alternada em alta frequência. Os conversores com operação em três níveis são denominados como TL ou *Three Level*. Associando-se essa topologia à modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* – PWM) e à comutação sob tensão nula, ou ZVS

(*Zero Voltage Switching*), esse conversor passa a ser denominado de *FB-ZVS-PWM* (MELLO, 1996).

No que se refere a aplicações de conversores FB-ZVS-PWM operando em três níveis, Shi e Yang (2013) e Deng e Chen (2013) apresentam configurações de um conversor ponte completa básico e outro com braços de interruptores em série com topologia conhecida como NPC (*Neutral Point Clamped* - Ponto Neutro Grampeado) que permite que os interruptores operem com esforços de tensão reduzidos. O trabalho de Deng e Chen (2013) expande a análise para os conversores em meia ponte em três níveis TL-HB-PWM e para os conversores de dois níveis em ponte completa, comparando o desempenho e a quantidade de semicondutores de cada um deles.

A Figura 2.1 apresenta as topologias de conversores em ponte completa de dois níveis e em ponte completa em três níveis NPC.



**Fonte: Adaptado de Deng e Chen (2013)**

Diversas topologias de conversores em ponte completa foram desenvolvidas como, por exemplo, o trabalho apresentado por Chen e Ruan (2008), que é um conversor híbrido em ponte H. Ele apresenta um braço com dois interruptores em meia ponte simples e outro com quatro interruptores em meia ponte NPC, que operam sob ZVS com o auxílio dos capacitores intrínsecos aos interruptores e a adição de uma indutância ressonante. Esse conversor é capaz de operar em dois ou três níveis de tensão com ampla faixa de tensão de entrada. Porém, a principal desvantagem é que os dois interruptores da meia ponte simples devem suportar os esforços de tensão de alimentação.

Cabe aqui ressaltar o trabalho de Liu *et al* (2018) que mostra uma mudança de estratégia de controle para um conversor de ponte completa com braços de três níveis, denominado de FBTL-DC-DC. Esse conversor tem como característica a redução dos esforços de tensão nos interruptores e no transformador, bem como a redução dos harmônicos no mesmo. Nos interruptores, o esforço é a metade da tensão de alimentação, e a tensão imposta no transformador conta com cinco níveis de tensão, a saber:  $V_{cc}$ ,  $V_{cc}/2$ ,  $0V$ ,  $-V_{cc}/2$  e  $-V_{cc}$ . Essa tecnologia também tem como característica a modulação por deslocamento de fase.

## 2.2 Conversor HB-ZVS-PWM-NPC

Na comparação geral entre os conversores de três níveis em ponte completa e em meia ponte, Barbi e Souza (1999); Braga e Barbi (2000) constatam que os conversores TL-HB-PWM e TL-HB-PWM-NPC apresentam bons níveis de rendimento para operação com potências não tão elevadas (limitada a unidades ou poucas dezenas de kW), o que contempla a necessidade de grande parte das aplicações de conversores CC-CC. Suas características de simplicidade aliada à capacidade de divisão de tensão sobre os interruptores os tornam atrativos para vários projetos no que se refere a custo e benefício.

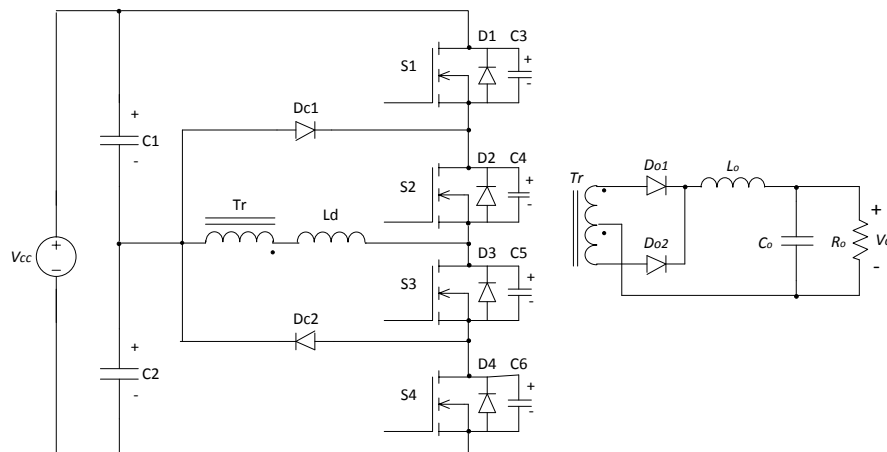
Conforme citado por Ruan *et al* (2008), a topologia de conversores de três níveis (TL) teve origem no início da década de 1960. Esses circuitos foram desenvolvidos principalmente para aplicativos computacionais, cujo objetivo era fazer a conversão de lógica binária para lógica ternária de forma a diminuir o número de dígitos de dados processados. Posteriormente, no início da década de 1980, foram relatadas diferentes formas de aplicação desses conversores TL para conversão de energia. Uma topologia em destaque é o conversor com Ponto Neutro Grampeado (ou fixado), ou NPC, que em comparação aos conversores convencionais, que desenvolvem dois níveis distintos de tensão de barramento ( $+V_{cc}$  e  $-V_{cc}$ ), podem produzir também o ponto neutro de tensão. Essa característica faz com que o conversor NPC tenha menor conteúdo harmônico na tensão de saída, o que permite o dimensionamento de um filtro de menor peso e volume, além da vantagem de ter os interruptores operando com esforços de tensão reduzidos à metade da tensão de barramento. O conversor com essas



características foi denominado por TL-ZVS-PWM-NPC, ou seja, conversor de Três Níveis (TL) com comutação em tensão nula nos interruptores (ZVS), Modulação por Largura de Pulso (PWM) e Ponto Neutro Grampeado (NPC), para diferenciá-lo de outras topologias de conversores de três níveis.

A Figura 2.2 apresenta o diagrama elétrico básico do conversor TL-ZVS-PWM-NPC.

**Figura 2.2 – Topologia do Conversor CC-CC TL-ZVS-PWM-NPC**



**Fonte: Adaptado de Pinheiro e Barbi (1992)**

O conversor dispõe de um braço principal com interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  com diodos internos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$  ligados em antiparalelo, capacitores  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_5$  e  $C_6$  empregados para realizar a comutação ZVS dos interruptores. No caso da utilização de MOSFET como interruptores, sua capacitância intrínseca, que em geral possui valor considerável, possivelmente já seja suficiente para reduzir as perdas no bloqueio dos interruptores. Os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  formam um divisor de tensão que resulta em um "ponto neutro" de tensão no centro da ligação.  $L_d$  é a indutância que tem papel fundamental para a obtenção de comutação suave. Os diodos  $Dc1$  e  $Dc2$  impõem a tensão de bloqueio  $V_{cc}/2$  do ponto neutro para os pares de interruptores em períodos específicos de operação. (PINHEIRO e BARBI, 1992; PINHEIRO, 1994; DESCHAMPS e BARBI, 1998).

A saída desse conversor possui característica de fonte de corrente, com a ponte retificadora formada pelos diodos  $D_{01}$  e  $D_{02}$ , o indutor  $L_o$  e o capacitor  $C_o$  conectado em paralelo com a carga  $R_o$  (DESCHAMPS e BARBI, 1998).

Os três níveis de tensão possíveis na saída ( $V_{cc}/2$ ,  $0$ ,  $-V_{cc}/2$ ) são obtidos de acordo com método de acionamento dos interruptores. No caso do nível zero, o sentido de corrente no indutor determinará qual dispositivo está em condução (SANTOS, 2011).

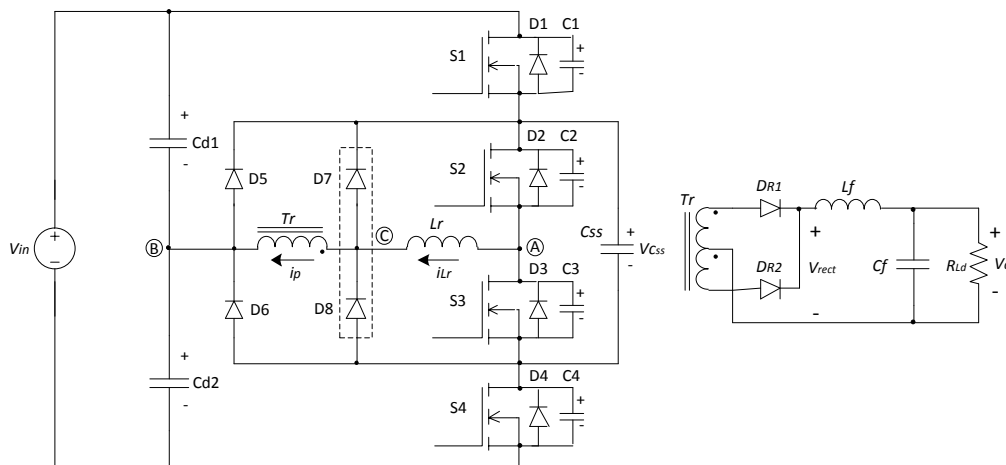
Nas seções 2.2.1 e 2.2.2 é apresentado um breve histórico do desenvolvimento da topologia dos conversores TL-ZVS-PWM-NPC bem como suas vantagens e desvantagens de aplicação.

### 2.2.1 Desenvolvimento da topologia do conversor TL-ZVS-PWM-NPC.

Algumas alterações de topologias do conversor TL-ZVS-PWM-NPC foram propostas por:

- Pinheiro e Barbi (1993): apresentam o TL-ZVS-PWM não ressonante para ampla faixa de carga, bem como topologias TL-ZVS-PWM série ressonante e paralelo ressonante;
- Canales, Barbosa e Lee (2002): introduzem modulação por deslocamento de fase e um capacitor flutuante no lado primário do conversor, para amenizar o ruído parasitário nos diodos retificadores, como também ampliar a faixa de carga em ZVS dos interruptores externos. Também inserem um circuito auxiliar para garantir a comutação ZCS para os interruptores internos;
- Ruan *et al* (2002): concluíram que os diodos retificadores do conversor anteriormente mencionado ainda sofrem oscilações devido à recuperação reversa, com picos de tensão que devem ser amortecidos por circuito “*snubber*”. Também concluem que é possível eliminar essa oscilação de pico com a adição de mais dois diodos de grampeamento no lado primário do conversor. Além disso, procuraram simplificar o conversor eliminando dois diodos da ponte retificadora de onda completa alterando o transformador  $T_r$  para um enrolamento secundário com ponto central, diminuindo o número de semicondutores do circuito. O diagrama é apresentado na Figura 2.3.

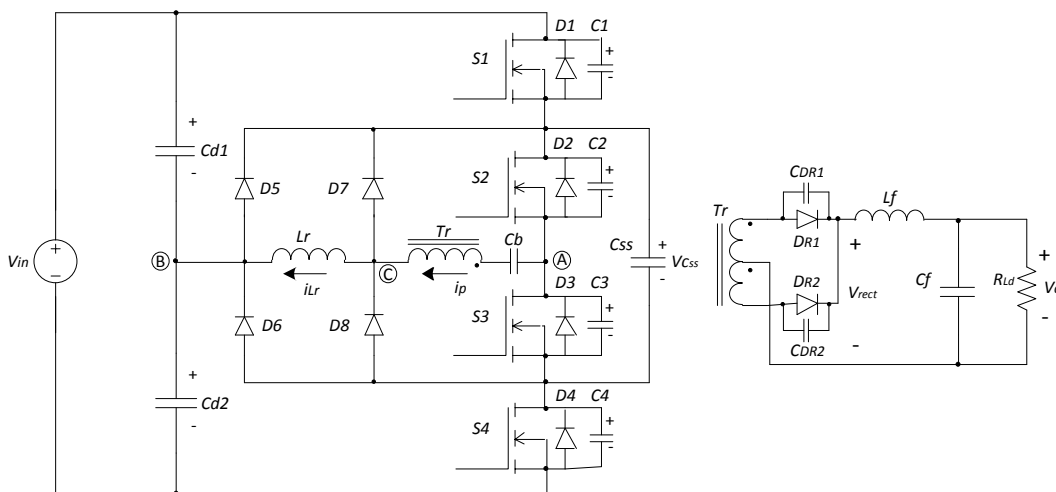
**Figura 2.3 – Conversor CC-CC TL-ZVS-PEM-NPC de Ruan et al (2002)**



**Fonte: Adaptado de Ruan et al (2002)**

- Jin, Ruan e Liu (2007): propõem uma mudança no conversor TL-ZVS-PWM-NPC apresentado por Ruan et al (2002) que consiste na troca de posição do indutor ressonante pelo transformador. As vantagens dessa troca estão na condução dos diodos de grampeamento, que conduzem uma vez a cada período de comutação, e na diminuição da corrente no indutor de dispersão (ressonante), que possibilita maior rendimento e redução de perdas durante o ciclo de trabalho. Também recomendam incluir um capacitor de bloqueio no o lado primário, para evitar a saturação do transformador (Figura 2.4).

**Figura 2.4 – Conversor CC-CC TL-ZVSPWM-NPC de Jin, Ruan e Liu (2007)**



**Fonte: Adaptado de Jin, Ruan e Liu (2007)**

### 2.2.2 Considerações sobre as vantagens e desvantagens do conversor TL-ZVS-PWM-NPC.

O conversor TL-ZVS-PWM-NPC apresenta vantagens e desvantagens se comparado aos conversores FB-ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM-NPC. Essas considerações são descritas a seguir.

Vantagens:

- O conversor TL-ZVS-PWM-NPC é indicado para aplicações que requerem alta tensão de alimentação (barramento) e alta potência com baixas correntes de saída ou quando não houver severas restrições de ondulação na saída (PINHEIRO, 1994);
- Os interruptores têm esforços de tensão reduzidos a  $V_{cc}/2$ , o que permite a utilização de MOSFETs de menor tensão em aplicações com níveis elevados de tensão;
- A operação do conversor é simétrica, o que diminui os efeitos harmônicos gerados pelas reatâncias envolvidas bem como o desbalanço de tensão nos capacitores de entrada;
- A operação ocorre com uma ampla faixa de carga em baixas e médias potências com frequência de comutação mais elevadas se comparado aos conversores convencionais;
- A operação com frequência elevada possibilita a redução de tamanho e peso do indutor e do transformador, tornando o conversor mais compacto. (PINHEIRO, 1994).

Desvantagens:

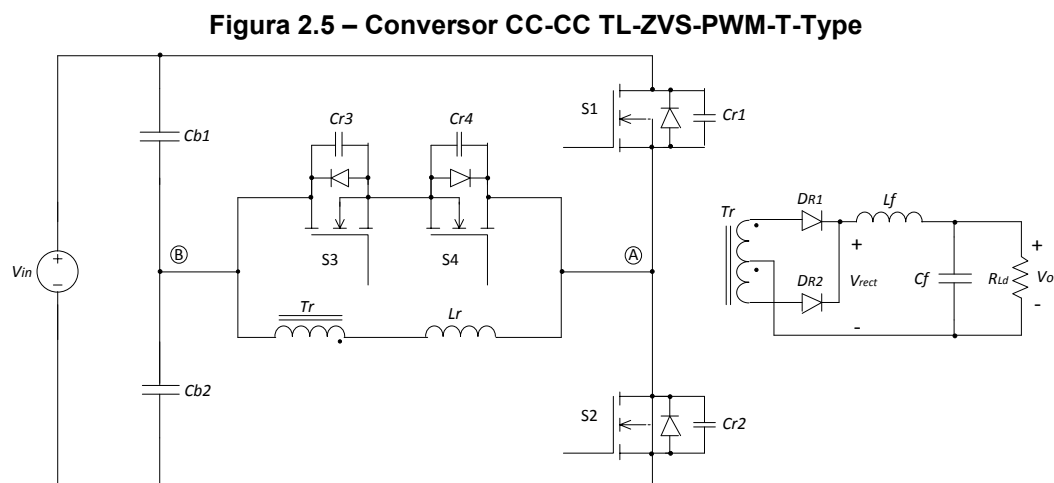
- O acionamento complementar ocorre somente para os interruptores  $S_2$  e  $S_3$ , com período  $T_S/2$ , para  $S_1$  e  $S_4$  esse intervalo é de  $D.T_S$ , deslocado em  $T_S/2$ . Isso implica em um sistema de comando mais elaborado para o controle do conversor;
- Há necessidade de maior número de semicondutores (diodos de grampeamento), que aumenta o custo e complexidade do circuito. (KIN *et al*, 2020);

- Para operação com ampla faixa de carga é necessário adicionar um circuito auxiliar para a comutação dos interruptores e garantir a comutação ZVS nos casos extremos (PINHEIRO, 1994).

### 2.3 Conversor TL-ZVS-PWM- T-Type

A topologia de conversores TL-ZVS-PWM-T-Type, ou conversor “Tipo T”, é uma tecnologia que pode ser empregada para aplicações envolvendo potências na ordem de unidades até poucas dezenas de kW, devido à sua configuração em meia ponte. Seu estágio de potência é formado por quatro interruptores, sendo dois deles submetidos à tensão de barramento e os outros à metade dessa tensão. Além disso, todos comutam sob tensão nula (ZVS). Esse conversor apresenta características semelhantes aos conversores FB-ZVS-PWM e TL-ZVS-PWM no que se refere à operação simétrica, modulação por largura de pulso com frequência constante, comutação sob tensão nula (ZVS) e três níveis de tensão aplicados ao transformador  $Tr$  (BANDEIRA Jr, 2014 e BANDEIRA Jr, MUSSA e BARBI, 2015).

A Figura 2.5 apresenta a arquitetura básica do conversor TL-ZVS-PWM-T-Type.



Fonte: Adaptado de Bandeira Jr, Massa e Barbi (2015)

### 2.3.1 Descrição do Conversor CC-CC TL-ZVS-PWM- T-Type

O conversor CC-CC TL-ZVS-PWM- T-Type é composto por dois capacitores de entrada  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$ , que realizam um divisor capacitivo da tensão de barramento, ou seja, cada um fornece uma tensão contínua igual à metade da tensão de entrada, dois interruptores  $S_1$  e  $S_2$  em ponte e uma célula de interruptor bidirecional formado por  $S_3$  e  $S_4$ , que proporcionam o terceiro nível de tensão (zero volt) entre os pontos “a” e “b” para o transformador  $Tr$  em determinados intervalos de comutação. Os capacitores  $C_{r1}$  a  $C_{r4}$  são intrínsecos aos interruptores e auxiliam na comutação ZVS. O Indutor  $L_r$  é um indutor de comutação, que se soma à dispersão do transformador  $Tr$  para promover a comutação ZVS dos interruptores. O transformador  $Tr$  transforma a tensão oriunda do seu primário para seu secundário em “center tap” (ou ponto médio) de acordo com a relação de transformação necessária, que é ligado a um circuito retificador em onda completa composto pelos diodos  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$  e um filtro formado por  $L_f$  e  $C_f$ , que impõe uma saída em fonte de corrente para a carga  $R_{load}$  do conversor (BANDEIRA Jr, MASSA e BARBI, 2015),

Os três níveis de tensão são obtidos basicamente com a seguinte lógica: nível positivo ( $+V_{cc}/2$ ) por meio da condução de  $S_1$  e comando de  $S_3$ , nível zero com a condução de  $S_3$  e o diodo de  $S_4$ , o nível negativo ( $-V_{cc}/2$ ) na condução de  $S_2$  e comando de  $S_4$  e, para o nível zero, a condução de  $S_4$  e do diodo de  $S_3$  (SCHWEIZER e KOLAR, 2013).

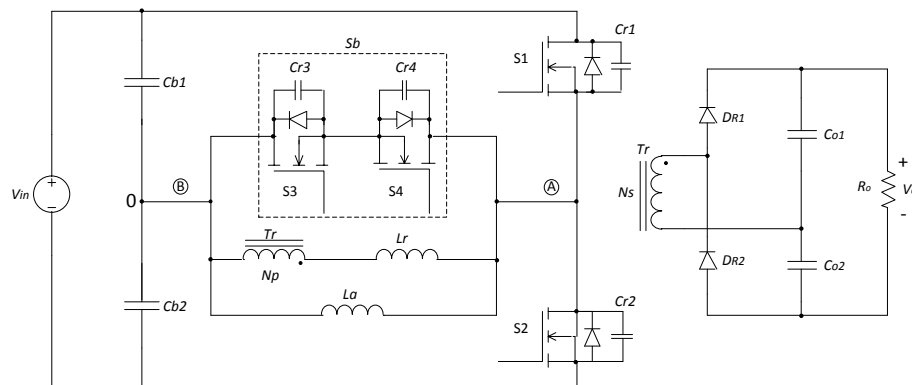
### 2.3.2 Aplicações da Topologia do conversor TL-ZVS-PWM-T-Type

As aplicações da topologia do conversor TL-ZVS-PWM-T-Type foram apresentadas por:

- Bandeira Jr, Mussa e Barbi (2015): conversor CC-CC TL-ZVS-PWM-T-Type, ou TT-ZVS-PWM, da Figura 2.5 para potência de 3 kW com 400 V de tensão de entrada e 60 V de saída, operando com frequência de comutação de 50 kHz. O rendimento obtido foi de 93% com carga nominal e medições apresentaram rendimento máximo de 95,2% quando operando com 1,2 kW de carga;

- Bandeira Jr e Barbi (2017): conversor CC-CC TL-ZVS-PWM-T-Type para 2 kW de potência com ampla faixa de carga, com 400 V de tensão de entrada e 400 V de saída e frequência de comutação de 50 kHz. As alterações em relação ao trabalho de 2015 foram a inclusão de um indutor auxiliar de comutação em paralelo com os interruptores bidirecionais que melhora comutação suave para a faixa de carga, mudança no secundário do transformador  $Tr$ , que deixa de ter o ponto médio (*center tap*) e alteração da ponte retificadora para configuração de dobrador de tensão a partir dos diodos  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$  e os capacitores  $C_{o1}$  e  $C_{o2}$ , que alimentam a carga  $R_o$ . Os resultados de rendimento foram de 92,6 % para a potência nominal e um máximo de 95% em operação com 950 W de carga. Esse conversor é apresentado na Figura 2.6.

**Figura 2.6 – Conversor CC-CC TL-ZVS-PWM-T-Type com indutor auxiliar**



**Fonte: Adaptado de Bandeira Jr e Barbi (2017)**

### 2.3.3 Considerações sobre as vantagens e desvantagens do conversor TL-ZVS-PWM- T-Type

O conversor TL-ZVS-PWM T-Type apresenta vantagens e desvantagens se comparado aos conversores TL-ZVS-PWM-NPC. Essas considerações são descritas a seguir.

Vantagens:

- O conversor TL-ZVS-PWM T-Type utiliza um menor número de componentes;

- O número de semicondutores no caminho da corrente é menor, potencialmente resultando em operação com maior rendimento.

Desvantagem:

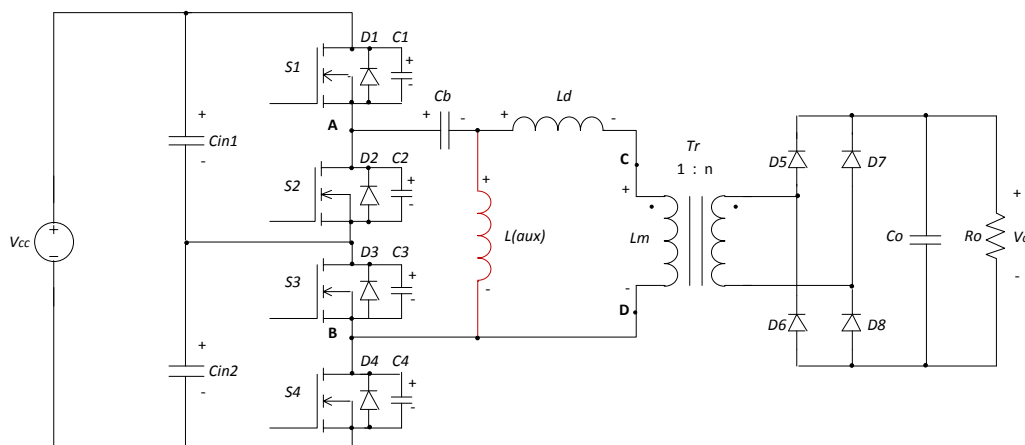
- Apenas dois dos quatro interruptores são submetidos à metade da tensão de entrada, enquanto que na topologia NPC todos os quatro interruptores são beneficiados pela divisão da tensão.

## 2.4 Conversor HB-TL-ZVZCS-PWM

A Figura 2.7 apresenta a topologia do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM proposto com característica de saída em fonte de tensão. Essa topologia tem como base as apresentações nos artigos de Barbi *et al* (1998) e de Deschamps e Barbi (1998), ambos com saída em fonte corrente. Com a alteração para fonte de tensão foram realizadas inicialmente as análises qualitativas e quantitativas e simulações em modo de condução contínua (MCC) e modo de condução descontínua (MCD) para definir a melhor opção de operação do conversor. A opção escolhida inicialmente foi em MCD para reduzir o volume dos elementos reativos, porém foi constatado que ocorre perda de comutação suave nos interruptores  $S_1$  e  $S_3$  nesta condição. Como alternativa foi incluído um indutor auxiliar de comutação  $L_{aux}$  para possibilitar o ZVS nos interruptores em ampla faixa de carga. Com essa alteração o conversor passa a trabalhar em MCC com ZVS no estágio de entrada e em MCD com ZCS no estágio de saída, caracterizando o modo ZVS/ZCS de operação, que são confirmadas na análise qualitativa do capítulo três deste trabalho.



**Figura 2.7 – Topologia do conversor CC-CC HB-TL-ZVZCS-PWM proposto**



**Fonte: Autoria Própria (2021)**

O circuito apresenta a tensão de alimentação em corrente contínua ( $V_{cc}$ ), dois capacitores de entrada ( $C_{in1}$  e  $C_{in2}$ ) formando um divisor de tensão, uma ponte “Half Bridge” com quatro interruptores,  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ , seus diodos e capacitores intrínsecos ( $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_4$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$ ) para promover a comutação suave, um capacitor de bloqueio  $C_b$  que impede a saturação do transformador, um indutor principal em série para o acoplamento dos estágios de entrada e saída  $L_d$ , um indutor auxiliar de comutação ( $L_{aux}$ ), o transformador  $Tr$  para o isolamento entre os lados primário e secundário do conversor, bem como para ajuste do valor desejado da tensão de saída, uma ponte de diodos retificadores  $D_5$ ,  $D_6$ ,  $D_7$  e  $D_8$ , um capacitor de filtro  $C_o$  e a resistência de carga  $R_o$ .

As características importantes deste circuito são a redução da tensão aplicada nos interruptores, ou seja, operam com a metade da tensão de alimentação quando em estado de bloqueio, fato que se apresenta como grande vantagem para aplicações em tensões extra elevadas, e a aplicação do indutor auxiliar para a garantia de comutação suave para uma ampla ou até total faixa de carga.

O conversor HB-TL-ZVZCS-PWM proposto tem similaridades com os conversores TL-ZVS-PWM NPC e TL-ZVS-PWM T-Type descritos na literatura. A Tabela 2.1 faz a comparação das principais características entre ele e os conversores TL-ZVS-PWM NPC de Deschamps e Barbi (1998), TL-ZVS-PWM NPC de Jin, Ruan e Liu (2007), TL-ZVS-PWM- T-Type de Bandeira Jr, Massa e Barbi (2015) e TL-ZVS-PWM- T-Type de Bandeira Jr e Barbi (2017).

Tabela 2.1 – Comparativo entre conversores TL-ZVS-PWM

Características	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)
Número de interruptores Comandados.	4	4	4	4	4
Número de Diodos*.	2 ou 4**	4 ou 6**	6	2 ou 4**	2
Número de Indutores.	2	2	2	2	2
Número de Capacitores***.	4	3	5	3	4
Característica de Saída	Tensão	Corrente	Corrente	Corrente	Tensão
Modulação.	PWM	PWM	PWM	PWM	PWM
Tipo de comutação dos Interruptores	ZVS	ZVS	ZVS	ZVS	ZVS
Tipo de comutação dos Diodos Retificadores.	ZCS	Dissipativa	Dissipativa	Dissipativa	Dissipativa
Valor Máximo de tensão nos Interruptores.	$V_{cc}/2$	$V_{cc}/2$	$V_{cc}/2$	$S_1/S_2 - V_{cc}$ $S_3/S_4 - V_{cc}/2$	$S_1/S_2 - V_{cc}$ $S_3/S_4 - V_{cc}/2$
Valor Máximo de tensão nos Diodos Retificadores.	$V_0$	<i>Maior que</i> $V_0$	<i>Maior que</i> $V_0$	<i>Maior que</i> $V_0$	$V_0$
Faixa de operação com Comutação Suave.	<i>Ampla ou total****</i>	<i>Limitada</i>	<i>Limitada</i>	<i>Limitada</i>	<i>Ampla ou total****</i>

(1) Conversor TL-ZVS-PWM proposto.

(2) Conversor TL-ZVS-PWM NPC (PINHEIRO e BARBI, 1992);

(3) Conversor TL-ZVS-PWM NPC (JIN, RUAN e LIU, 2007);

(4) Conversor TL-ZVS-PWM- T-Type (BANDEIRA Jr, MASSA e BARBI, 2015);

(5) Conversor TL-ZVS-PWM- T-Type (BANDEIRA Jr e BARBI, 2017).

\* Desconsiderando os Diodos internos dos Interruptores.

\*\* Considerando a configuração de ponte retificadora em onda completa com quatro diodos.

\*\*\* Desconsiderando os Capacitores internos dos Interruptores.

\*\*\*\* Depende da escolha do indutor auxiliar.

Fonte: Autoria própria (2022)

## 2.5 Conclusão

Neste capítulo foi realizada uma revisão bibliográfica sobre as topologias de alguns conversores CC-CC conhecidos e, posteriormente, das técnicas envolvendo os conversores dos tipos meia ponte de Três Níveis com tecnologia HB-ZVS-PWM-NPC e Tipo T também conhecido por TT-ZVS-PWM, empregados para aplicações em alta tensão de alimentação CC. Também foi apresentada a proposta do

conversor HB-TL-ZVZCS-PWM, tema da dissertação, bem como a avaliação comparativa do seu potencial em relação aos conversores TL-ZVS-PWM mencionados.

A comparação apresentada na Tabela 2.1 mostra que o conversor proposto tem a vantagem de ter menor número de componentes associados frente aos conversores TL-ZVS-PWM NPC, mas perde nesse quesito para os conversores TL-ZVS-PWM- T-Type que, por outro lado, apresentam a desvantagem de dois dos seus interruptores principais terem esforço igual à tensão de alimentação.

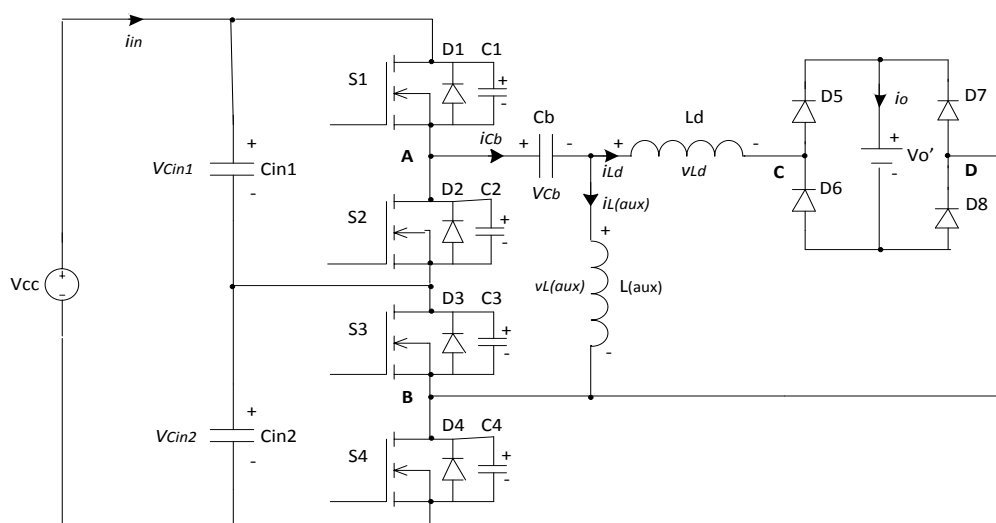
### 3 CONVERSOR CC-CC HB-TL-ZVZCS-PWM

Neste capítulo são apresentadas as estratégias de modulação e as análises qualitativa e quantitativa para o conversor HB-TL-ZVZCS-PWM proposto, operando em modo de ZVS nos interruptores de entrada e ZCS nos diodos de saída, descrevendo-se as operações das diversas etapas e formas de onda inerentes.

Uma observação importante é que ocorrerá uma descontinuidade da operação do conversor apenas no estágio de saída, sendo que o emprego do indutor auxiliar  $L_{aux}$  permite que os interruptores do estágio de entrada operem continuamente, ou seja, sempre haverá corrente circulando por pelo menos dois interruptores. Com isso, fica possibilitada a existência de comutação suave do tipo ZVS para os quatro interruptores do circuito para uma ampla faixa de variação de carga. Como é detalhada neste trabalho, a operação descontínua do estágio de saída possibilita a operação dos diodos do retificador com comutação ZCS, contribuindo, assim, para a redução das perdas do circuito.

O circuito equivalente simplificado para as análises está apresentado na Figura 3.1, em que a saída  $C_0$  e  $R_0$  é representada por uma fonte de tensão imposta  $V_0'$ . Este circuito é uma simplificação do circuito completo apresentado na Figura 2.7.

**Figura 3.1 - Topologia do conversor CC-CC HB-TL-ZVZCS proposto – Circuito equivalente com saída em tensão imposta**



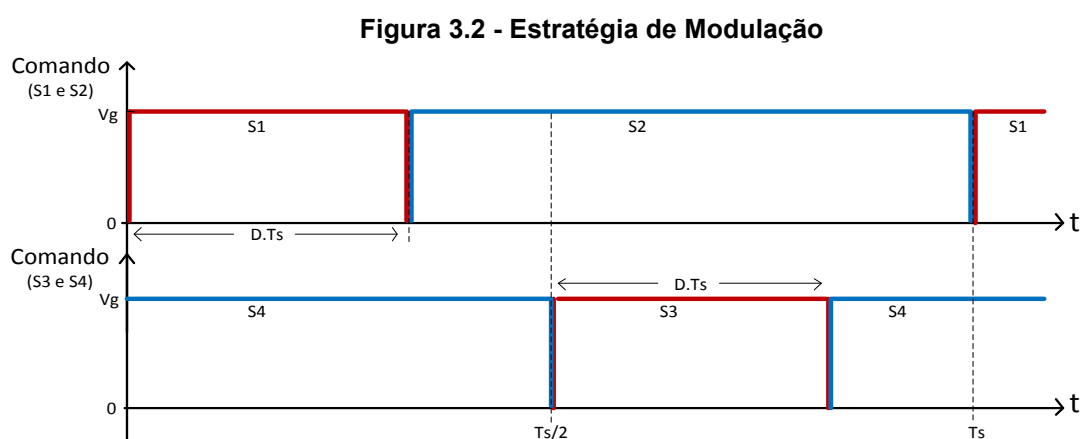
Fonte: Autoria Própria (2021)

### 3.1 Estratégia de modulação

De forma geral, os conversores comutados operam em uma razão cíclica ( $D$ ) que representa a razão entre período de condução dos interruptores ( $T_{on}$ ) em relação ao período do ciclo total de comutação ( $T_s$ ). Esta razão é definida por:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s}. \quad (3.1)$$

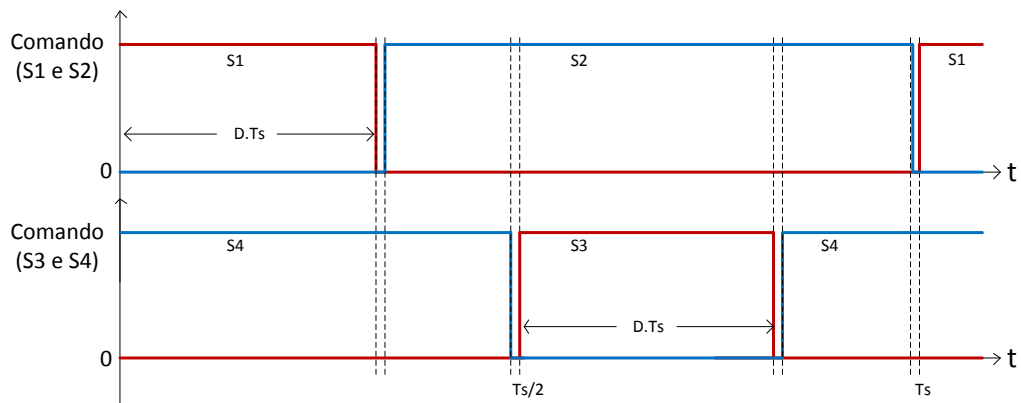
Para a estratégia de modulação do conversor apresentado na Figura 3.1 foi considerado inicialmente que os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  possam conduzir por um período máximo de  $T_s/2$ , ou seja, com variação da razão cíclica ( $D$ ) até a metade do período total de comutação  $T_s$ , sendo o intervalo de condução denominado  $D.T_s$ , e seus pares,  $S_2$  e  $S_4$ , conduzam no intervalo complementar, conforme apresentado na Figura 3.2.



Fonte: Autoria Própria (2021)

A estratégia de modulação deve considerar a existência de um “tempo morto” entre a aplicação dos pulsos complementares dos interruptores, conforme demonstra a Figura 3.3. Este tempo é necessário para garantir que não haja a condução simultânea de  $S_1$  e  $S_2$  e de  $S_3$  e  $S_4$ , o que resultaria em um estado de curto-circuito potencialmente destrutivo. Além do mais, a existência deste tempo morto é fundamental para se garantir comutação ZVS para os interruptores, uma vez que os capacitores em paralelo com esses dispositivos devem ser completamente descarregados antes que os respectivos pulsos de comando sejam aplicados.

**Figura 3.3 - Estratégia de Modulação com “tempo morto”**



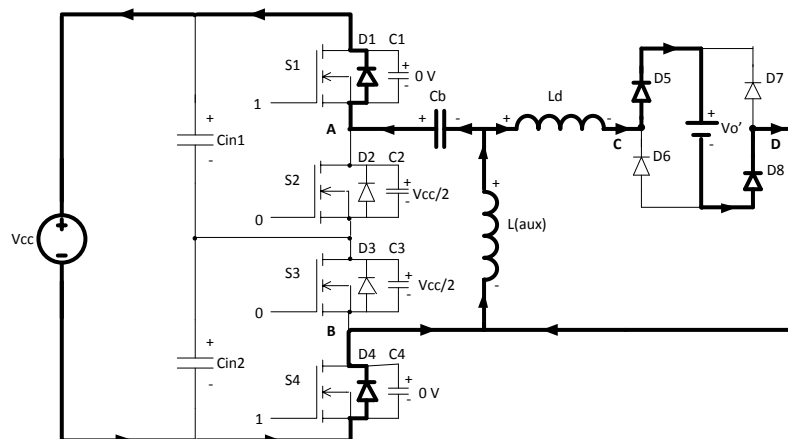
Fonte: Autoria Própria (2021)

### 3.2 Análise qualitativa do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM

Esta análise considera o comportamento da corrente no indutor bem como os instantes de comutação dos interruptores para determinar as etapas de operação básicas. Por convenção foi adotado para os intervalos de tempo a nomenclatura  $\Delta t_{y-x}$  sendo, por exemplo,  $\Delta t_{1-0} = t_1 - t_0$ . Dessa forma o conversor apresenta doze etapas, descritas a seguir, considerando que as Figuras 3.4 a 3.15 referem-se a cada etapa.

#### 3.2.1 Primeira Etapa de Operação ( $\Delta t_{1-0}$ )

**Figura 3.4 - Primeira etapa de operação**



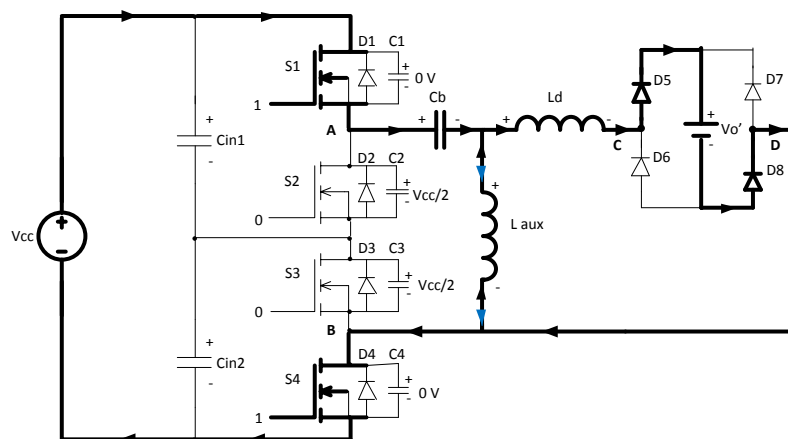
Fonte: Autoria Própria (2021)

A primeira etapa se inicia no instante de tempo definido como  $t_0$ , quando  $S_1$  recebe o comando de condução (consequência da décima segunda etapa), mas a

condução só ocorre por meio de  $D_1$  e  $D_4$  durante toda a etapa. A corrente no indutor  $L_d$  cresce a partir de zero e a corrente no indutor auxiliar  $L_{aux}$  cresce a partir de  $-iL_{aux(max)}$ . A tensão entre os pontos “A” e “B” é igual a  $V_{cc}$  e entre os pontos “C” e “D” assume o valor de saída  $V_o'$ . Na saída tem-se a condução de  $D_5$  e  $D_8$ , alimentando a carga  $V_o'$ . Para que ocorra comutação ZVS em  $S_1$ , este interruptor deve ser acionado no decorrer desta etapa de operação. A etapa é encerrada quando a corrente  $iL_d$  for igual a  $-iL_{aux}$  no instante  $t_1$ , condição que provoca o corte de condução de  $D_1$  e  $D_4$ , liberando a condução de  $S_1$  e  $S_4$  que foram previamente acionados. Esta corrente no indutor  $L_d$  é representada por  $I_1$ .

### 3.2.2 Segunda Etapa de Operação ( $\Delta t_{2-1}$ )

Figura 3.5 - Segunda etapa de operação

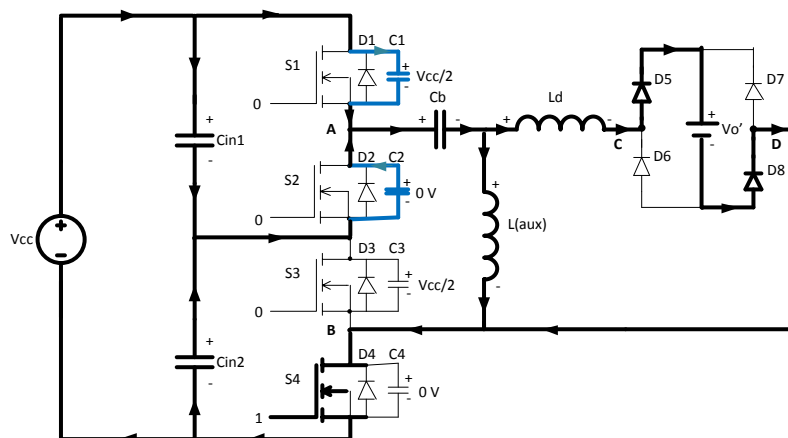


Fonte: Autoria Própria (2021)

Os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  entram em condução. A corrente em  $L_d$  cresce até  $iL_d(máx)$  e em  $L_{aux}$  atinge  $iL_{aux}(máx)$  ao final da etapa, sendo que, no decorrer, ocorre a inversão de sentido de  $iL_{aux}$ . As tensões entre os pontos “A” e “B” e entre os pontos “C” e “D” permanecem com os valores da primeira etapa. Na saída permanece a condução de  $D_5$  e  $D_8$ . A etapa é encerrada em  $t_2$ , instante em que ocorre o bloqueio do interruptor  $S_1$ .

### 3.2.3 Terceira Etapa de Operação ( $\Delta t_{3-2}$ )

**Figura 3.6 - Terceira etapa de operação**

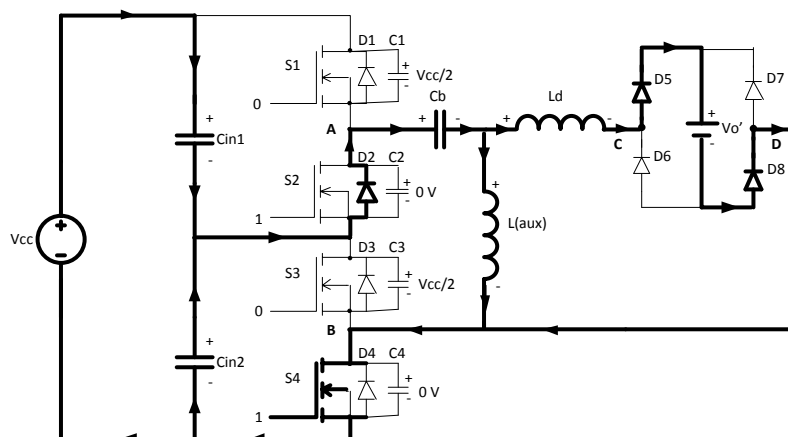


Fonte: Autoria Própria (2021)

O bloqueio de  $S_1$  dá origem a uma etapa de comutação em que o capacitor  $C_1$  é carregado e  $C_2$  descarregado. As correntes nos indutores permanecem com os valores do final da segunda etapa, sendo suprida nos instantes de carga e descarga de  $C_1$  e  $C_2$ . A descarga completa de  $C_2$  no final da etapa permite a condução de  $D_2$ . As tensões entre os pontos “A” e “B” e entre “C” e “D” também permanecem iguais. Na saída permanece a condução de  $D_5$  e  $D_8$ .

### 3.2.4 Quarta Etapa de Operação ( $\Delta t_{4-3}$ )

**Figura 3.7 - Quarta etapa de operação**



Fonte: Autoria Própria (2021)

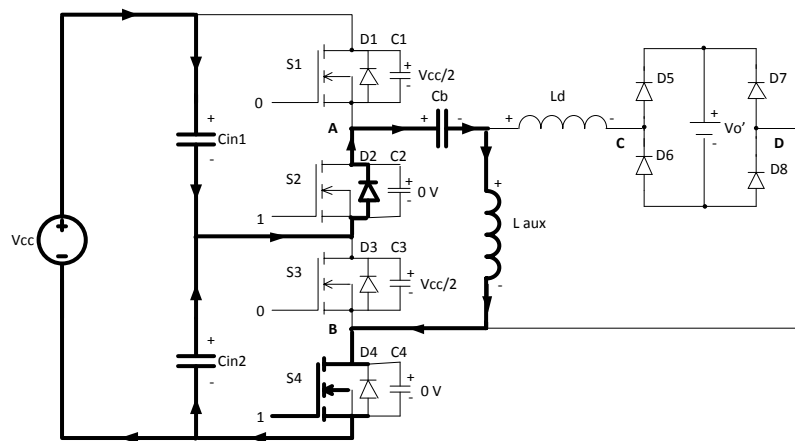
Nesta etapa ocorre a condução de  $D_2$ , no instante  $t_3$ , e permanece a condução de  $S_4$ . A condução de  $D_2$  permite o acionamento de  $S_2$  com tensão nula,



possibilitando, assim, a ocorrência de comutação ZVS para este elemento. A corrente em  $L_d$  cai para zero no final da etapa e  $L_{aux}$  permanece com uma corrente constante igual a  $iL_{aux(máx)}$  durante toda a etapa. As tensões entre os pontos “A” e “B” passa a ser  $V_{cc} / 2$  e, entre os pontos “C” e “D”, permanece sendo  $V_{o'}$ . Na saída permanece a condução de  $D_5$  e  $D_8$ , alimentando a carga  $V_{o'}$ , até o bloqueio dos mesmos no final da etapa.

### 3.2.5 Quinta Etapa de Operação ( $\Delta t_{5-4}$ )

Figura 3.8 - Quinta etapa de operação

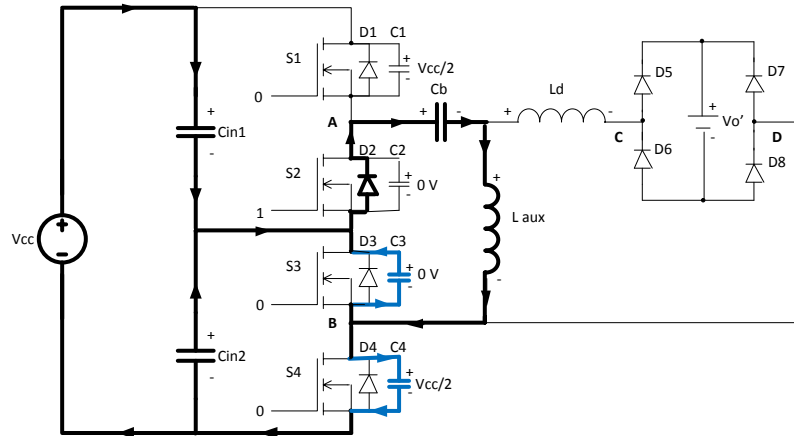


Fonte: Autoria Própria (2021)

Etapa em que permanece a condução de  $D_2$  e  $S_4$ , a saturação de  $L_{aux}$  em  $iL_{aux(máx)}$  e a anulação da corrente em  $L_d$ . O fato de a corrente em  $L_d$  ter se anulado implica o bloqueio dos diodos  $D_5$  e  $D_8$  no retificador de saída. Uma vez que todos os diodos do retificador de saída estão em corte, demonstra-se a operação em MCD do estágio de saída. A tensão entre os pontos “A” e “B” continua sendo  $V_{cc} / 2$  e entre os pontos “C” e “D”, é nula por toda esta etapa. Esta etapa termina no instante em que o interruptor  $S_4$  é desligado.

### 3.2.6 Sexta Etapa de Operação ( $\Delta t_{6-5}$ )

**Figura 3.9 - Sexta etapa de operação**

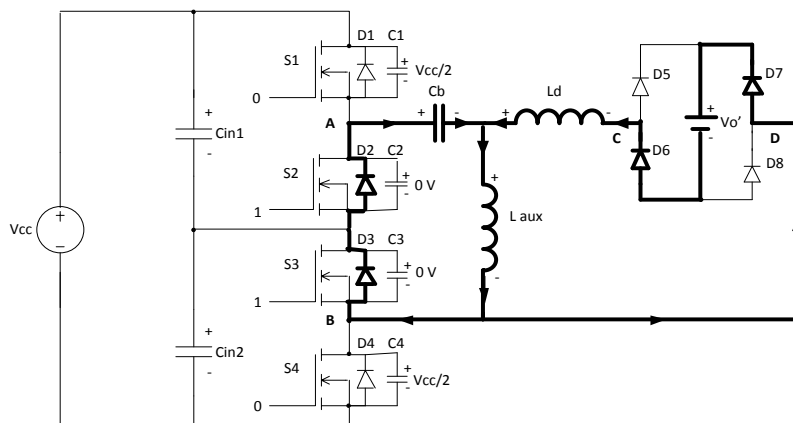


Fonte: Autoria Própria (2021)

O bloqueio de  $S_4$  dá origem a uma etapa de comutação em que  $C_3$  é descarregado e  $C_4$  é carregado. O indutor  $L_{aux}$  permanece com corrente máxima e tensão nula no início da etapa. As correntes  $iL_{aux}$  tende a diminuir e  $iL_d$  a aumentar no sentido reverso. A tensão entre os pontos “A” e “B” tende para zero e, entre os pontos “C” e “D”, para  $-V_0'$ . Na saída não há condução dos diodos da ponte.

### 3.2.7 Sétima Etapa de Operação ( $\Delta t_{7-6}$ )

**Figura 3.10 - Sétima etapa de operação**



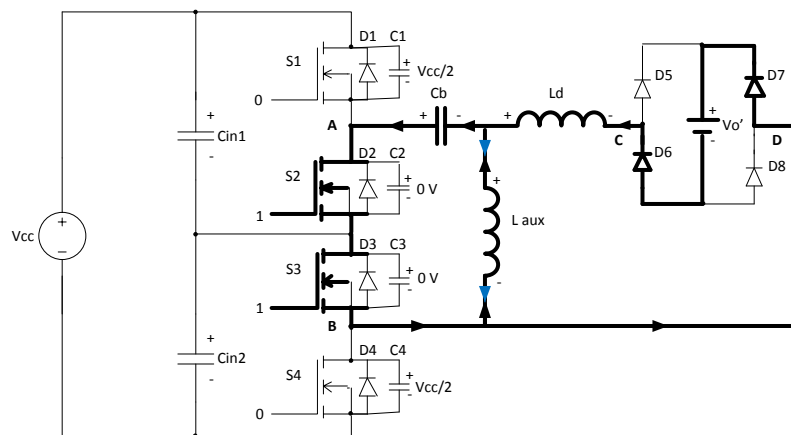
Fonte: Autoria Própria (2021)

O interruptor  $S_3$  recebe o comando de condução. A entrada em condução do diodo  $D_3$  permite que este interruptor seja acionado com tensão nula. A corrente  $iL_d$

crece no sentido inverso a partir de zero e a corrente no indutor auxiliar  $L_{aux}$  decresce a partir de  $iL_{aux(máx)}$ . A tensão entre os pontos “A” e “B” é igual a zero e, os pontos “C” e “D” assume o valor  $-V_0'$ . Na saída os diodos  $D_6$  e  $D_7$  entram em condução alimentando a carga  $V_0'$ . A etapa é encerrada quando a corrente  $-iL_d$  for igual a  $iL_{aux}$  no instante  $t_7$ , o que provoca o bloqueio dos diodos  $D_2$  e  $D_3$  e a condução dos interruptores  $S_2$  e  $S_3$  que haviam sido previamente acionados com ZVS.

### 3.2.8 Oitava Etapa de Operação ( $\Delta t_{8-7}$ )

**Figura 3.11 - Oitava etapa de operação**

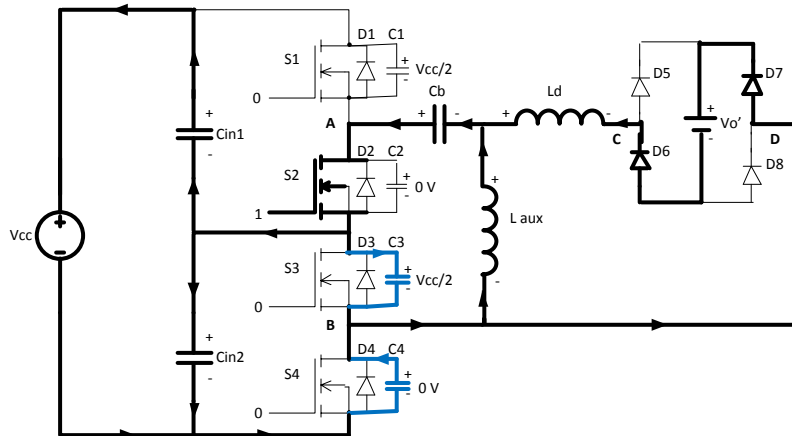


**Fonte: Autoria Própria (2021)**

Nesta etapa,  $S_2$  e  $S_3$  entram em condução. A corrente em  $L_d$  cresce no sentido inverso atingindo o valor  $-iL_d(máx)$  ao final da etapa. A corrente em  $L_{aux}$  apresenta queda e inversão de sentido no decorrer da etapa até atingir o valor  $-iL_{aux(máx)}$ . As tensões entre os pontos “A” e “B” e entre os pontos “C” e “D” permanecem com os valores da sétima etapa. Na saída permanece a condução de  $D_6$  e  $D_7$ .

3.2.9 Nona Etapa de Operação ( $\Delta t_{9-8}$ )

Figura 3.12 - Nona etapa de operação

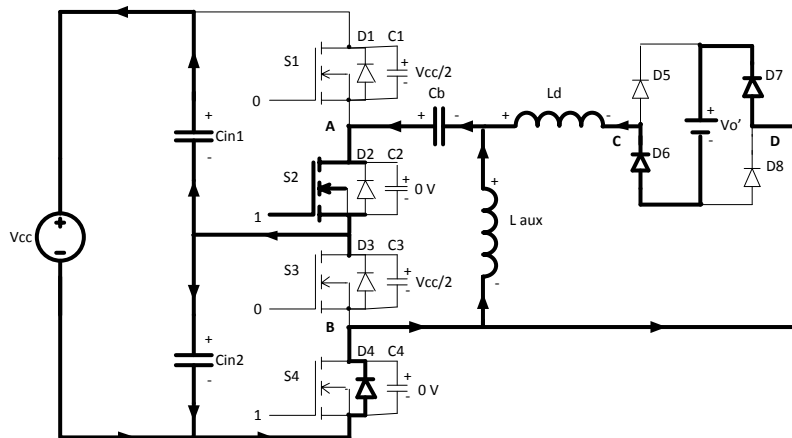


Fonte: Autoria Própria (2021)

Etapa de comutação de  $S_3$ . No instante  $t_8$  o interruptor  $S_3$  é bloqueado e ocorre a carga de  $C_3$  e descarga de  $C_4$ . As correntes nos indutores permanecem com os valores do final da oitava etapa, sendo suprida nos instantes de carga e descarga de  $C_3$  e  $C_4$ . A descarga de  $C_4$  no final da etapa permite a condução de  $D_4$ . As tensões entre os pontos “A” e “B” e entre “C” e “D” permanecem com valores iguais aos da etapa anterior. Na saída permanece a condução de  $D_6$  e  $D_7$ .

3.2.10 Décima Etapa de Operação ( $\Delta t_{10-9}$ )

Figura 3.13 - Décima etapa de operação



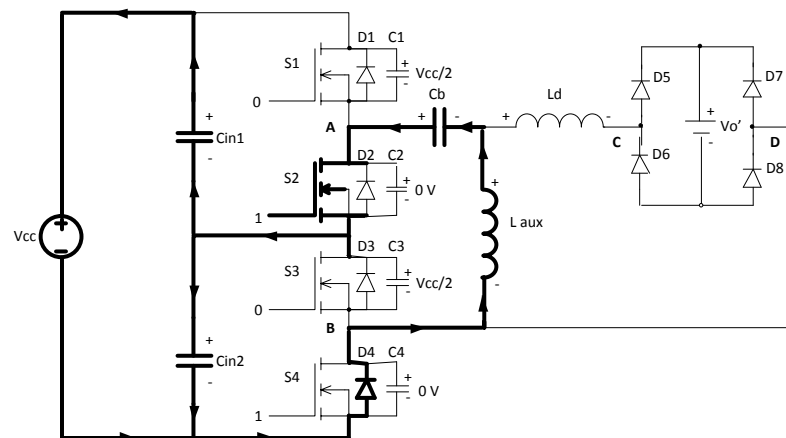
Fonte: Autoria Própria (2021)

Nesta etapa a descarga completa do capacitor  $C_4$  ocasiona a entrada em condução de  $D_4$ . Com isso, possibilita-se a entrada em condução de  $S_4$  com ZVS,

caso este interruptor seja acionado no decorrer da décima etapa. A corrente em  $L_d$  cai para zero no final da etapa e  $L_{aux}$  permanece com valor igual a  $-iL_{aux(máx)}$  durante toda a etapa. A tensão entre os pontos “A” e “B” passa a ser  $V_{cc}/2$  e entre os pontos “C” e “D” permanece em  $-V_o'$ . Na saída permanece a condução de  $D_6$  e  $D_7$  até o bloqueio dos mesmos no final da etapa.

### 3.2.11 Décima Primeira Etapa de Operação ( $\Delta t_{11-10}$ )

Figura 3.14 - Décima Primeira etapa de operação

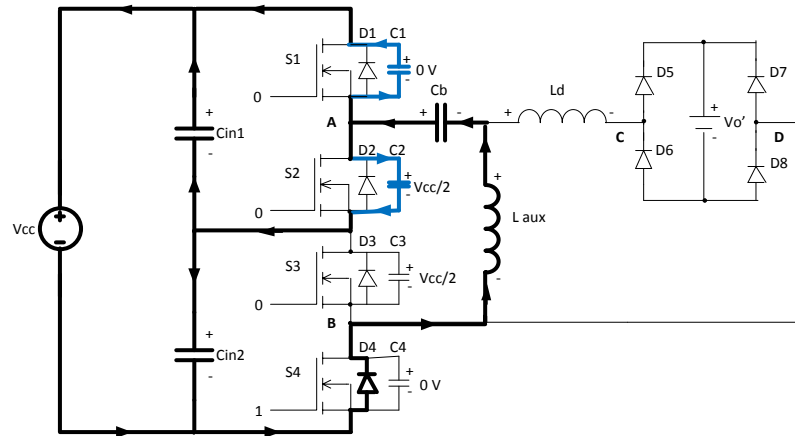


Fonte: Autoria Própria (2021)

Etapa em que permanece a condução de  $D_4$  e  $S_2$ , a saturação de  $L_{aux}$  em  $-iL_{aux(máx)}$ . Durante esta etapa a corrente em  $L_d$  permanece nula, caracterizando, assim, a condução descontínua do estágio de saída. Entretanto, corrente não nula continua fluindo pelos interruptores devido à presença do indutor  $L_{aux}$ . A tensão entre os pontos “A” e “B” continua sendo  $V_{cc}/2$  e entre os pontos “C” e “D” cai para zero por toda esta etapa. Na saída não há condução dos diodos da ponte. A décima primeira etapa acaba no instante em que o interruptor  $S_2$  é bloqueado.

3.2.12 Décima Segunda Etapa de Operação ( $\Delta t_{12-11}$ )

Figura 3.15 - Décima Segunda etapa de operação

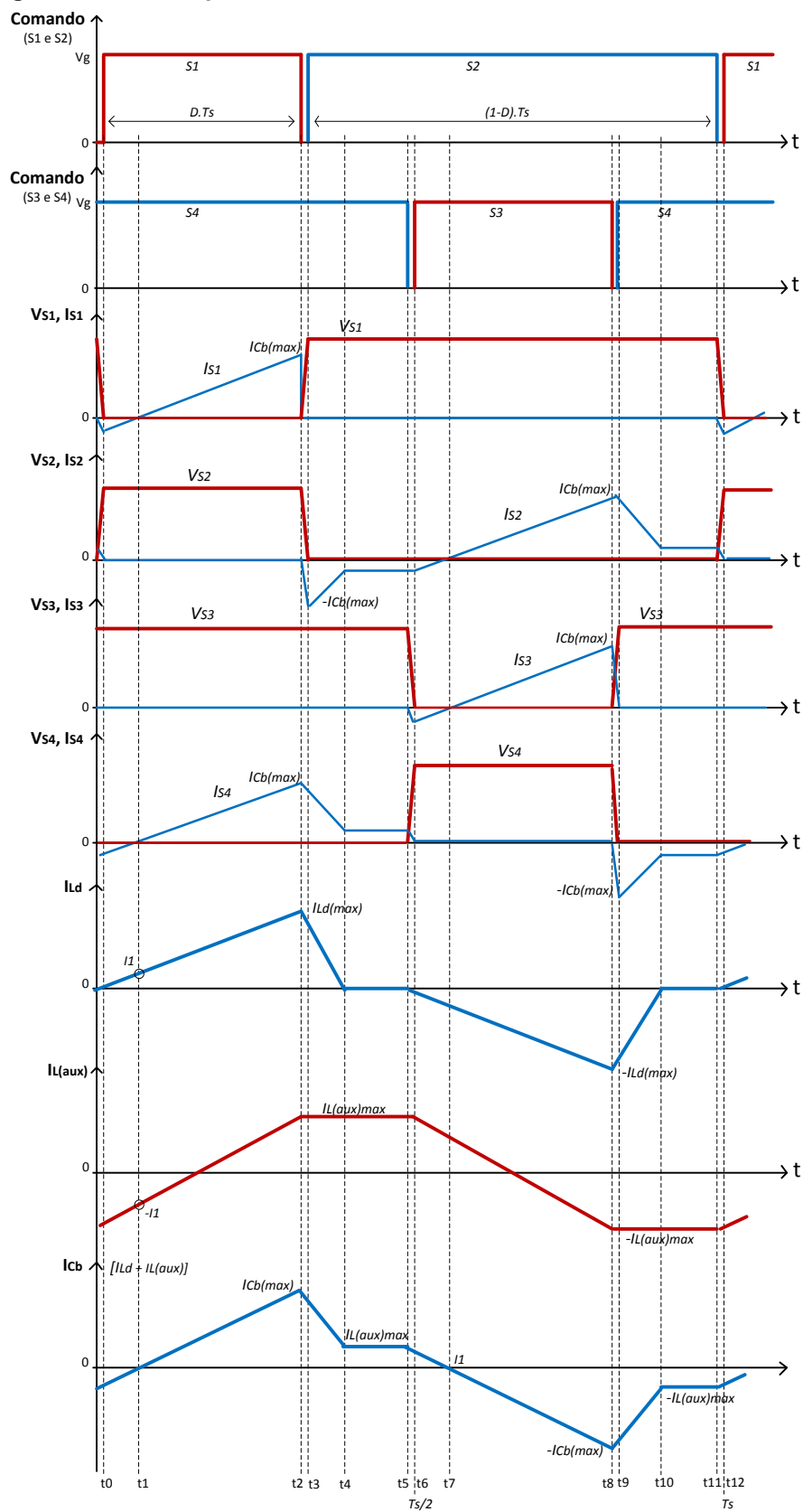


Fonte: Autoria Própria (2021)

O bloqueio de  $S_2$  dá origem a uma etapa de comutação em que  $C_1$  é descarregado e  $C_2$  carregado com  $V_{CC}/2$ . O indutor  $L_{aux}$  apresenta corrente máxima inversa e tensão nula no início da etapa. A tensão entre os pontos “A” e “B” tende para  $V_{CC}$  e entre os pontos “C” e “D” tende para  $V_o'$ . Na saída ainda não há condução dos diodos da ponte. Assim que o capacitor  $C_1$  é completamente descarregado, tem-se a entrada em condução de  $D_1$ , caracterizando o final desta etapa de operação.

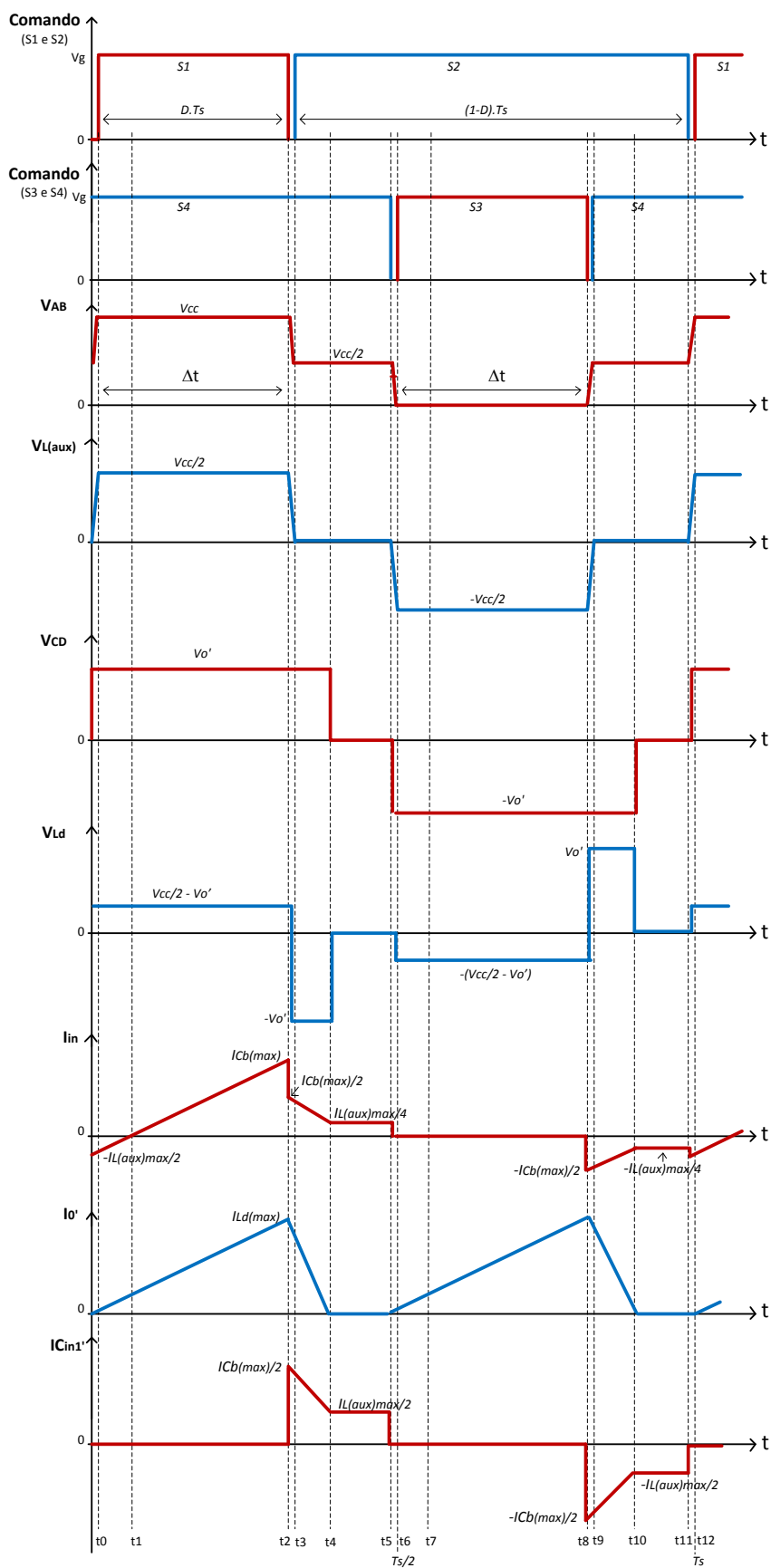
Considerando as análises qualitativas apresentadas para as etapas de operação obtêm-se as Figuras 3.16 e 3.17, que são as principais formas de onda para o conversor.

Figura 3.16 - Principais formas de onda do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM



Fonte: Autoria Própria (2021)

Figura 3.17 – Outras formas de onda relevantes do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM



Fonte: Autoria Própria (2021)



### 3.3 Análise quantitativa do conversor TL-ZVZCS-PWM

A análise quantitativa tem como objetivo apresentar o equacionamento do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM no sentido de determinar todas as informações necessárias para o seu correto dimensionamento. De forma geral, a análise contempla a determinação dos intervalos de tempo de cada etapa de operação, o dimensionamento de todos os componentes associados à característica de saída do conversor. Este tópico se inicia com as condições iniciais de operação e, posteriormente, desenvolve o equacionamento de todos os parâmetros para os componentes discretos pertinentes.

#### 3.3.1 Condições Iniciais

Considerando a simetria do conversor, conclui-se que:

$$\Delta t_{1-0} = \Delta t_{7-6}, \quad (3.2)$$

$$\Delta t_{2-1} = \Delta t_{8-7}, \quad (3.3)$$

$$\Delta t_{4-3} = \Delta t_{10-9}, \quad (3.4)$$

$$\Delta t_{5-4} = \Delta t_{11-10}. \quad (3.5)$$

Os intervalos de tempo  $\Delta t_{3-2}$ ,  $\Delta t_{6-5}$ ,  $\Delta t_{9-8}$  e  $\Delta t_{12-11}$  são referentes à comutação dos interruptores que, por serem muito pequenos, não serão considerados nesta análise, mas terão seus valores definidos na análise de comutação no Capítulo 4.

Os tempos de acionamento de  $S_1$  na 1ª e 2ª etapas e de  $S_3$  na 7ª e 8ª etapas são dados por:

$$\Delta t_{1-0} + \Delta t_{2-1} = \Delta t = D \cdot T_S. \quad (3.6)$$

A corrente  $iL_d$  apresenta três níveis conhecidos:  $iL_d \max$ , zero e  $-iL_d \max$ .

A corrente  $iL_{aux}$  apresenta três níveis conhecidos:  $iL_{aux \max}$ , zero e  $-iL_{aux \max}$ .

A corrente  $iC_b$  apresenta cinco níveis conhecidos:  $iC_b \max$ ,  $iL_{aux \max}$ , zero,  $-iC_b \max$  e  $-iL_{aux \max}$ .

### 3.3.2 Ganho estático ( $q$ ) e razão cíclica ( $D$ )

Para o desenvolvimento da análise será definido o intervalo de tempo  $\Delta t$ , indicado na Figura 3.17, que corresponde ao intervalo em que o nível  $V_{cc}$  é imposto na tensão  $V_{AB}$ . Salienta-se que, devido à simetria do conversor,  $\Delta t$  também corresponde ao intervalo em que  $V_{AB}$  possui nível de tensão nulo. Com isso, tem-se:

$$\Delta t = \Delta t_{1-0} + \Delta t_{2-1} = \Delta t_{7-6} + \Delta t_{8-7} = D \cdot T_S. \quad (3.7)$$

Como será demonstrada no decorrer desta análise, a duração de  $\Delta t$  possui influência direta na característica de transferência do circuito. Desta forma, tem-se a definição da razão cíclica do conversor como sendo:

$$D \cdot T_S = \Delta t \rightarrow D = \frac{\Delta t}{T_S}. \quad (3.8)$$

Salienta-se que com esta definição, o valor máximo de razão cíclica é igual a 0,5.

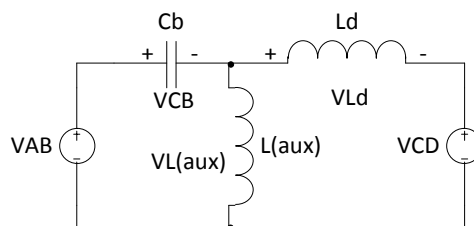
O *Ganho estático* “ $q$ ” é definido como a razão entre o valor refletido da tensão de saída do conversor  $V_o'$  e tensão de entrada  $V_{cc}$ :

$$q \triangleq \frac{V_o'}{V_{cc}}. \quad (3.9)$$

### 3.3.3 Equacionamento do Conversor HB-TL-ZVZCS-PWM.

Para as análises a seguir será considerado o circuito equivalente entre os pontos “A” e “B” e “C” e “D” do conversor, representado na figura 3.18.

**Figura 3.18 - Circuito equivalente entre os pontos “A” e “B” e “C” e “D” do conversor**



**Fonte: Autoria Própria (2021)**

### 3.3.4 Determinação do valor médio de tensão no capacitor $C_b$ ( $V_{Cb}$ )

Analisando os comportamentos de  $V_{AB}$ ,  $V_{Ld}$  e  $V_{CD}$ , seus valores médios para o período  $T_s$  serão:

$$V_{AB} = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{\Delta t} V_{CC} \cdot dt + \int_0^{\Delta t} 0 \cdot dt + \int_0^{T_s - 2\Delta t} \frac{V_{CC}}{2} \cdot dt \right) = \frac{V_{CC}}{2}. \quad (3.10)$$

O valor médio da tensão em  $L_d$  é nulo para o período de comutação  $T_s$ , ou seja,

$$V_{Ld} = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{T_s} v_{Ld} \cdot dt \right) = 0. \quad (3.11)$$

A tensão nos pontos  $C$  e  $D$  têm valores  $+V_0'$  no intervalo  $T_s/2$  e  $-V_0'$  no intervalo complementar, sendo seu valor médio nulo, conforme segue.

$$V_{CD} = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{T_s/2} V_0' \cdot dt + \int_{T_s/2}^{T_s} -V_0' \cdot dt \right) = 0. \quad (3.12)$$

A *Lei de Kirchhoff de Tensão* (LKT) para o laço externo é dada por:

$$-V_{AB} + V_{Cb} + V_{Ld} + V_{CD} = 0. \quad (3.13)$$

Substituindo os valores das equações (3.10), (3.11) e (3.12) na equação (3.13), tem-se que o valor médio da tensão no capacitor de bloqueio  $V_{Cb}$  é dado por:

$$V_{Cb} = V_{CC}/2. \quad (3.14)$$

Como o capacitor  $C_b$  deve atender ao critério de baixa ondulação de tensão, será considerado na análise que a tensão  $V_{Cb}$  é constante e igual a  $V_{CC}/2$ .

### 3.3.5 Determinando o Indutor Auxiliar

O indutor auxiliar é dimensionado atribuindo-se a ele uma variação de corrente  $\Delta i_{L_{aux}}$  de valor tal que não comprometa as características desejáveis para o conversor, no sentido de esforços dos semicondutores e rendimento geral.

O indutor  $L_{aux}$  foi incluído no circuito para que seja possibilitada a ocorrência de comutação suave ZVS nos interruptores do conversor, quando o estágio de saída opera em MCD. Portanto, a determinação do seu valor dependerá das condições em que ocorrem os processos de comutação que, por sua vez, serão estudadas à parte, em seção destinada à análise da comutação. Entretanto, a inclusão deste indutor terá influência nos esforços de corrente do circuito, impactando, assim, no rendimento do conversor. Por este motivo, é imprescindível determinar os níveis da corrente que circula pelo elemento e relacioná-los com o valor  $L_{aux}$ . Desta forma, será possível determinar  $L_{aux}$  com base nos requisitos para obtenção da comutação ZVS a serem determinados na análise da comutação e, ainda, quantificar a influência deste elemento nos esforços de corrente.

Recomenda-se adotar um valor de  $\Delta iL_{aux}$  de modo a garantir a comutação ZVS nos interruptores para a faixa de operação em MCD desejada para o conversor.

A partir de um valor desejado de  $\Delta iL_{aux}$ , tem-se que:

$$iL_{aux} (máx) = \frac{\Delta iL_{aux}}{2} . \quad (3.15)$$

O indutor auxiliar é obtido por meio da análise da primeira e segunda etapas (intervalo  $\Delta t$ ) com  $V_{AB}$  em  $V_{cc}$ :

$$vL_{aux} = \frac{V_{cc}}{2} , \quad (3.16)$$

$$L_{aux} \cdot \frac{diL_{aux}}{dt} = \frac{V_{cc}}{2} . \quad (3.17)$$

Resolvendo a equação (3.17) obtém-se:

$$\Delta iL_{(aux)} = \frac{V_{cc} \cdot D \cdot T_S}{2 \cdot L_{aux}} . \quad (3.18)$$

Isolando para  $L_{(aux)}$ , encontra-se:

$$L_{(aux)} = \frac{V_{cc} \cdot D}{2 \cdot \Delta iL_{aux} \cdot f_S} , \quad (3.19)$$

que também pode ser escrita como:

$$L_{(aux)} = \frac{V_{cc} \cdot D}{4 \cdot iL_{aux} (máx) \cdot f_S} . \quad (3.20)$$

A equação (3.20) permite determinar o valor de  $L_{aux}$  que implica a existência de um nível de corrente  $I_{L(aux)max}$  que, por sua vez, garante a ocorrência de comutação ZVS para os interruptores do circuito. Salienta-se que o nível  $I_{L(aux)max}$  necessário será determinado a partir da análise da comutação.

### 3.3.6 Corrente máxima no Indutor $L_d$

A corrente máxima no indutor  $L_d$  pode ser obtida a partir da primeira e segunda etapas de operação que se dá no intervalo  $\Delta t$ .

Aplicando a LKT e isolando para  $v_{Ld}$ :

$$v_{Ld} = V_{CC} - V_{Cb} - V_0', \quad (3.21)$$

$$L_d \frac{di_{Ld}}{dt} = V_{CC} - V_{Cb} - V_0'. \quad (3.22)$$

Integrando a equação (3.22) para  $\Delta t$ ,

$$i_{Ld_{Max}} - 0 = \frac{V_{CC} - V_{Cb} - V_0'}{L_d} \cdot D \cdot T_S. \quad (3.23)$$

Substituindo os valores de  $V_{Cb}$  da equação (3.14) na equação (3.23) e resolvendo, tem-se:

$$i_{Ld_{Max}} = \frac{V_{CC}/2 - V_0'}{L_d} \cdot D \cdot T_S. \quad (3.24)$$

Multiplicando e dividindo (3.24) por  $V_{CC}$ , e aplicando a equação (3.10), determina-se:

$$i_{Ld_{max}} = V_{CC} \cdot \left( \frac{1 - 2q}{2} \right) \cdot \left( \frac{D \cdot T_S}{L_d} \right). \quad (3.25)$$

Fazendo  $T_S$  como o inverso da frequência de comutação ( $f_s$ ) e simplificando, encontra-se:

$$i_{Ld_{max}} = \frac{V_{CC}}{2 \cdot L_d \cdot f_s} \cdot (1 - 2q) \cdot D. \quad (3.26)$$

Parametrizando, chega-se em:

$$\overline{iLd_{max}} = \frac{4 \cdot iL_{d_{max}} \cdot L_d \cdot f_s}{V_{CC}} = 2 \cdot D(1 - 2q) . \quad (3.27)$$

Os valores obtidos em (3.25) e (3.26) permitem descrever completamente as formas de onda das correntes em  $L_d$  e  $L_{aux}$  apresentadas na Figura 3.16, conforme descrito nas próximas subseções.

### 3.3.7 Intervalo de tempo $\Delta t_{1-0} = \Delta t_{7-6}$

No o intervalo  $\Delta t$ , a corrente no indutor  $L_d$  cresce linearmente de zero para seu valor máximo, e para indutor  $L_{aux}$  a corrente varia de seu valor mínimo para o valor máximo (ver Figura 3.16). As equações que descrevem o comportamento destas correntes são:

$$iLd = \frac{iL_{d_{max}} \cdot t}{\Delta t} , \quad (3.28)$$

$$iL_{aux} = \frac{\Delta iL_{aux} \cdot (2 \cdot t - \Delta t)}{2 \cdot \Delta t} . \quad (3.29)$$

Com base na análise qualitativa do conversor, a primeira etapa de operação acaba quando:

$$I_{Ld} = -iL_{aux} . \quad (3.30)$$

Essa igualdade é representada como ponto  $I_1$ , (Figura 3.16), que é o instante em a corrente no capacitor  $C_b$  se anula ( $t_1$ ). O cálculo desta corrente é obtido após determinar o intervalo  $\Delta t_{1-0}$  e substituindo-o na equação (3.28) ou (3.29).

O intervalo  $\Delta t_{1-0}$  é calculado substituindo as equações (3.28) e (3.29) na equação (3.31) e isolando para “ $t$ ”, considerando que este é o intervalo  $\Delta t_{1-0}$ , que resulta em:

$$\Delta t_{1-0} = \frac{\Delta iL_{aux} \cdot \Delta t}{2 \cdot (iL_{d_{max}} + \Delta iL_{aux})} . \quad (3.31)$$

Substituindo as equações (3.6), (3.18) e (3.24) na equação (3.31) e resolvendo, obtém-se:

$$\Delta t_{1-0} = \frac{V_{cc} \cdot L_d \cdot D \cdot T_S}{2 \cdot V_{cc} \cdot (L_d + L_{aux}) - 4 \cdot V_{o'} \cdot L_{aux}} \quad (3.32)$$

Multiplicando e dividindo o denominador da equação (3.32) por  $V_{cc}$  e aplicando a equação (3.9), resulta em,

$$\Delta t_{1-0} = \frac{L_d \cdot D \cdot T_S}{2 \cdot (L_d + L_{aux}) - 4 \cdot q \cdot L_{aux}} \quad (3.33)$$

### 3.3.8 Intervalo de tempo $\Delta t_{2-1} = \Delta t_{8-7}$

O intervalo de tempo  $\Delta t_{2-1}$  corresponde ao crescimento da corrente no indutor  $L_d$  até o seu valor máximo, bem como a variação da corrente direta nos interruptores  $S_1$  e  $S_4$ , podendo ser obtido por:

$$\Delta t_{2-1} = \Delta t - \Delta t_{1-0} \quad (3.34)$$

Substituindo as equações (3.10) e (3.33) na equação (3.34) e simplificando, tem-se:

$$\Delta t_{2-1} = \frac{L_{aux} \cdot (4 \cdot q - 2) - L_d}{L_{aux} \cdot (4 \cdot q - 2) - 2 \cdot L_d} \cdot D \cdot T_S \quad (3.35)$$

### 3.3.9 Intervalo de tempo $\Delta t_{4-3} = \Delta t_{10-9}$

A variação da corrente no indutor  $L_d$  na quarta etapa de operação pode ser escrita como:

$$iL_{d_{max}} = \frac{V_0'}{L_d} \cdot \Delta t_{4-3} \quad (3.36)$$

Igualando as equações (3.36) e (3.24) e isolando para  $\Delta t_{4-3}$  encontra-se:

$$\Delta t_{4-3} = \left( \frac{V_{cc}}{2 \cdot V_{o'}} - 1 \right) \cdot D \cdot T_S \quad (3.37)$$

Por meio da aplicação da equação (3.9) na (3.37), obtém-se o intervalo de tempo  $\Delta t_{4-3}$ .

$$\Delta t_{4-3} = \frac{1 - 2 \cdot q}{2 \cdot q} \cdot D \cdot T_S . \quad (3.38)$$

### 3.3.10 Intervalo de tempo $\Delta t_{5-4} = \Delta t_{11-10}$

O final da quinta etapa de operação coincide com a metade do período de comutação  $T_S$ , que pode ser escrito como:

$$\frac{T_S}{2} = \Delta t + \Delta t_{4-3} + \Delta t_{5-4} , \quad (3.39)$$

$$\Delta t_{5-4} = \frac{T_S}{2} - \Delta t - \Delta t_{4-3} . \quad (3.40)$$

Substituindo as equações (3.6) e (3.38) na equação (3.40) e resolvendo, tem-se:

$$\Delta t_{5-4} = \frac{q - D}{2 \cdot q} \cdot T_S . \quad (3.41)$$

### 3.3.11 Valor médio da corrente de saída refletido ao primário $I_0'$

Por meio do comportamento de  $I_0'$  (na Figura 3.17), seu valor médio é obtido por:

$$I_0' = \frac{2}{T_S} \left( \frac{iL_{dmax}}{2} \cdot \Delta t + \frac{iL_{dmax}}{2} \cdot \Delta t_{4-3} \right) . \quad (3.42)$$

Substituindo as equações (3.6), (3.26) e (3.38) na equação (3.42) e resolvendo tem-se:

$$I_0' = \frac{V_{cc}}{4 \cdot L_d \cdot f_S} \cdot \left( \frac{1 - 2q}{q} \right) \cdot D^2 . \quad (3.43)$$

Parametrizando, chega-se em:

$$\overline{I_0'} = \frac{4 \cdot I_0' \cdot L_d \cdot f_S}{V_{cc}} = \left( \frac{1 - 2q}{q} \right) \cdot D^2 . \quad (3.44)$$

Considerando a relação de transformação “ $n$ ” do transformador, obtém-se a equação da corrente de saída para o conversor:



$$I_0 = \frac{V_{cc}}{4 \cdot n \cdot L_d \cdot f_s} \cdot \left( \frac{1 - 2q}{q} \right) \cdot D^2 . \quad (3.45)$$

O valor médio parametrizando de  $I_0$  da equação (3.45) é dado por:

$$\bar{I}_0 = \frac{4 \cdot n \cdot I_0 \cdot L_d \cdot f_s}{V_{cc}} = \left( \frac{1 - 2q}{q} \right) \cdot D^2 . \quad (3.46)$$

### 3.3.12 Indutância de dispersão $L_d$

Conforme demonstrado por (3.45), a indutância  $L_d$  possui influência direta no valor médio da corrente de saída e, conseqüentemente, na potência processada pelo conversor. Sendo assim, pode-se isolar o valor de  $L_d$  em (3.45), obtendo-se:

$$L_d = \frac{V_{cc}}{4 \cdot n \cdot I_0 \cdot f_s} \cdot \left( \frac{1 - 2q}{q} \right) \cdot D^2 . \quad (3.47)$$

### 3.3.13 Capacitor de bloqueio $C_b$

A corrente elétrica no capacitor  $C_b$  é dada por,

$$iC_b = iL_d + iL_{aux} , \quad (3.48)$$

e

$$iC_{b_{max}} = iL_{d_{max}} + \frac{\Delta iL_{aux}}{2} . \quad (3.49)$$

Substituindo as equações (3.18) e (3.26) na equação (3.49) e simplificando, obtém-se:

$$iC_{b_{max}} = \frac{V_{cc} \cdot D \cdot T_s \cdot (2 \cdot L_{aux} + L_d - 4 \cdot q \cdot L_{aux})}{4 \cdot L_d \cdot L_{aux}} . \quad (3.50)$$

Considerando os intervalos de tempo em que a corrente  $iC_b$  é positiva, a carga envolvida em  $C_b$  é igual a:

$$\Delta Q = \frac{iC_{b_{max}} \cdot \Delta t_{2-1}}{2} + \frac{\left( iC_{b_{max}} + \frac{\Delta iL_{aux}}{2} \right) \cdot \Delta t_{4-3}}{2} + \frac{\Delta iL_{aux}}{2} \cdot \Delta t_{5-4} + \frac{\frac{\Delta iL_{aux}}{2} \cdot \Delta t_{7-6}}{2} . \quad (3.51)$$

Substituindo as equações (3.18), (3.33), (3.35), (3.38), (3.41) e (3.50) na equação (3.51) e resolvendo tem-se:

$$\Delta Q = \frac{V_{cc} \cdot D \cdot \left\{ D \cdot L_{aux}^2 \cdot \left(\frac{1}{2} - q\right)^2 + L_d \cdot L_{aux} \cdot \left[ \left(\frac{1}{2} - D\right) \cdot q + \frac{D}{2} \right] \cdot \left(\frac{1}{2} - q\right) + \frac{q \cdot L_d^2}{4} \cdot (1 - D) \right\}}{2 \cdot q \cdot f_s^2 \cdot L_d \cdot L_{aux} \cdot (L_d + L_{aux} - 2 \cdot q \cdot L_{aux})} \quad (3.52)$$

Fazendo:

$$C_b = \frac{\Delta Q}{\Delta V_{Cb}}, \quad (3.53)$$

Encontra-se:

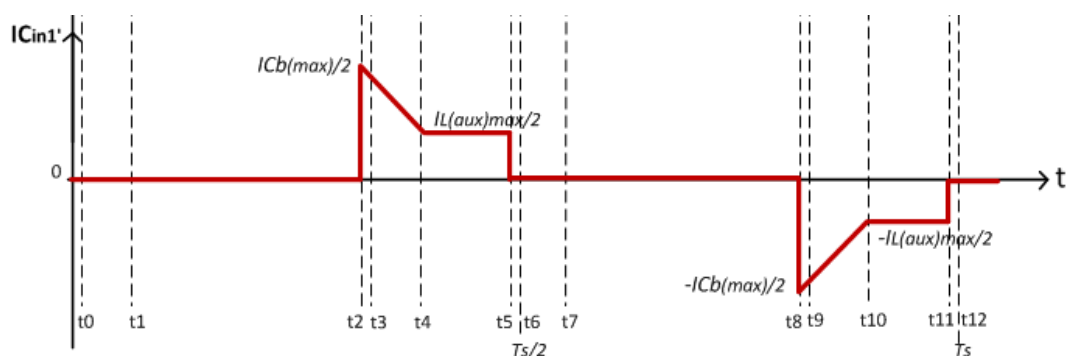
$$C_b = \frac{V_{cc} \cdot D \cdot \left\{ D \cdot L_{aux}^2 \cdot \left(\frac{1}{2} - q\right)^2 + L_d \cdot L_{aux} \cdot \left[ \left(\frac{1}{2} - D\right) \cdot q + \frac{D}{2} \right] \cdot \left(\frac{1}{2} - q\right) + \frac{q \cdot L_d^2}{4} \cdot (1 - D) \right\}}{2 \cdot q \cdot \Delta V_{Cb} \cdot f_s^2 \cdot L_d \cdot L_{aux} \cdot (L_d + L_{aux} - 2 \cdot q \cdot L_{aux})} \quad (3.54)$$

A equação (3.54) permite determinar o valor da capacitância  $C_b$  que garante que a ondulação de tensão em  $C_b$  fique limitada a um valor desejado.

### 3.3.14 Capacitores de entrada $C_{in1}$ e $C_{in2}$

A Figura 3.19 apresenta o comportamento da corrente elétrica no capacitor  $C_{in1}$ , o que permite determinar a ondulação de tensão deste elemento. Salienta-se que  $C_{in2}$  opera de forma simétrica, sendo que a análise de  $C_{in1}$  permite determinar os valores dos dois capacitores.

Figura 3.19 - Corrente elétrica no capacitor  $C_{in1}$



Fonte: Autoria Própria (2021)

A corrente elétrica no patamar constante é dada por:

$$\frac{iL_{aux(max)}}{2} = \frac{\Delta iL_{aux}}{4}. \quad (3.55)$$

Considerando o período positivo da corrente elétrica, a variação de carga no capacitor pode ser descrita por:

$$\Delta Q = \frac{\left(\frac{iC_{b,max}}{2} + \frac{\Delta iL_{aux}}{4}\right) \cdot \Delta t_{4-3}}{2} + \frac{\Delta iL_{aux}}{4} \cdot \Delta t_{5-4}. \quad (3.56)$$

Substituindo as equações (3.18), (3.38), (3.41) e (3.50) na equação (3.56) têm-se:

$$\Delta Q = \frac{V_{CC} \cdot D \cdot \left\{ D \cdot \left[ q^2 \cdot L_{aux} - q \cdot \left( L_{aux} + \frac{L_d}{2} \right) + \frac{1}{4} \cdot L_{aux} \right] + \frac{1}{4} \cdot q \cdot L_d \right\}}{4 \cdot q \cdot L_{aux} \cdot L_d \cdot f_S^2}. \quad (3.57)$$

Sendo idênticos os comportamentos de  $C_{in1}$  e  $C_{in2}$ , a capacitância deles será:

$$C_{in12} = \frac{\Delta Q}{\Delta V_{Cin12}}, \quad (3.58)$$

em que  $\Delta V_{Cin}$  é a variação de tensão aplicada a  $C_{in1}$  e  $C_{in2}$  para o projeto do conversor.

Substituindo a equação (3.57) na equação (3.58), obtém-se:

$$C_{in12} = \frac{V_{CC} \cdot D \cdot \left\{ D \cdot \left[ q^2 \cdot L_{aux} - q \cdot \left( L_{aux} + \frac{L_d}{2} \right) + \frac{1}{4} \cdot L_{aux} \right] + \frac{1}{4} \cdot q \cdot L_d \right\}}{4 \cdot q \cdot L_{aux} \cdot L_d \cdot f_S^2 \cdot \Delta V_{Cin12}}. \quad (3.59)$$

### 3.3.15 Valores máximo e médio da corrente de entrada

Analisando a Figura 3.17, referente à corrente de entrada  $I_{in}$ , tem-se que seu valor máximo é igual ao da corrente no capacitor  $C_b$ , assim:

$$I_{in,max} = \frac{V_{CC} \cdot D \cdot T_S \cdot (2 \cdot L_{aux} + L_d - 4 \cdot q \cdot L_{aux})}{4 \cdot L_d \cdot L_{aux}}. \quad (3.60)$$

O valor médio de  $I_{in}$  é obtido por:

$$I_{in} = \frac{1}{T_S} \left[ \frac{-\Delta i_{L_{aux}}}{2} \cdot \Delta t_{1-0} + \frac{i_{C_{bmax}} \cdot \Delta t_{2-1}}{2} + \frac{\left( \frac{i_{C_{bmax}}}{2} + \frac{\Delta i_{L_{aux}}}{4} \right) \cdot \Delta t_{4-3}}{2} \right. \\ \left. + \frac{\Delta i_{L_{aux}}}{4} \cdot \Delta t_{5-4} - \left( \frac{i_{C_{bmax}}}{2} + \frac{\Delta i_{L_{aux}}}{4} \right) \cdot \Delta t_{10-9} - \frac{\Delta i_{L_{aux}}}{4} \cdot \Delta t_{11-10} \right]. \quad (3.61)$$

Considerando a simetria de intervalos de tempo, a equação (3.61) é simplificada para:

$$I_{in} = \frac{1}{T_S} \left[ \frac{-\Delta i_{L_{aux}}}{4} \cdot \Delta t_{1-0} + \frac{i_{C_{bmax}}}{2} \cdot \Delta t_{2-1} \right]. \quad (3.62)$$

Substituindo as equações (3.18), (3.33), (3.35) e (3.50) na equação (3.62), resolvendo, simplificando e considerando o período  $T_S$  como o inverso da frequência de comutação  $f_S$ , determina-se o valor médio da corrente de entrada por meio de:

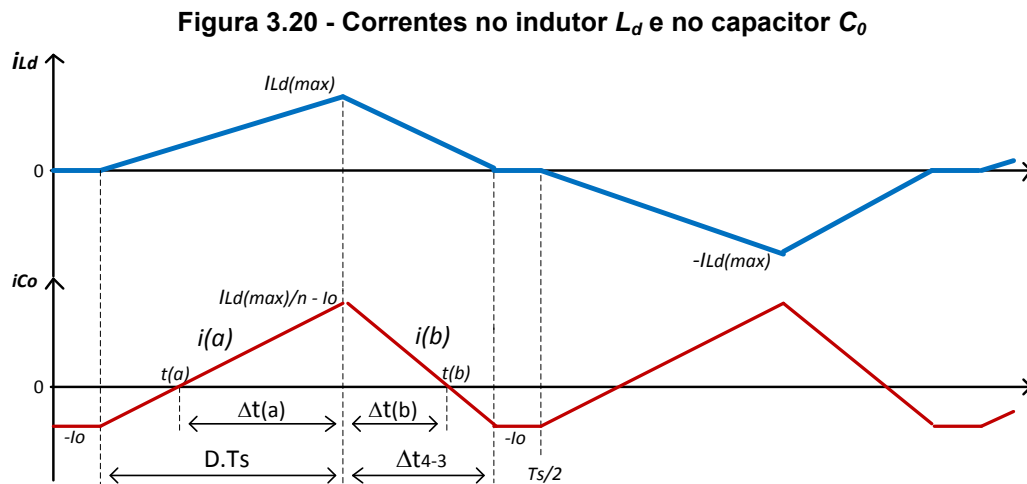
$$I_{in} = \frac{V_{cc} \cdot (1 - 2 \cdot q) D^2}{4 \cdot L_d \cdot f_S}. \quad (3.63)$$

E seu valor médio parametrizado é:

$$\overline{I_{in}} = \frac{4 \cdot I_{in} \cdot L_d \cdot f_S}{V_{cc}} = (1 - 2q) D^2. \quad (3.64)$$

### 3.3.16 Capacitor de saída $C_0$

A Figura 3.20 apresenta a corrente no capacitor  $C_0$  em comparação com a corrente no indutor  $L_d$  considerando a relação de transformação “ $n$ ” do transformador  $Tr$ . Como observação, tem-se que a corrente no capacitor  $C_0$  na etapa de análise ( $T_S/2$ ) é dada por meio da subtração entre a corrente no indutor refletida ao secundário do transformador ( $i_{L_d}/n$ ) e a corrente de saída ( $i_o$ ).



Fonte: Autoria Própria (2021)

O processo para encontrar  $C_0$  tem como princípio obter a variação de carga envolvida no período positivo de corrente neste capacitor.

As equações básicas de desenvolvimento são para as correntes na reta de subida  $i(a)$  e na reta de descida  $i(b)$  da figura.

Para a reta de subida:

$$i(a) = -I_0 + \frac{iL_{d_{max}}}{n \cdot D \cdot T_S} \cdot t \quad (3.65)$$

Fazendo  $i(a) = 0$  na equação (3.65), isolando para “ $t$ ” e substituindo-se os termos referentes às equações (3.26) e (3.45), a simplificação determina o instante  $t_{(a)}$ :

$$t_{(a)} = \frac{I_0}{iL_{d_{max}}} n \cdot D \cdot T_S = \frac{D^2}{2 \cdot q \cdot f_S} \quad (3.66)$$

O intervalo  $\Delta t_{(a)}$  é obtido por:

$$\Delta t_{(a)} = D \cdot T_S - t_{(a)} \quad (3.67)$$

Substituindo a equação (3.66) na equação (3.67) e resolvendo, obtém-se;

$$\Delta t_{(a)} = \frac{(2 \cdot q - D) \cdot D}{2 \cdot q \cdot f_S} \quad (3.68)$$

O tempo  $t_b$  é determinado pela equação da reta de descida da Figura 3.20, que considera a quarta etapa de operação do conversor. Denominando a corrente da reta de descida como  $i(b)$ , tem-se:

$$i(b) = \left( \frac{iL_{d_{max}}}{n} - I_0 \right) - \frac{iL_{d_{max}}}{n \cdot \Delta t_{4-3}} \cdot t . \quad (3.69)$$

Fazendo  $i(b) = 0$  e resolvendo para  $t$ , obtém-se  $t_{(b)}$ :

$$t_{(b)} = \frac{iL_{d_{max}} - I_0}{iL_{d_{max}}} \Delta t_{4-3} = \frac{D \cdot (2q - 1) \cdot (D - 2q)}{4 \cdot f_s \cdot q^2} . \quad (3.70)$$

O intervalo  $\Delta t_{(b)}$  é o tempo de  $t_{(b)}$  considerando que o início da terceira etapa corresponde ao instante  $t = 0$ , resultando em:

$$\Delta t_{(b)} = \frac{D \cdot (2q - 1) \cdot (D - 2q)}{4 \cdot f_s \cdot q^2} . \quad (3.71)$$

O valor médio da carga envolvida no período positivo de  $iC_0$  é dada por:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{iL_{d_{max}}}{n} - I_0 \right) \cdot (\Delta t_{(a)} + \Delta t_{(b)}) . \quad (3.72)$$

Substituindo as equações (3.26), (3.45), (3.68) e (3.71) na equação (3.72), e resolvendo, tem-se:

$$\Delta Q = \frac{V_{cc}}{32 \cdot n \cdot L_d \cdot f_s^2} \cdot \frac{(1 - 2 \cdot q) \cdot (D - 2 \cdot q)^2 \cdot D^2}{q^3} . \quad (3.73)$$

A capacitância  $C_0$  é dada por:

$$C_0 = \frac{\Delta Q}{\Delta V_{C_0}} . \quad (3.74)$$

Em que  $\Delta V_{C_0}$  é a ondulação desejada para tensão de saída. Assim, tem-se o valor de  $C_0$  que garante que o valor de ondulação seja obtido, conforme a equação (3.75).

$$C_0 = \frac{V_{cc}}{32 \cdot n \cdot L_d \cdot \Delta V_{Co} \cdot f_s^2} \cdot \frac{(1 - 2q) \cdot (D - 4q)^2 \cdot D^2}{q^3} \quad (3.75)$$

### 3.3.17 Valores máximo, médio e eficaz da corrente nos interruptores

Os valores máximo, médio e eficaz, bem como os valores parametrizados dos esforços nos interruptores são obtidos pela análise gráfica da Figura 3.16.

O valor máximo da corrente em todos os interruptores ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ ) é igual ao da corrente no capacitor de bloqueio  $C_b$ , ou seja:

$$I_{S_{max}} = \frac{V_{cc} \cdot D \cdot T_s \cdot (2 \cdot L_{aux} + L_d - 4 \cdot q \cdot L_{aux})}{4 \cdot L_d \cdot L_{aux}} \quad (3.76)$$

O valor médio da corrente nos interruptores  $S_1$  e  $S_3$  é obtida por:

$$I_{S_{1,3}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_{2-1}} \frac{i_{C_{b_{max}}} \cdot t}{\Delta t_{2-1}} dt = \frac{1}{T_s} \left( \frac{i_{C_{b_{max}}} \cdot \Delta t_{2-1}}{2} \right) \quad (3.77)$$

Substituindo os valores equações (3.35) e (3.50) na equação (3.77), e resolvendo, chega-se em:

$$I_{S_{1,3}} = \frac{V_{cc}}{16 \cdot L_d \cdot L_{aux} \cdot f_s} \cdot \frac{(4 \cdot q \cdot L_{aux} - 2 \cdot L_{aux} - L_d)^2 \cdot D^2}{(L_d + L_{aux} - 2 \cdot q \cdot L_{aux})} \quad (3.78)$$

O valor eficaz da corrente nos interruptores  $S_1$  e  $S_3$  é determinada por:

$$I_{S_{1,3_{ef}}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_{2-1}} \left( \frac{i_{C_{b_{max}}} \cdot t}{\Delta t_{2-1}} \right)^2 dt} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{3 \cdot i_{C_{b_{max}}}^2 \Delta t_{2-1}}{T_s}} \quad (3.79)$$

Substituindo os valores das equações (3.35) e (3.50) na equação (3.79), e resolvendo, tem-se:

$$I_{S_{1,3_{ef}}} = \frac{V_{cc}}{12 \cdot L_d \cdot L_{aux} \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot D \cdot (4 \cdot q \cdot L_{aux} - 2 \cdot L_{aux} - L_d)^3}{L_{aux} \cdot (4 \cdot q - 2) - 2 \cdot L_d}} \quad (3.80)$$

O valor médio da corrente nos interruptores  $S_2$  e  $S_4$  é obtida por:

$$I_{S2,4} = \frac{1}{T_S} \left[ \frac{iC_{b_{max}} \cdot \Delta t_{2-1}}{2} + \left( iC_{b_{max}} + \frac{\Delta iL_{aux}}{2} \right) \cdot \frac{\Delta t_{4-3}}{2} + \frac{\Delta iL_{aux}}{2} \cdot \Delta t_{5-4} \right]. \quad (3.81)$$

Substituindo as equações (3.18), (3.35), (3.38), (3.41) e (3.50) na equação (3.81), e resolvendo, determina-se:

$$I_{S2,4} = \frac{V_{cc} \cdot D}{2 \cdot L_d \cdot L_{aux} \cdot f_S} \cdot \frac{\left\{ D \cdot L_d^2 \cdot \left( \frac{2 \cdot q - 1}{2} \right)^2 + L_d \cdot L_{aux} \left[ q \cdot \left( \frac{2 \cdot D - 1}{2} \right) - \frac{D}{2} \right] \cdot \left( \frac{2 \cdot q - 1}{2} \right) - \frac{3 \cdot q \cdot L_d^2}{8} \cdot \left( \frac{3 \cdot d - 2}{3} \right) \right\}}{(L_d + L_{aux} - 2 \cdot q \cdot L_{aux})q}. \quad (3.82)$$

O valor eficaz é determinado por:

$$I_{S2,4_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left[ \int_0^{\Delta t_{2-1}} \left( \frac{iC_{b_{max}} \cdot t}{\Delta t_{2-1}} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{4-3}} \left( iC_{b_{max}} - \frac{iC_{b_{max}} - \frac{\Delta iL_{aux}}{2}}{\Delta t_{4-3}} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{5-4}} \left( \frac{\Delta iL_{aux}}{2} \right)^2 dt \right]}. \quad (3.83)$$

Que tem a seguinte solução geral:

$$I_{S2,4_{ef}} = \sqrt{f_S \cdot \left[ \frac{iC_{b_{max}}^2 \cdot \Delta t_{2-1}}{3} - \frac{\Delta iL_{aux}^3 \cdot \Delta t_{4-3}}{24 \cdot \left( iC_{b_{max}} - \frac{\Delta iL_{aux}}{2} \right)} + \frac{iC_{b_{max}}^3 \cdot \Delta t_{4-3}}{3 \cdot \left( iC_{b_{max}} - \frac{\Delta iL_{aux}}{2} \right)} + \frac{\Delta iL_{aux}^2 \cdot \Delta t_{5-4}}{4} \right]}. \quad (3.84)$$

Devido à extensão da equação resultante, optou-se por apresentar (3.84) em sua forma reduzida, sendo que os termos são calculados separadamente por meio das equações (3.18), (3.35), (3.38), (3.41) e (3.50) e aplicados na equação (3.84).

### 3.3.18 Valores máximo, médio e eficaz nos diodos ligados em antiparalelo com os interruptores

O valor máximo da corrente nos diodos  $D_1$  e  $D_3$  é dado por:

$$I_{D1,3_{m\acute{a}x}} = \frac{\Delta iL_{aux}}{2}, \quad (3.85)$$



$$I_{D1,3\max} = \frac{V_{cc} \cdot D \cdot T_S}{4 \cdot L_{(aux)}} \quad (3.86)$$

O valor médio pode ser determinado conforme a seguir:

$$I_{D1,3} = \frac{1}{T_S} \cdot \left( \frac{\Delta i L_{aux}}{4} \cdot \Delta t_{1-0} \right), \quad (3.87)$$

$$I_{D1,3} = \frac{V_{cc} \cdot L_d \cdot D^2}{8 \cdot L_{aux} \cdot f_S \cdot (2 \cdot L_d + 2 \cdot L_{aux} - 4 \cdot q \cdot L_{aux})} \quad (3.88)$$

Para encontrar o valor eficaz, tem-se:

$$I_{D1,3ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{\Delta t_{1-0}} \left( \frac{\Delta i L_{aux}}{2 \cdot \Delta t_{1-0}} \cdot t \right)^2 dt} = \frac{1}{6} \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot \Delta i L_{aux}^2 \cdot \Delta t_{1-0}}{T_S}} \quad (3.89)$$

Substituindo os termos e resolvendo, obtém-se:

$$I_{D1,3ef} = \frac{V_{cc} \cdot D}{12 \cdot L_{(aux)} \cdot f_S} \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot D \cdot L_d}{2 \cdot L_d + 2 \cdot L_{(aux)} \cdot (1 - 2 \cdot q)}} \quad (3.90)$$

O valor máximo da corrente em  $D_2$  e  $D_4$  é equivalente ao valor máximo da corrente do capacitor  $C_b$ . Logo,

$$I_{D2,4\max} = iC_{b\max} = \frac{V_{cc} \cdot D \cdot T_S \cdot (2 \cdot L_{aux} + L_d - 4 \cdot q \cdot L_{aux})}{4 \cdot L_d \cdot L_{aux}} \quad (3.91)$$

O valor médio é obtido por:

$$I_{D2,4} = \frac{1}{T_S} \left[ \frac{iC_{b\max} + \frac{\Delta i L_{aux}}{2}}{2} \cdot \Delta t_{4-3} + \frac{\Delta i L_{aux}}{2} \cdot \Delta t_{5-4} + \frac{\Delta i L_{aux}}{4} \cdot \Delta t_{1-0} \right] \quad (3.92)$$

Substituindo os termos e resolvendo, determina-se:

$$I_{D2,4} = \frac{V_{CC} \cdot D}{L_d \cdot L_{(aux)} \cdot f_s} \cdot \frac{D \cdot L_{(aux)}^2 \cdot \left(\frac{2 \cdot q - 1}{2}\right)^3 - L_d \cdot L_{(aux)} \cdot \left[\frac{q \cdot (4 \cdot D - 1) - D}{4}\right] \cdot \left(\frac{2 \cdot q - 1}{2}\right) + \frac{3 \cdot q \cdot L_d^2}{48} \cdot (3 \cdot D - 2)}{q \cdot [L_{(aux)} \cdot (2 \cdot q - 1) - L_d]} \quad (3.93)$$

Valor eficaz da corrente em  $D_2$  e  $D_4$ :

$$I_{D2,4_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\Delta t_{4-3}} \left( i_{C_{b_{max}}} - \frac{i_{C_{b_{max}}} - \frac{\Delta i_{L_{aux}}}{2}}{\Delta t_{4-3}} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{5-4}} \left( \frac{\Delta i_{L_{aux}}}{2} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{1-0}} \left( \frac{\Delta i_{L_{aux}}}{2 \cdot \Delta t_{1-0}} \cdot t \right)^2 dt \right]} \quad (3.94)$$

Resolvendo a equação (3.94), chega-se em:

$$I_{D2,4_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \frac{2 \cdot i_{C_{b_{max}}}^3 \cdot \Delta t_{4-3}}{6 \cdot i_{C_{b_{max}}} - 3 \cdot \Delta i_{L_{aux}}} + \frac{\Delta i_{L_{aux}}^2 \cdot \Delta t_{5-4}}{4} + \frac{\Delta i_{L_{aux}}^2 \cdot \Delta t_{1-0}}{12} - \frac{\Delta i_{L_{aux}}^3 \cdot \Delta t_{4-3}}{12 \cdot (2 \cdot i_{C_{b_{max}}} - \Delta i_{L_{aux}})} \right]} \quad (3.95)$$

Aqui, novamente, apresenta-se uma versão reduzida da equação, cujos termos são calculados separadamente por meio das equações (3.18), (3.33), (3.38), (3.41) e (3.50), e aplicados na equação (3.94).

### 3.3.19 Valores máximo, médio e eficaz nos diodos retificadores

O forma de onda na Figura 3.17 referente a  $i_{l_0'}$ , mostra que os esforços são iguais para os diodos  $D_5$ ,  $D_6$ ,  $D_7$  e  $D_8$  da ponte retificadora, que serão representados como  $D_{Ret}$ . O valor máximo da corrente é o mesmo da corrente no indutor  $L_d$  refletida para a saída.

$$I_{D_{Ret_{máx}}} = \frac{i_{L_d_{máx}}}{n} = \frac{V_{CC}}{2 \cdot n \cdot L_d \cdot f_s} \cdot (1 - 2q) \cdot D \quad (3.96)$$

O valor médio é obtido por:

$$I_{D_{Ret}} = \frac{1}{T_s} \left( \frac{i_{L_d_{máx}}}{2 \cdot n} \cdot \Delta t + \frac{i_{L_d_{máx}}}{2 \cdot n} \cdot \Delta t_{4-3} \right) \quad (3.97)$$

Substituindo as equações (3.8), (3.26) e (3.38) na equação (3.97) e resolvendo, obtém-se:

$$I_{DRet} = \frac{V_{CC}}{8 \cdot n \cdot L_d \cdot f_S} \cdot \frac{(1 - 2q)}{q} \cdot D^2. \quad (3.98)$$

Parametrizando o valor médio da equação (3.98):

$$\overline{I_{DRet}} = \frac{8 \cdot I_{DRet} \cdot n \cdot L_d \cdot f_S}{V_{CC}} = \frac{(1 - 2q)}{q} \cdot D^2. \quad (3.99)$$

O valor eficaz da corrente nos diodos retificadores é dado por:

$$I_{DRet_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left[ \int_0^{\Delta T} \left( \frac{iL_{d_{max}}}{n \cdot \Delta t} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{4-3}} \left( \frac{iL_{d_{max}}}{\Delta t_{4-3}} \cdot t \right)^2 dt \right]}. \quad (3.100)$$

$$I_{DRet_{ef}} = \frac{1}{3 \cdot n} \sqrt{\frac{3 \cdot iL_{d_{max}}^2}{T_S} (\Delta t + \Delta t_{4-3})}. \quad (3.101)$$

Substituindo os termos e resolvendo, determina-se:

$$I_{DRet_{ef}} = \frac{V_{CC}}{12 \cdot n \cdot L_d \cdot f_S} \cdot D \cdot (1 - 2q) \cdot \sqrt{\frac{6 \cdot D}{q}}. \quad (3.102)$$

Parametrizando o valor médio da equação (3.102):

$$\overline{I_{DRet_{ef}}} = \frac{12 \cdot I_{DRet_{ef}} \cdot n \cdot L_d \cdot f_S}{V_{CC}} = D \cdot (1 - 2q) \cdot \sqrt{\frac{6 \cdot D}{q}}. \quad (3.103)$$

### 3.4 Característica de saída do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM

A análise da característica de saída tem como objetivo visualizar de forma gráfica a região de valores de ganho estático "q" e razão cíclica "D" em que ocorre a operação ZVS/ZCS do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM. A região fora desses parâmetros será denominada "não-ZCS", pois os diodos de saída perdem a

condição ZCS, entrando em modo de condução contínua, que não é o desejado para o projeto deste conversor.

Para realizar análise gráfica, primeiramente é considerada a igualdade da equação (3.46), que apresenta o valor médio parametrizado de  $I_0'$ , conforme equação (3.104):

$$\overline{I_0'} = \left( \frac{1 - 2q}{q} \right) \cdot D^2 . \quad (3.104)$$

Isolando o ganho estático na equação (3.104), obtém-se:

$$q = \frac{D^2}{2D^2 + \overline{I_0'}} . \quad (3.105)$$

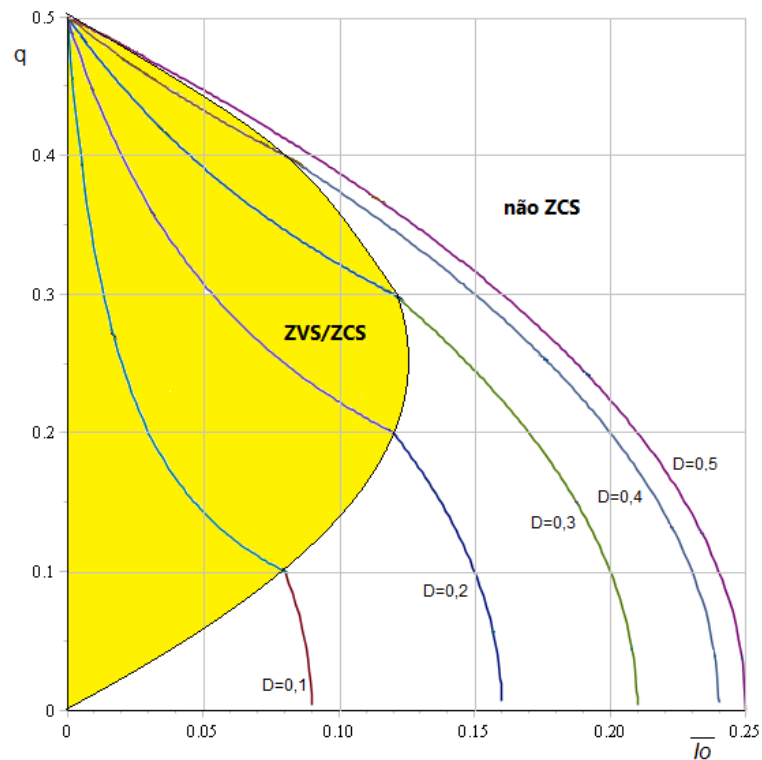
O limite entre a operação ZVS/ZCS e não-ZCS é dado por

$$q = D . \quad (3.106)$$

Valor este definido considerando a equação do intervalo de tempo referente à quinta etapa de operação do conversor, quando os diodos de saída operam em condução descontínua.

Fazendo a composição das equações (3.105) com a (3.106) é encontrada a característica de saída ilustrada na Figura 3.21.

Figura 3.21 - Característica de saída do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM



Fonte: Autoria Própria (2021)

### 3.5 Validação das equações da análise quantitativa

Esta seção tem como objetivo validar as equações obtidas na seção 3.3, referente à operação ZVS/ZCS. Os valores dos parâmetros utilizados para a validação da análise são apresentados na Tabela 3.1

A validação dos resultados é realizada por meio do *software* PSIM<sup>®</sup> considerando todos os componentes ideais, e os resultados são apresentados na Tabela 3.3, com indicação do percentual de erro obtido entre os resultados teóricos e os simulados. Os dados foram obtidos próximos a um tempo de acomodação de 50 ms a partir do instante inicial de operação do conversor.

Tabela 3.1 - Especificações e considerações

Especificações	Valor
Tensão de alimentação $V_{cc}$ .	800 V
Tensão de saída ( $V_o$ ).	400 V
Potência de saída ( $P_o$ ).	1000 W
Frequência de comutação ( $f_s$ ).	50 kHz
Indutor auxiliar $L_{(aux)}$ adotado.	300 $\mu$ H
Razão cíclica ( $D$ ) adotada.	0,30
Ganho estático ( $q$ ) adotado.	0,40

Fonte: Autoria Própria (2021)

### 3.5.1 Cálculos preliminares

Considerando as informações da Tabela 3.1, os valores preliminares para as grandezas corrente de saída, corrente de saída parametrizada, relação de transformação e indutância  $L_d$  são apresentados nas equações (3.107) a (3.110).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 2,5 \text{ A}, \quad (3.107)$$

$$\bar{I}_o = \left( \frac{1 - 2q}{q} \right) \cdot D^2 = 0,045, \quad (3.108)$$

$$n = \frac{V_o}{q \cdot V_{cc}} = 1,25, \quad (3.109)$$

$$L_d = \frac{V_{cc} \cdot \bar{I}_o}{4 \cdot n \cdot I_o \cdot f_s} = 57,6 \mu\text{H}. \quad (3.110)$$

### 3.5.2 Duração das etapas

A determinação das etapas considera as equações (3.33), (3.35), (3.38) e (3.41), sendo que os resultados são apresentados nas equações (3.111) a (3.114).

$$\Delta t_{1-0} = \frac{L_d \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot [L_d + L_{(aux)}] - 4 \cdot q \cdot L_{(aux)}} = 1,47 \mu\text{s} \quad (3.111)$$

$$\Delta t_{2-1} = \frac{L_{(aux)} \cdot (4 \cdot q - 2) - L_d}{L_{(aux)} \cdot (4 \cdot q - 2) - 2 \cdot L_d} \cdot D \cdot T_S = 4,53 \mu\text{s} \quad (3.112)$$

$$\Delta t_{4-3} = \frac{1 - 2 \cdot q}{2 \cdot q} \cdot D \cdot T_S = 1,50 \mu\text{s} \quad (3.113)$$

$$\Delta t_{5-4} = \frac{q - D}{2 \cdot q} \cdot T_S = 2,50 \mu\text{s} \quad (3.114)$$

### 3.5.3 Validação das equações para as correntes nos indutores e esforços dos semicondutores

Para validação atribuem-se os valores apresentados na Tabela 3.1, e os resultados calculados e simulados são apresentados na Tabela 3.2.

Observa-se que a corrente  $I_1$ , no fim da primeira etapa (Figura 3.16), é obtida por meio da equação (3.28), considerando  $\Delta t_{1-0}$  da equação (3.33) como “ $t$ ”, a corrente  $iL_d$  como  $I_1$  e o valor de  $\Delta t$  da equação (3.8), o que resulta na equação (3.115).

$$I_1 = \frac{iL_{d_{max}} \cdot \Delta t_{1-0}}{D \cdot T_S} \quad (3.115)$$

O valor para  $iL_{d_{max}}$  é obtido por meio da equação (3.26). Substituindo os valores constantes na Tabela 3.1 para  $V_{cc}$ ,  $D$ ,  $q$  e  $f_s$ , bem como o valor de  $L_d$  calculado na equação (3.110), tem-se:

$$iL_{d_{max}} = \frac{V_{cc}}{2 \cdot L_d \cdot f_s} \cdot (1 - 2q) \cdot D = 8,333 \text{ A} \quad (3.116)$$

Assim, o valor de  $I_1$  da equação (3.115) é dado por:

$$I_1 = \frac{8,333 \cdot 1,47 \cdot 10^{-6}}{0,3 \cdot 2 \cdot 10^{-5}} = 2,040 \text{ A} \quad (3.117)$$

A Tabela 3.2 apresenta a referência de equações, os resultados calculados e simulados bem como os percentuais de erro entre as principais grandezas elétricas para validação do equacionamento do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM.

Tabela 3.2 – Resultados obtidos: Calculados x Simulados

Especificações e Unidade	Equação	Calculado	Simulado	Erro %
$\Delta t_{1-0}$ ( $\mu\text{s}$ )	3.111	1,47	1,47	0,000
$\Delta t_{2-1}$ ( $\mu\text{s}$ )	3.112	4,53	4,52	-0,221
$\Delta t_{4-3}$ ( $\mu\text{s}$ )	3.113	1,50	1,50	0,000
$\Delta t_{5-4}$ ( $\mu\text{s}$ )	3.114	2,50	2,51	0,400
$I_{LD \text{ máx}}$ (A)	3.26	8,333	8,341	0,096
$I_1$ (A)	3.115	2,040	2,035	-0,245
$\Delta I_{L \text{ aux}}$ (A)	3.18	8,000	8,036	0,450
$I_{Cb \text{ máx}}$ (A)	3.50	12,333	12,359	0,211
$I_{in \text{ máx}}$ (A)	3.60	12,333	12,244	-0,721
$I_{in \text{ méd}}$ (A)	3.63	1,250	1,240	-0,800
$I_{S1\text{max}}$ e $I_{S3\text{max}}$ (A)	3.76	12,333	12,224	-0,883
$I_{S1\text{med}}$ e $I_{S3\text{med}}$ (A)	3.78	1,397	1,391	-0,429
$I_{S1\text{ef}}$ e $I_{S3\text{ef}}$ (A)	3.80	3,389	3,379	-0,295
$I_{S2\text{max}}$ e $I_{S4\text{max}}$ (A)	3.76	12,333	12,359	0,211
$I_{S2\text{med}}$ e $I_{S4\text{med}}$ (A)	3.82	2,509	2,516	0,279
$I_{S2\text{ef}}$ e $I_{S4\text{ef}}$ (A)	3.84	4,350	4,365	0,344
$I_{D1\text{max}}$ e $I_{D3\text{max}}$ (A)	3.86	4,00	4,002	0,050
$I_{D1\text{med}}$ e $I_{D3\text{med}}$ (A)	3.88	0,147	0,151	2,721
$I_{D1\text{ef}}$ e $I_{D3\text{ef}}$ (A)	3.90	0,626	0,641	2,396
$I_{D2\text{max}}$ e $I_{D4\text{max}}$ (A)	3.91	12,333	12,359	0,195
$I_{D2\text{med}}$ e $I_{D4\text{med}}$ (A)	3.93	1,259	1,276	1,350
$I_{D2\text{ef}}$ e $I_{D4\text{ef}}$ (A)	3.95	2,798	2,837	1,394
$I_{D5,6,7,8 \text{ max}}$ (A)	3.96	6,667	6,673	0,090
$I_{D5,6,7,8 \text{ med}}$ (A)	3.98	1,250	1,255	0,400
$I_{D5,6,7,8 \text{ ef}}$ (A)	3.102	2,357	2,366	0,382

Fonte: Autoria Própria (2021)

### 3.6 Conclusão

Este capítulo apresentou o estudo do funcionamento do conversor CC-CC-HB-TL-ZVZCS-PWM operando em modo ZVS nos interruptores do estágio de entrada e ZCS para os diodos da ponte retificadora na saída.

A análise qualitativa demonstrou que o conversor apresenta doze etapas de operação, sendo quatro etapas de comutação e oito etapas de condução. Os



intervalos de tempo morto das etapas de comutação não foram discutidos neste momento, mas serão determinados na análise de comutação do próximo capítulo.

A análise quantitativa possibilitou encontrar as equações matemáticas referentes aos intervalos de tempo de condução dos interruptores e diodos de comutação, o dimensionamento dos elementos passivos (indutores e capacitores) e, esforços nos semicondutores do circuito. Também foi possível obter o comportamento da característica de saída do conversor, determinando a região em que ele opera com comutação ZVS nos interruptores de entrada e ZCS nos diodos retificadores de saída (denominado por ZVZCS), e não ZCS nestes diodos.

Os resultados de simulação para uma especificação básica, com tensão de alimentação nominal, obteve resultado satisfatório com pouca margem de erro percentual entre as principais grandezas calculadas e simuladas, em que foram atribuídos valores aleatórios de: frequência de comutação, indutor  $L_{aux}$ , ganho estático e razão cíclica (estes dentro da região ZVZCS).

Considerando as validações apresentadas, conclui-se que o conversor pode ser corretamente dimensionado com os equacionamentos e características de saída desenvolvidas neste capítulo.

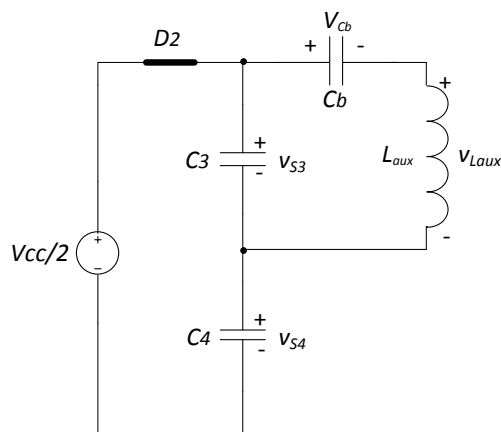
## 4 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO

Neste capítulo são desenvolvidas as análises e verificadas as condições para a ocorrência de comutação ZVS nos quatro interruptores do conversor TL-ZVZCS-PWM proposto, no sentido de determinar o dimensionamento dos capacitores de comutação dos interruptores, bem como o tempo morto necessário para garantir a descarga dos mesmos em regime permanente de operação. Salienta-se que, para os diodos de saída operarem com ZCS, basta que o projetista garanta a operação no modo ZVS/ZCS durante o projeto do conversor. Devido à simetria do conversor, a condição de comutação do interruptor  $S_1$  é equivalente à de  $S_3$  e de  $S_2$  à de  $S_4$ . Entretanto, devido ao fato de os circuitos, durante as comutações dos pares  $S_1/S_3$  e  $S_2/S_4$ , serem distintos, conclui-se que um dos pares perde comutação suave antes do outro, ou seja, um dos pares é considerado como crítico. Neste conversor, o par  $S_1/S_3$  é crítico, ou seja,  $S_1$  e  $S_3$  entra em comutação dissipativa antes de  $S_2$  e  $S_4$ . Logo, se as condições para a ocorrência de ZVS para  $S_1$  e  $S_3$  forem garantidas, tem-se comutação ZVS para todos os interruptores do circuito. Neste trabalho será investigada de forma detalhada a comutação de  $S_3$ , que ocorre durante a 6ª etapa de operação. Entretanto, é importante mencionar que, devido à simetria de operação do circuito, as mesmas condições ocorrem durante a 12ª etapa, etapa esta em que ocorre a comutação de  $S_1$ .

### 4.1 Análise de malhas para 6ª etapa de operação

A Figura 4.1 apresenta o circuito equivalente da 6ª etapa de operação que é a etapa de comutação dos interruptores  $S_3$  e  $S_4$ , quando ocorre a descarga de  $C_3$  e carga de  $C_4$ .

**Figura 4.1 - Circuito equivalente da 6ª etapa de operação**



Fonte: Autoria Própria (2021)

A partir deste circuito serão analisadas as malhas e desenvolvidos os cálculos para a determinação dos capacitores  $C_3$  e  $C_4$  bem como o tempo mínimo necessário para a descarga completa de  $C_3$ , definido como “tempo morto mínimo” -  $\Delta t_m$ .

Os valores obtidos para  $C_3$  servem para os demais capacitores dos interruptores.

#### 4.1.1 Condições iniciais e finais para a 6ª etapa de operação.

As condições iniciais e finais para orientar o equacionamento são apresentadas na Tabela 4.1, que são referentes às condições iniciais e finais da 6ª etapa de operação.

**Tabela 4.1 - Condições iniciais e finais da 6ª etapa de operação**

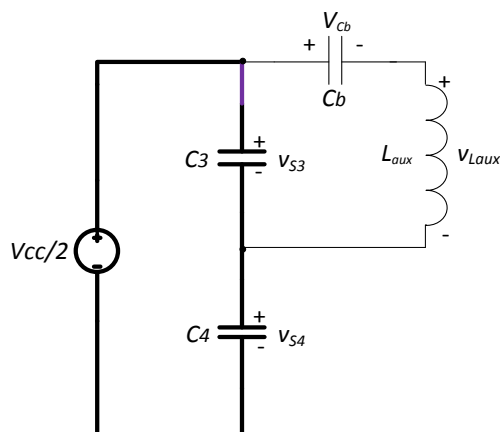
Parâmetros	Condições Iniciais	Condições Finais
$V_{C3} = V_{S3}$	$V_{in}/2$	0
$V_{C4} = V_{S4}$	0	$V_{in}/2$
$V_{Cb}$ (constante)	$V_{in}/2$	$V_{in}/2$
$i_{L_{aux}}$ (constante)	$i_{L_{aux}(máx)}$	$i_{L_{aux}(máx)}$
Tempo “t”	0	t

Fonte: Autoria Própria (2021)

#### 4.1.2 Análise da Malha $V_{cc}/2$ (ou $V_{C_{in1}}$ ), $C_3$ e $C_4$ .

Esta malha é representada em destaque na Figura 4.2

Figura 4.2 - Primeira malha ( $V_{CC}/2$ ,  $C_3$  e  $C_4$ ), do circuito equivalente da 6ª etapa de operação



Fonte: Autoria Própria (2021)

Equacionando a malha, obtém-se:

$$\frac{V_{CC}}{2} = v_{C3(t)} + v_{C4(t)} \quad (4.1)$$

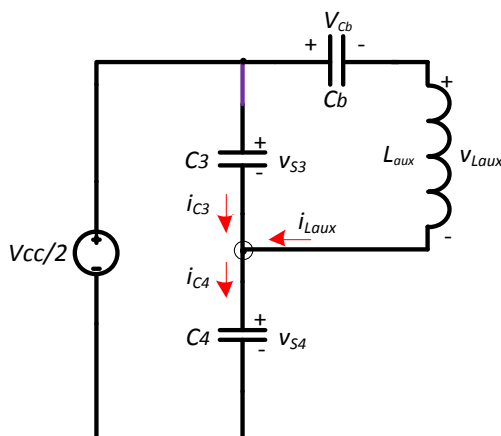
Diferenciando a equação (4.1) em função do tempo, tem-se:

$$\frac{dv_{C4}(t)}{dt} = -\frac{dv_{C3}(t)}{dt} \quad (4.2)$$

#### 4.1.3 Análise de correntes no ponto de conexão entre $L_{aux}$ , $C_3$ e $C_4$ .

A análise das correntes no nó entre  $C_3$  e  $C_4$  contribui para determinar a corrente  $i_{L_{aux}}$  em função de  $v_{C3}$ . Este ponto é indicado na Figura 4.3.

Figura 4.3 - Correntes elétricas no ponto de conexão entre  $L_{aux}$ ,  $C_3$  e  $C_4$



Fonte: Autoria Própria (2021)

$$i_{L_{aux}}(t) = i_{C4}(t) - i_{C3}(t) \quad (4.3)$$

$$i_{Laux}(t) = C_4 \frac{dv_{C4}(t)}{dt} - C_3 \frac{dv_{C3}(t)}{dt} \quad (4.4)$$

Substituindo a equação (4.2) na (4.4), chega-se em:

$$i_{Laux}(t) = -C_4 \frac{dv_{C3}(t)}{dt} - C_3 \frac{dv_{C3}(t)}{dt}. \quad (4.5)$$

Considerando que os interruptores  $S_1$ - $S_4$  são idênticos, assume-se a hipótese de que as capacitâncias  $C_1$ - $C_4$  são equivalentes, cujos valores são definidos por  $C_s$  conforme:.

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_s. \quad (4.6)$$

Substituindo-se (4.6) em (4.5), obtém-se:

$$i_{Laux}(t) = -2C_s \frac{dv_{C3}(t)}{dt}. \quad (4.7)$$

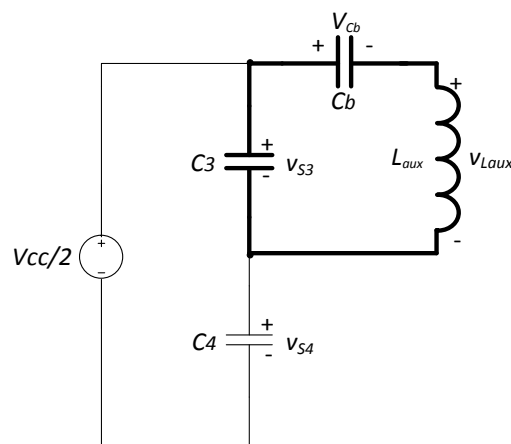
Diferenciando a equação (4.7), chega-se em:

$$\frac{di_{Laux}(t)}{dt} = -2C_s \frac{d^2v_{C3}(t)}{dt^2}. \quad (4.8)$$

#### 4.1.4 Análise da Malha $v_{C3}$ $v_{Cb}$ e $v_{Laux}$

Esta última malha a ser analisada é destacada na Figura 4.4.

**Figura 4.4 - Segunda Malha  $v_{C3}$   $v_{Cb}$  e  $v_{Laux}$  do circuito equivalente da 6ª etapa de operação**



**Fonte: Autoria Própria (2021)**

$$v_{Laux}(t) = v_{C3}(t) - V_{Cb}, \quad (4.9)$$

$$v_{L_{aux}}(t) = v_{C3}(t) - \frac{V_{CC}}{2}, \quad (4.10)$$

$$L_{aux} \frac{di_{L_{aux}}(t)}{dt} = v_{C3}(t) - \frac{V_{CC}}{2}, \quad (4.11)$$

$$\frac{di_{L_{aux}}(t)}{dt} = \frac{v_{C3}(t)}{L_{aux}} - \frac{V_{CC}}{2L_{aux}}. \quad (4.12)$$

Igualando as equações (4.8) e (4.12), obtém-se:

∴

$$-2C_S \frac{d^2 v_{C3}(t)}{dt^2} = \frac{v_{C3}(t)}{L_{aux}} - \frac{V_{CC}}{2L_{aux}}. \quad (4.13)$$

Rearranjando-se os termos de (4.13) e dividindo ambos os lados por  $2 \cdot C_S$ , determina-se:

$$\frac{d^2 v_{C3}(t)}{dt^2} + \frac{v_{C3}(t)}{2C_S L_{aux}} = \frac{V_{CC}}{4C_S L_{aux}}. \quad (4.14)$$

#### 4.1.5 Solucionando a equação diferencial (4.14)

Os autovalores da equação (4.14) são indicados na equação (4.16).

$$\lambda^2 + \frac{1}{2C_S L_{aux}} = 0, \quad (4.15)$$

$$\lambda = \pm j \sqrt{\frac{1}{2C_S L_{aux}}}. \quad (4.16)$$

A frequência angular fundamental  $\omega_0$  é definida por:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{2C_S L_{aux}}}. \quad (4.17)$$

A solução homogênea da equação (4.14), considerando fatores complexos, é dada por:

$$v_{C3h}(t) = k1 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) + k2 \cdot \text{cos}(\omega_0 \cdot t). \quad (4.18)$$

A solução particular da equação (4.14) é um polinômio de mesmo grau do lado direito desta equação. Como este termo é de grau zero (constante), é denominado por “A”.

$$v_{C3p}(t) = A . \quad (4.19)$$

Assim, a derivada de segunda ordem de (4.19) pode ser expressa por:

$$\frac{d^2 v_{C3p}(t)}{dt^2} = 0 . \quad (4.20)$$

Substituindo as equações (4.19) e (4.20) na equação (4.14) obtém-se a solução particular, conforme:

$$0 + \frac{A}{2C_S L_{aux}} = \frac{V_{CC}}{4C_S L_{aux}} , \quad (4.21)$$

$$v_{C3p}(t) = A = \frac{V_{CC}}{2} . \quad (4.22)$$

A solução geral para  $v_{C3}(t)$  é a soma das soluções homogênea e particular, ou seja:

$$v_{C3}(t) = v_{C3h}(t) + v_{C3p}(t) . \quad (4.23)$$

Substituindo as equações (4.18) e (4.22) em (4.23), chega-se em:

$$v_{C3}(t) = k_1 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) + k_2 \cdot \text{cos}(\omega_0 \cdot t) + \frac{V_{CC}}{2} . \quad (4.24)$$

Para determinar as constantes  $k_1$  e  $k_2$ , inicialmente são aplicadas as condições iniciais indicadas na Tabela 4.1 na equação (4.24), desenvolvidas nas equações (4.25) e (4.26), resultando em (4.27).

$$v_{C3}(0) = k_1 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot 0) + k_2 \cdot \text{cos}(\omega_0 \cdot 0) + \frac{V_{CC}}{2} , \quad (4.25)$$

$$\frac{V_{CC}}{2} = k_2 + \frac{V_{CC}}{2} , \quad (4.26)$$

$$k_2 = 0 . \quad (4.27)$$

Substituindo o termo da equação (4.27) em (4.24) tem-se:

$$v_{C3}(t) = k_1 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) + \frac{V_{CC}}{2} \quad (4.28)$$

Diferenciando (4.28) em relação ao tempo:

$$\frac{dv_{C3}(t)}{dt} = k_1 \cdot \omega_0 \cdot \text{cos}(\omega_0 \cdot t) . \quad (4.29)$$

Manipulando a equação (4.7), obtém-se:

$$\frac{dv_{C3}(t)}{dt} = -\frac{i_{L_{aux}}(t)}{2C_S} . \quad (4.30)$$

Sendo a corrente no indutor auxiliar  $I_{L_{aux}}$  constante (Tabela 4.1), a equação (4.30) passa a ser descrita como:

$$\frac{dv_{C3}(t)}{dt} = -\frac{I_{L_{aux}}(\text{máx})}{2C_S} . \quad (4.31)$$

Igualando as equações (4.29) e (4.31), tem-se:

$$-\frac{I_{L_{aux}}(\text{máx})}{2C_S} = k_1 \cdot \omega_0 \cdot \text{cos}(\omega_0 \cdot t) . \quad (4.32)$$

Ainda, considerando as condições iniciais (com  $t = 0$  da tabela 4.1) na equação (4.32), determinam-se:

$$-\frac{I_{L_{aux}}(\text{máx})}{2C_S} = k_1 \cdot \omega_0 \cdot \text{cos}(\omega_0 \cdot 0) , \quad (4.33)$$

$$-\frac{I_{L_{aux}}(\text{máx})}{2C_S} = k_1 \cdot \omega_0 . \quad (4.34)$$

Assim, o valor de  $k_1$  é dado por meio:

$$k_1 = -\frac{I_{L_{aux}}(\text{máx})}{2C_S \omega_0} . \quad (4.35)$$

Substituindo o termo  $\omega_0$  da equação (4.17) na equação (4.35) e resolvendo, obtém-se.

$$k_1 = -\frac{I_{L_{aux}}(\text{máx})}{2C_S} \cdot \sqrt{2C_S L_{aux}} , \quad (4.36)$$



que simplificando resulta em:

$$k_1 = -I_{L_{aux}(m\acute{a}x)} \cdot \sqrt{\frac{L_{aux}}{2C_S}} \quad (4.37)$$

Com os valores de  $k_1$  e  $k_2$  determinados e substituídos na equação (4.24), que rege o comportamento de  $v_{C_3}(t)$ , encontra-se:

$$v_{C_3}(t) = -I_{L_{aux}(m\acute{a}x)} \cdot \sqrt{\frac{L_{aux}}{2C_S}} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) + \frac{V_{CC}}{2} \quad (4.38)$$

## 4.2 Determinação do capacitor $C_S$

Para determinar o valor de  $C_S$  é preciso analisar a equação (4.38) considerando o final da 6ª etapa (Tabela 4.1), quando a tensão nos terminais do referido capacitor decai a zero, e que “ $t$ ” é definido como o tempo no final da 6ª etapa:

$$v_{C_3}(t) = 0 = -I_{L_{aux}(m\acute{a}x)} \cdot \sqrt{\frac{L_{aux}}{2C_S}} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) + \frac{V_{CC}}{2} \quad (4.39)$$

Arranjando os termos de (4.39), obtém-se:

$$I_{L_{aux}(m\acute{a}x)} \cdot \sqrt{\frac{L_{aux}}{2C_S}} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) = \frac{V_{CC}}{2} \quad (4.40)$$

Sabendo-se que a função seno com argumento real tem seu domínio no intervalo  $[-1,1]$ , o termo que multiplica a função seno deve, necessariamente, ser maior ou igual que o termo do lado direito da equação, conforme (4.41). Salienta-se que, caso (4.41) não seja satisfeita, tem-se a condição em que o circuito não é capaz de prover a descarga completa do capacitor  $C_3$ , implicando a perda de comutação ZVS.

$$I_{L_{aux}(m\acute{a}x)} \cdot \sqrt{\frac{L_{aux}}{2C_S}} \geq \frac{V_{CC}}{2} . \quad (4.41)$$

Tornando válida a premissa de origem da equação (4.41), o termo  $C_S$  pode ser isolado a partir desta equação tal que:

$$C_S \leq 2 \cdot L_{aux} \cdot \frac{I_{L_{aux}(m\acute{a}x)}^2}{V_{CC}^2} . \quad (4.42)$$

### 4.3 Determinação do tempo morto mínimo

Sabendo-se que a comutação de  $S_3$  representa o caso crítico, conclui-se que o valor de  $C_S$  determinado por meio da equação (4.42) garante a ocorrência de ZVS para todos os interruptores do circuito. Entretanto, mesmo que a equação (4.42) seja atendida, ainda resta garantir que os pulsos de comando dos interruptores não serão aplicados antes da descarga completa de seus capacitores. Para tanto, define-se  $\Delta t_m$  como sendo o tempo morto mínimo necessário para que haja a descarga completa dos capacitores, garantindo-se, assim, a comutação ZVS.

Partindo da equação (4.38) e considerando a condição final de  $v_{C3}(t)$ , (Tabela 4.1), desenvolvem-se as equação (4.43), (4.44), (4.45), (4.46), (4.47) e (4.48).

$$v_{C3}(\Delta t_m) = -I_{L_{aux}(m\acute{a}x)} \cdot \sqrt{\frac{L_{aux}}{2C_S}} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot \Delta t_m) + \frac{V_{CC}}{2} , \quad (4.43)$$

$$0 = -I_{L_{aux}(m\acute{a}x)} \cdot \sqrt{\frac{L_{aux}}{2C_S}} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot \Delta t_m) + \frac{V_{CC}}{2} , \quad (4.44)$$

$$I_{L_{aux}(m\acute{a}x)} \cdot \sqrt{\frac{L_{aux}}{2C_S}} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot \Delta t_m) = \frac{V_{CC}}{2} , \quad (4.45)$$

$$\text{sen}(\omega_0 \cdot \Delta t_m) = \frac{V_{CC}}{2 \cdot I_{L_{aux}(\text{máx})}} \cdot \sqrt{\frac{2C_S}{L_{aux}}}, \quad (4.46)$$

$$\omega_0 \cdot \Delta t_m = \text{sen}^{-1} \left( \frac{V_{CC}}{2 \cdot I_{L_{aux}(\text{máx})}} \cdot \sqrt{\frac{2C_S}{L_{aux}}} \right), \quad (4.47)$$

$$\Delta t_m = \frac{1}{\omega_0} \text{sen}^{-1} \left( \frac{V_{CC}}{2 \cdot I_{L_{aux}(\text{máx})}} \cdot \sqrt{\frac{2C_S}{L_{aux}}} \right). \quad (4.48)$$

Substituindo o valor da equação (4.17) para  $\omega_0$  na equação (4.48) e arranjando os termos, encontra-se:

$$\Delta t_m = \sqrt{2L_{aux}C_S} \cdot \text{sen}^{-1} \left( \frac{V_{CC}}{I_{L_{aux}(\text{máx})}} \cdot \sqrt{\frac{C_S}{2L_{aux}}} \right). \quad (4.49)$$

#### 4.4 Conclusão

Com base nas equações (4.42) e (4.49) é possível determinar o valor de  $C_S$  máximo e do tempo morto  $\Delta t_m$  mínimo para garantir comutação suave em todos os interruptores do conversor. Além do mais, fica evidente, na equação (4.42), que a corrente no indutor  $L_{aux}$  possui papel fundamental para contribuir com a ocorrência de comutação suave. Logo, o projetista pode determinar  $L_{aux}$  de forma que as condições de comutação sejam satisfatórias, sempre observando que reduzir o valor de  $L_{aux}$  também possui a consequência de elevar as perdas por condução.

## 5 PROJETO DO CONVERSOR CC-CC HB-ZVZCS-PWM

Neste este capítulo é apresentado o projeto do conversor HB-ZVZCS-PWM proposto de modo a determinar o dimensionamento dos indutores e capacitores envolvidos, os esforços nos semicondutores e seu comportamento operando com tensão de entrada no intervalo de 700-800 V no modo ZVS/ZCS.

### 5.1 Especificações do projeto.

Na Tabela 5.1 são apresentadas as especificações do projeto do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM proposto.

**Tabela 5.1 - Especificações do projeto em ZVZCS**

<b>Especificações</b>	<b>Valor</b>
Tensão de entrada	700-800 V
Tensão de saída $V_o$	400 V
Potência de saída ( $P_o$ )	1000 W
Frequência de comutação ( $f_s$ )	100 kHz
Ondulação de tensão em $C_{in1}$ e $C_{in2}$ ( $\Delta V_{C_{in}}$ )	2 V
Ondulação de tensão em $C_b$ ( $\Delta V_{C_b}$ )	6 V
Ondulação de tensão a saída ( $\Delta V_o$ )	2 V
Ondulação no Indutor Auxiliar ( $\Delta i_{L_{aux}}$ )	5 A
Máxima corrente no Indutor ( $I_{L_{aux(max)}}$ )	2,5 A
Razão cíclica máxima adotada ( $D_{máx}$ ).	0,44
Ganho estático máximo adotado ( $q_{máx}$ )	0,46

**Fonte: Autoria Própria (2021)**

Para determinar os valores de ganho estático e razão cíclica para a tensão nominal, foram considerados os esforços mínimos nos semicondutores para a tensão de entrada mínima realizadas em simulações de cálculos desenvolvidos por meio da planilha do Apêndice A, que indicaram os valores para " $q_{máx}$ " e " $D_{máx}$ " mantendo a operação no modo ZVS/ZCS neste nível de tensão.

## 5.2 Cálculos preliminares

### 5.2.1 Cálculos preliminares para tensão de entrada em 700 V

Os seguintes cálculos são considerados para o conversor atuando próximo ao limite de operação no modo ZVZCS, com  $q_{m\acute{a}x}$  de 0,46,  $D_{m\acute{a}x}$  de 0,44 e  $V_{CC}$  em 700 V.

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 2,5 \text{ A}, \quad (5.1)$$

$$n = \frac{V_o}{q_{m\acute{a}x} \cdot V_{CC}} = 1,242, \quad (5.2)$$

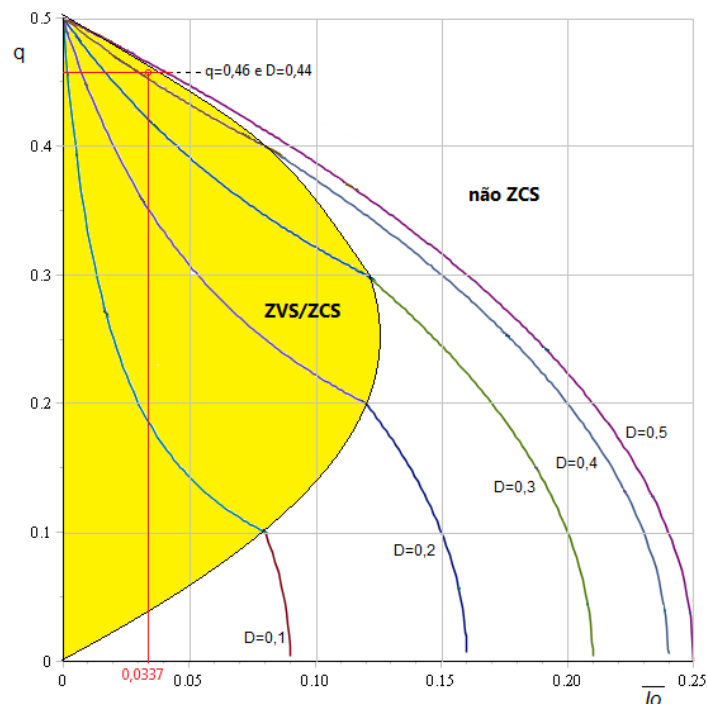
$$V_{o'} = q_{m\acute{a}x} \cdot V_{CC} = 322 \text{ V}, \quad (5.3)$$

$$\bar{I}_{o'} = \left( \frac{1 - 2q_{m\acute{a}x}}{q} \right) \cdot D_{m\acute{a}x}^2 = 0,03367, \quad (5.4)$$

$$L_d = \frac{V_{CC} \cdot \bar{I}_{o'}}{4 \cdot n \cdot I_o \cdot f_s} = 19,0 \mu\text{H}. \quad (5.5)$$

A Figura 5.1 apresenta o resultado do valor médio da corrente parametrizado em relação à  $q_{m\acute{a}x}$  de 0,46,  $D_{m\acute{a}x}$  de 0,44 e  $V_{CC}$  em 700 V.

**Figura 5.1 – Valor médio da corrente parametrizado em relação à  $q_{m\acute{a}x}$  de 0,46 e  $D_{m\acute{a}x}$  de 0,44 com  $V_{CC}$  em 700 V**



Fonte: Autoria Própria (2021)

### 5.2.2 Obtenção do Ganho Estático e Razão Cíclica para operação em 800 V

O ganho estático em operação com a tensão nominal de entrada deve ser tal que mantenha o valor da tensão de saída refletida  $V_o'$ , ou seja, 322 V, e é obtido por meio da equação (5.3).

$$322 = q \cdot 800 \rightarrow q = 0,402. \quad (5.6)$$

Para determinar a razão cíclica nominal, é isolado “D” na equação (3.45), utilizando os valores calculados nas equações (5.1), (5.2), (5.5) e (5.6), com  $V_{CC}$  em 800 V.

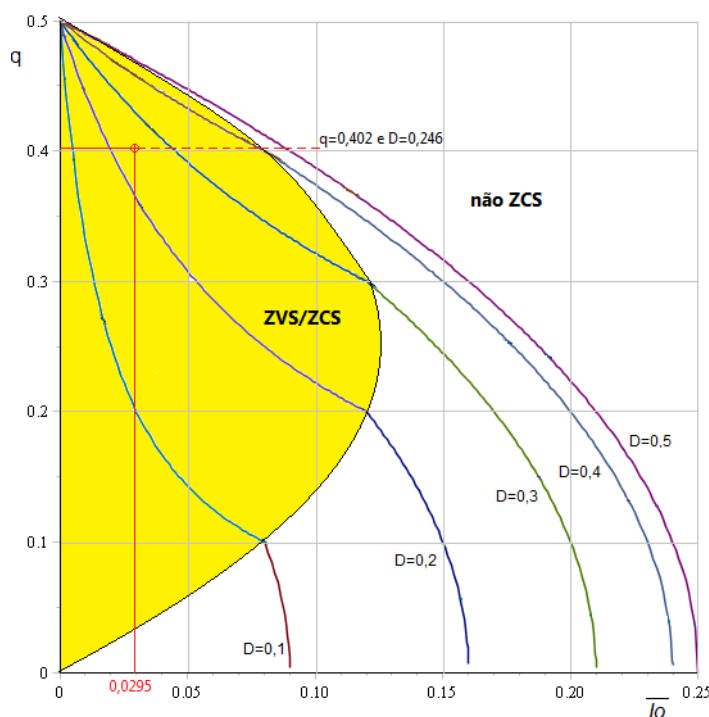
$$D = 2 \cdot \sqrt{\frac{n \cdot L_d \cdot I_o \cdot f_s \cdot q}{V_{CC} \cdot (1 - 2q)}} = 0,246. \quad (5.7)$$

A corrente de saída parametrizada será:

$$\overline{I_o'} = \left( \frac{1 - 2q}{q} \right) \cdot D^2 = 0,0295. \quad (5.8)$$

A Figura 5.2 apresenta o resultado do valor médio da corrente parametrizado em relação à  $q = 0,402$  e  $D = 0,246$  com  $V_{CC}$  em 800 V.

**Figura 5.2 – Valor médio da corrente parametrizado em relação à  $q$  de 0,402 e  $D$  de 0,246 com  $V_{CC}$  em 800 V**



Fonte: Autoria Própria (2021)

### 5.2.3 Cálculos dos Indutores e Capacitores para operação em 800 V

Com a obtenção da razão cíclica e ganho estático para operação em tensão nominal, os dispositivos são determinados por:

$$L_d = \frac{V_{cc} \cdot \bar{I}_o}{4 \cdot n \cdot I_o \cdot f_s} = \frac{800 \cdot 0,029503}{4 \cdot 1,242 \cdot 2,5 \cdot 100.000} = 19,0 \mu\text{H}, \quad (5.9)$$

$$L_{(aux)} = \frac{V_{cc} \cdot D}{2 \cdot \Delta I L_{(aux)} \cdot f_s} = \frac{800 \cdot 0,246}{2 \cdot 5 \cdot 100.000} = 196,8 \mu\text{H}, \quad (5.10)$$

$$C_b = \frac{V_{cc} \cdot D \cdot \left\{ D \cdot L_{aux}^2 \cdot \left(\frac{1}{2} - q\right)^2 + L_d \cdot L_{aux} \cdot \left[\left(\frac{1}{2} - D\right) \cdot q + \frac{D}{2}\right] \cdot \left(\frac{1}{2} - q\right) + \frac{q \cdot L_d^2}{4} \cdot (1 - D) \right\}}{2 \cdot q \cdot \Delta V_{Cb} \cdot f_s^2 \cdot L_d \cdot L_{aux} \cdot (L_d + L_{aux} - 2 \cdot q \cdot L_{aux})} \quad (5.11)$$

$$= 3,82 \mu\text{F},$$

$$C_o = \frac{V_{cc}}{32 \cdot n \cdot L_d \cdot \Delta V_{Co} \cdot f_s^2} \cdot \frac{(1 - 2q) \cdot (D - 4q)^2 \cdot D^2}{q^3} = 3,01 \mu\text{F}, \quad (5.12)$$

$$C_{in12} = \frac{V_{cc} \cdot D \cdot \left\{ D \cdot \left[ q^2 \cdot L_{aux} - q \cdot \left( L_{aux} + \frac{L_d}{2} \right) + \frac{1}{4} \cdot L_{aux} \right] + \frac{1}{4} \cdot q \cdot L_d \right\}}{4 \cdot q \cdot L_{aux} \cdot L_d \cdot f_s^2 \cdot \Delta V_{Cin12}} = 2,35 \mu\text{F}. \quad (5.13)$$

### 5.2.4 Determinação dos capacitores $C_S$ e intervalo de tempo morto mínimo

Os capacitores de comutação  $C_S$  são especificados de acordo com o *datasheet* do MOSFET IPW65R080CFD, que indica que seu capacitor intrínseco é da ordem de 794 pF, que é inferior ao valor máximo calculado por meio da equação (4.42) que resulta em 3,84 nF.

Para obter o intervalo de tempo morto  $\Delta t_m$ , os valores de  $C_S$ ,  $L_{aux}$  e  $I_{L_{aux}(max)}$  são aplicados na equação (4.49) para o caso mais crítico, ou seja, com alimentação de entrada em 800 V. Assim, obtém-se:

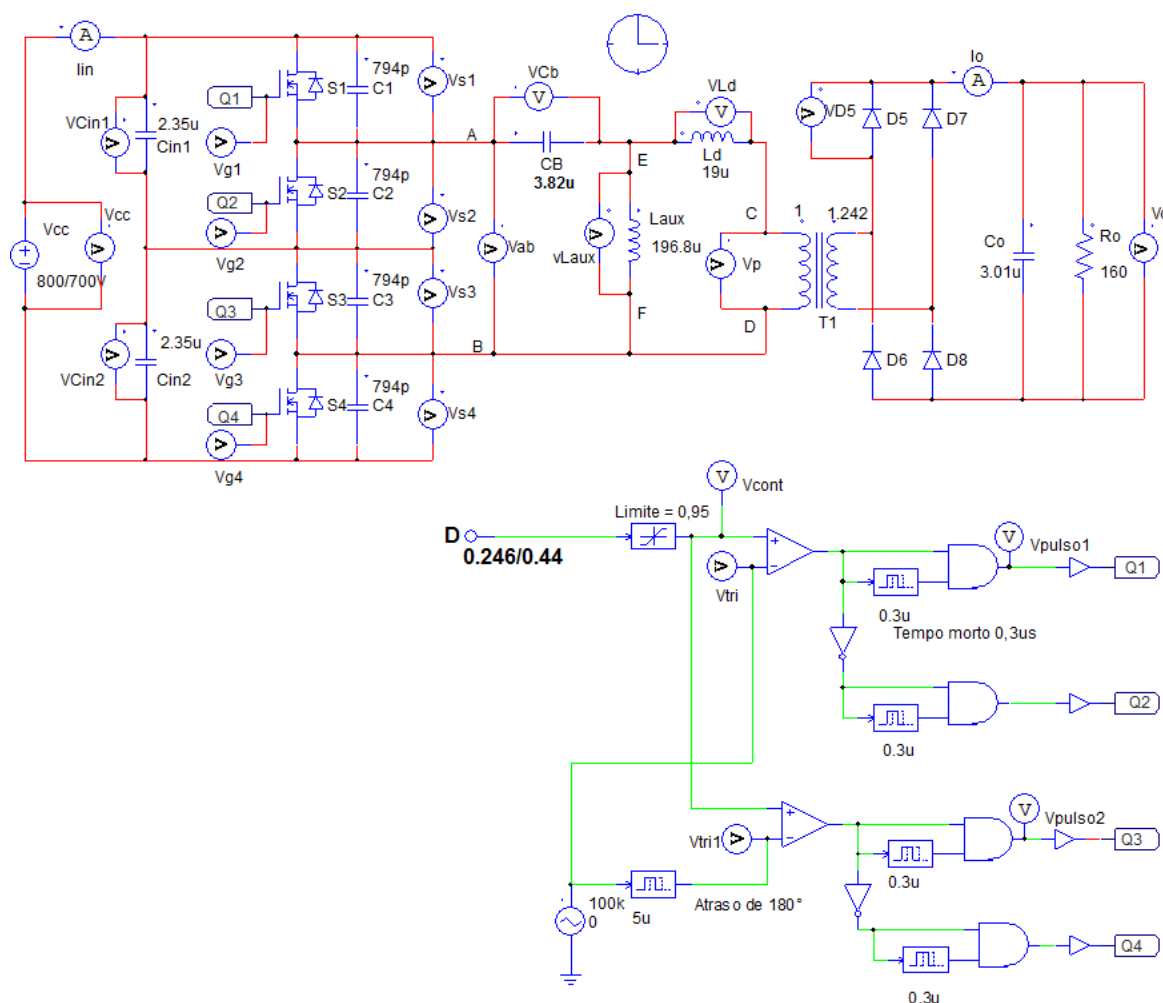
$$\Delta t_m = \sqrt{2 \cdot 196,8 \cdot 10^{-6} \cdot 794 \cdot 10^{-12}} \cdot \text{sen}^{-1} \left( \frac{800}{2,5} \cdot \sqrt{\frac{794 \cdot 10^{-12}}{2 \cdot 196,8 \cdot 10^{-6}}} \right) = 0,264 \mu\text{s}. \quad (5.14)$$

O tempo morto adotado para a simulação é ajustado em 0,3  $\mu\text{s}$ .

### 5.2.5 Diagrama elétrico da simulação do conversor TL-ZVZCS-PWM

A Figura 5.3 apresenta o diagrama elétrico do circuito principal e de comando para simulação via *software* PSIM®.

**Figura 5.3 – Diagrama elétrico da simulação do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM**



Fonte: Autoria Própria (2021)

### 5.3 Resultados para a tensão nominal de 800 V

A Tabela 5.2 apresenta comparação dos resultados calculados e simulados para a operação em tensão nominal para os intervalos de tempo, ondulações nos indutores e capacitores, correntes de entrada e saída, bem como os esforços nos semicondutores.



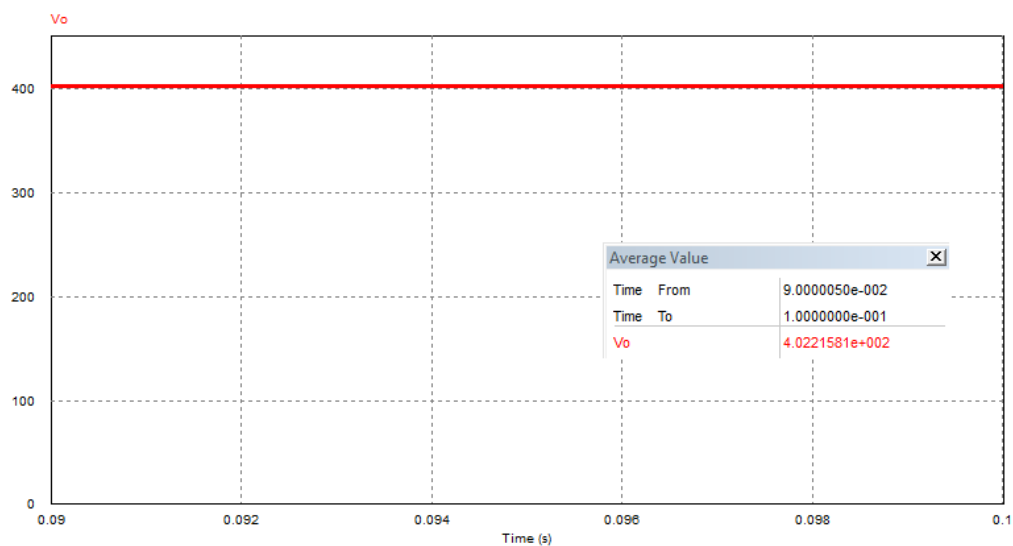
Tabela 5.2 - Comparação de Valores Calculados x Simulados para Vcc = 800 V

Especificações e Unidade	Calculado	Simulado	Erro %
Ganho estático "q"	0,402	0,402	-
Razão cíclica "D"	0,246	0,246	-
Relação de Transformação "n"	1,242	1,242	-
Tempo morto de comutação ( $\mu$ s)	0,3	0,3	-
$\Delta t_{1-0}$ ( $\mu$ s)	0,406	0,407	0,246
$\Delta t_{2-1}$ ( $\mu$ s)	2,050	2,056	0,292
$\Delta t_{4-3}$ ( $\mu$ s)	0,600	0,601	0,167
$\Delta t_{5-4}$ ( $\mu$ s)	1,940	1,940	0,000
$V_o$ (V)	400,00	402,21	0,552
$\Delta V_o$ (V)	2,000	2,020	1,000
$\Delta V_{cb}$ (V)	6,000	6,029	0,483
$\Delta V_{cin}$ (V)	2,000	1,993	-0,350
$I_{LD\ máx}$ (A)	10,162	10,123	-0,384
$\Delta I_{L\ aux}$ (A)	5,000	5,067	1,340
$I_o$ (A)	2,500	2,506	0,240
$i_{in\ máx}$ (A)	12,662	12,630	-0,253
$i_{in\ méd}$ (A)	1,250	1,266	1,250
$IS_{1max}$ e $IS_{3max}$ (A)	12,663	12,630	-0,261
$IS_{1med}$ e $IS_{3med}$ (A)	1,301	1,334	2,536
$IS_{1ef}$ e $IS_{3ef}$ (A)	3,314	3,372	1,750
$IS_{2max}$ e $IS_{4max}$ (A)	12,663	12,630	-0,260
$IS_{2med}$ e $IS_{4med}$ (A)	2,240	2,248	0,357
$IS_{2ef}$ e $IS_{4ef}$ (A)	4,019	4,031	0,298
$ID_{1max}$ e $ID_{3max}$ (A)	2,500	2,504	0,160
$ID_{1med}$ e $ID_{3med}$ (A)	0,051	0,053	3,921
$ID_{1ef}$ e $ID_{3ef}$ (A)	0,291	0,304	4,767
$ID_{2max}$ e $ID_{4max}$ (A)	12,663	12,007	-5,180
$ID_{2med}$ e $ID_{4med}$ (A)	0,990	0,970	-2,020
$ID_{2ef}$ e $ID_{4ef}$ (A)	2,294	2,240	-2,354
$ID_{5,6,7,8\ max}$ (A)	8,171	8,164	0,085
$ID_{5,6,7,8\ med}$ (A)	1,250	1,260	0,800
$ID_{5,6,7,8\ ef}$ (A)	2,609	2,617	0,307
$P_{In}$ (W)	1000	1023,60	2,360
$P_o$ (W)	1000	1011,93	1,193

Fonte: Autoria Própria (2021)

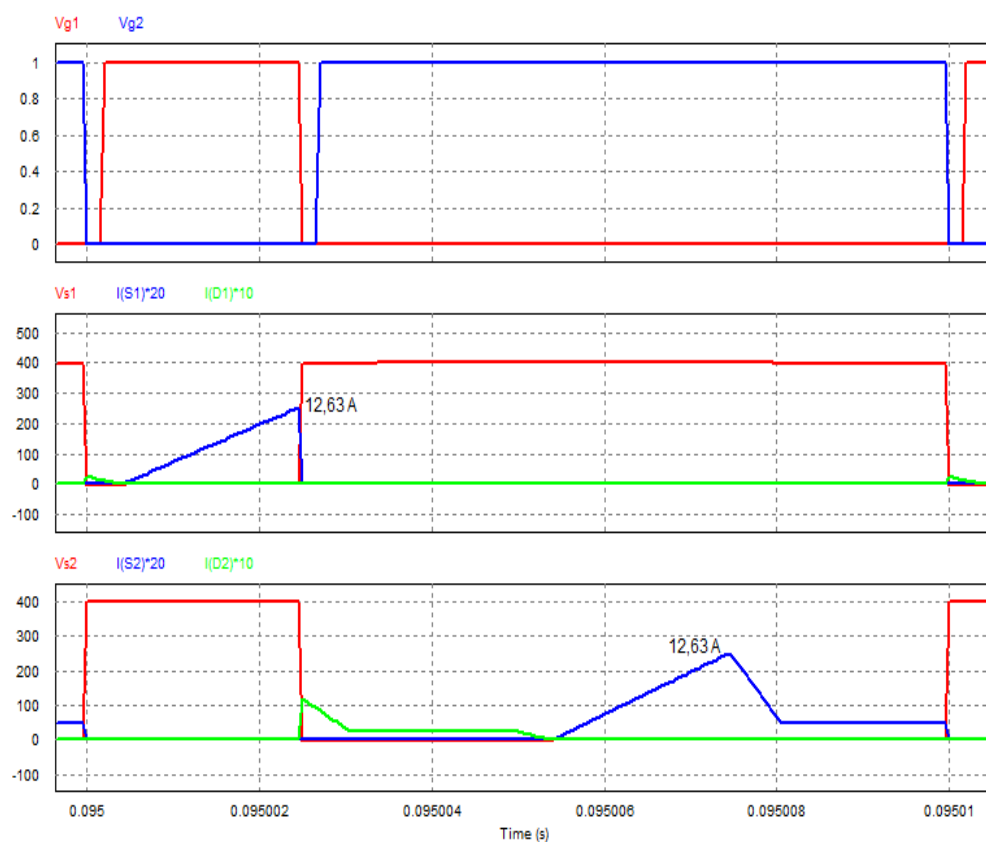
As principais formas de onda simuladas são apresentadas nas Figuras 5.4 a 5.7.

**Figura 5.4 – Tensão de saída do conversor para  $V_{cc}$  em 800 V**



Fonte: Autoria Própria (2021)

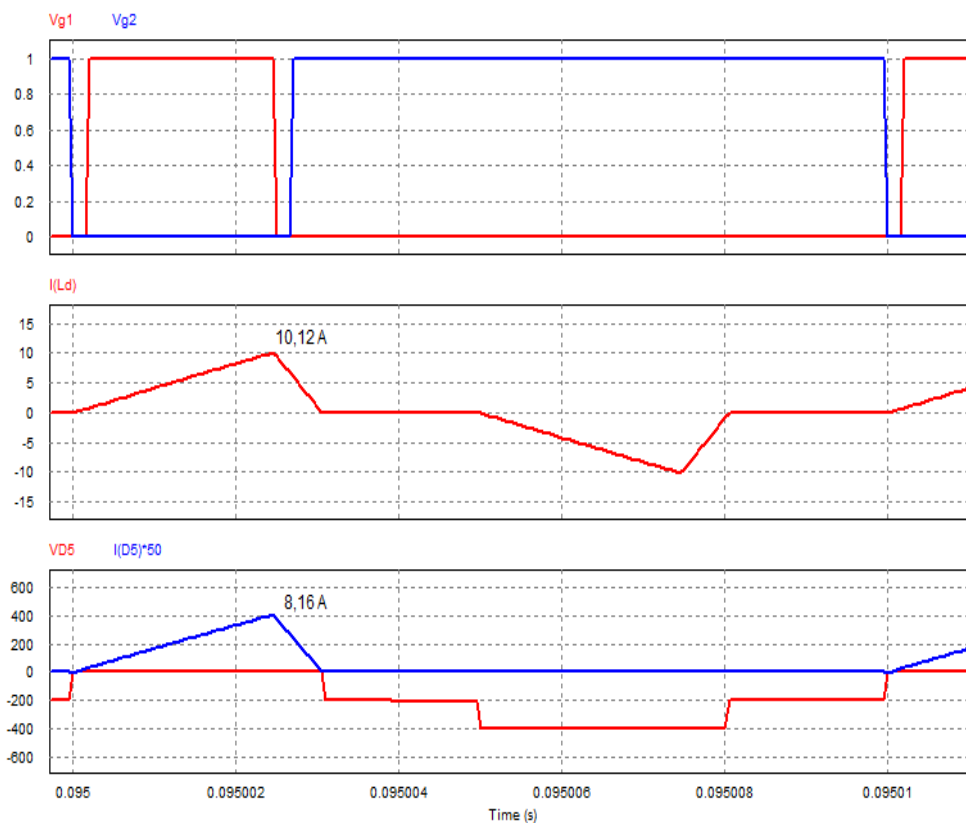
**Figura 5.5 – Formas de onda nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  para  $V_{cc}$  em 800 V**



Fonte: Autoria Própria (2021)

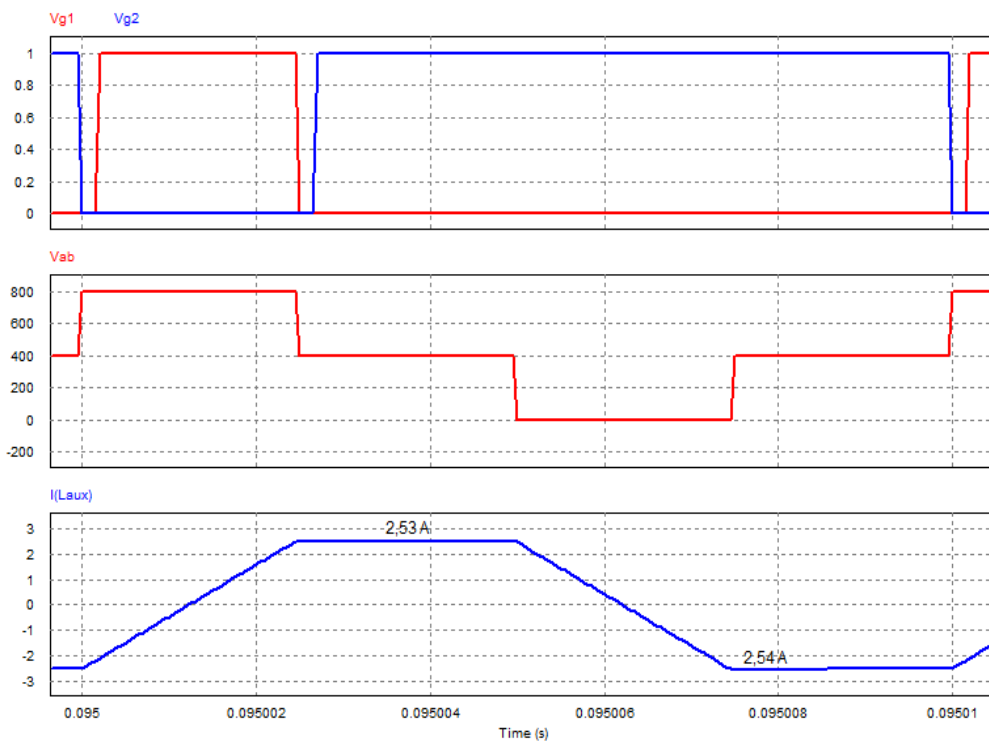
OBS. Esforços nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  que, por simetria, são iguais para  $S_3$  e  $S_4$ .

Figura 5.6 – Corrente elétrica em  $L_d$  e no diodo  $D_5$  de saída para  $V_{cc}$  em 800 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

Figura 5.7 – Tensão nos pontos  $V_{AB}$  e corrente em  $L_{aux}$  para  $V_{cc}$  em 800 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

As formas de onda obtidas confirmam os resultados esperados para operação com  $V_{cc}$  em 800 V.

#### 5.4 Respostas para tensão reduzida de 700 v

A variação de corrente no indutor auxiliar muda com a nova tensão de alimentação e é determinada por meio da equação (3.22), necessária para calcular o valor eficaz dos esforços nos interruptores  $S_2$ ,  $S_4$  e nos diodos  $D_2$  e  $D_4$ .

$$\Delta i_{L(aux)} = \frac{V_{cc} \cdot D \cdot T_S}{2 \cdot L(aux)} = 7,825 \text{ A.} \quad (5.14)$$

As novas ondulações dos capacitores são obtidas por meio das equações (5.15), (5.16) e (5.17).

$$\Delta V_o = \Delta V_{Co} = \frac{V_{cc}}{32 \cdot n \cdot L_d \cdot C_o \cdot f_s^2} \cdot \frac{(1 - 2q) \cdot (D - 2q)^2 \cdot D^2}{q^3} = 1,129 \text{ V,} \quad (5.15)$$

$$\Delta V_{Cb} = \frac{V_{cc} \cdot D \cdot \left\{ D \cdot L_{aux}^2 \cdot \left(\frac{1}{2} - q\right)^2 + L_d \cdot L_{aux} \cdot \left[\left(\frac{1}{2} - D\right) \cdot q + \frac{D}{2}\right] \cdot \left(\frac{1}{2} - q\right) + \frac{q \cdot L_d^2}{4} \cdot (1 - D) \right\}}{2 \cdot q \cdot C_b \cdot f_s^2 \cdot L_d \cdot L_{aux} \cdot (L_d + L_{aux} - 2 \cdot q \cdot L_{aux})} \quad (5.16)$$

= 5,905 V,

$$\Delta V_{Cin12} = \frac{V_{cc} \cdot D \cdot \left\{ D \cdot \left[ q^2 \cdot L_{aux} - q \cdot \left( L_{aux} + \frac{L_d}{2} \right) + \frac{1}{4} \cdot L_{aux} \right] + \frac{1}{4} \cdot q \cdot L_d \right\}}{4 \cdot q \cdot L_{aux} \cdot L_d \cdot f_s^2 \cdot C_{in12}} = 0,763 \text{ V.} \quad (5.17)$$

A Tabela 5.3 apresenta comparação dos resultados calculados e simulados para a operação em tensão de 700 V, mantendo os valores dos dispositivos calculados para 800 V, atualizando os novos valores para os intervalos de tempo, correntes de entrada e saída, bem como os esforços nos semicondutores.

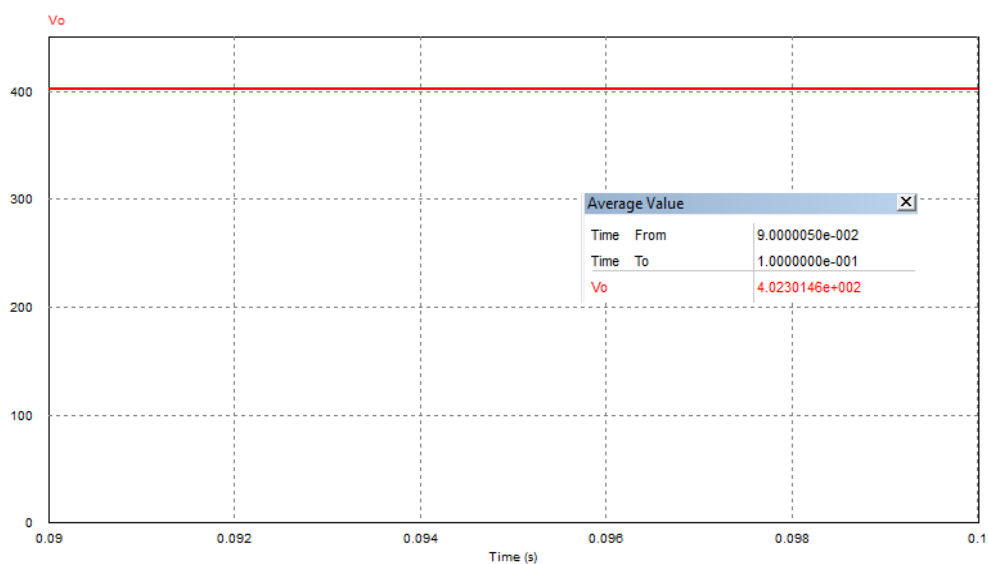
Tabela 5.3 - Comparação de Valores Calculados x Simulados para Vcc =700 V

Especificações e Unidade	Calculado	Simulado	Erro %
Ganho estático “q”	0,46	0,46	-
Razão cíclica “D”	0,44	0,44	-
Relação de Transformação “n”	1,242	1,242	-
Tempo morto de comutação ( $\mu$ s)	0,3	0,3	-
$\Delta t_{1-0}$ ( $\mu$ s)	1,200	1,210	0,833
$\Delta t_{2-1}$ ( $\mu$ s)	3,200	3,235	1,093
$\Delta t_{4-3}$ ( $\mu$ s)	0,382	0,377	-1,308
$\Delta t_{5-4}$ ( $\mu$ s)	0,217	0,218	0,460
Vo (V)	400,00	402,30	0,575
$\Delta V_o$ (V)	1,129	1,163	3,011
$\Delta V_{cb}$ (V)	5,905	5,983	1,321
$\Delta V_{cin}$ (V)	0,763	0,756	-0,971
$I_{LD \text{ máx}}$ (A)	6,492	6,045	-6,885
$\Delta I_{L \text{ aux}}$ (A)	7,825	7,933	1,380
$I_o$ (A)	2,500	2,515	0,600
$i_{in \text{ máx}}$ (A)	10,404	10,000	-3,883
$i_{in \text{ méd}}$ (A)	1,428	1,414	-0,980
$IS_{1\text{max}}$ e $IS_{3\text{max}}$ (A)	10,404	10,357	-0,452
$IS_{1\text{med}}$ e $IS_{3\text{med}}$ (A)	1,663	1,692	1,743
$IS_{1\text{ef}}$ e $IS_{3\text{ef}}$ (A)	3,397	3,451	1,589
$IS_{2\text{max}}$ e $IS_{4\text{max}}$ (A)	10,404	10,511	1,028
$IS_{2\text{med}}$ e $IS_{4\text{med}}$ (A)	2,022	2,062	1,978
$IS_{2\text{ef}}$ e $IS_{4\text{ef}}$ (A)	3,737	3,692	-1,204
$ID_{1\text{max}}$ e $ID_{3\text{max}}$ (A)	3,913	4,076	4,165
$ID_{1\text{med}}$ e $ID_{3\text{med}}$ (A)	0,235	0,230	-2,127
$ID_{1\text{ef}}$ e $ID_{3\text{ef}}$ (A)	0,783	0,766	-2,171
$ID_{2\text{max}}$ e $ID_{4\text{max}}$ (A)	10,404	10,511	1,028
$ID_{2\text{med}}$ e $ID_{4\text{med}}$ (A)	0,594	0,628	5,724
$ID_{2\text{ef}}$ e $ID_{4\text{ef}}$ (A)	1,744	1,798	3,096
$ID_{5,6,7,8 \text{ max}}$ (A)	5,219	5,423	3,908
$ID_{5,6,7,8 \text{ med}}$ (A)	1,248	1,259	0,881
$ID_{5,6,7,8 \text{ ef}}$ (A)	2,084	2,099	0,718
$P_{In}$ (W)	1000	978,30	-2,170
$P_o$ (W)	1000	1013,18	1,318

Fonte: Autoria Própria (2021)

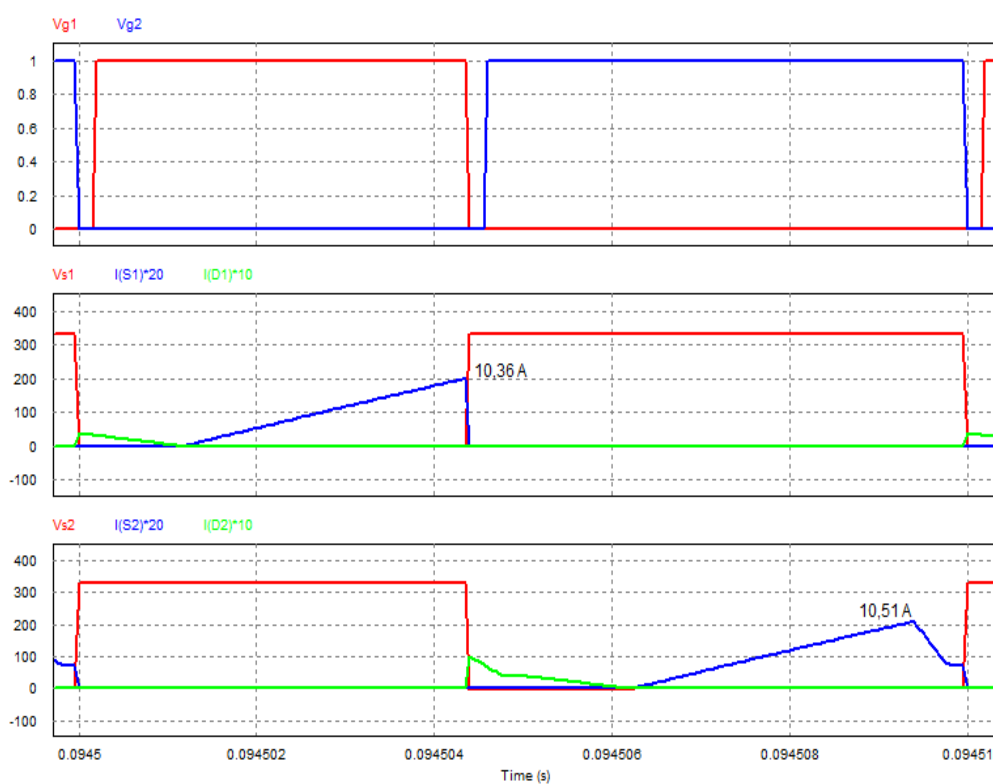
As principais formas de onda simuladas são apresentadas nas Figuras 5.8 a 5.11.

**Figura 5.8 – Tensão de saída do conversor para  $V_{cc}$  em 700 V**



Fonte: Autoria Própria (2021)

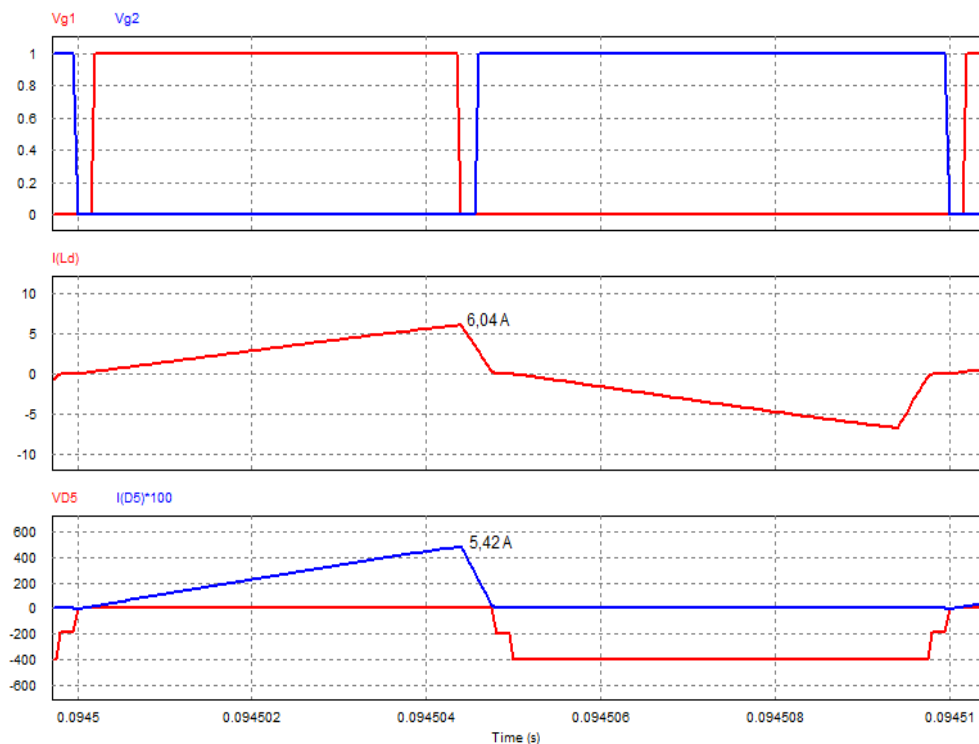
**Figura 5.9 – Formas de onda nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  para  $V_{cc}$  em 700 V**



Fonte: Autoria Própria (2021)

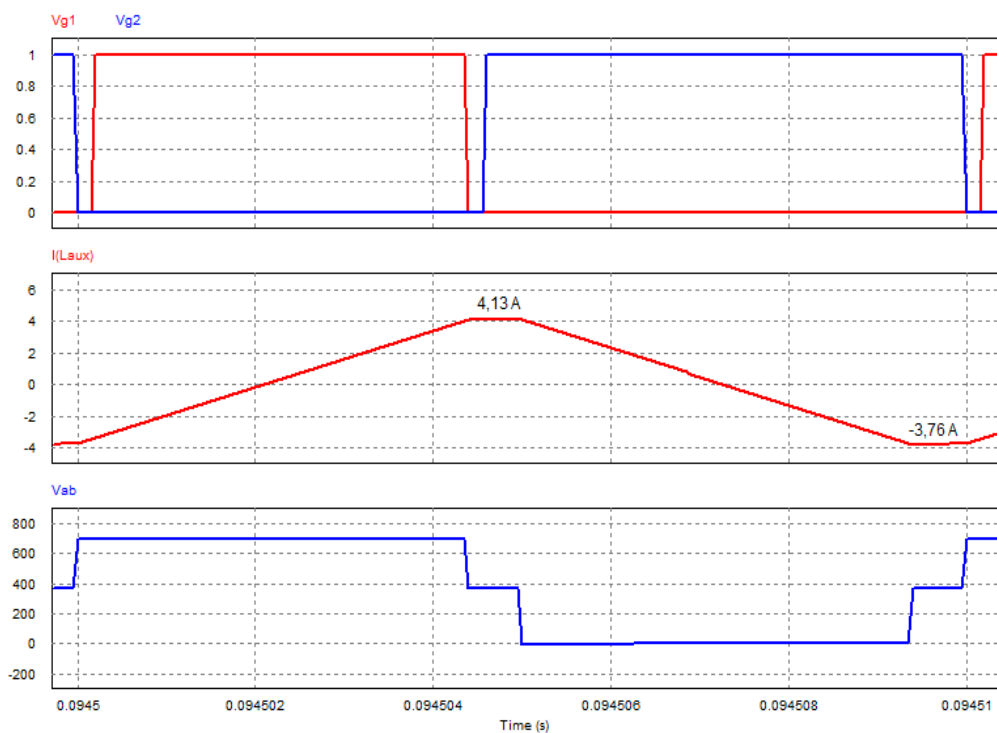
OBS. Esforços nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  que, por simetria, são iguais para  $S_3$  e  $S_4$ .

Figura 5.10 – Corrente elétrica em  $L_d$  e no diodo  $D_5$  de saída para  $V_{cc}$  em 700 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

Figura 5.11 – Tensão nos pontos  $V_{AB}$  e corrente em  $L_{aux}$  para  $V_{cc}$  em 700 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

As figuras das formas de onda confirmam os resultados esperados para operação com  $V_{cc}$  em 700 V

De modo geral, verifica-se que os resultados encontrados são satisfatórios, por apresentarem pouca margem de erro entre os valores calculados e simulados, validando, assim, as análises quantitativas desenvolvidas para a operação do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM com tensão de alimentação compreendida na faixa de 700 V a 800 V.

## 5.5 Conclusão

Neste capítulo foi proposta uma metodologia de projeto para o conversor HB-TL-ZVZCS-PWM, permitindo a determinação dos seus componentes para satisfazer uma determinada especificação de projeto.

As simulações apresentadas comprovam, com pequena margem de erro, a comparação entre os valores calculados e simulados de operação do conversor proposto, considerando inicialmente a tensão de alimentação nominal de 800 V e, depois, alterando para a tensão reduzida de 700 V, mantendo os valores dos dispositivos calculados para tensão nominal, apenas alterando o ponto de operação do ganho estático e razão cíclica da tensão nominal para a tensão reduzida.

Em resumo, esse conversor apresenta todas as condições para execução diante dos resultados obtidos nas análises apresentadas nesse tópico.



## 6 ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR HB-TL-ZVZCS-PWM

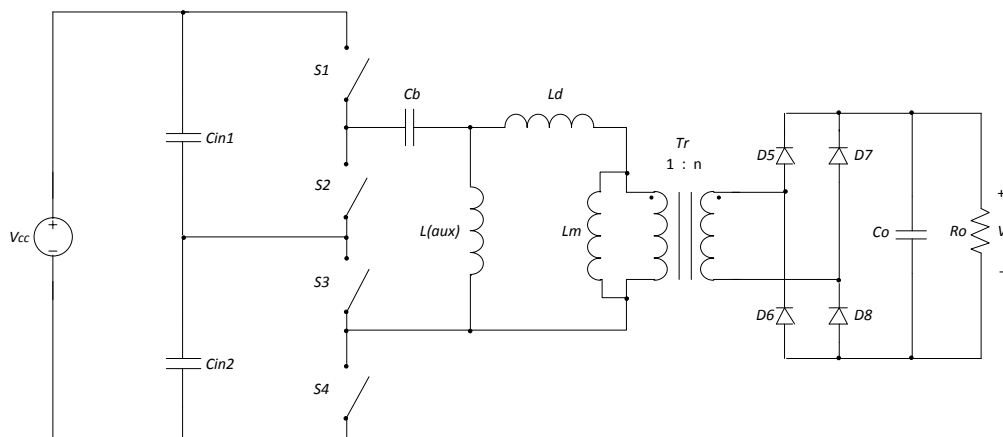
Este capítulo aborda a análise dinâmica do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM no sentido de compreender o comportamento da tensão de saída ( $V_o$ ) quando ocorre uma perturbação na razão cíclica ( $D$ ). A análise tem como interesse a evolução média da tensão de saída e não no seu valor instantâneo, pois contém ondulação (*ripple*), ou seja, interessa a evolução de seu valor médio quase instantâneo.

A análise permitirá encontrar a função de transferência do conversor, que é a base do projeto do compensador do sistema, de modo que leia a tensão de saída e atue na razão cíclica para garantir resposta transitória adequada. Considerando as hipóteses de comportamento dos elementos passivos, o conversor passa de ser de sexta ordem para primeira ordem, simplificando o equacionamento. As validações das equações obtidas são apresentadas no decorrer do capítulo.

### 6.1 Obtendo a ordem do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM

O circuito simplificado do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM é apresentado na Figura 6.1, considerando a indutância magnetizante  $L_m$  do transformador  $Tr$ .

**Figura 6.1 – Circuito simplificado do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM**



Fonte: Autoria Própria (2021)

Os elementos passivos que compõem que determinam a ordem da resposta dinâmica do conversor são:

- Os capacitores de entrada  $C_{in1}$  e  $C_{in2}$ ;
- O capacitor de bloqueio  $C_b$ ;
- O indutor auxiliar de comutação  $L_{aux}$ ;
- O indutor de comutação  $L_d$ ;
- A Indutância magnetizante  $L_m$  do transformador  $Tr$ ;
- O Capacitor de saída  $C_0$ .

Os capacitores  $C_{in1}$  e  $C_{in2}$  podem ser entendidos como um capacitor único  $C_{in}$  de valor equivalente ao paralelo de  $C_{in1}$  com  $C_{in2}$ , representando uma ordem e os demais componentes passivos uma ordem cada, totalizando inicialmente um conversor de sexta ordem.

Sendo que o conversor tem operação simétrica, as seguintes hipóteses simplificativas podem ser consideradas tomando como base a análise quantitativa realizada:

- A tensão nos capacitores de entrada se mantém constantes em  $V_{in}/2$  para quaisquer valores de razão cíclica. Logo, uma vez que a razão cíclica não interfere na divisão entre as tensões dos capacitores, conclui-se que estes elementos não contribuem para o aumento da ordem da planta.
- Os mesmos argumentos do item anterior são válidos para o capacitor  $C_b$ , cuja tensão se mantém fixa em  $V_{cc}/2$  para quaisquer valores de razão cíclica.
- O indutor  $L_{aux}$  não interfere na razão cíclica e na dinâmica da tensão de saída, logo também não acrescenta polos na função de transferência.
- A indutância magnetizante  $L_m$  tem valor muito superior se comparada a indutância de comutação  $L_d$ , dessa forma, a corrente circulante na mesma pode ser considerada desprezível de comparada a  $i_{Ld}$ . Sendo assim, assume-se a hipótese de que  $L_m$  não afeta o comportamento dinâmico do conversor.

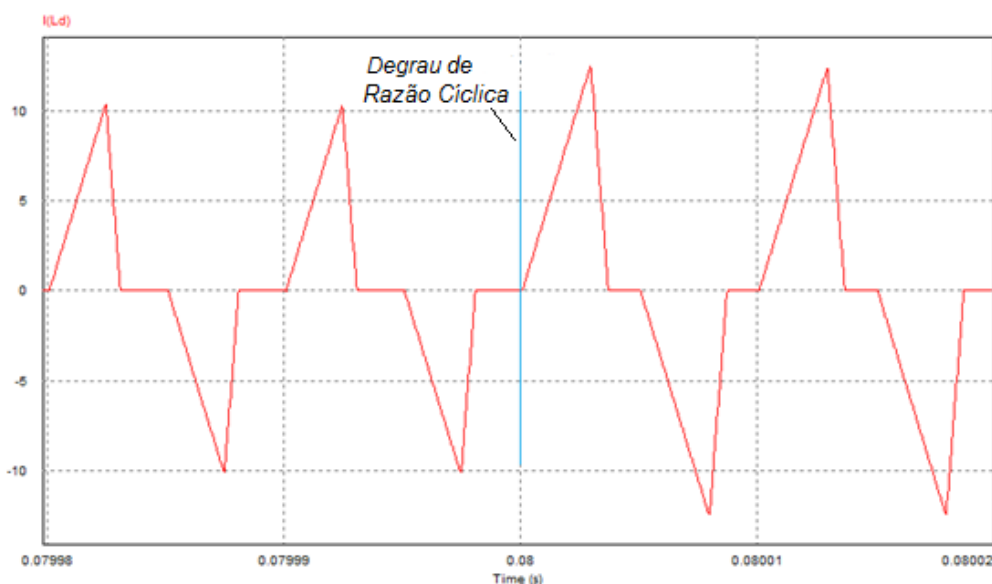
OBS. No caso em que a indutância  $L_m$  fosse reduzida para auxiliar na comutação, o que poderia possibilitar a retirada de  $L_{aux}$  do circuito, a indutância

magnetizante traria impacto na característica de transferência de energia do circuito e, conseqüentemente, seria necessário considerar sua influência no comportamento dinâmico do conversor.

Assim, restam apenas  $L_d$  e  $C_o$  como elementos armazenadores de energia interferindo diretamente no processamento de energia neste circuito. Desta forma a função de transferência pode ser considerada com sendo de segunda ordem.

Porém, analisando o comportamento de  $i_{L_d}$ , observa-se que esta corrente varia instantaneamente no período de comutação com a alteração da razão cíclica, ou seja, sua forma de onda é definida imediatamente no próximo ciclo (característica do MCD), com amplitude maior ou menor conforme a razão cíclica adotada (Figura 6.2). Isso significa que não há efeito memória no caso de se considerarem valores médios quase instantâneos, ou seja, o valor médio quase instantâneo da corrente em  $L_d$  em um determinado período de comutação não depende do valor médio quase instantâneo de períodos anteriores. Isto, do ponto de vista do conceito de valor médio quase instantâneo, a razão cíclica provoca variações imediatas. Logo, garantindo-se que a dinâmica da malha de controle seja mais lenta que o período de comutação, conclui-se que o valor médio de  $i_{L_d}$  dentro de um período de comutação se relaciona com a razão cíclica através de um ganho simples sem envolver derivadas. Conseqüentemente,  $L_d$  também não insere polos na função de transferência, apesar de afetar diretamente o ganho da planta.

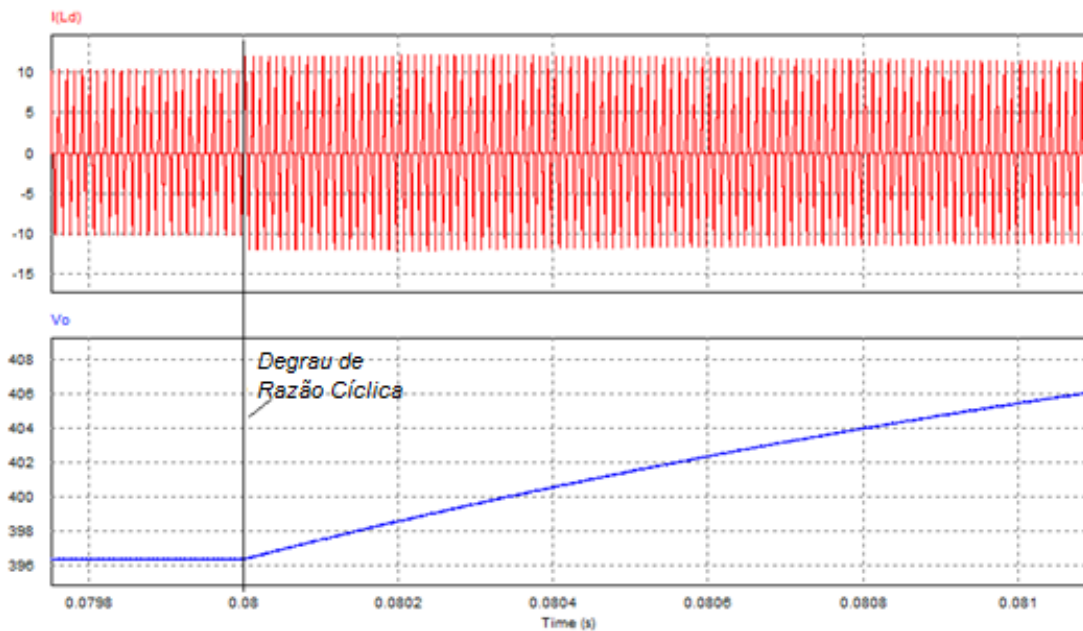
**Figura 6.2 – Forma de onda da corrente  $i_{L_d}$  com a variação da razão cíclica**



**Fonte: Autoria Própria (2021)**

Para o caso de  $C_0$ , ele interfere diretamente na tensão de saída, porém com evolução muito mais lenta que um período de comutação, o que ocorre devido ao fato de que este capacitor deve ser capaz de filtrar a tensão de saída e garantir baixa ondulação. Assim,  $C_0$  gera polo e determina a ordem da função de transferência. Para uma melhor visualização desta característica, o comportamento de  $V_0$  e  $i_{Ld}$  com a alteração da razão cíclica são apresentados na Figura 6.3.

**Figura 6.3 – Forma de onda da tensão  $V_0$  e da corrente  $i_{Ld}$  com a variação da razão cíclica**



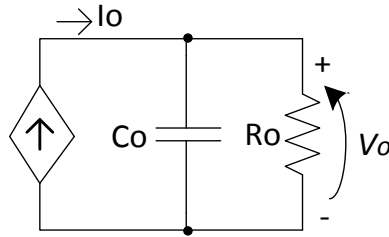
Fonte: Autoria Própria (2021)

Resumindo, a planta do sistema que seria de sexta ordem se torna em um sistema bem comportado de primeira ordem, o que pode ser considerado uma vantagem do conversor, haja vista que seu controle não deve trazer muitos desafios para o projetista.

## 6.2 Determinação da função de transferência do conversor

O circuito simplificado para a análise da dinâmica do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM é apresentado na Figura 6.4.

Figura 6.4 – Circuito simplificado para análise da dinâmica do conversor



Fonte: Autoria Própria (2021)

A corrente  $I_0$  foi desenvolvida no capítulo 3 e resultou em:

$$I_0 = \frac{V_{cc}}{4 \cdot n \cdot L_d \cdot f_s} \cdot \left( \frac{1 - 2q}{q} \right) \cdot D^2 \quad (3.45)$$

Sendo o ganho estático “ $q$ ” dado pela equação (3.9) agora refletida ao secundário do transformador  $Tr$ , resulta em:

$$q = \frac{V_0}{nV_{cc}} \quad (6.1)$$

Substituindo a equação (6.1) na equação (3.45) tem-se:

$$I_0 = \frac{n \cdot V_{cc}^2 - 2 \cdot V_{cc} \cdot V_0}{4 \cdot n \cdot L_d \cdot f_s \cdot V_0} \cdot D^2 \quad (6.2)$$

Considerando que as variáveis dinâmicas do conversor são  $i_0$ ,  $v_0$  e  $d$ , a equação (6.2) fica:

$$i_0 = \frac{n \cdot V_{cc}^2 - 2 \cdot V_{cc} \cdot v_0}{4 \cdot n \cdot L_d \cdot f_s \cdot v_0} \cdot d^2 \rightarrow [f(v_0, d)], \quad (6.3)$$

sendo que os demais termos são constantes.

Linearizando a equação (6.3) por expansão da série de Taylor:

$$\hat{i}_0 = \frac{\partial(i_0)}{\partial d} \cdot \hat{d} + \frac{\partial(i_0)}{\partial v_0} \cdot \hat{v}_0, \quad (6.4)$$

$$\hat{i}_0 = \frac{(n \cdot V_{cc}^2 - 2 \cdot V_{cc} \cdot V_0) \cdot D}{4 \cdot n \cdot L_d \cdot f_s \cdot V_0} \cdot \hat{d} - \frac{V_{cc}^2 \cdot D^2}{4 \cdot L_d \cdot f_s \cdot V_0^2} \cdot \hat{v}_0, \quad (6.5)$$

Simplificando,

$$\hat{i}_0 = \frac{(2 \cdot n \cdot V_{cc} \cdot V_0 \cdot \hat{d} - n \cdot V_{cc} \cdot D \cdot \hat{v}_0 - 4 \cdot V_0^2 \cdot \hat{d}) \cdot D \cdot V_{cc}}{4 \cdot n \cdot Ld \cdot fs \cdot V_0} \quad (6.6)$$

Aplicando a transformada de Laplace:

$$\hat{i}_0(s) = \frac{(2 \cdot n \cdot V_{cc} \cdot V_0 \cdot \hat{d}(s) - n \cdot V_{cc} \cdot D \cdot \hat{v}_0(s) - 4 \cdot V_0^2 \cdot \hat{d}(s)) \cdot D \cdot V_{cc}}{4 \cdot n \cdot Ld \cdot fs \cdot V_0} \quad (6.7)$$

A impedância equivalente em Laplace para o circuito da Figura 6.4 é dada por:

$$Z_{eq}(s) = \frac{R_0 \cdot \frac{1}{s \cdot C_0}}{R_0 + \frac{1}{s \cdot C_0}} = \frac{R_0}{s \cdot R_0 \cdot C_0 + 1} \quad (6.8)$$

Considerando que:

$$\hat{v}_0(s) = \hat{i}_0(s) \cdot Z_{eq}(s) \quad (6.9)$$

Substituindo as equações (6.7) e (6.8) na equação (6.9):

$$\hat{v}_0(s) = \frac{(2 \cdot n \cdot V_{cc} \cdot V_0 \cdot \hat{d}(s) - n \cdot V_{cc} \cdot D \cdot \hat{v}_0(s) - 4 \cdot V_0^2 \cdot \hat{d}(s)) \cdot D \cdot V_{cc} \cdot R_0}{4 \cdot n \cdot Ld \cdot fs \cdot V_0 \cdot (s \cdot R_0 \cdot C_0 + 1)} \quad (6.10)$$

Isolando  $V_0(s)$  na equação (6.10), obtém-se:

$$\hat{v}_0(s) = \frac{2 \cdot n \cdot D \cdot R_0 \cdot V_{cc}^2 \cdot V_0 \cdot \hat{d}(s) - 4 \cdot R_0 \cdot V_{cc} \cdot V_0^2 \cdot D \cdot \hat{d}(s)}{s \cdot 4 \cdot n \cdot R_0 \cdot C_0 \cdot V_0^2 \cdot Ld \cdot fs + 4 \cdot n \cdot V_0^2 \cdot Ld \cdot fs + n \cdot R_0 \cdot V_{cc}^2 \cdot D^2} \quad (6.11)$$

Assim, a função de transferência  $\hat{v}_0(s)/\hat{d}(s)$  fica:

$$\frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2 \cdot n \cdot D \cdot R_0 \cdot V_{cc}^2 \cdot V_0 - 4 \cdot R_0 \cdot V_{cc} \cdot V_0^2 \cdot D}{s \cdot 4 \cdot n \cdot R_0 \cdot C_0 \cdot V_0^2 \cdot Ld \cdot fs + 4 \cdot n \cdot V_0^2 \cdot Ld \cdot fs + n \cdot R_0 \cdot V_{cc}^2 \cdot D^2} \quad (6.12)$$

Simplificando para "n":

$$\frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2 \cdot D \cdot R_0 \cdot V_{cc}^2 \cdot V_0 - 4 \cdot R_0 \cdot V_{cc} \cdot V_0^2 \cdot D/n}{s \cdot 4 \cdot R_0 \cdot C_0 \cdot V_0^2 \cdot L_d \cdot f_s + 4 \cdot V_0^2 \cdot L_d \cdot f_s + R_0 \cdot V_{cc}^2 \cdot D^2} \quad (6.13)$$

### 6.3 Validação da função de transferência

A validação é realizada inicialmente para os valores atribuídos ao conversor HB-TL-ZVZCS-PWM considerando os valores da Tabela 6.1.

**Tabela 6.1 - Especificações para validação da Função de Transferência**

Especificações	Valor
Tensão de entrada.	700 V
Tensão de saída ( $V_0$ ).	400 V
Potência de saída ( $P_0$ ).	1000 W
Frequência de comutação ( $f_s$ ).	100 kHz
Resistência de carga na saída ( $R_0$ ).	160 $\Omega$
Indutância do indutor de comutação ( $L_d$ ).	19 $\mu$ H
Capacitância de saída ( $C_0$ ).	3.01 $\mu$ F
Razão cíclica ( $D$ ).	0,44
Degrau de Razão Cíclica.	0,01
Relação de transformação do transformador $Tr$ .	1,242

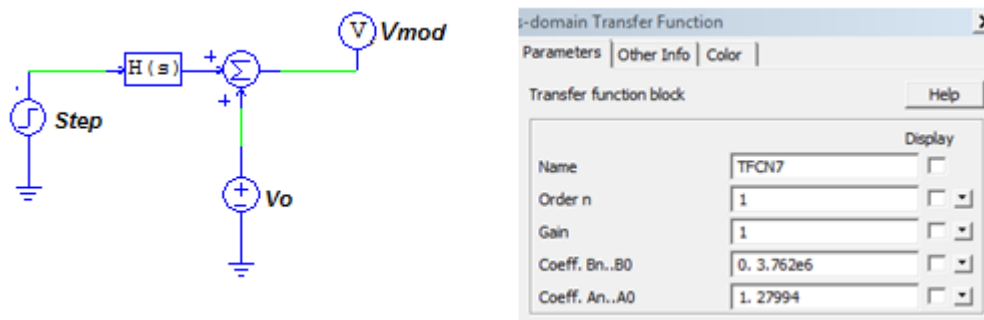
**Fonte: Autoria Própria**

A equação de transferência é obtida pela equação (6.12), resultando em:

$$\frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{3,762 \cdot 10^6}{s + 27,994 \cdot 10^3} \quad (6.14)$$

Essa equação é implantada no bloco chamado de  $H(s)$  do simulador PSIM<sup>®</sup> como  $V_{mod}$  e resulta no circuito apresentado na Figura 6.5, com um degrau de razão cíclica ( $step$ ) em 80 ms.

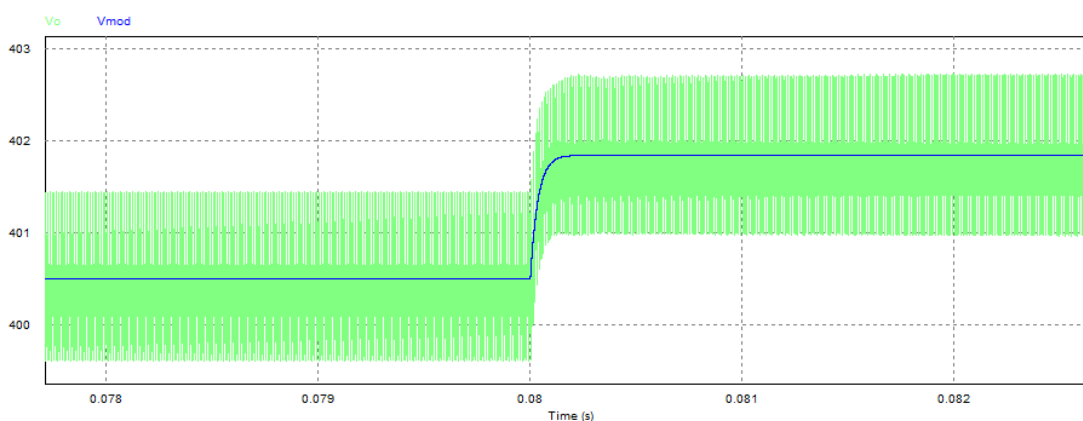
Figura 6.5 – Circuito  $V_{mod}$  e Bloco  $H(s)$  para  $C_0 = 3,01\mu\text{F}$



Fonte: Autoria Própria (2021)

Os resultados das simulações de  $V_0$  e  $V_{mod}$  são apresentados na Figura 6.6.

Figura 6.6 – Resultados simulados de  $V_0$  e  $V_{mod}$  para  $C_0 = 3,01\mu\text{F}$



Fonte:

Autoria Própria (2021)

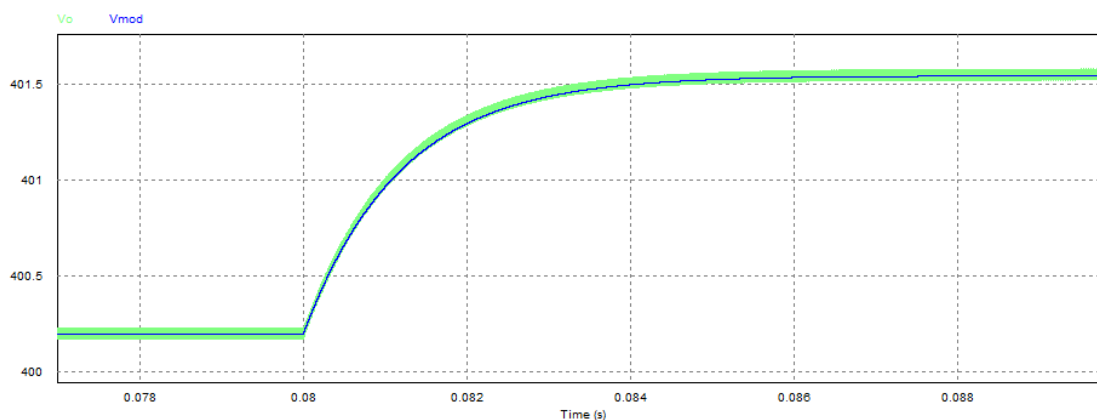
Em aplicações práticas é comum a utilização de valores de capacitância de saída superiores aos calculados pelo critério de ondulação, uma vez que este capacitor deve atender aos mais diversos tipos de carga (não apenas uma simples resistência). Certamente, o modelo deve ser genérico e prever o comportamento sob quaisquer combinações paramétricas (que implique a operação dentro do domínio de análise, neste caso o modo ZVS/ZCS). Para verificar a validade do modelo considerando valores mais elevados de capacitância, considerou-se a condição com  $C_0 = 100\mu\text{F}$ , o que resultou em:

$$\frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{113,226 \cdot 10^3}{s + 842,632} \quad (6.15)$$



Os novos resultados da simulação de  $V_o$  e  $V_{mod}$  para  $C_o = 100 \mu\text{F}$  são apresentados na figura 6.7.

**Figura 6.7 – Resultados simulados de  $V_o$  e  $V_{mod}$  para  $C_o = 100 \mu\text{F}$**



Fonte:

Autoria Própria (2021)

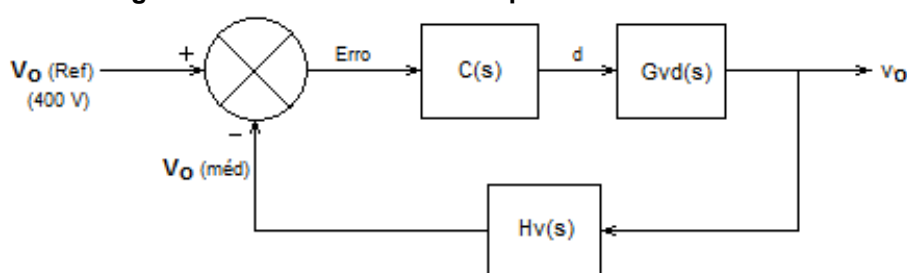
Os resultados obtidos se apresentam satisfatórios, com o modelo  $V_{mod}$  correspondendo com a variação da tensão de saída nas duas simulações.

#### 6.4 Projeto do compensador do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM

O compensador é um bloco controlador cujo objetivo é ajustar a planta para seus valores nominais projetados quando esta é submetida a variações na tensão de entrada, no valor de tensão de referência e de transitórios de carga. Para isso ele atua diretamente na razão cíclica do conversor de modo a ajustar a tensão de saída para seu valor determinado.

O diagrama de controle em malha fechada do conversor é dado pela Figura 6.8.

**Figura 6.8 – Diagrama em blocos de controle para o conversor HB-TL-ZVZCS-PWM**



Fonte: Autoria Própria (2021)

Considerando que:

$C(s)$  – Controlador da planta a ser determinado.

$Gvd(s)$  – Função de transferência da planta (determinada na análise dinâmica).

$Hv(s)$  – Sensor de tensão com um filtro passa baixa frequência, de ganho unitário.

A função  $Gvd(s)$  é obtida por meio da equação (6.12) da análise dinâmica, considerando o conversor operando com  $V_{cc}$  de 700 V e capacitor de filtro  $C_0$  de 220  $\mu\text{F}$  (adotado para a versão final do projeto), que resultou na equação (6.16).

$$\frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} = Gvd(s) = \frac{51,466 \cdot 10^3}{s + 383,014} \quad (6.16)$$

O bloco  $Hv(s)$  é representado como um filtro passa baixa cuja equação é:

$$Hv(s) = \frac{1}{1 + s/\omega_c} \quad (6.17)$$

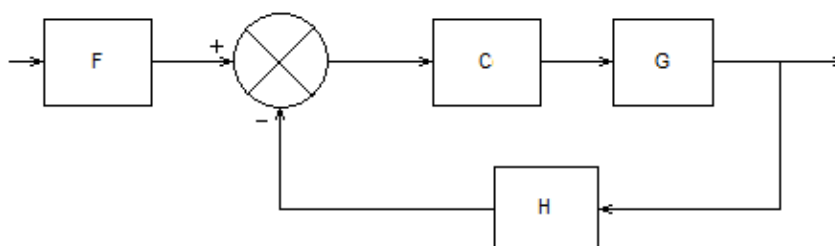
Em que  $\omega_c$  é a frequência angular de corte do filtro, dada por:

$$\omega_c = \frac{1}{2\pi f_c} \quad (6.18)$$

A escolha da frequência de corte deve ser bem analisada, pois se for muito baixa filtra demais e  $Hv(s)$  fica muito lento e demora a responder quando a tensão de saída  $v_0$  varia, podendo o sistema ficar instável de forma oscilatória. O valor final adotado para essa frequência é obtido após a manipulação para encontrar a equação do controlador  $C(s)$  por meio da ferramenta “*sisotool*” do software Matlab®.

A ferramenta *sisotool* é projetada para analisar e manipular equações de transferências e gerar um controlador capaz de atender os requisitos básicos para o controle da planta. Um dos seus comando básicos é “*sisotool(G,C,H,F)*” cuja estrutura é apresentada na Figura 6.9.

**Figura 6.9 – Estrutura básica do bloco de controle do *Sisotool***



Fonte: Autoria Própria (2021)

Sendo que:

F – Filtro de entrada;

C – Compensador a ser determinado;

G – A planta;

H – Sensor do valor de saída.

Para a análise e obtenção de resultados serão considerados:

F – Unitário, ou seja, a referência é injetada diretamente no comparador;

C – Inicialmente considerado unitário;

G –  $Gvd(s)$ ;

H –  $Hv(s)$ .

6.2. As especificações de projeto do compensador são relacionadas na Tabela

**Tabela 6.2 - Especificações de projeto do compensador**

<b>Especificações</b>	<b>Valor</b>
Tensão de alimentação ( $V_{cc}$ ).	700 V
Tensão de saída ( $V_o$ ).	400 V
Potência de saída ( $P_o$ ).	1000 W
Frequência de comutação ( $f_s$ ).	100 kHz
Indutor de comutação ( $L_d$ ).	19 $\mu$ H
Capacitor de saída ( $C_o$ ).	220 $\mu$ F
Carga na saída ( $R_o$ ).	160 $\Omega$
Razão cíclica ( $D$ ).	0,44
Relação de transformação ( $n$ ).	1,242
Tensão de referência ( $V_{ref}$ ).	400 V
Degrau de tensão de referência.	0,5 V
Tempo de acomodação compensada.	< 15 ms
Sobressinal máximo compensado.	< 15 %

**Fonte: Autoria Própria (2021)**

O *script* no Matlab<sup>®</sup> para a planta básica é apresentado a seguir.

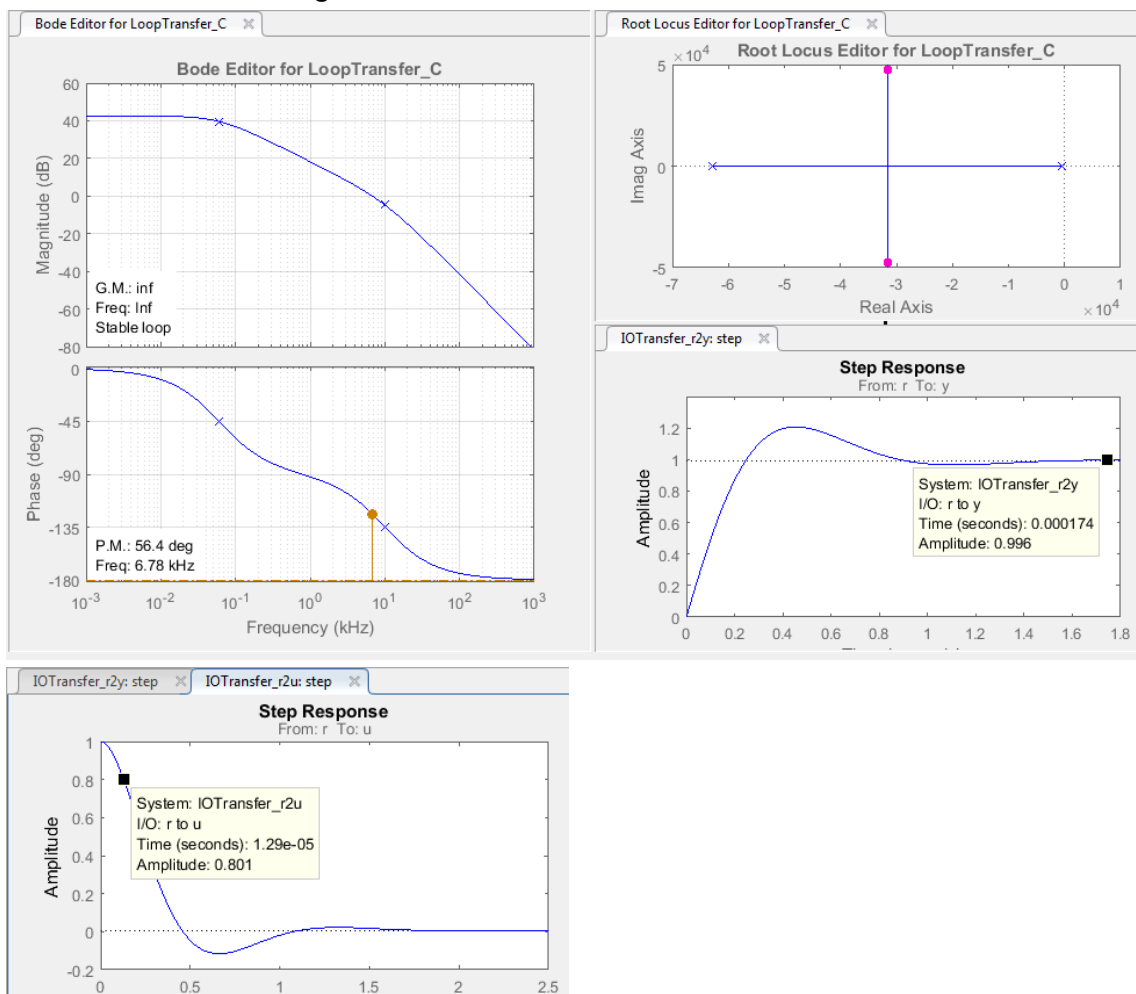
```

s = tf('s');
Vcc = 700;
Vo = 400;
Id = 19e-6;
C = 220e-6;
R = 160;
fs = 100e3;
D = 0.44;
n = 1.242;
N = 2*Vcc^2*Vo*R*D-4*R*Vcc*Vo^2*D*1/n;
D = s*4*R*C*Ld*fs*Vo^2+4*Ld*fs*Vo^2+R*Vcc^2*D^2;
Gvd = minreal(N/D)
fc=10e3
Hv=1/(1+s/(2*pi*fc))
sisotool(Gvd,1,Hv,1)

```

Os parâmetros iniciais de simulação encontrados são apresentados na Figura 6.10.

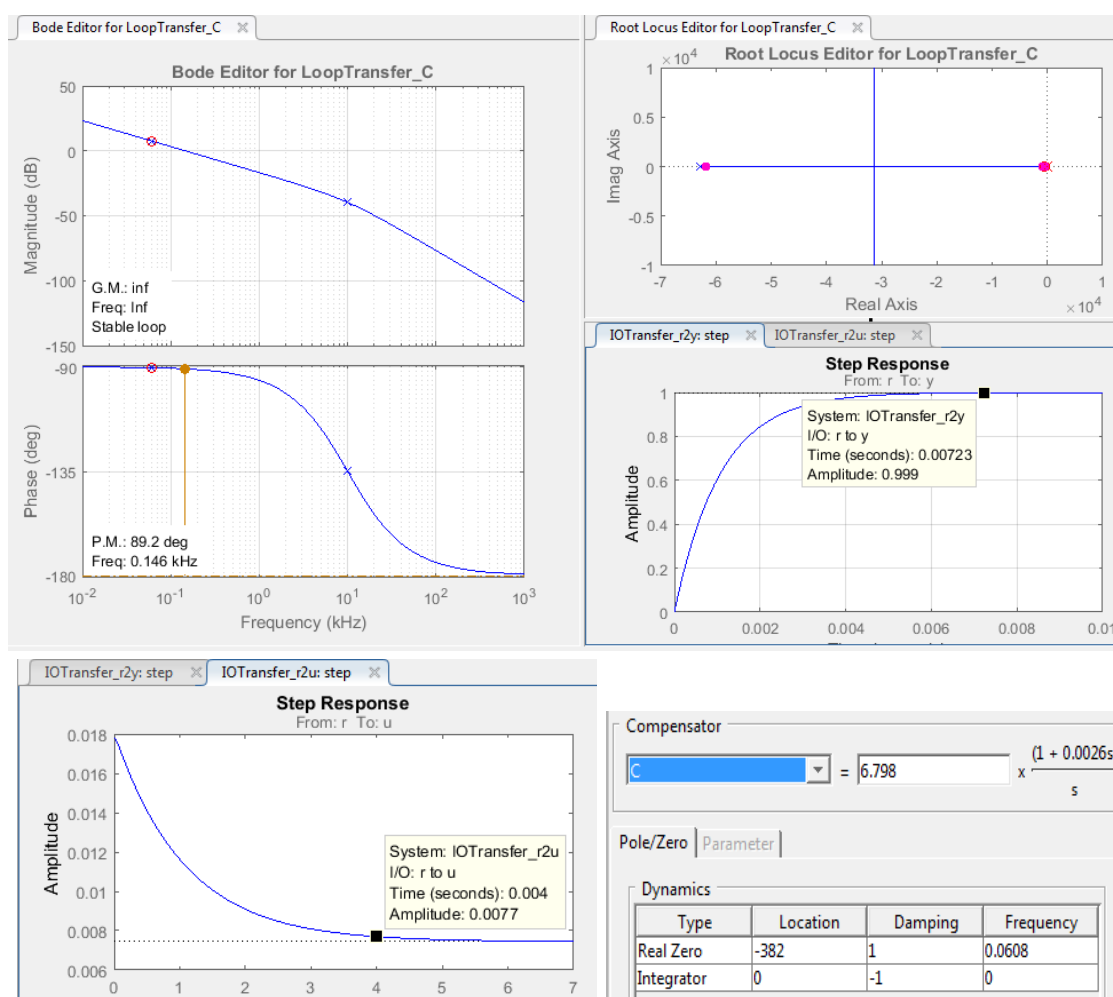
**Figura 6.10 – Parâmetros iniciais no Sisotool**



Fonte: Autoria Própria (2021)

A compensação consiste de início a alocação de um polo na origem (inclusão de um integrador) e de um zero no semiplano esquerdo do gráfico de raízes. Depois, movimentado o zero e o ganho obtém-se o ponto em que a resposta ao degrau unitário na razão cíclica seja o menor possível bem como o tempo de resposta da tensão de saída também menor sem que ocorra oscilação. O resultado é apresentado na Figura 6.11.

Figura 6.11 – Parâmetros finais com compensação no *Sisotool*



Fonte: Autoria Própria (2021)

O compensador obtido foi:

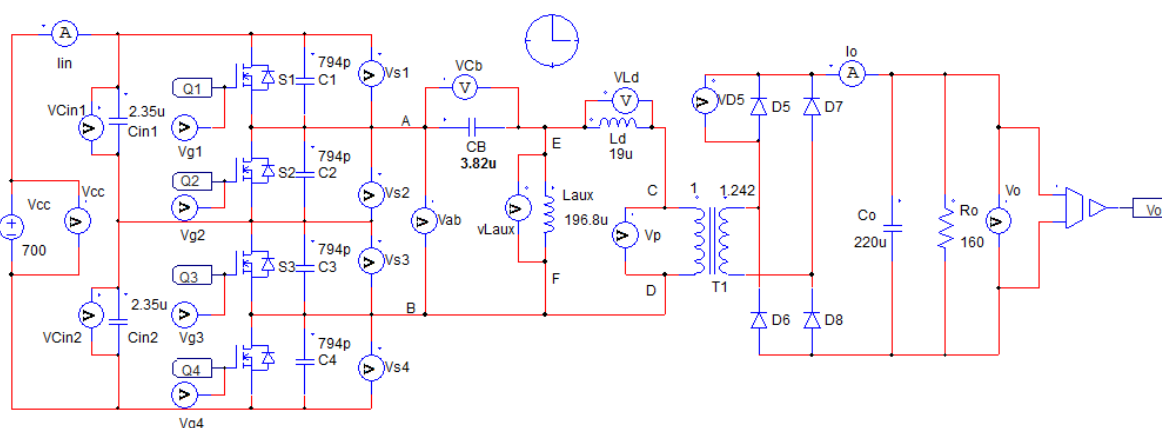
$$C(s) = 6,798 \cdot \frac{1 + s0,0026}{s} = \frac{s0,01767 + 6,798}{s} \quad (6.19)$$

Analisando a Figura 6.11, o filtro  $H_v$  pode ser seguramente adotado considerando a frequência de corte  $f_c$  de 10 kHz na equação 6.18.

## 6.5 Simulações com compensador

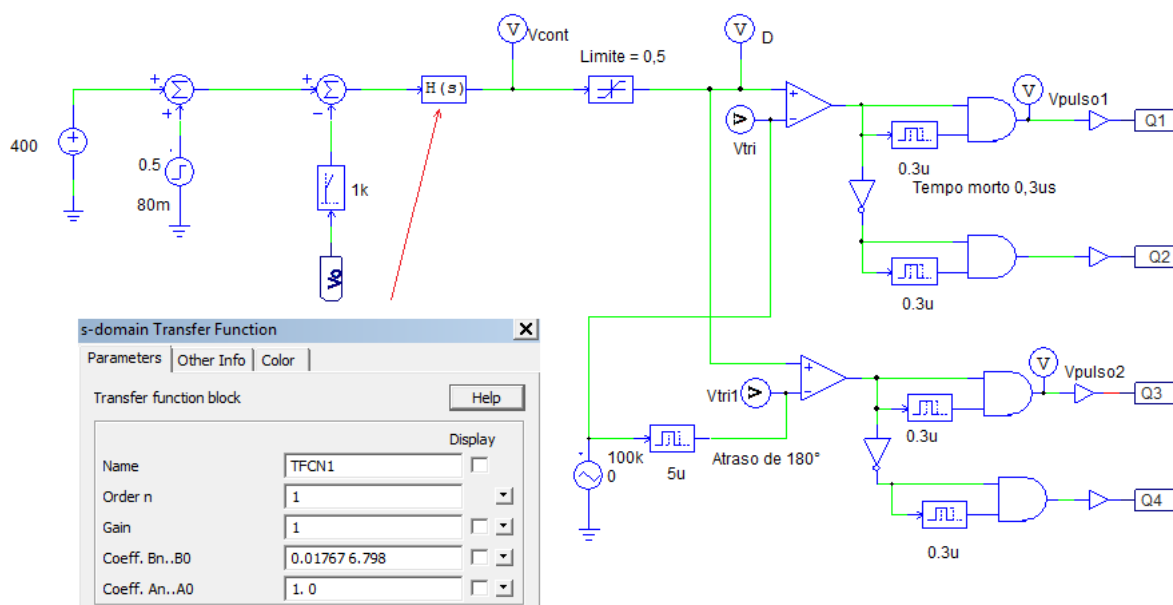
O diagrama principal e comando com compensador, denominado como  $H(s)$  no PSIM®, são apresentados nas Figuras 6.12 e 6.13.

**Figura 6.12 – Diagrama principal com sensor de tensão do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM**



Fonte: Autoria Própria (2021)

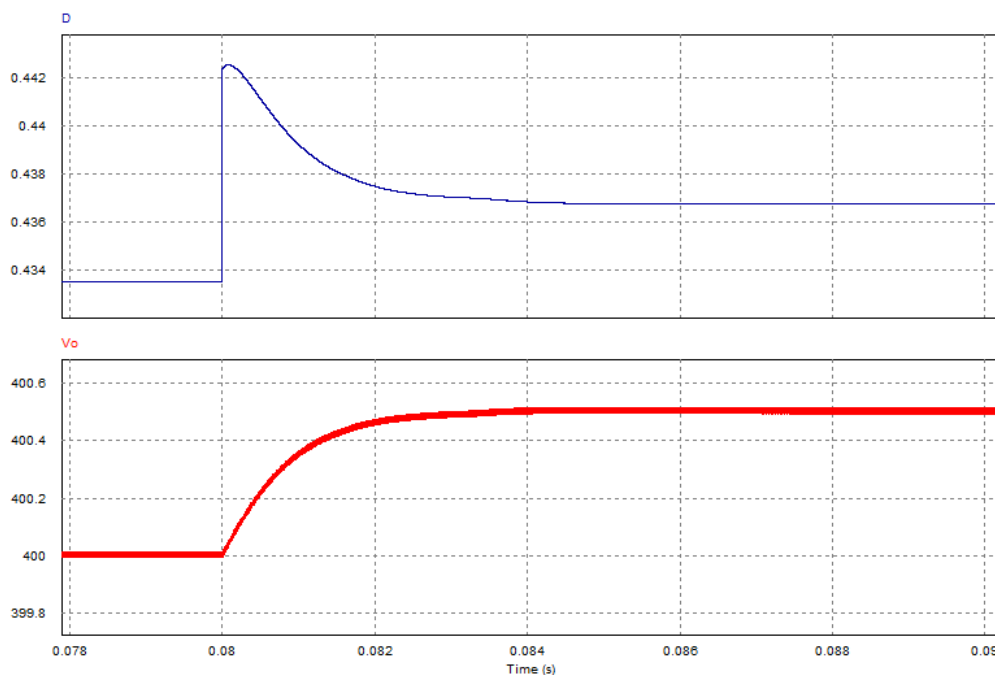
**Figura 6.13 – Diagrama de comando com compensador do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM**



Fonte: Autoria Própria (2021)

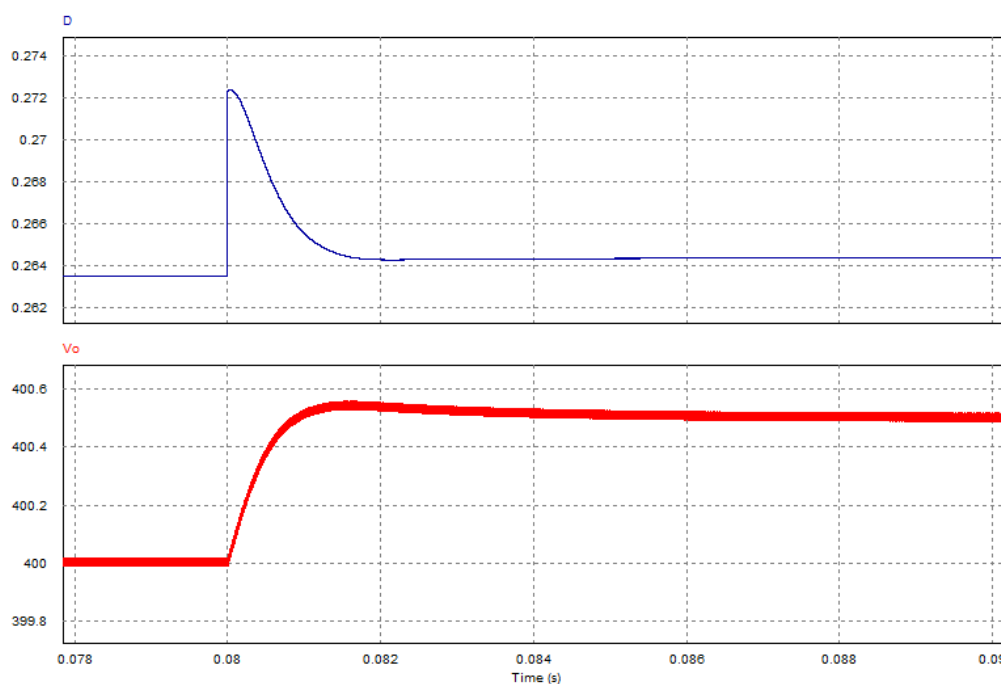
As formas de onda simuladas com compensação para um degrau de 0,5 V na tensão de referência considerando as tensões de alimentação de 700 V e 800 V são apresentadas nas Figuras 6.14 e 6.15.

**Figura 6.14 – Formas de ondas com compensador simuladas para  $V_{cc} = 700$  V**



Fonte: Autoria Própria (2021)

**Figura 6.15 – Formas de ondas com compensador simuladas para  $V_{cc} = 800$  V**



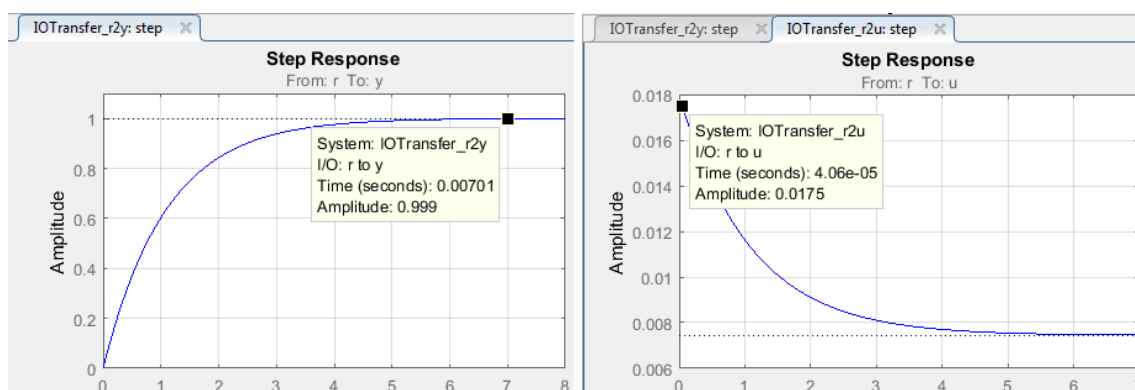
Fonte: Autoria Própria (2022)

Observa-se que não ocorreu sobressinal na tensão de saída para  $V_{cc}$  de 700 V e um pequeno sobressinal de 400,56 V para  $V_{cc}$  em 800 V, e ambas se acomodaram no valor de 400,5 V desejado em um tempo de acomodação em torno de 7 ms.

Para a razão cíclica, o valor projetado para  $V_{cc}$  em 700 V foi de 0,44, cujo valor compensado ficou em 0,433 antes do degrau de tensão de saída. Após o degrau ela apresentou um pico de 0,442 e se acomodou em 0,436. Para  $V_{cc}$  em 800 V, o valor projetado foi de 0,246, cujo valor compensado ficou em 0,263 antes do degrau. Após o degrau ela apresentou um pico de 0,272 e se acomodou em 0,264.

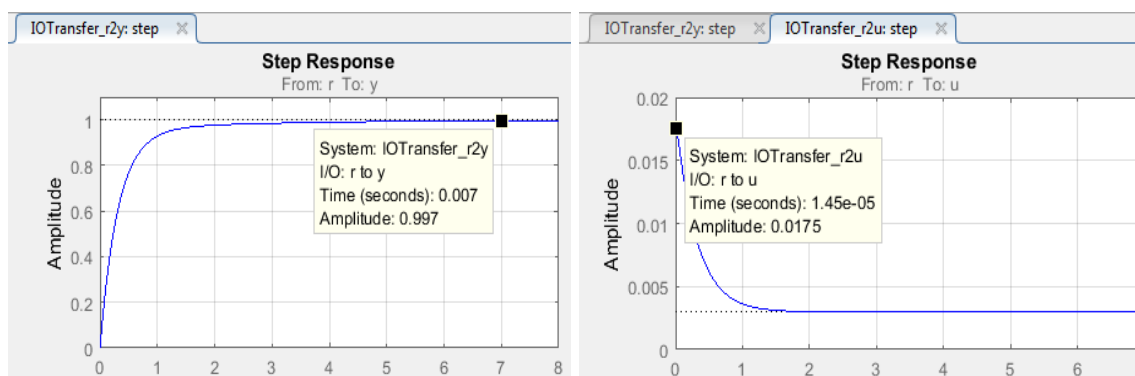
As Figuras 6.16 e 6.17 apresentam as respostas ao degrau unitário para a tensão de saída e a razão cíclica, respectivamente, obtidas no Matlab<sup>®</sup> para as tensões de entrada de 700 V e 800 V considerando o compensador projetado.

**Figura 6.16 - Respostas para degrau unitário para  $V_o$  e razão cíclica com  $V_{cc} = 700$  V**



Fonte: Autoria Própria (2021)

**Figura 6.17 - Respostas para degrau unitário para  $V_o$  e razão cíclica com  $V_{cc} = 800$  V**



Fonte: Autoria Própria (2021)

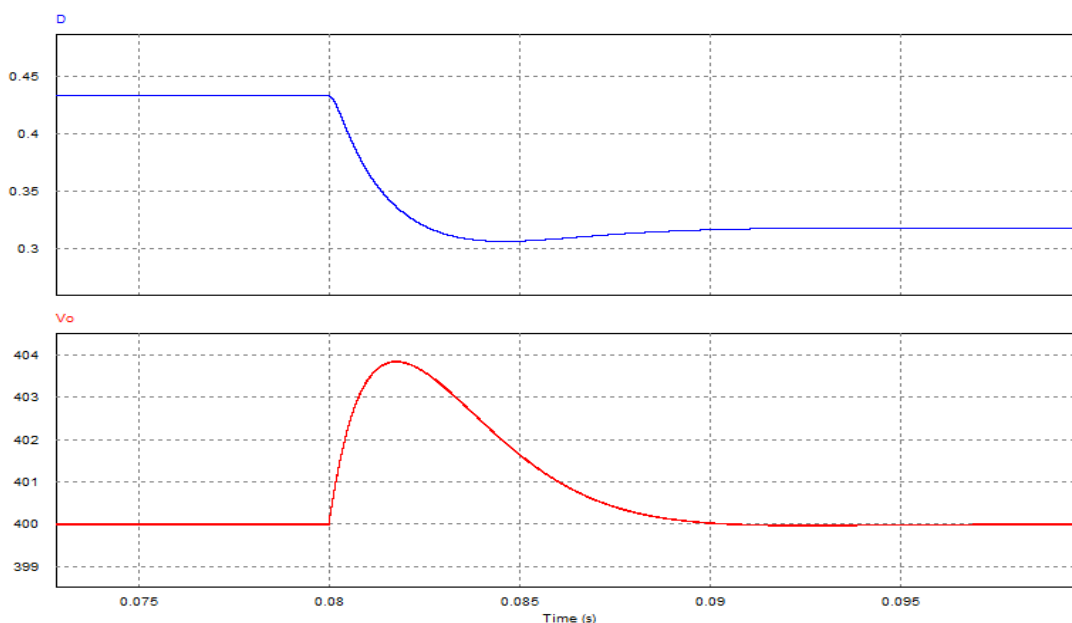


As simulações apresentam um tempo de acomodação próximo de 7 ms, que pode ser considerado muito bom para o compensador projetado. As respostas adquiridas no Matlab<sup>®</sup> sobre as margens de pico da tensão de saída submetida ao degrau unitário indicam que não ocorre sobressinal para as tensões de alimentação de 700 V e 800 V.

Outra análise importante é a resposta ao degrau de carga na saída do conversor. Essa variação de carga pode ocorrer por motivo da alteração do consumo ou mesmo da manipulação do usuário que, por motivos diversos, queira comprovar a eficácia do equipamento. Para isso serão analisadas variações de 50% para 100% e de 100% para 50% de potência nominal por meio de um degrau de carga em 80 ms de operação, para as tensões de entrada de 700 V e 800 V.

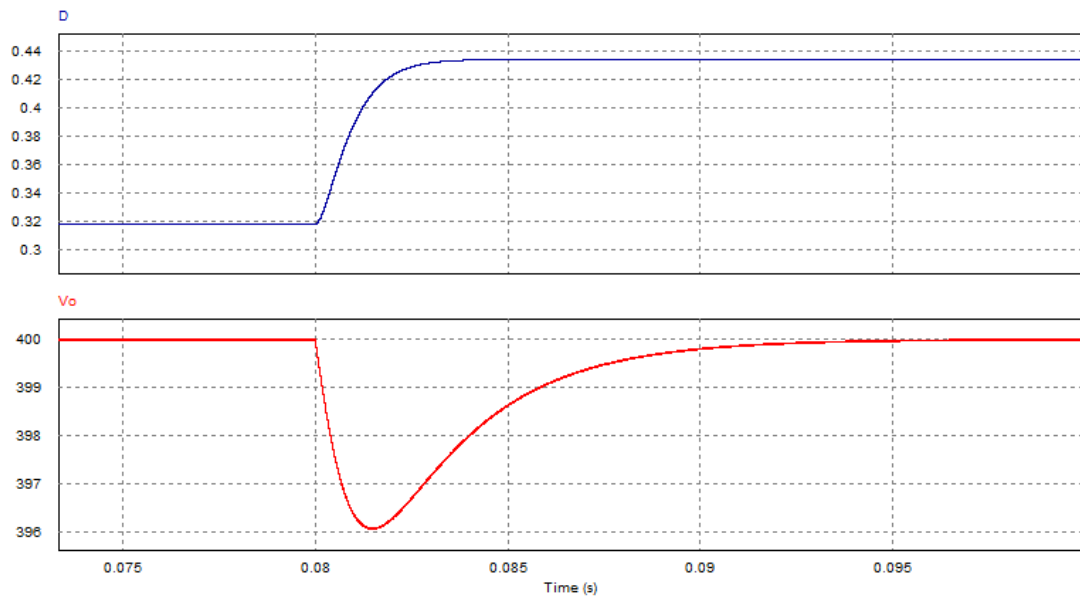
As formas de onda obtidas são apresentadas nas Figuras 6.18 a 6.21.

**Figura 6.18 - Respostas para degrau de carga de 100% para 50% com  $V_{cc} = 700$  V**



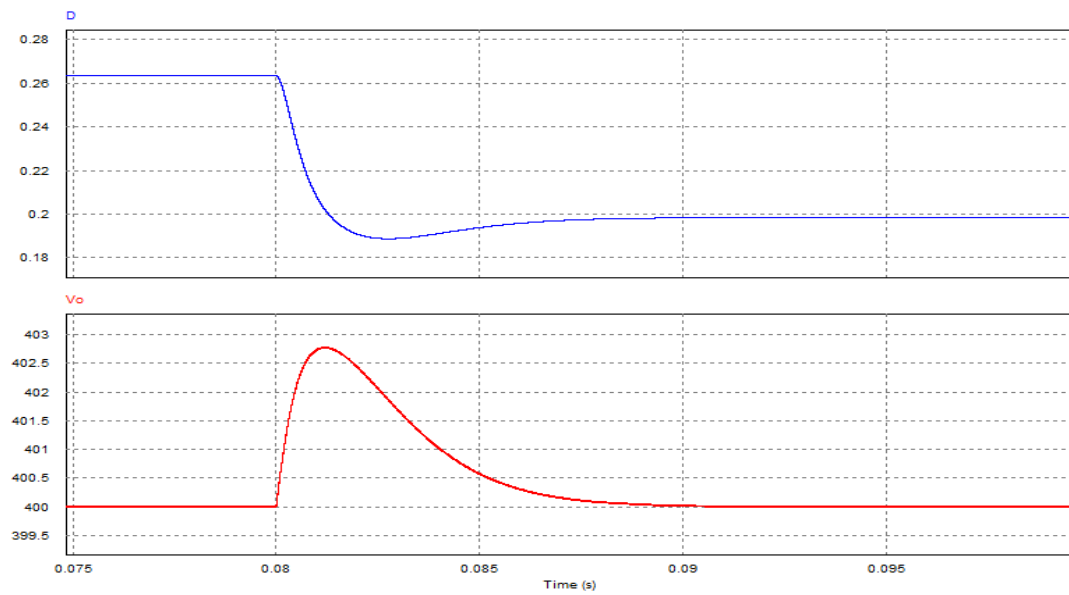
**Fonte: Autoria Própria (2021)**

**Figura 6.19 - Respostas para degrau de carga de 50% para 100% com  $V_{cc} = 700\text{ V}$**



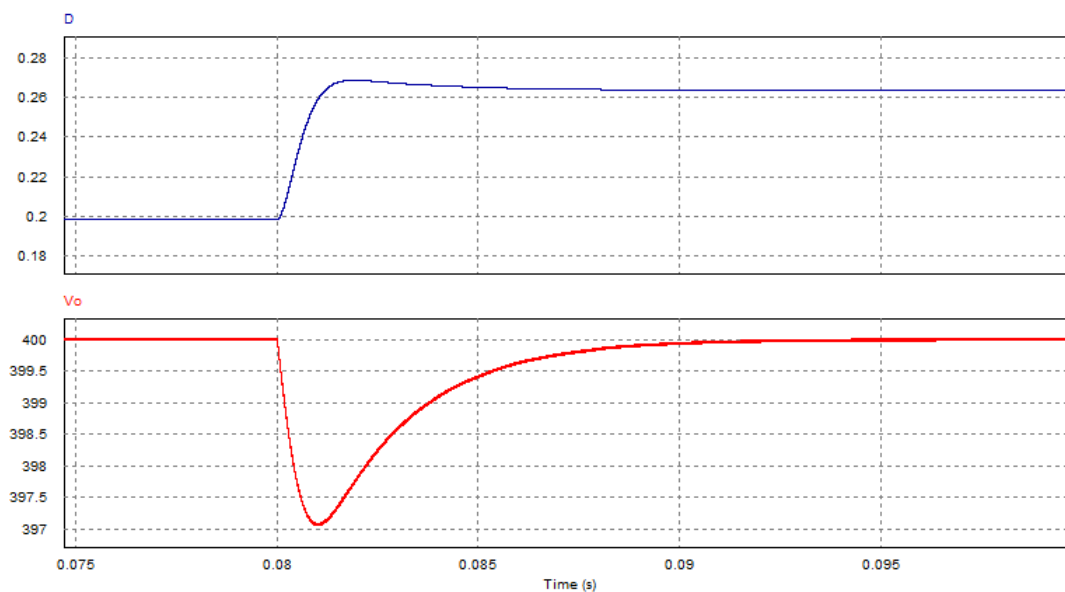
Fonte: Autoria Própria (2021)

**Figura 6.20 - Respostas para degrau de carga de 100% para 50% com  $V_{cc} = 800\text{ V}$**



Fonte: Autoria Própria (2021)

**Figura 6.21 - Respostas para degrau de carga de 50% para 100% com  $V_{cc} = 800\text{ V}$**



**Fonte: Autoria Própria (2021)**

Os resultados comprovam a atuação do compensador que restabeleceu a tensão de saída em um intervalo de tempo inferior a 15 ms, com margem de variação de tensão na ordem de 4 V para simulação com tensão de entrada em 700 V e inferior a 3 V para a entrada em 800 V.

## 6.6 Conclusão

A análise dinâmica permitiu obtenção da função de transferência de primeira ordem do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM, cujo modelo simulado correspondeu a variação da tensão de saída após um degrau de tensão de 0,5 V. Com isso foi possível realizar o projeto de um compensador que se aparentou eficaz no controle da tensão de saída sob condições severas de degrau de carga, com pouca margem de sobressinal de tensão e tempo de acomodação máximo na ordem de 15 ms, que atende ao especificado na Tabela 6.2.

## 7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

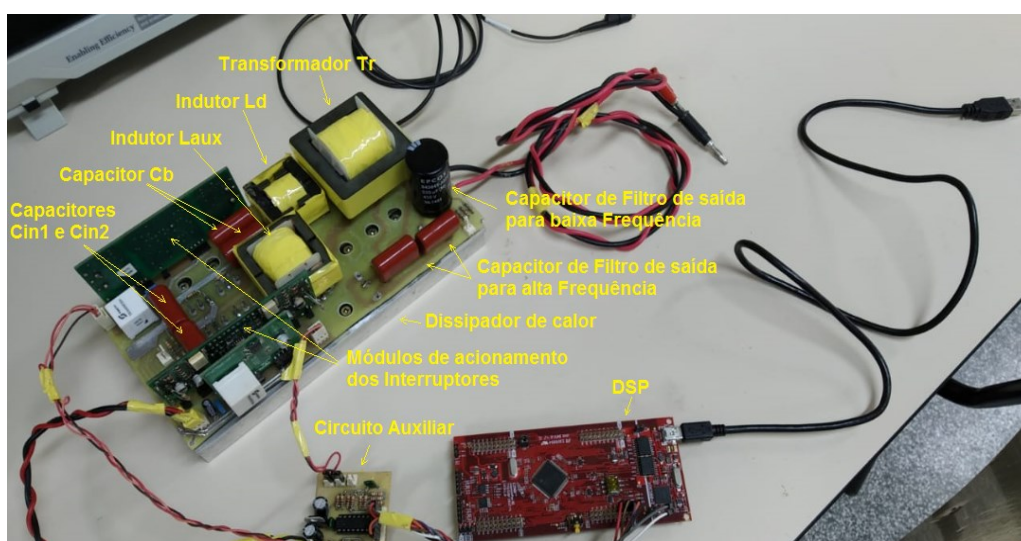
Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais com o objetivo de validar o estudo teórico apresentado do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM.

O protótipo foi construído em placa de circuito impresso com as especificações baseadas no capítulo 5 deste documento. São apresentadas as medições das formas de onda nos dispositivos com o conversor operando em malha aberta com tensões de alimentação de 700 V e 800 V, com ajuste do ponto de operação de forma a manter a tensão de saída em 400 V. Também é avaliado o seu rendimento para uma faixa de carga entre 20 % a 100 % da potência nominal para as duas tensões de alimentação. O comportamento dinâmico em malha aberta e a operação em malha fechada são verificados para comprovar a validade da análise realizada e para demonstrar a capacidade do circuito em manter a tensão de saída adequadamente regulada em 400 V.

### 7.1 Protótipo construído

A Figura 7.1 apresenta o protótipo do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM construído.

**Figura 7.1 – Protótipo do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM**



Fonte: Autoria Própria (2021)

O protótipo é constituído pelo módulo de potência contendo: os indutores de comutação  $L_d$  e auxiliar  $L_{aux}$ , o transformador  $Tr$ , capacitores de entrada  $C_{in1}$  e  $C_{in2}$ , capacitor de bloqueio  $C_b$ , capacitor de filtro de saída para alta frequência e o capacitor de filtro de baixa frequência de saída  $C_0$  conectados em paralelo, e os módulos auxiliares para comutação dos interruptores. Os interruptores  $S_1$  a  $S_4$  bem como os diodos  $D_5$  a  $D_8$  da ponte retificadora foram montados e conectados ao dissipador de calor na parte inferior da placa. Na parte externa têm-se o dispositivo DSP (*Digital Signal Processor*) e placa auxiliar para a geração dos pulsos de comando dos interruptores. Salienta-se que os capacitores de comutação  $C_1$  a  $C_4$  são internos aos interruptores  $S_1$  a  $S_4$ . As dimensões do protótipo são: comprimento de 210 mm, largura de 100 mm e altura de 80 mm.

## 7.2 Especificações dos componentes do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM

O protótipo foi desenvolvido com os valores de componentes apresentados na Tabela 7.1.

**Tabela 7.1 - Especificações dos componentes do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM**

Especificações	Valor
Capacitores de entrada $C_{in1}$ e $C_{in2}$ .	2,2 $\mu$ F/630 V
Capacitor de bloqueio $C_b$ .	4,4 $\mu$ F/630 V
Indutor de comutação $L_d$ .	19,0 $\mu$ H (APÊNDICE B)
Indutor auxiliar $L_{daux}$ .	196,8 $\mu$ H (APÊNDICE C)
Capacitor de saída $C_0$ para baixa frequência.	220 $\mu$ F/630 V
Capacitores de comutação ( $C_1$ a $C_4$ ) intrínsecos a $S_1$ a $S_4$	794 pF
Capacitor de filtro de saída para Altas Frequências.	4,4 $\mu$ F/630 V
Transformador $Tr$ .	E-55_3C95 (APÊNDICE D)
Interruptores $S_1$ a $S_4$ .	MOSFET IPW65R080CFD
Diodos Retificadores $D_5$ a $D_8$ .	STTH60L06

Fonte: Aatoria Própria (2021)

Por motivos práticos os componentes capacitivos foram adaptados contemplando os valores comerciais disponíveis, valores finais esses que não

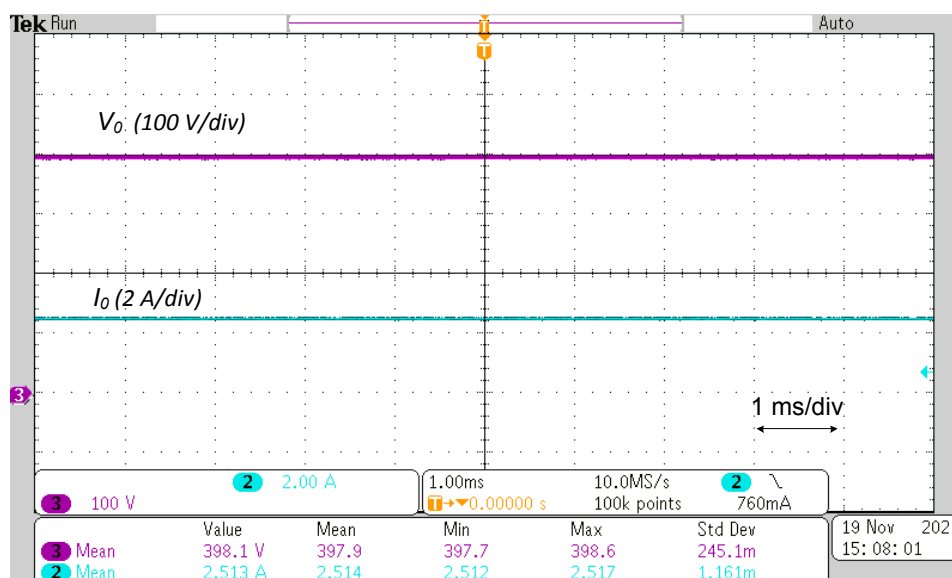
apresentam prejuízos para a operação do conversor por serem bem próximos ou iguais aos definidos durante o procedimento de projeto do circuito.

### 7.3 Resultados para a tensão mínima de entrada de 700 V em um ponto fixo de operação

Os resultados desta seção são relacionados aos ensaios do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM alimentado com a tensão mínima de 700 V, com ponto fixo de operação ( $D = 0,44$  e  $q = 0,46$ ) em malha aberta com potência nominal de 1 kW.

As respostas das formas de onda da tensão e corrente de saída são apresentadas na Figura 7.2.

Figura 7.2 – Tensão e corrente de saída com  $V_{cc}$  de 700 V

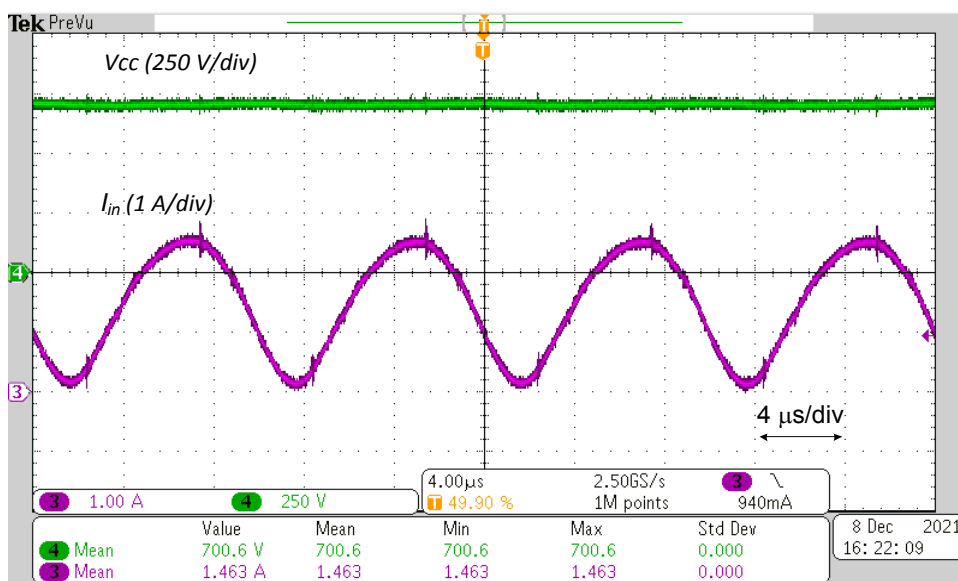


Fonte: Autoria Própria (2021)

Os valores médios obtidos foram de 397,9 V para  $V_0$  e 2,514 A para  $I_0$ , que estão bem próximos dos valores calculados que são 400 V para  $V_0$  e 2,5 A para  $I_0$ .

A Figura 7.3 mostra a tensão e corrente de entrada do conversor, cujas respostas são 700,6 V e 1,463 A, respectivamente. A frequência de entrada é igual à frequência de comutação do conversor.

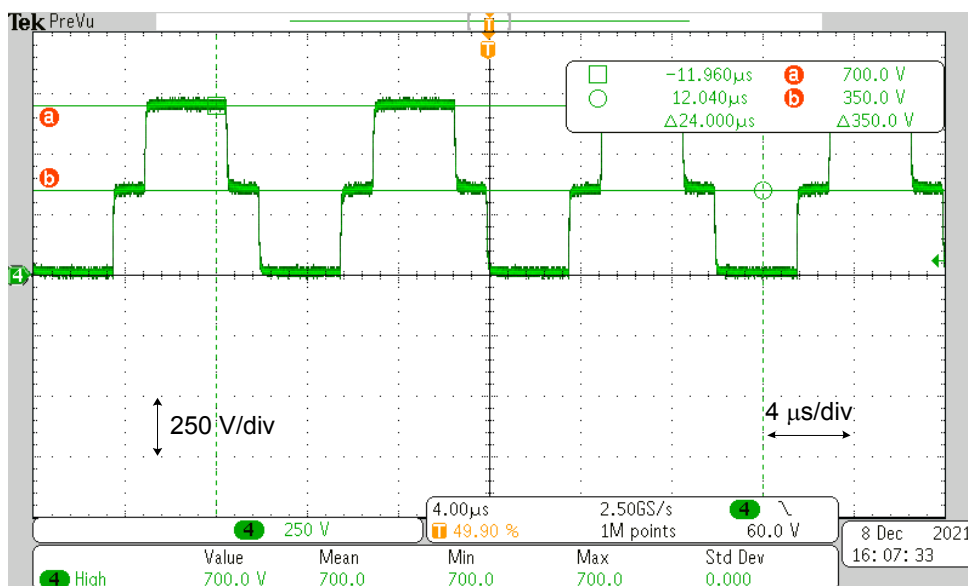
Figura 7.3 – Tensão e corrente de entrada com  $V_{cc}$  de 700 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

A Figura 7.4 apresenta a tensão entre os nos pontos 'A' e 'B' do circuito do conversor, em que é possível verificar a existência dos três níveis de tensão, sendo eles 700 V, 350 V e 0 V, conforme previsto na análise teórica

Figura 7.4 – Tensão entre os pontos 'A' e 'B' com  $V_{cc}$  de 700 V

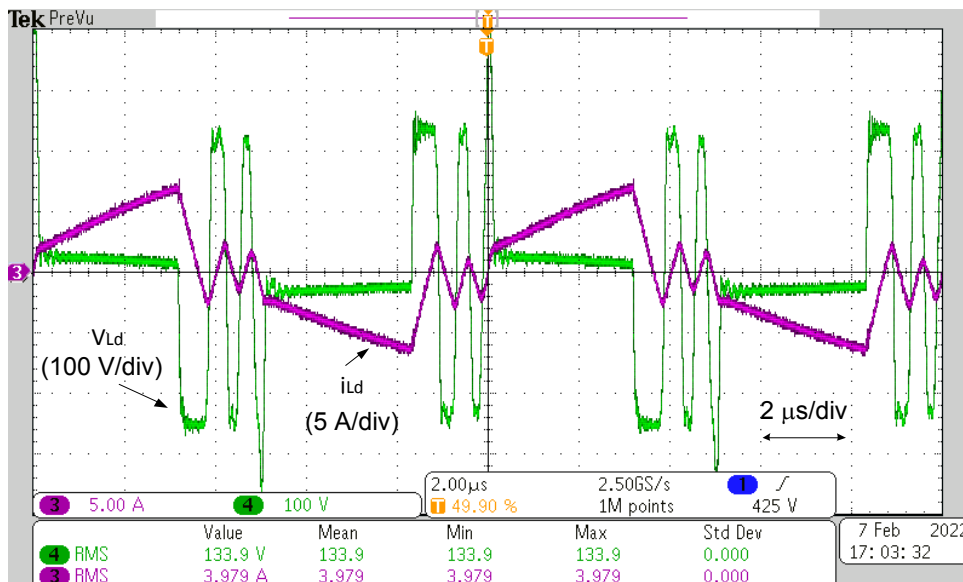


Fonte: Autoria Própria (2021)

As formas de onda de tensão e corrente no indutor de comutação  $L_d$  são apresentadas na Figura 7.5. As oscilações apresentadas são devidas à ressonância entre o indutor  $L_d$  e os capacitores parasitas dos diodos retificadores de saída. Salienta-se que essas oscilações ocorrem com os diodos em condição de bloqueio e

possuem influência desprezível no fornecimento de energia para a saída, permitindo assim desconsiderá-las na análise matemática do conversor.

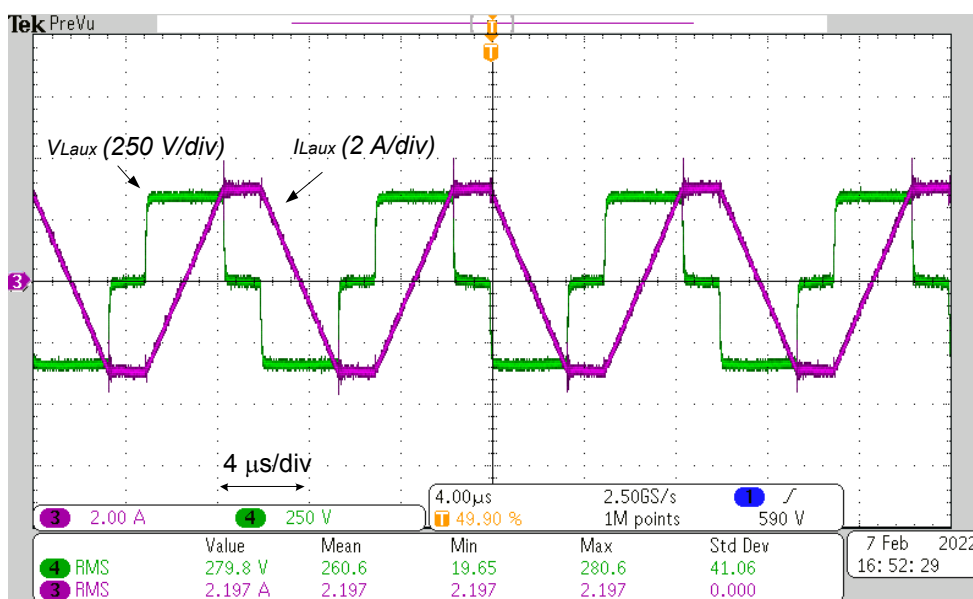
**Figura 7.5 – Tensão e corrente no indutor  $L_d$  para  $V_{cc}$  de 700 V**



Fonte: Autoria Própria (2021)

A Figura 7.6 apresenta as formas de onda obtidas para a tensão e corrente no indutor auxiliar, cujo resultado está de acordo com as formas de onda previstas nas Figuras. 3.16 e 3.17.

**Figura 7.6 – Tensão e corrente no indutor  $L_{aux}$  para  $V_{cc}$  de 700 V**

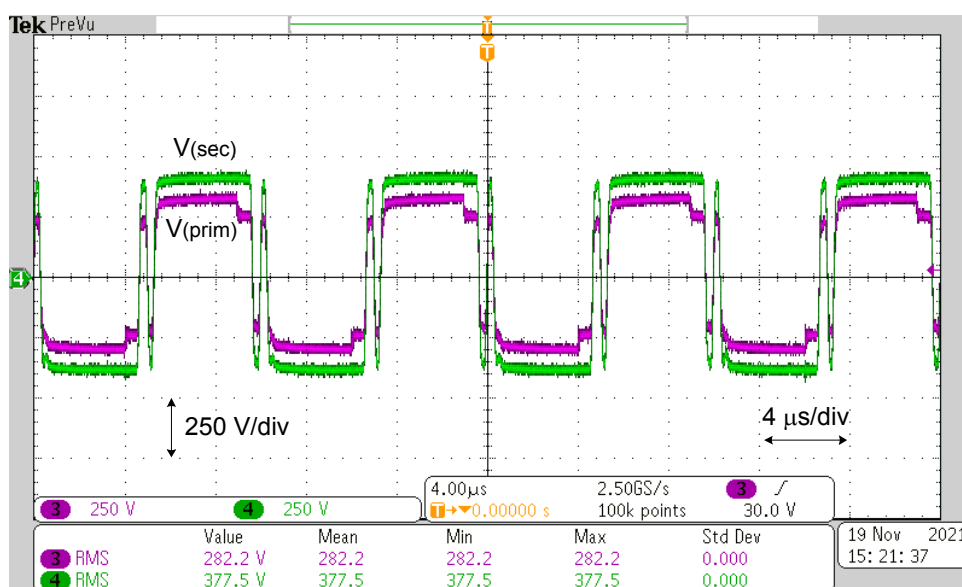


Fonte: Autoria Própria (2021)



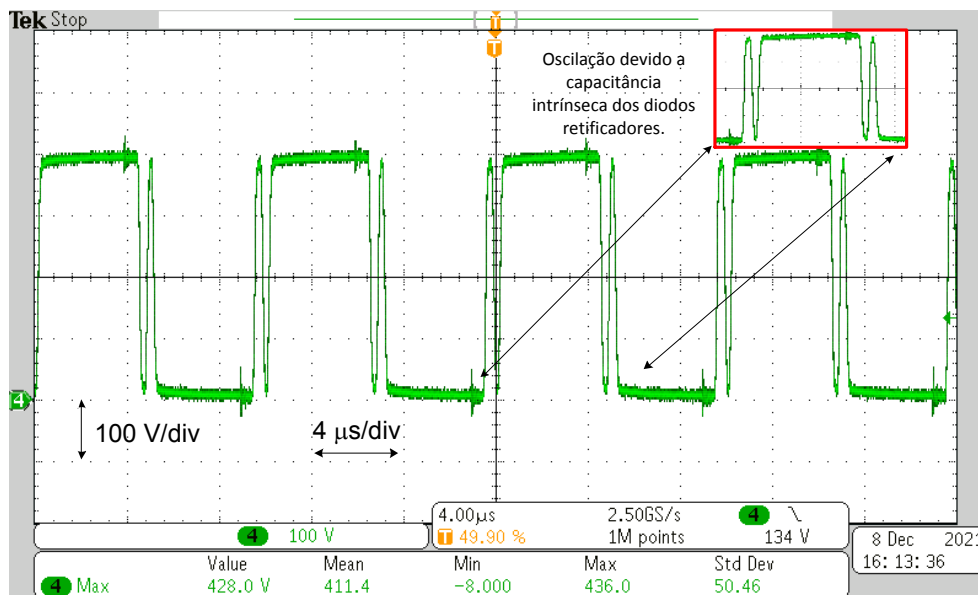
As tensões no primário e secundário do transformador  $Tr$  são mostradas na Figura 7.7. A partir das medições dos valores eficazes de tensão em cada enrolamento, pode-se calcular uma relação de transformação de 1:1,337, valor ligeiramente distinto daquele calculado na etapa de dimensionamento. Esta diferença se deve a questões inerentes à construção física do transformador. As oscilações observadas nas bordas anterior e posterior das formas de onda são provenientes do reflexo de oscilação nos diodos retificadores cuja capacitância parasita entra em ressonância com a indutância  $L_d$ , no período de descontinuidade. Este fenômeno também pode ser observado na forma de onda dos diodos retificadores da Figura 7.8.

Figura 7.7 – Tensão no primário e secundário do transformador com  $V_{cc}$  de 700 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

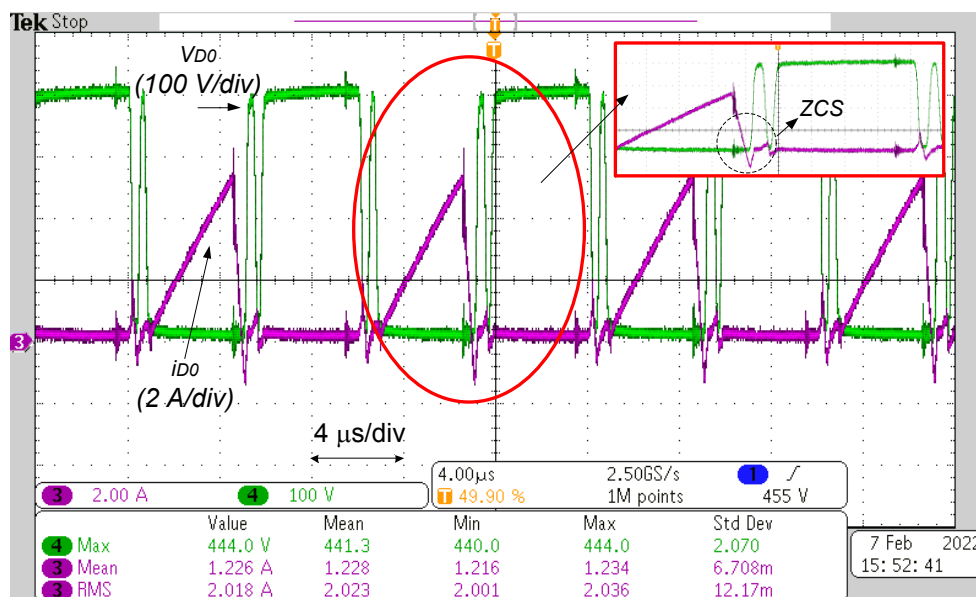
Figura 7.8 – Forma de onda da tensão nos diodos retificadores com  $V_{cc}$  de 700 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

A comutação ZCS nos diodos retificadores (denominados por  $D_0$ ) é indicada no detalhe da Figura 7.9, que apresenta simultaneamente as formas de onda de tensão e corrente no dispositivo. Destaca-se também a existência de uma pequena corrente negativa após o bloqueio do diodo, que se deve à recuperação reversa do elemento. Entretanto, o pico é menor que 2 A, valor este relativamente reduzido considerando a utilização de um diodo que possui  $Q_{rr}$  maior que  $1 \mu\text{C}$  e pode apresentar  $I_{rrm}$  na casa de dezenas de ampères quando operando com comutação forçada. Logo, conclui-se que, conforme previsto durante a análise teórica do conversor, os diodos retificadores operam com perdas de comutação desprezíveis.

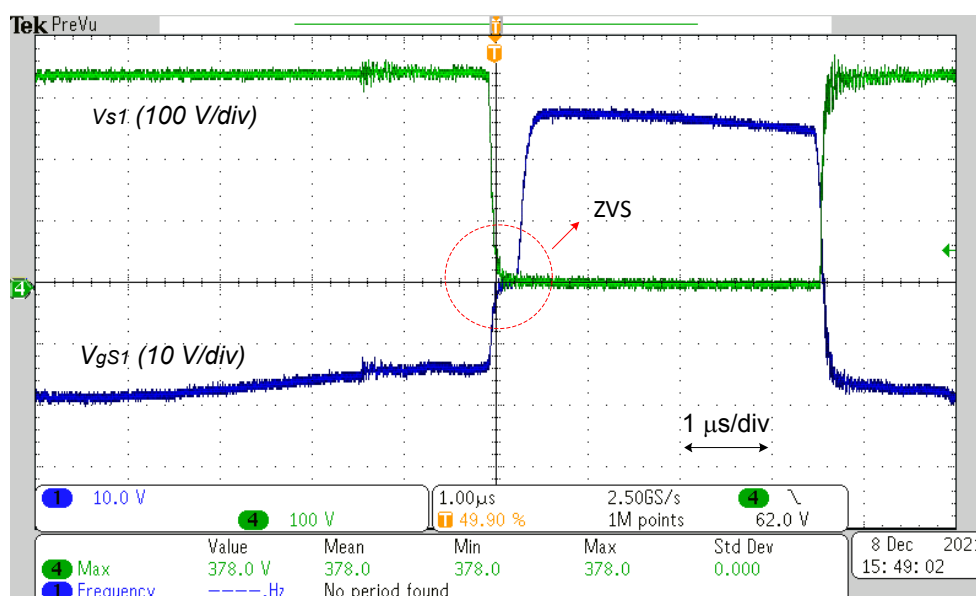
Figura 7.9 – Forma de onda da tensão e corrente nos diodos retificadores com  $V_{cc}$  de 700 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

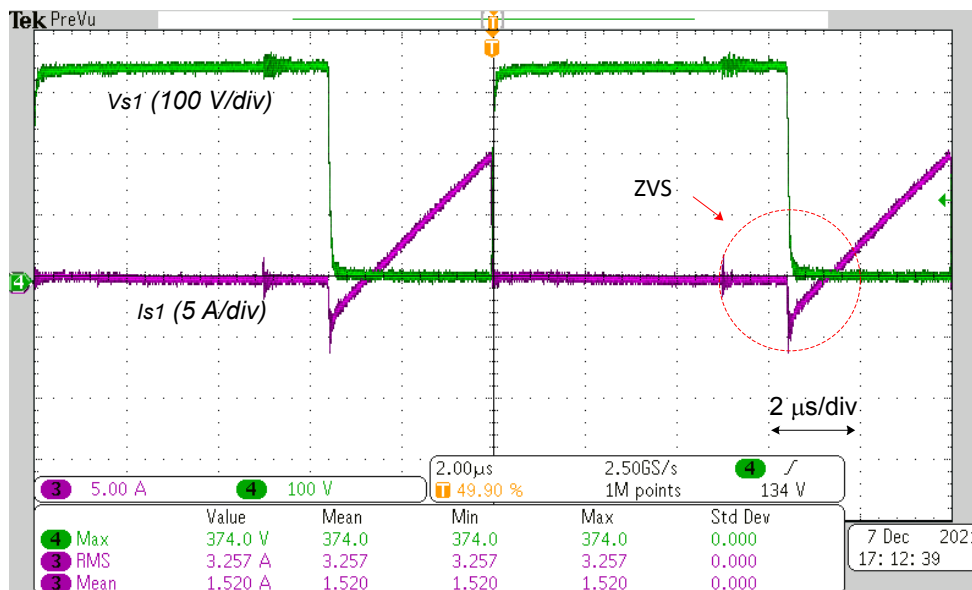
As Figuras 7.10 e 7.11 demonstram a comutação ZVS no interruptor  $S_1$ , tanto no acionamento do pulso de comando  $V_{gS1}$  quanto no comportamento da sua corrente  $I_{S1}$  em comparação com a tensão nos seus terminais  $V_{S1}$ .

Figura 7.10 – Pulso de comando e tensão no interruptor  $S_1$  com  $V_{cc}$  de 700 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

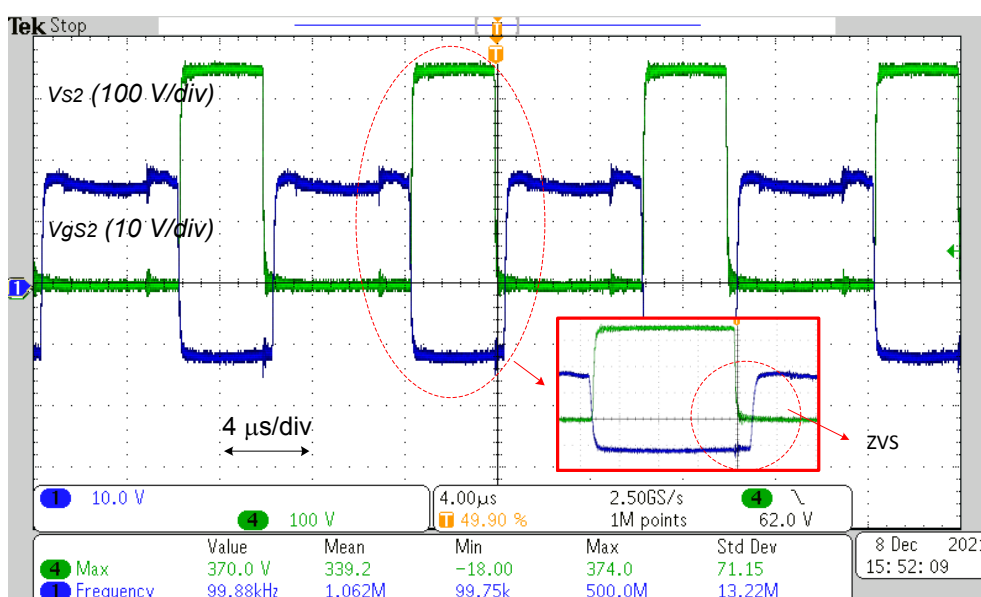
Figura 7.11 – Tensão e corrente no interruptor  $S_1$  com  $V_{cc}$  de 700 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

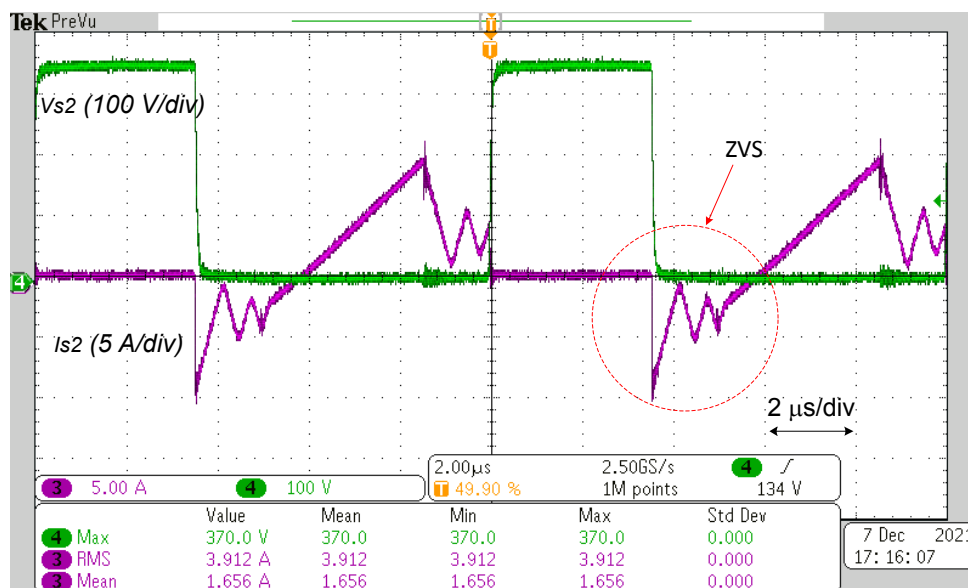
De forma similar, as Figuras 7.12 e 7.13 demonstram a comutação ZVS no interruptor  $S_2$ , tanto no acionamento do pulso de comando  $V_{gs2}$  (no detalhe) quanto no comportamento da sua corrente  $I_{s2}$  em comparação com a tensão nos seus terminais  $V_{s2}$ .

Figura 7.12 – Pulso de comando e tensão no interruptor  $S_2$  com  $V_{cc}$  de 700 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

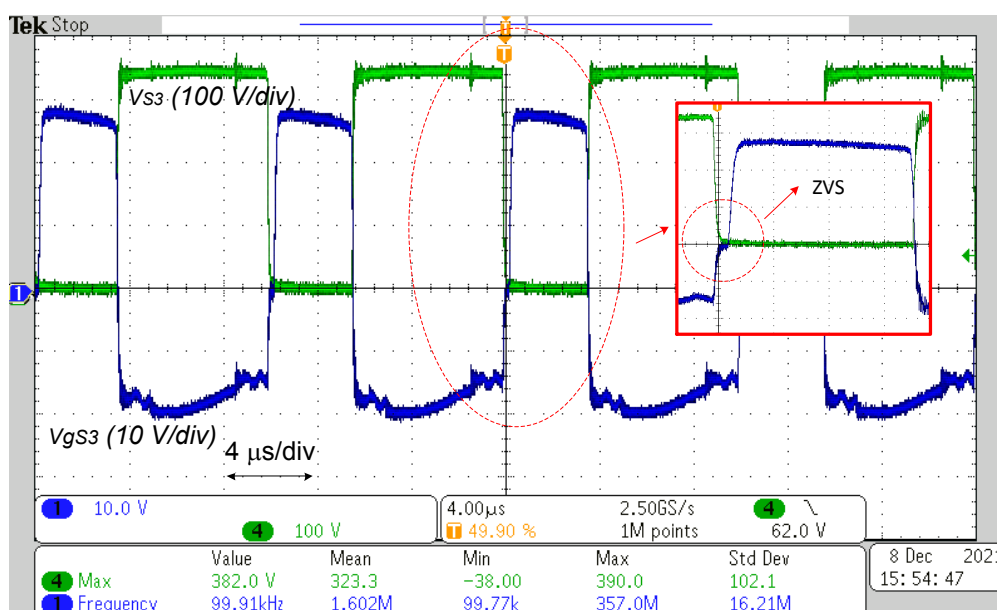
Figura 7.13 – Tensão e corrente no interruptor  $S_2$  com  $V_{cc}$  de 700 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

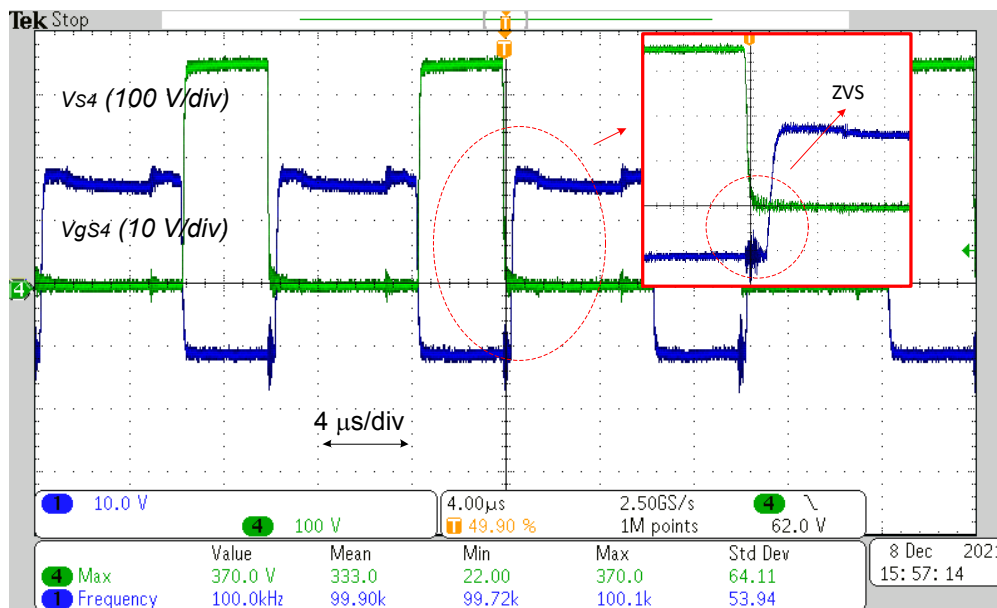
Considerando a simetria de operação do conversor, as formas de onda nos interruptores  $S_3$  e  $S_4$  são semelhantes aos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  respectivamente. As Figuras 7.14 e 7.15 comprovam a comutação ZVS dos interruptores  $S_3$  e  $S_4$  com seus respectivos pulsos de comando, que dispensa a apresentação das formas de onda  $V_{S3}$  com  $I_{S3}$  e  $V_{S4}$  com  $I_{S4}$ .

Figura 7.14 – Pulso de comando e tensão no interruptor  $S_3$  com  $V_{cc}$  de 700 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

Figura 7.15 – Pulso de comando e tensão no interruptor  $S_4$  com  $V_{cc}$  de 700 V



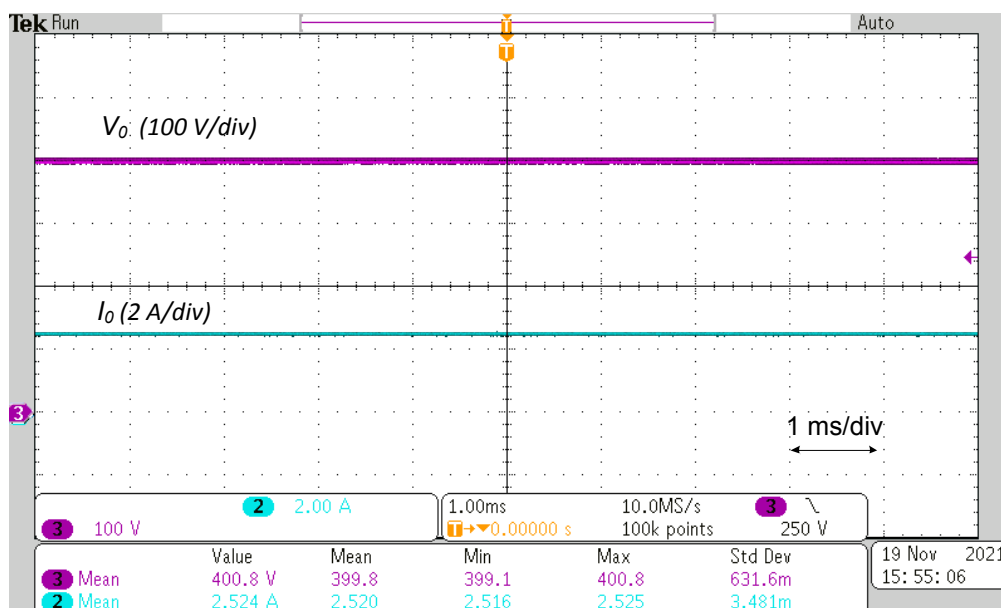
Fonte: Autoria Própria (2021)

#### 7.4 Resultados para a tensão nominal de entrada de 800 V em um ponto fixo de operação

Os resultados desta seção são relacionados aos ensaios do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM alimentado com a tensão nominal de 800 V, com ponto fixo de operação ( $D = 0,246$  e  $q = 0,402$ ) em malha aberta com potência nominal de 1 kW.

As respostas das formas de onda da tensão e corrente de saída são apresentadas na Figura 7.16.

Figura 7.16 – Tensão e corrente de saída com  $V_{cc}$  de 800 V

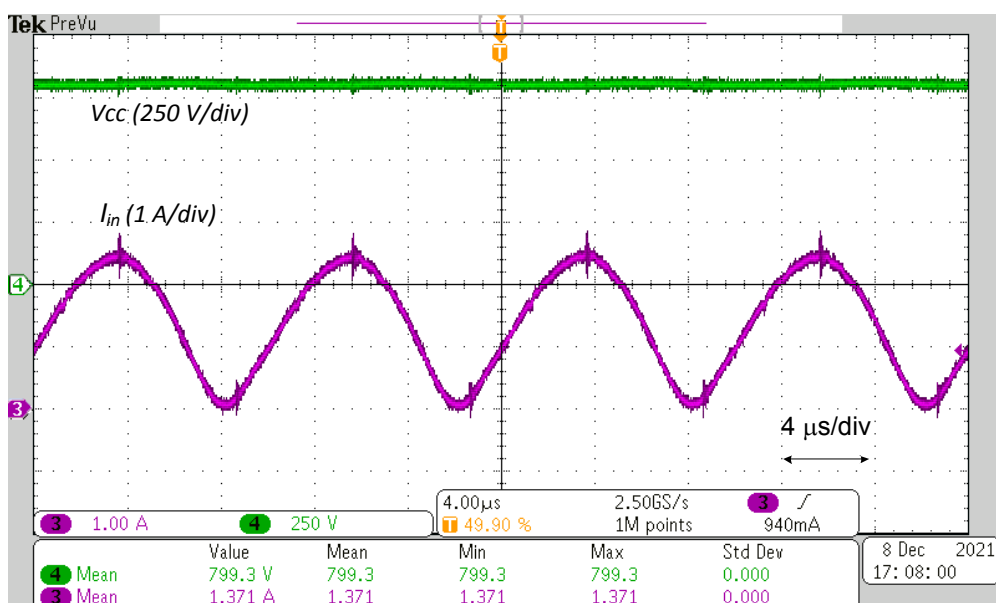


Fonte: Autoria Própria (2021)

Os valores médios obtidos foram de 399,8 V para  $V_o$  e 2,520 A para  $I_o$ , que estão bem próximos dos valores calculados que são 400 V para  $V_o$  e 2,5 A para  $I_o$ .

A Figura 7.17 mostra a tensão e corrente de entrada do conversor, cujas médias de respostas são 799,3 V e 1,371 A, respectivamente. A frequência de entrada é igual à frequência de comutação do conversor.

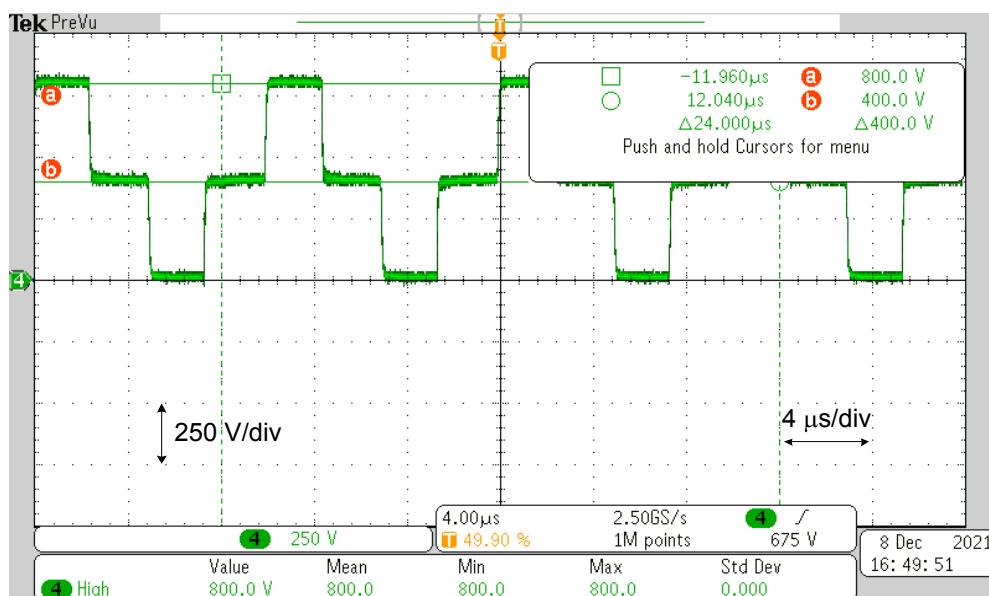
Figura 7.17 – Tensão e corrente de entrada com  $V_{cc}$  de 800 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

A Figura 7.18 permite verificar que, nesta situação, são impostos os níveis 800 V, 400 V e 0 V entre os terminais "A" e "B" do circuito do conversor.

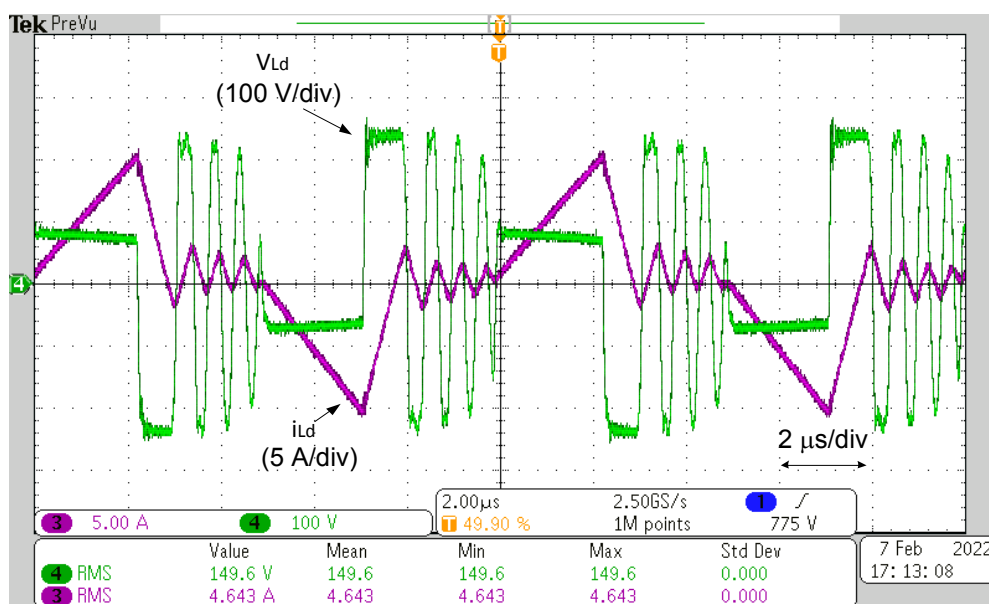
**Figura 7.18 – Tensão entre os pontos 'A' e 'B' com  $V_{cc}$  de 800 V**



Fonte: Autoria Própria (2021)

As formas de onda de tensão e corrente no indutor de comutação  $L_d$  são apresentadas na Figura 7.19, sendo que os valores máximos são na ordem de 10 A para a corrente  $I_{Ld}$  e de 320 V para a tensão  $V_{Ld}$ .

**Figura 7.19 – Tensão e corrente no indutor  $L_d$  para  $V_{cc}$  de 800 V**

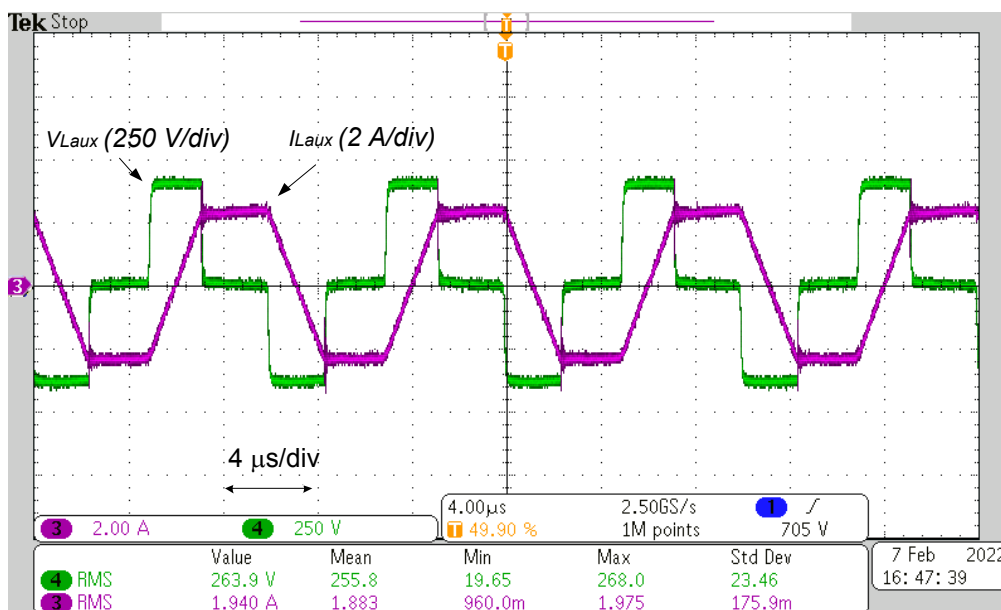


Fonte: Autoria Própria (2021)



A Figura 7.20 apresenta as formas de onda de tensão e corrente no indutor auxiliar, em que os valores aproximados foram de 400 V para  $V_{L_{aux}}$  de pico e 2,5 A para  $i_{L_{aux}(máx)}$  sendo a sua variação de corrente de aproximadamente 4,5 A.

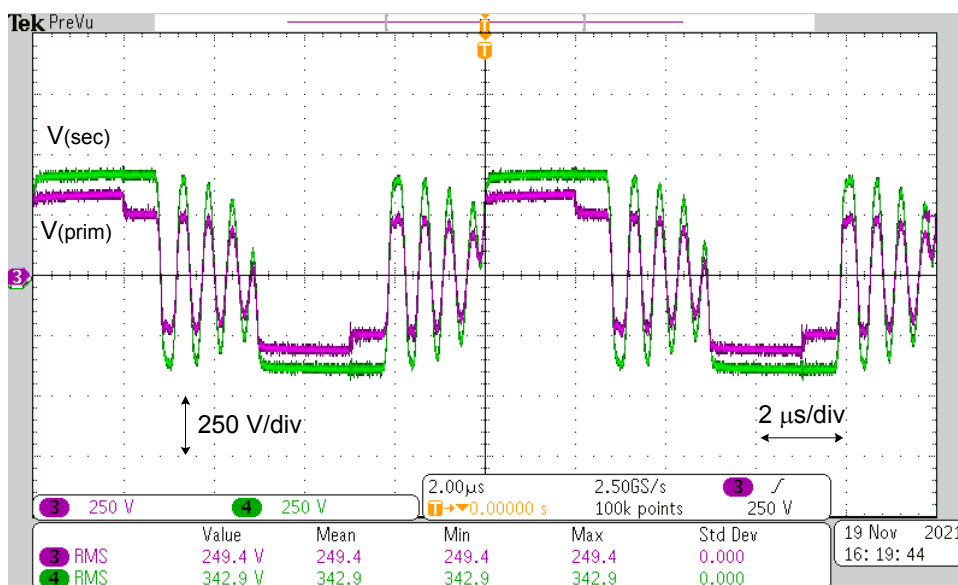
Figura 7.20 – Tensão e corrente no indutor  $L_{aux}$  para  $V_{cc}$  de 800 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

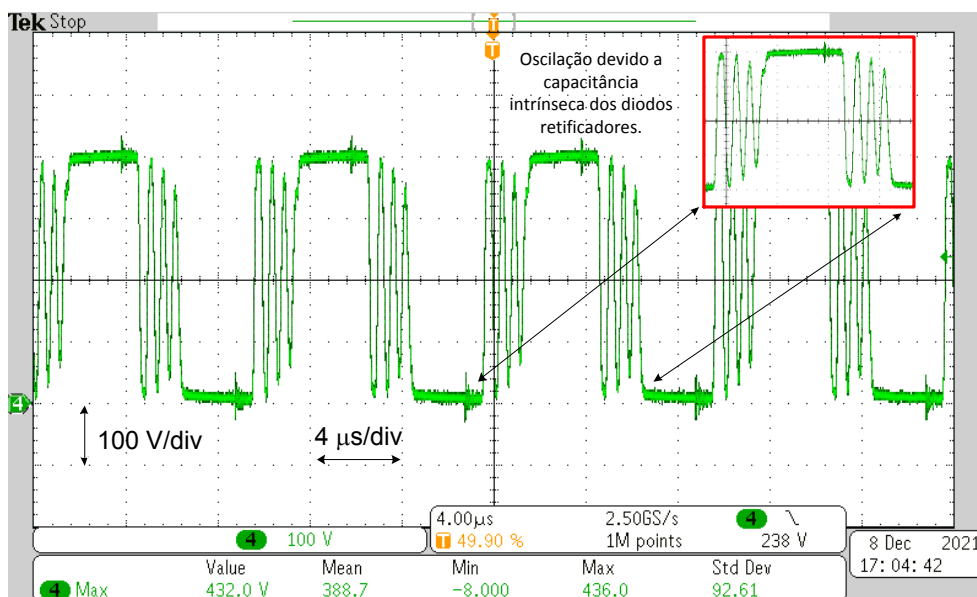
As tensões no primário e secundário do transformador  $Tr$  são mostradas na Figura 7.21. Conforme já observado para os mesmos resultados com  $V_{cc}$  em 700V, a causa das oscilações entre níveis observadas são devidas ao retorno dos diodos retificadores, que agora apresentam maior número de oscilações devido ao maior período de tempo em descontinuidade. Este fenômeno é observado na forma de onda da tensão nos diodos retificadores da Figura 7.22.

Figura 7.21 – Tensão no primário de secundário do transformador com  $V_{cc}$  de 800 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

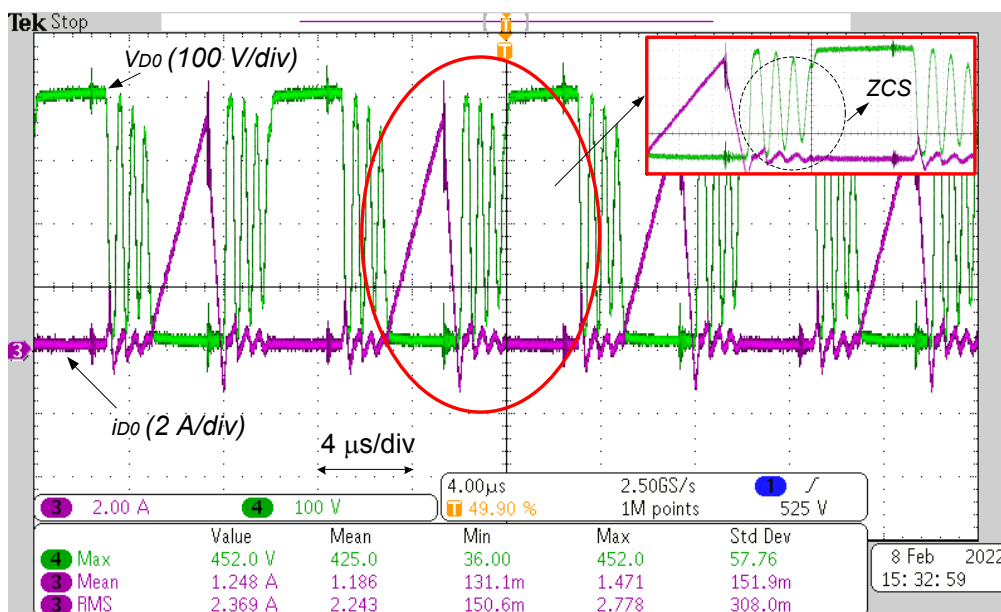
Figura 7.22 – Forma de onda da tensão nos diodos retificadores com  $V_{cc}$  de 800 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

A comutação ZCS nos diodos retificadores (denominados por  $D_0$ ) é indicada no detalhe da Figura 7.23, que apresenta simultaneamente as formas de onda de tensão e corrente no dispositivo.

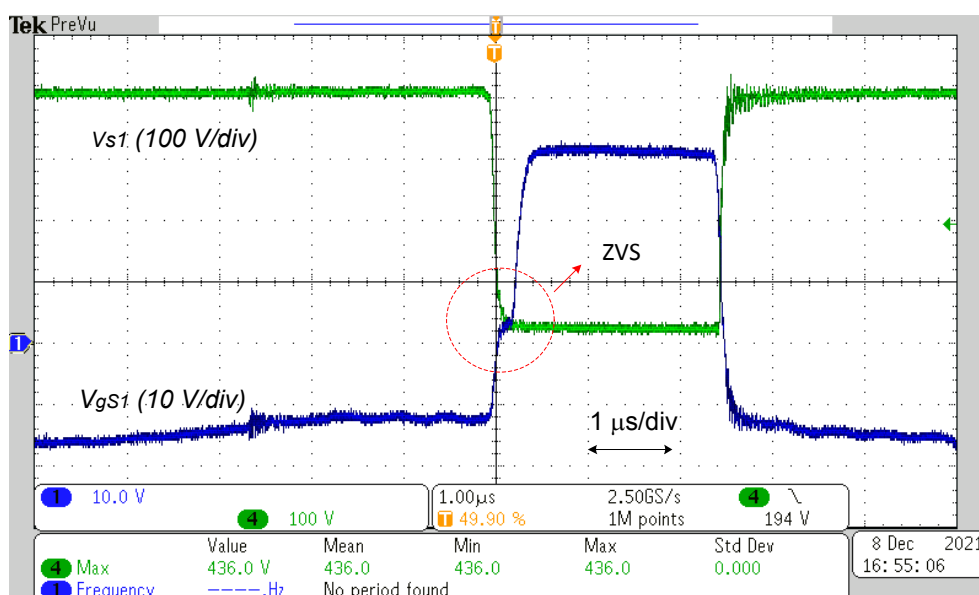
Figura 7.23 – Forma de onda da tensão e corrente nos diodos retificadores com  $V_{cc}$  de 800 V



Fonte: Aatoria Própria (2022)

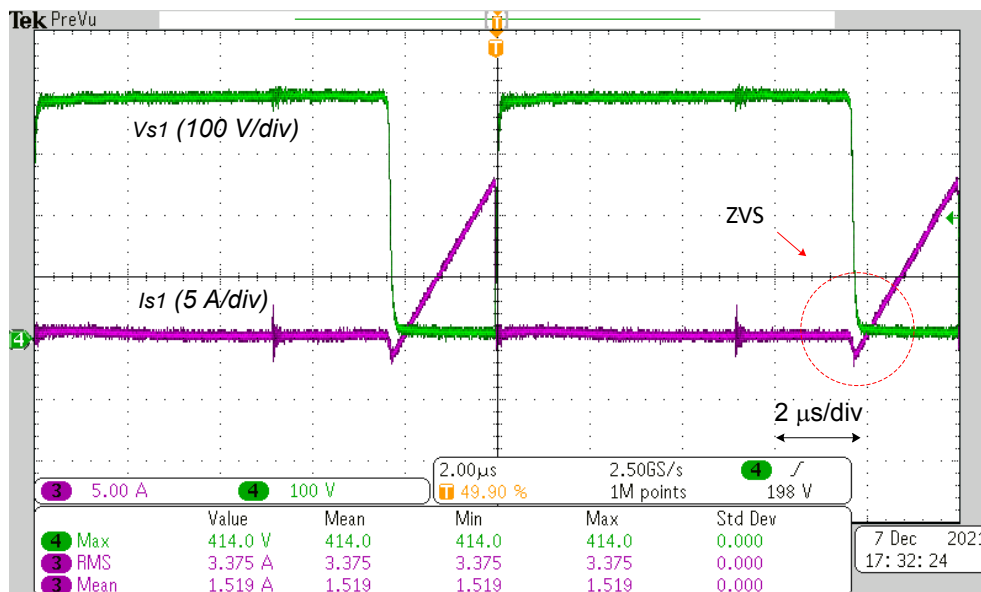
As Figuras 7.24 e 7.25 demonstram a comutação ZVS no interruptor  $S_1$ , tanto no acionamento do pulso de comando  $V_{gS1}$  quanto no comportamento da sua corrente  $I_{S1}$  em comparação com a tensão nos seus terminais  $V_{S1}$ .

Figura 7.24 – Pulso de comando e tensão no interruptor  $S_1$  com  $V_{cc}$  de 800 V



Fonte: Aatoria Própria (2021)

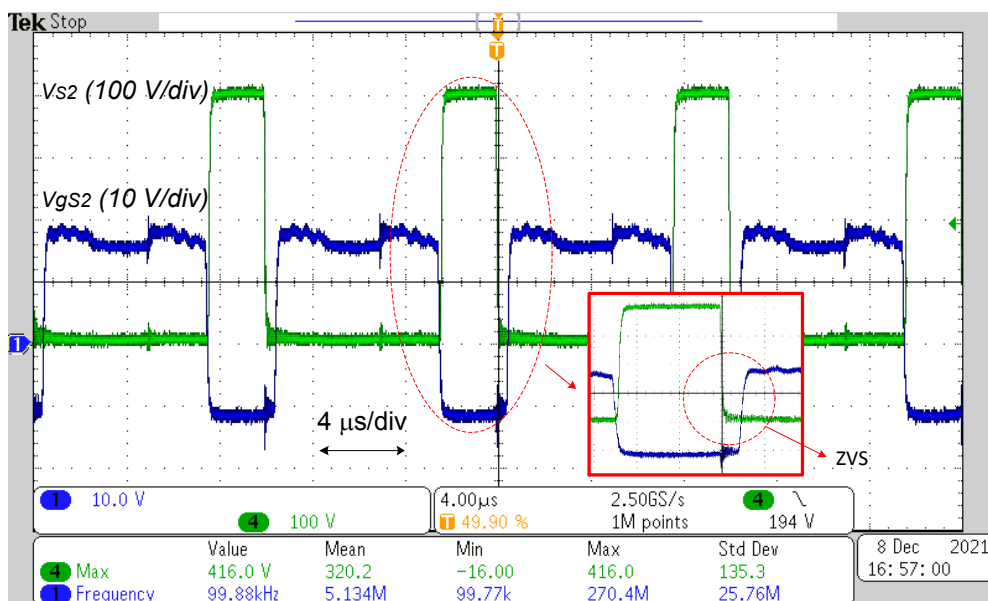
Figura 7.25 – Tensão e corrente no interruptor  $S_1$  com  $V_{cc}$  de 800 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

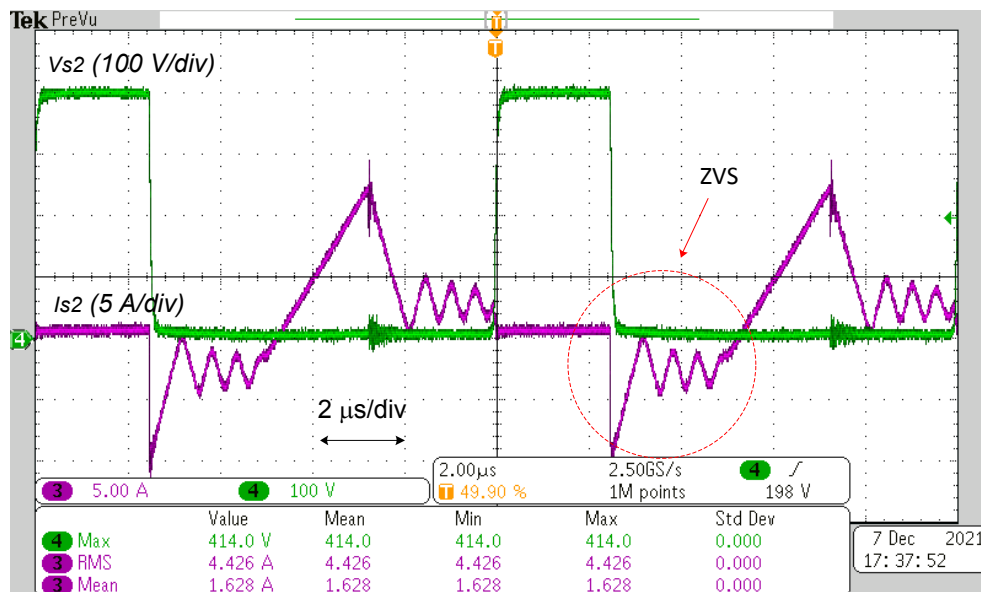
De forma similar, as Figuras 7.26 e 7.27 demonstram a comutação ZVS no interruptor  $S_2$ , tanto no acionamento do pulso de comando  $V_{gS_2}$  (no detalhe) quanto no comportamento da sua corrente  $I_{S_2}$  em comparação com a tensão nos seus terminais  $V_{S_2}$ .

Figura 7.26 – Pulso de comando e tensão no interruptor  $S_2$  com  $V_{cc}$  de 800 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

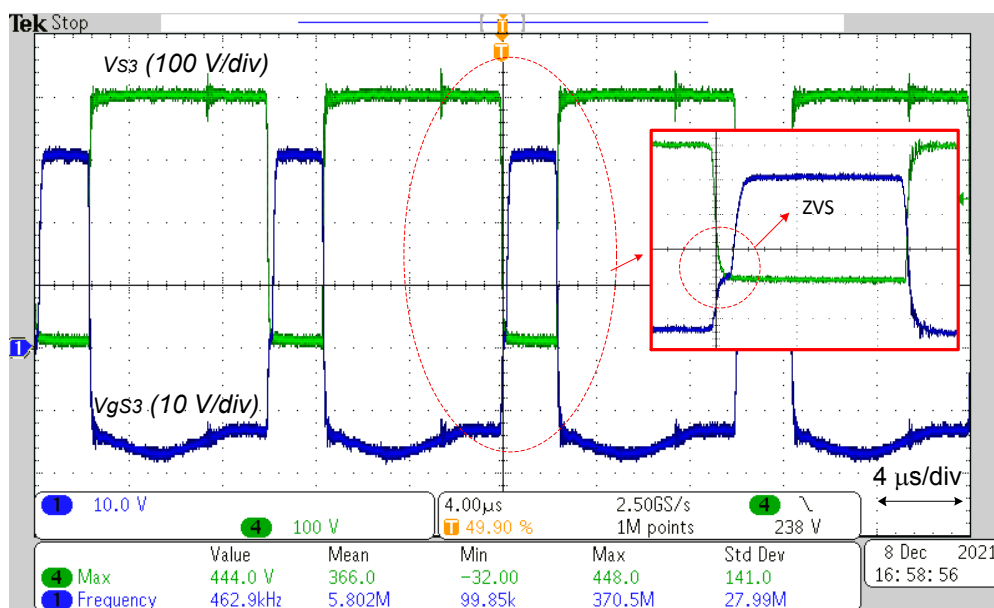
Figura 7.27 – Tensão e corrente no interruptor  $S_2$  com  $V_{cc}$  de 800 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

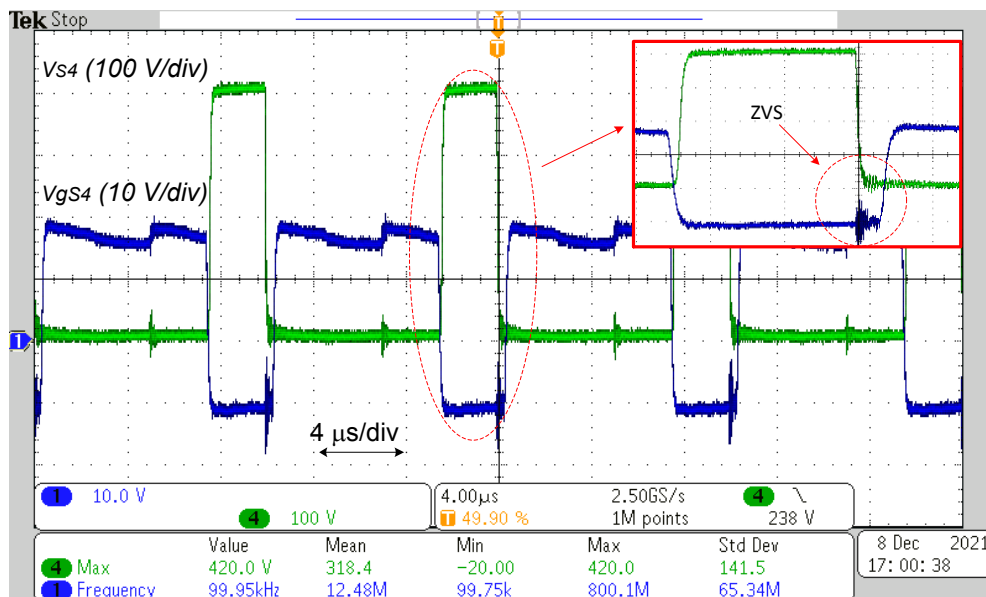
Também considerando a simetria de operação do conversor, as formas de onda nos interruptores  $S_3$  e  $S_4$  são semelhantes aos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  respectivamente. As Figuras 7.28 e 7.29 comprovam a comutação ZVS dos interruptores  $S_3$  e  $S_4$  com seus respectivos pulsos de comando, que dispensa a apresentação das formas de onda  $V_{S3}$  com  $I_{S3}$  e  $V_{S4}$  com  $I_{S4}$ .

Figura 7.28 – Pulso de comando e tensão no interruptor  $S_3$  com  $V_{cc}$  de 800 V



Fonte: Autoria Própria (2021)

Figura 7.29 – Pulso de comando e tensão no interruptor  $S_4$  com  $V_{cc}$  de 800 V



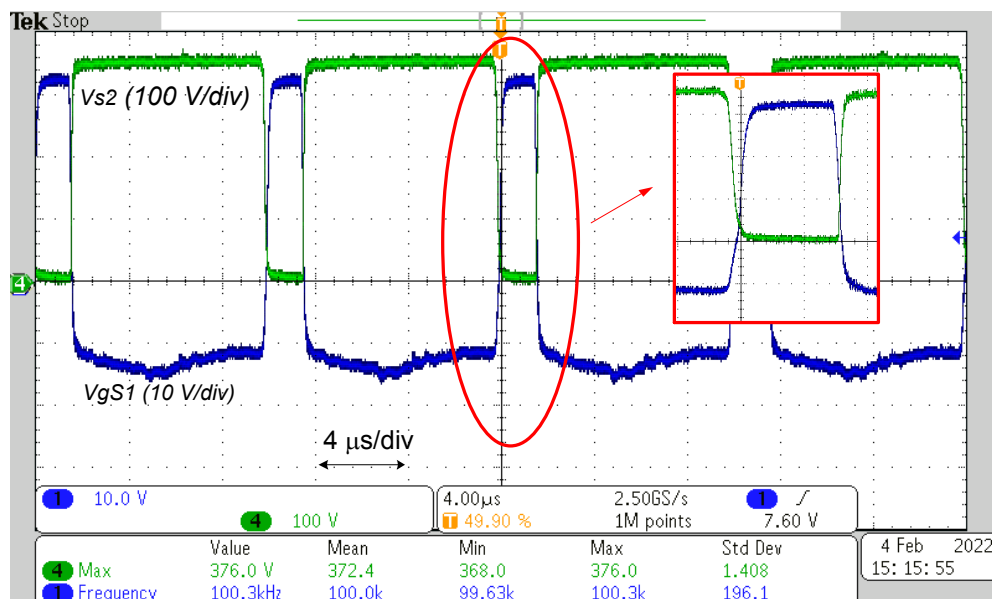
Fonte: Autoria Própria (2021)

## 7.5 Comportamento dos interruptores $S_1$ e $S_2$ com 20% de carga nominal

Nesta seção será analisada a operação do conversor com 20% de carga nominal, com ênfase no comportamento dos interruptores do circuito, uma vez que uma das características do circuito é reduzir perdas por comutação em uma ampla faixa de operação. Devido à simetria de operação do conversor, são apresentados apenas resultados para  $S_1$  e  $S_2$ , haja vista que  $S_3$  e  $S_4$  operam de maneira similar.

A Figura 7.30 apresenta o pulso de comando e a tensão no interruptor  $S_1$  com 20% de carga nominal com tensão de entrada em 700 V. Observa-se que o conversor opera no limite de comutação suave desse interruptor.

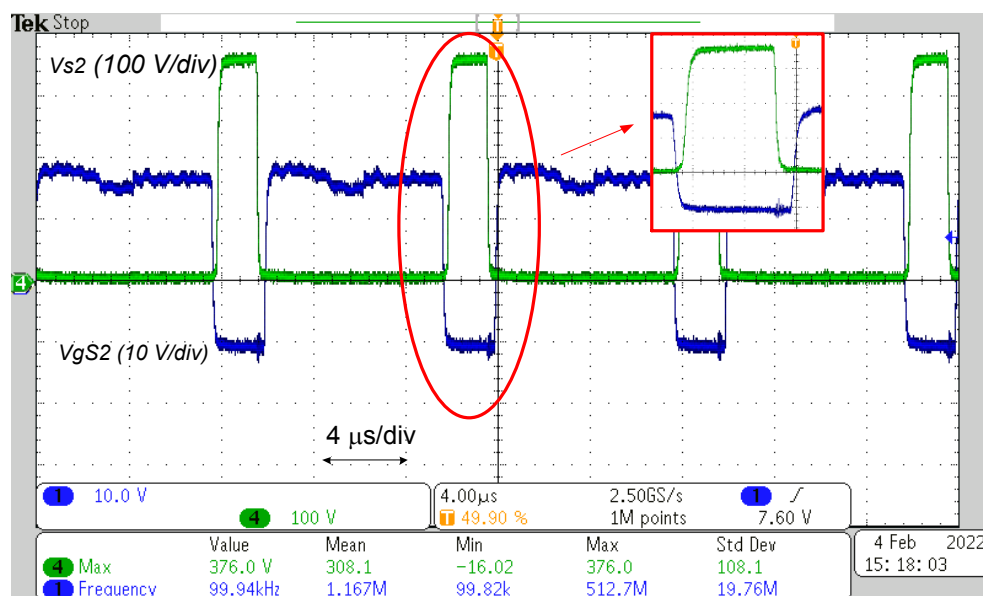
Figura 7.30 – Pulso de comando e tensão no interruptor  $S_1$  com 20% de carga nominal com  $V_{cc}$  de 700 V



Fonte: Autoria Própria (2022)

Para o interruptor  $S_2$ , a Figura 7.31 demonstra que o dispositivo mantém a comutação ZVS para a condição de 20% de carga nominal.

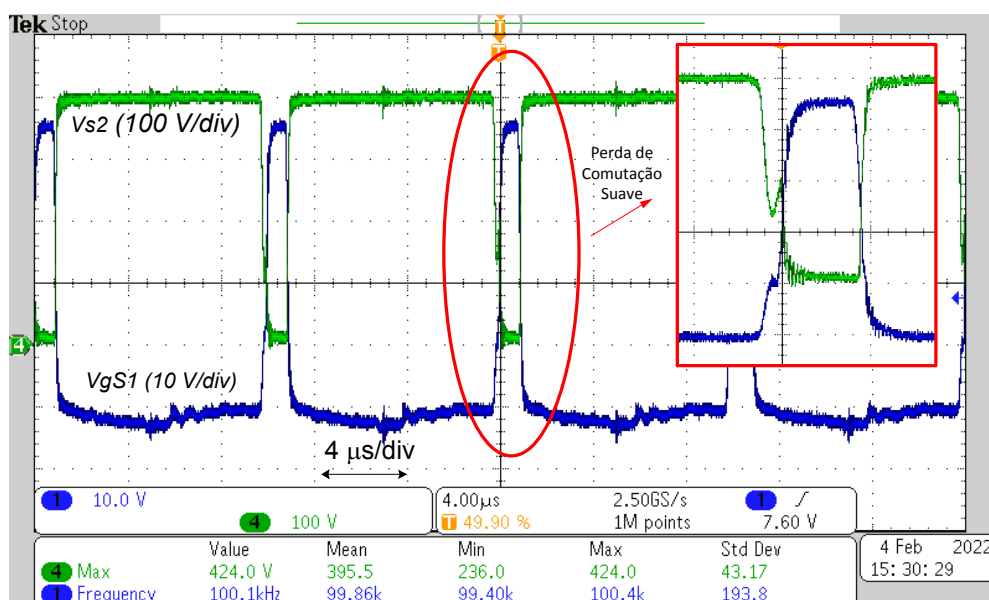
Figura 7.31 – Pulso de comando e tensão no interruptor  $S_2$  com 20% de carga nominal com  $V_{cc}$  de 700 V



Fonte: Autoria Própria (2022)

A Figura 7.32 apresenta o pulso de comando e a tensão no interruptor  $S_1$  com 20% de carga nominal com tensão de entrada em 800 V. Observa-se que nesta condição ocorre a perda ZVS devido ao indutor auxiliar empregado no projeto. Essa condição poderia ser contornada redimensionando o indutor auxiliar para um valor maior para a corrente  $i_{L_{aux(max)}}$  que, conseqüentemente, alteraria os intervalos de tempo da primeira e segunda etapa de operação do conversor, bem como os valores para os capacitores  $C_b$  e  $C_{in12}$ , e esforços nos interruptores e dos diodos de comutação do estágio de entrada. Também é importante salientar que, apesar de não se ter comutação ZVS, o acionamento do interruptor ocorre com tensão menor que a tensão de bloqueio total (neste caso, 400 V), pois a corrente no indutor  $L_{aux}$  promoveu uma descarga parcial das capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs. Logo, conclui-se que a comutação se torna parcialmente dissipativa, contribuindo assim para que a redução de rendimento em baixa carga não seja tão severa (conforme apresentado nas curvas de rendimento da Fig. 7.34 mais adiante).

Figura 7.32 – Pulso de comando e tensão no interruptor  $S_1$  com 20% de carga nominal com  $V_{cc}$  de 800 V

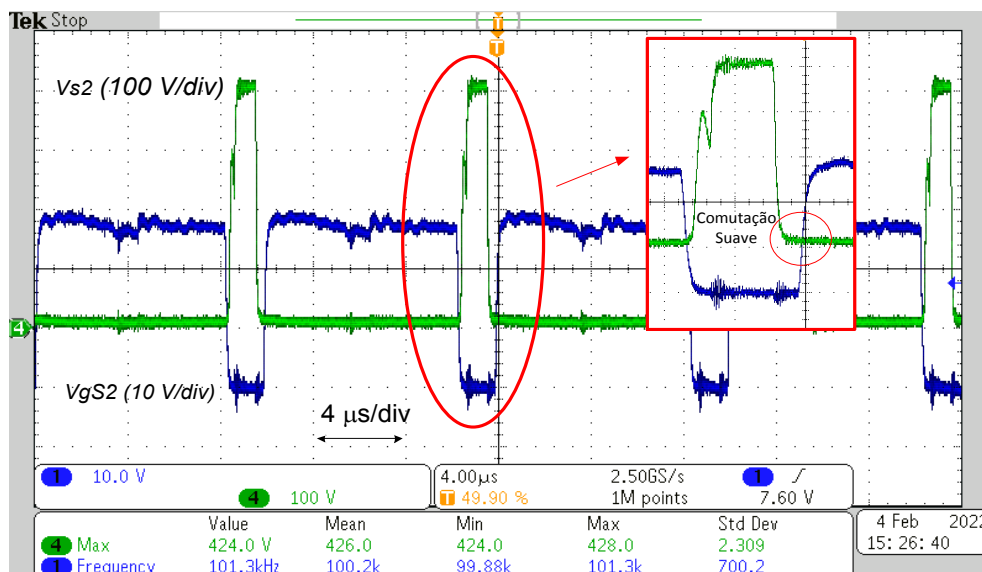


Fonte: Autoria Própria (2022)

As aquisições de pulso de comando e tensão no interruptor  $S_2$  são apresentadas na Figura 7.33, onde se observa que ele mantém a comutação suave com 20% de carga nominal.



Figura 7.33 – Pulso de comando e tensão no interruptor  $S_2$  com 20% de carga nominal com  $V_{cc}$  de 800 V



Fonte: Autoria Própria (2022)

## 7.6 Rendimento do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM com ampla faixa de carga

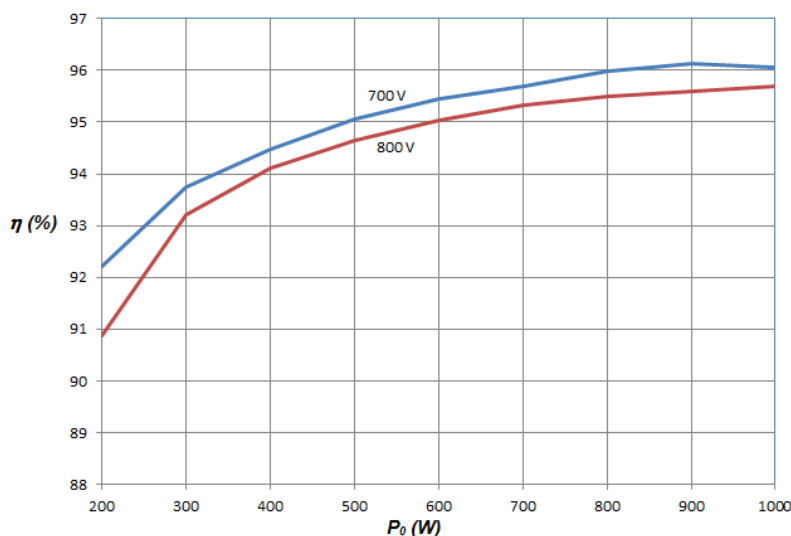
A Tabela 7.2 apresenta os resultados experimentais para o rendimento do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM com tensão de saída de 400 V, com faixa de carga entre 20 % a 100 % da potência nominal para as tensões de alimentação de 700 V e 800 V. Não foi possível realizar ensaios com carga menor que 20 % devido a limitação do módulo de carga disponível, que tem como resistência máxima de 1 k $\Omega$ . Os resultados obtidos estão representados na Figura 7.34.

Tabela 7.2 – Rendimento do Conversor HB-TL-ZVZCS-PWM para ampla faixa de carga

Potência de Saída - $P_0$ (W)	$\eta$ (%) com $V_{cc}$ em 700 V	$\eta$ (%) com $V_{cc}$ em 800 V
200	92,207	90,874
300	93,746	93,218
400	94,439	94,111
500	95,062	94,640
600	95,441	95,642
700	95,696	95,339
800	95,983	95,496
900	96,134	95,602
1000	96,060	95,697

Fonte: Autoria Própria (2022)

**Figura 7.34** Curvas de rendimento do conversor em ampla faixa de carga



Fonte: Autoria Própria (2022)

As perdas de condução nos interruptores do bloco de potência e dos diodos retificadores, associadas às perdas nos elementos reativos (devido às condições de construção dos indutores e transformador) contribuíram para o resultado do rendimento do conversor.

Os resultados demonstram um rendimento máximo de 96,134% obtido para operação com 90% de potência nominal com  $V_{cc}$  de 700 V. Salienta-se que não houve otimização dos projetos dos elementos nem do ponto de operação do conversor, sendo que os níveis de rendimento são considerados razoáveis, haja vista que se trata de um conversor isolado operando com frequência de comutação de 100 kHz. Durante os ensaios observou-se que os pontos de aquecimento mais importantes estavam nos magnéticos, indicando que possivelmente haja boa margem para otimização no projeto físico destes elementos. Entretanto, tais processos de otimização fogem do escopo deste trabalho e ficam como sugestão de trabalho futuro.

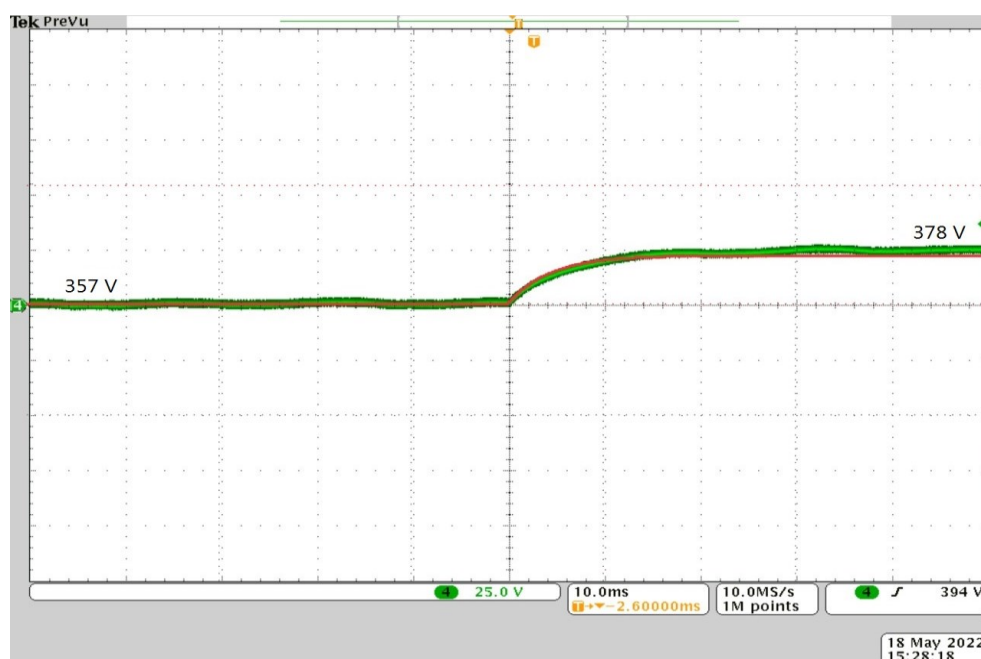
Analisando a planilha de cálculo do APENDICE A, observa-se que na condição de 800 V os níveis médios e eficazes de corrente nos interruptores  $S_2$  e  $S_4$  e diodos  $D_2$  e  $D_4$  são maiores apesar do conversor operar com razão cíclica menor, que tem como consequência maiores perdas de condução, que justifica o rendimento menor do que na condição de 700 V.

## 7.7 Resposta dinâmica do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM em malha aberta

Para verificar experimentalmente a resposta dinâmica foi atribuída uma tensão de entrada em 700 V com saída na ordem de 357 V. A escolha de um valor menor que 400 V é justificada pela necessidade de se manter uma margem de segurança e garantir que a tensão de saída não ultrapasse o valor máximo de 400 V, já que a operação se dá em malha aberta. Foi aplicado um degrau de razão cíclica de 0,25 para 0,30 com carga fixa em 160 Ohms.

A Figura 7.35 apresenta a resposta do conversor considerando o modelo do resultado da equação (6.12), com o degrau aplicado em 50 ms de operação (linha em vermelho), junto com a forma de onda experimental (na cor verde).

Figura 7.35 – Simulação e resultado experimental de degrau de razão cíclica para  $V_o$  em 357 V e  $V_{cc}$  de 700 V



Fonte: Autoria Própria (2022)

O resultado experimental demonstrado na Figura 7.35 apresenta grande similaridade com o comportamento teórico simulado, comprovando, assim, a validade da análise dinâmica desenvolvida. Salienta-se também que, conforme discutido durante a análise dinâmica, o comportamento do circuito é

predominantemente de primeira ordem, apesar dos diversos elementos armazenadores de energia presente no mesmo.

## 7.8 Operação em malha fechada

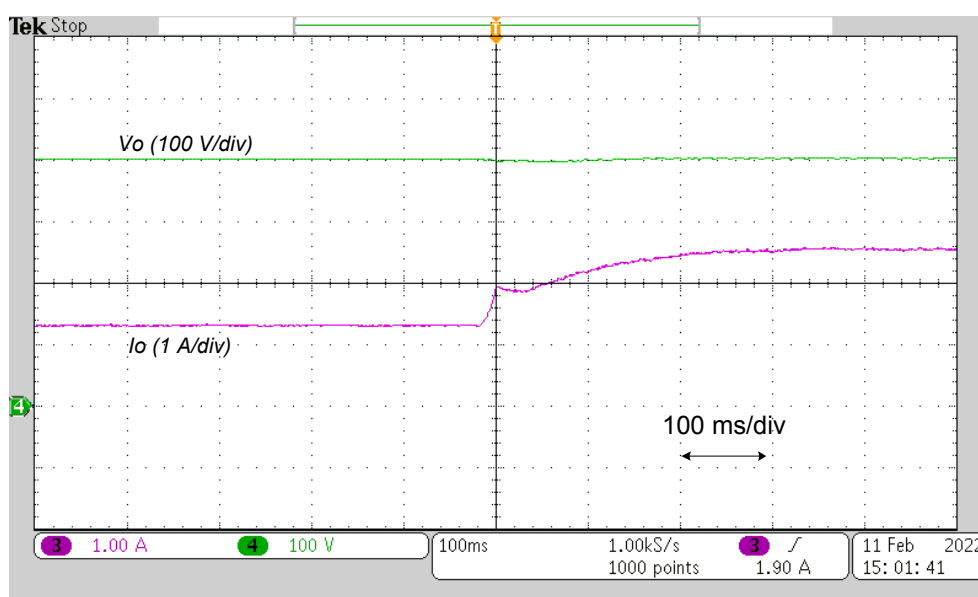
Para realizar a operação em malha fechada foi utilizado o transdutor de tensão de efeito *Hall* modelo LV25P na saída do conversor bem como um filtro *Hv* com frequência de corte ( $f_c$ ) em 10 kHz na malha de controle.

Os procedimentos para encontrar o compensador seguiram os abordados no capítulo 6 deste documento, que resultou na equação (6.19) apresentando ganho proporcional ( $K_p$ ) de 0,01767 e integral ( $K_i$ ) de 6,798.

Na sequência são apresentados os resultados experimentais em malha fechada obtidos para operação com tensão de alimentação de 700 V e 800 V, com degraus de carga de 50 % para 100 % e de 100% para 50 %.

O resultado obtido para o degrau de carga de 50 % para 100 % com tensão de alimentação de 700 V é apresentado na Figura 7.37.

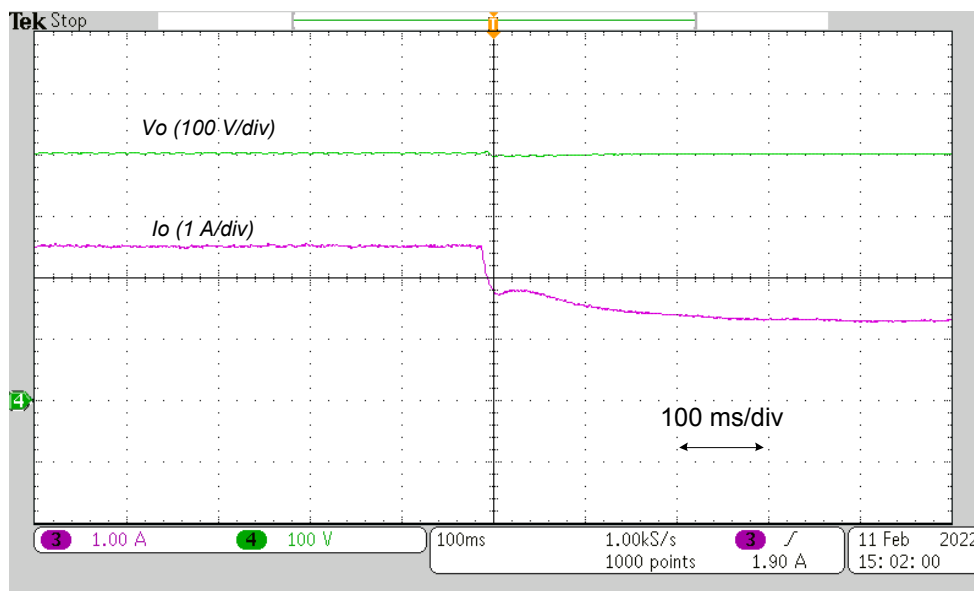
Figura 7.36 – Resultado para o degrau de carga de 50% para 100 % com  $V_{cc}$  de 700 V



Fonte: Autoria Própria (2022)

Aplicando o degrau de carga de 100 % para 50 % com tensão de alimentação de 700 V, o resultado é apresentado na Figura 7.38.

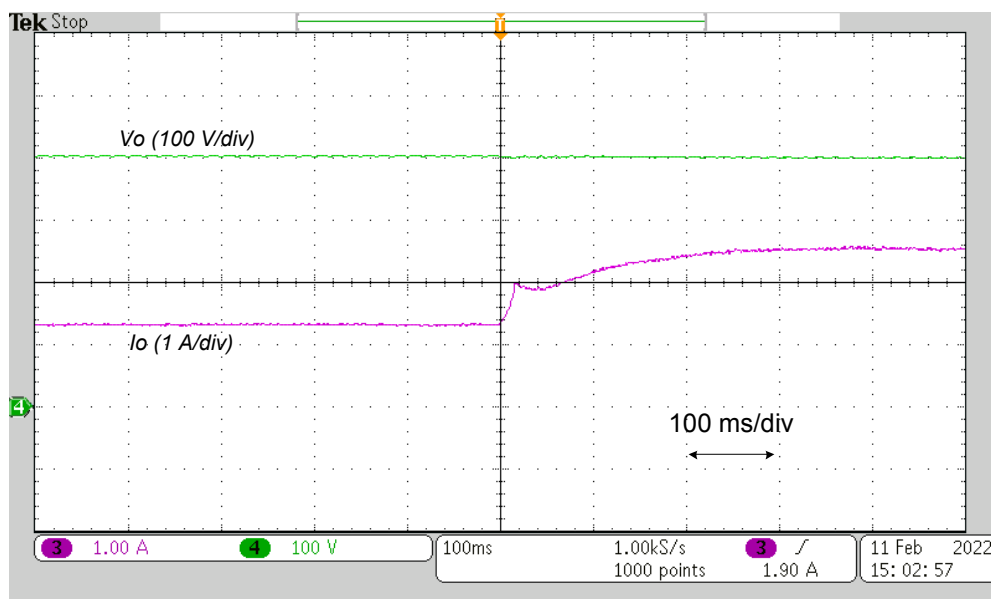
Figura 7.37 – Resultado para o degrau de carga de 100% para 50 % com Vcc de 700 V



Fonte: Autoria Própria (2022)

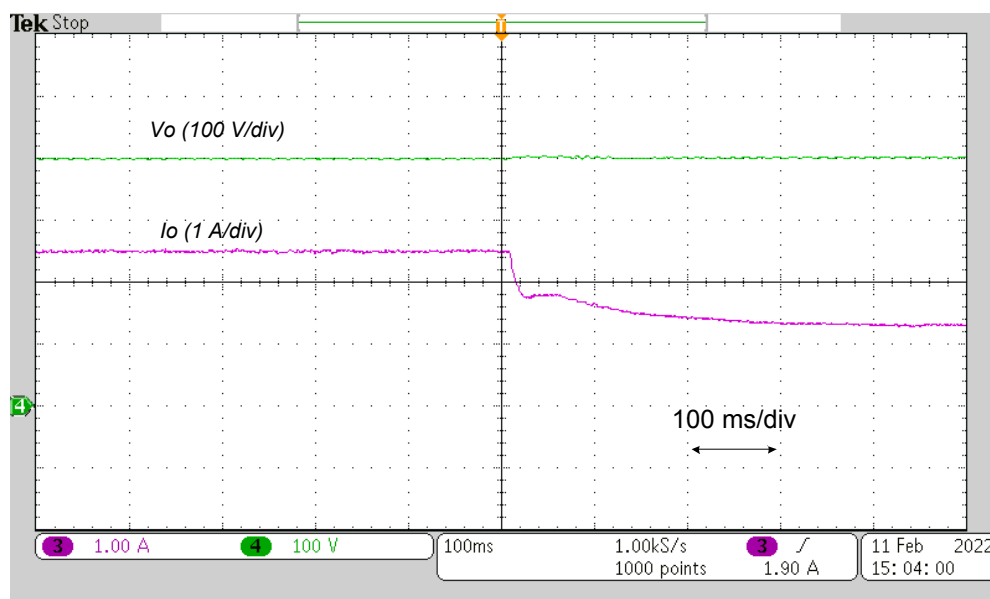
Para a operação com tensão de entrada em 800 V, os resultados experimentais em malha fechada são apresentados nas Figuras 7.39 e 7.40 considerando as variações de carga de 50 % para 100 % e de 100 % para 50 %

Figura 7.38 – Resultado para o degrau de carga de 50% para 100 % com Vcc de 800 V



Fonte: Autoria Própria (2022)

**Figura 7.39 – Resultado para o degrau de carga de 100% para 50 % com  $V_{cc}$  de 800 V**



**Fonte: Autoria Própria (2022)**

As formas de onda dos resultados experimentais considerando os degraus de carga mostram que não ocorreu variação na tensão de saída em todas as situações, comprovando a estabilidade de operação do conversor. As dinâmicas observadas no comportamento da corrente de saída nos instantes de degrau são devidas à característica do dispositivo de carga eletrônica NHR 9430 utilizado nos experimentos.

## 7.9 Conclusão

Os ensaios comprovam a operação satisfatória do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM para as exigências de tensão de entrada de 800 V e 700 V em carga nominal, bem como quando submetido à faixa de carga entre 20 % a 100 %. O rendimento máximo registrado foi de 96,134 % quando operando com 90 % de carga nominal com tensão de entrada em 700 V, e de 95,697 % com tensão de 800 V e 100 % de carga nominal. Demonstrou-se também a operação com comutação ZVS de 20 a 100% de carga para o caso com  $V_{cc}$  de 700 V. No caso com  $V_{cc}$  de 800 V, verificou-se a perda de comutação suave nos interruptores  $S_1$  e  $S_3$ , enquanto que  $S_2$  e  $S_4$  ainda operam com ZVS. Entretanto, verificou-se comutação parcialmente

dissipativa, permitindo a operação do conversor com rendimento superior a 91% em toda a faixa de operação de 20 a 100% de carga. Os resultados também comprovam a previsão teórica de que os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  são os que perdem antes a comutação suave e são considerados críticos na operação do conversor. Como já discutido durante as análises, é possível, se desejado pelo projetista, ampliar a faixa de comutação suave a partir do redimensionamento de  $L_{aux}$ , certamente com impacto a ser avaliado nas perdas por condução.

Resultados em malha aberta, com degraus de razão cíclica permitiram validar a análise dinâmica desenvolvida. Comprovou-se, também, a previsão de que o comportamento do conversor é predominantemente de primeira ordem, apesar dos diversos elementos armazenadores de energia presentes no circuito.

A operação em malha fechada foi possível com o emprego de um transdutor de tensão de efeito Hall na saída do conversor conectado ao módulo DSP. Os resultados para operação com degraus de carga de 100 % para 50 % e de 50 % para 100 % foram satisfatórios tanto com tensão de entrada de 700 V quanto para 800 V. Observou-se que a tensão de saída se manteve constante em todos os ensaios com perturbações mínimas, comprovando a estabilidade do conversor para operação em malha fechada.

## 8 CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foi analisado o conversor HB-TL-ZVZCS-PWM operando em modo ZVS nos interruptores do estágio de entrada e ZCS nos diodos da ponte retificadora na saída. Sua arquitetura apresenta no estágio de entrada: dois capacitores divisores de tensão, quatro interruptores operando em modo complementar, um indutor de dispersão, um indutor auxiliar a comutação ZVS, um capacitor de bloqueio e um transformador para isolamento entre o primário e secundário. No estágio de saída têm-se quatro diodos retificadores e um capacitor de filtro conectado a carga  $R_0$ , caracterizando a saída como fonte de tensão.

A comparação entre a topologia HB-TL-ZVZCS-PWM e as topologias HB-ZVS-PWM-NPC e TL-ZVS-PWM-T-Type permite concluir que o conversor proposto tem a vantagem de ter menor número de componentes associados que os conversores TL-ZVS-PWM-NPC, mas perde neste quesito para os conversores TL-ZVS-PWM-T-Type que, por outro lado, tem a desvantagem de dois dos seus interruptores principais terem esforço igual à tensão de alimentação.

Foram também realizadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM, a validação das equações obtidas e simulações em operação com tensão de alimentação 700-800 V, nas quais se obteve um resultado satisfatório com pouca margem de erro percentual entre as principais grandezas calculadas e simuladas.

A análise da comutação possibilitou determinar o valor do capacitor de comutação  $C_S$  e o tempo morto mínimo  $\Delta t_m$  para garantir comutação suave em todos os interruptores do conversor. Além disso, ficou evidente que a corrente na indutância  $L_{aux}$  possui papel fundamental para contribuir com a ocorrência de comutação suave, de forma que o projetista pode determinar  $L_{aux}$  para que as condições de comutação sejam satisfatórias, sempre observando que reduzir o valor de  $L_{aux}$  também possui a consequência de se elevar as perdas por condução.

A metodologia de projeto adotada para o conversor permitiu a determinação dos seus componentes para um ponto fixo de operação em malha aberta. As simulações apresentadas comprovaram com pequena margem de erro os valores teóricos e simulados de operação do conversor com tensão de alimentação nominal



de 800 V e, também, alterando para a tensão reduzida de 700 V apenas modificando o ponto de operação do ganho estático e razão cíclica.

Da análise dinâmica obteve-se a função de transferência de primeira ordem do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM, cujo modelo simulado correspondeu à variação da tensão de saída após um degrau de tensão proposto. Com isso foi possível realizar o projeto de um compensador que se demonstrou eficaz no controle da tensão de saída em condições de degrau de carga, com pouca margem de sobressinal de tensão e tempo de acomodação dentro do especificado.

Os ensaios em bancada comprovaram a operação satisfatória do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM em malha aberta para tensões de entrada de 800 V e 700 V em carga nominal, bem como quando submetido a uma faixa de carga entre 20 % a 100 %. O rendimento máximo registrado foi de 96,134 % quando operando com 90 % de carga com tensão de entrada em 700 V, e de 95,697 % com tensão de 800 V para 100 % de carga. A ocorrência de perda de comutação nos interruptores  $S_1$  e  $S_3$  quando operou com 20 % de carga com tensão de 800 V já era esperada devido ao dimensionamento do indutor auxiliar, associada à diminuição da razão cíclica nesta condição. A solução para esse caso seria redimensionar o indutor auxiliar para garantir uma circulação de corrente de forma a promover a comutação ZVS nos mesmos em condição de baixa carga na saída, mas com consequência de aumentar as perdas de condução nos interruptores e redimensionamento de componentes do estágio de entrada.

A análise dinâmica realizada foi validada em laboratório, podendo, assim, ser utilizada como base para o projeto de um sistema de controle para o circuito, visando atender os requisitos de suas aplicações. Entende-se também o comportamento predominantemente de primeira ordem do conversor como sendo uma vantagem, haja vista que se pode garantir a operação adequada em malha fechada, mesmo com arquiteturas de controle simples e amplamente difundidas.

A operação em malha fechada foi verificada submetendo-se o protótipo a degraus de 50 para 100% e de 100 para 50% de carga. Com base no comportamento transitório, conclui-se que o conversor apresenta boa capacidade de regulação da tensão de saída e boa rejeição a perturbações de carga.

Para trabalhos futuros sugere-se utilizar os resultados da análise desenvolvida para otimizar o projeto do circuito visando à maximização do

rendimento do conversor, com atenção à minimização das perdas nos elementos magnéticos. Também seria importante a realização de uma comparação, em laboratório, entre o conversor sob estudo com as topologias clássicas de três níveis NPC e do T-Type.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BANDEIRA Jr, D. G. **Conversor CC-CC tipo T ZVS PWM**: Análise, projeto e implementação. Dissertação (mestrado). Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014. 177f. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/xmlui/handle/123456789/128980>. Acesso em: 18 jun. 2021.

BANDEIRA Jr, D. G; MUSSA, S. A.; BARBI, I.. A ZVS-PWM T-Type isolated DC-DC converter. **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**, nov. 2015, p. 1-6. Disponível em: 10.1109/COBEP.2015.7420107. Acesso em: 22 jun. 2021.

BANDEIRA Jr, D. G.; BARBI, I. A T-Type isolated zero voltage switching DC–DC converter with capacitive output. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 6, p. 4210-4218, jun. 2017. Disponível em: 10.1109/TPEL.2016.2600654. Acesso em: 18 jun. 2021.

BARBI, I; SOUZA, F. P. **Conversores CC-CC isolados de alta frequência com comutação suave**. Florianópolis: Ed. dos Autores, 1999. 376p.

BARBI, I; *et al.* DC/DC converter for high input voltage: four switches with peak voltage of  $V_{in}/2$ , capacitive turn-off snubbing and zero-voltage turn-on. **PESC 98 Record. 29 th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196)**, v. 1, p. 1-7, mai. 1998. Disponível em: 10.1109/PESC.1998.701871. Acesso em: 22 out. 2021.

BRAGA, H. A. C.; BARBI, I. Conversores estáticos multiníveis – Uma Revisão. **Revista SBA: Controle e Automação**, v. 11, n. 01, p. 20-28, jan. 2000. Disponível em: <https://www.sba.org.br/revista/Welcome.html>. Acesso em 18 jun. 2021.

CANALES, F.; BARBOSA, P. M.; LEE, F. C. A zero-voltage and zero-current-switching three level DC/DC converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 17, n. 6, p. 898-904, nov. 2002. Disponível em:10.1109/TPEL.2002.805609. Acesso em 11 mai. 2021.

CANALES, F. V. A. **Novel DC/DC converters for high-power distributed power systems**. Tese (Doutorado). Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University. Blacksburg, Virginia, jul. 2003, 189p. Disponível em: <https://vtechworks.lib.vt.edu/handle/10919/28612>. Acesso em: 08 mar. 2021.

CHEN, W.; RUAN, X. Zero-voltage-switching PWM hybrid full-bridge three-Level converter with secondary-voltage clamping scheme. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 2, p. 644-654, fev. 2008. Disponível em: 10.1109/TIE.2007.907676. Acesso em 26 mar. 2021.

DENG, F.; CHEN, Z. Control of improved full-bridge three-level DC/DC converter for wind turbines in a DC grid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 1, p. 314-324, Jan. 2013, Disponível em: 10.1109/TPEL.2012.2198835. Acesso em: 26 mar. 2021.

DESCHAMPS, E.; BARBI, I. A comparison among three-Level ZVS-PWM isolated DC-to-DC converters. **IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. no. 98CH36200)**, v. 2, p. 1024-1029, ago. 1998. Disponível em: 10.1109/IECON.1998.724235. Acesso em: 8 mar. 2021.

HART, D. W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de Circuitos**. Tradução: Romeu Abdo; revisão técnica: Antônio Pertence Junior. Porto Alegre: AMGH, 2012. 480 p. ISBN 978-85-8055-045-0.

HU, B. **Challenges and solutions of applying medium-voltage silicon carbide devices in medium and high-voltage systems**. Tese (Doutorado). Graduate Program in Electrical and Computer Engineering. 212 p. The Ohio State University, 2019. Disponível em: [https://etd.ohiolink.edu/apexprod/rws\\_etd/send\\_file/send?accession=osu1565967269661455&disposition=inline](https://etd.ohiolink.edu/apexprod/rws_etd/send_file/send?accession=osu1565967269661455&disposition=inline). Acesso em: 16 mar. 2022.

JIN, K.; RUAN, X.; LIU F. An improved ZVS PWM three-level converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n 1, p. 319-329, fev. 2007. Disponível em: 10.1109/TIE.2006.888792. Acesso em: 8 mai. 2021.

KIN, K.; *et al.* High-efficiency three-level dc–dc converter With reduced circulating current and rectifier voltage stress. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 3, p. 2668-2679, mar. 2020. Disponível em: 10.1109/TPEL.2019.2925462. Acesso em: 11 mai. 2021.

LIU, D. **Three-level (TL) based isolated dc/dc converters with improved performances**. Tese (Doutorado), 81p. Aalborg Universitet, 2018. Disponível em: 10.5278/VBN.PHD.ENG.00043. Acesso em: 11 mai. 2021.

LIU, D.; *et al.* Triple-phase-shift control strategy for full-bridge three-Level (FBTL) dc/dc converter. **2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, p. 175-181, set. 2018, Disponível em: 10.1109/ECCE.2018.8557786. Acesso em: 26 mar. 2021.

MELLO, L. F. P. **Análise e projeto de fontes chaveadas**. São Paulo, Editora Érica Ltda: 1996. 510p.

PINHEIRO, J. R; BARBI, I. The three-level ZVS PWM converter – A new concept in high-voltage DC-to-DC conversion. **Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation**, v.1 p. 173-178, nov. 1992. Disponível em: 10.1109/IECON.1992.254637. Acesso em: 10 mar. 2021.

PINHEIRO, J. R.; BARBI, I. The three-level ZVS-PWM dc-to-dc Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 8, n. 4, p. 486-492, out. 1993. Disponível em: 10.1109/63.261019. Acesso em: 7 abr. 2021.

PINHEIRO, J. R. **Conversor CC-CC três níveis com comutação sob tensão nula**. Tese (Doutorado). Universidade Federal de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 1994. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/111646>. Acesso em 8 mar. 2021.

RUAN, X.; *et al.* Fundamental considerations of three-level DC-DC convertes: Topologies, Analyses and Control. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I**, v. 55, n. 11, p. 3733-3743, dez. 2008. Disponível em: 10.1109/TCSI.2008.927218. Acesso em: 26 mar. 2021.

RUAN, X.; *et al*, Q. Zero-voltage-switching PWM three-level converter with two clamping diodes. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 790-799, ago. 2002. Disponível em: 10.1109/TIE.2002.801053. Acesso em: 22 abr. 2021.

SANTOS, C. A. **Análise e projeto de um conversor NPC para interligação de sistemas de conversão de energia à rede elétrica**. Dissertação (Mestrado), Universidade Federal do Ceará, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 159 f. Fortaleza, 2011. Disponível em: <https://repositorio.ufc.br/handle/riufc/1992>. Acesso em: 26 mar. 2021.

SCHWEIZER, M.; KOLAR, J. W. Design and Implementation of a highly efficient three-Level T-Type converter for low-voltage applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 2, p. 899-907, fev. 2013. Disponível em: 10.1109/TPEL.2012.2203151. Acesso em: 10 abr. 2021.

SHI, Y.; YANG, X. Zero-voltage switching PWM three-level full-bridge DC-DC converter with wide ZVS load range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 10, p. 4511-4524, out. 2013. Disponível em: 10.1109/TPEL.2012.2232940. Acesso em: 10 abr. 2021.

SiC MOSFET. **Tabela de características de SiC MOSFET**. GeneSiC Semiconductor, mai. 2022. Disponível em <https://www.genesicsemi.com/pt/sic-mosfet/>. Acesso em: 14 abr. 2022.

VAN KAN, R. F. **Conversor CC-CC ZVS PWM híbrido do tipo T com saída em tensão**. 2017. 319 f. Dissertação (Mestrado). Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2017. Disponível em: [https://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/bitstream/1/2945/3/PG\\_PPGEEM\\_Van%20Kan%20Rafael\\_Felipe\\_2017.pdf](https://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/bitstream/1/2945/3/PG_PPGEEM_Van%20Kan%20Rafael_Felipe_2017.pdf). Acesso em 9 abr. 2021.

**APÊNDICE A - PLANILHA DE PROJETO DO CONVERSOR HB-TL-ZVZCS-PWM**

**Especificações do projeto**

Vo	400
Po	1000
Ro	160
fs	100000
Ts	0,00001
Io	2,5
Delta Vcin1,2	2
Delta Vcb	6
Delta Vo	2
Delta iLaux	5

**Valores iniciais de q e D:**

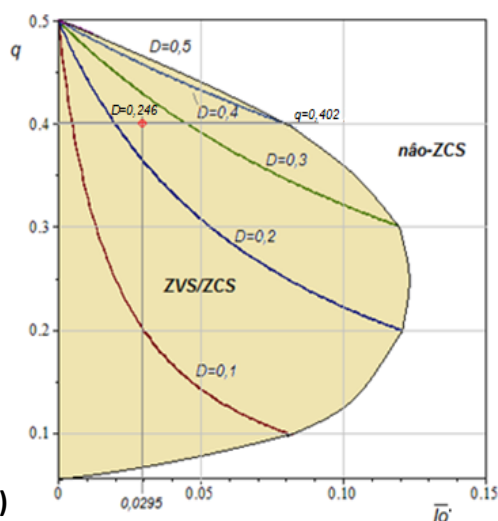
q	0,402
D	0,246

Para Vcc = 800 V

**Vo refletida ao primário**

Vo'	321,6
-----	-------

5A no projeto físico.

**Cálculos iniciais (considerando os valores iniciais a seguir)**

Vo'	321,6
n	1,244
Ld	18,978E-6
Laux	196,80E-6
Cin1,2	2,349E-6
Cb	3,819E-6
Co	3,010E-6

**Valores Para Vcc = 800 V**

Vcc	800
q	0,4020
D	0,246
Delta T	2,46E-6
Delta t1-0	405,6E-9
Delta t2-1	2,05E-6
Delta t4-3	599,7E-9
Delta T54	1,940E-6
iLdmax	10,1626
iCbmax	12,6626
iIn(max)	12,6626
iIn(med)	1,2500

**Valores para Vcc = 700 V**

Vcc	700
novo q	0,460
novo D	0,440
Delta T	4,4E-6
Delta t1-0	1,2E-6
Delta t2-1	3,20E-6
Delta t4-3	382,6E-9
Delta T54	217,39E-9
iLdmax	6,492
iCbmax	10,404
iIn(max)	10,404
iIn(med)	1,428

**Outros resultados**

I1	1,68E+0
IoP (700 Vcc)	0,03367
IoP (800 Vcc)	0,02951
Delta iLaux Para 700Vcc	7,825
Delta iLaux Para 800Vcc	5,000
Cs Máximo (800 Vcc)	3,84E-09
Cs Adotado (S1 a S4)	7,94E-10
Delta tm máx Para 700Vcc	1,44E-07
Delta tm máx Para 800Vcc	2,64E-07
Delta tm adotado	3,00E-07

**Esforços nos Interruptores e Diodos Retificadores**

iS1,3 máx	12,663
iS1,3 méd	1,301
iS1,3ef	3,314
iS2,4 máx	12,663
iS2,4 méd	2,240

iS1,3 máx	10,404
iS1,3 méd	1,663
iS1,3ef	3,397
iS2,4 máx	10,404
iS2,4 méd	2,022

**Esforços nos Interruptores e Diodos Retificadores  
(continuação)**

Is2,4 ef	4,019	Is2,4 ef	3,737
iD1,3 máx	2,5	iD1,3 máx	3,913
iD1,3 méd	0,0507	iD1,3 méd	0,2352
iD1,3 ef	0,2907	iD1,3 ef	0,7833
iD2,4 máx	12,663	iD2,4 máx	10,404
iD2,4 méd	0,990	iD2,4 méd	0,594
iD2,4 ef	2,294	iD2,4 ef	1,744
iD5,8 máx	8,171	iD5,8 máx	5,219
iD5,8 méd	1,250	iD5,8 méd	1,248
iD5,8 ef	2,609	iD5,8 ef	2,084



**APÊNCICE B - PROJETO FÍSICO DO INDUTOR  $L_{aux}$**

## ESPECIFICAÇÕES E PROJETO

### 1. Especificações:

Indutância	$L_{aux} := 196.8 \mu\text{H}$
Valor máximo de corrente	$I_{pico} := 4.375\text{A}$
Valor eficaz de corrente	$I_{ef} := 2.767\text{A}$
Ondulação de Corrente	$\Delta I_{L_{aux}} := 8.75\text{A}$
Fluxo de indução máximo	$B_{max} := 0.11\text{T}$
Densidade máxima de corrente	$J_{max} := 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Fator de utilização da área do núcleo	$k_w := 0.1$
Frequência de Comutação	$f_s := 100\text{kHz}$

### 2. Escolha do Núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L_{aux} \cdot I_{pico} \cdot I_{ef}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} \quad A_e A_w = 0.774 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo Escolhido: E42/15 3C90

$$A_e := 1.78\text{cm}^2$$

$$A_w := 1.80\text{cm}^2$$

$$l_E := 2.63\text{cm}$$

### 3. Cálculo do Número de Espiras:

$$N_e := \text{ceil} \left( \frac{L_{aux} \cdot I_{pico}}{B_{max} \cdot A_e} \right) \quad N_e = 44$$

$$B_{max} := \frac{L_{aux} \cdot I_{pico}}{N_e \cdot A_e} \quad B_{max} = 0.11 \cdot \text{T}$$

### 4. Cálculo do entreferro:

$$l_{\text{entre ferro}} := \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot \left( 10^{-2} \cdot \frac{\text{m}}{\text{cm}} \right)}{L_{aux}} \quad l_{\text{entre ferro}} = 2.2 \cdot \text{mm}$$

### 5. Cálculo da bitola do condutor:

$$T_{max} := 10\text{C}$$

$$\eta_w := 0.8$$

$$\rho_T := 17.9 \cdot 10^{-9} \cdot [1 + 0.003(T_{max} - 20)] \cdot \Omega \cdot \text{m}$$

$$\delta_w := \sqrt{\frac{\rho_T}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_s}}$$

$$\delta_w = 0.244 \cdot \text{mm}$$

Diâmetro do Fio:

$$D_{\text{fio}} := 2 \cdot \delta_w$$

$$D_{\text{fio}} = 0.049 \cdot \text{cm}$$

**O condutor escolhido é o 38AWG.**

$$d_w := 0.1 \text{mm}$$

$$d_{w\_iso} := 0.13 \text{mm}$$

$$S_{\text{fio}} := 0.000080 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{fioiso}} := 0.000130 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{cobre}} := \frac{I_{\text{ef}}}{J_{\text{max}}}$$

$$S_{\text{cobre}} = 6.917 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{cond}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{cobre}}}{S_{\text{fio}}}\right)$$

$$n_{\text{cond}} = 87$$

$$n_{\text{litz}} := \text{ceil}\left(\frac{n_{\text{cond}}}{22}\right)$$

$$n_{\text{litz}} = 4$$

$$n_{\text{cond}} := 22 \cdot n_{\text{litz}}$$

$$n_{\text{cond}} = 88$$

## 6. Cálculo das Perdas:

### 6.1 Perdas no Cobre:

$$N_{\text{cam}} := \frac{N_e \cdot n_{\text{cond}} \cdot d_{w\_iso}}{\eta_w \cdot l_E}$$

$$N_{\text{cam}} = 23.924$$

$$\rho_{\text{fio}} := \frac{\rho_T}{S_{\text{fio}}}$$

$$\rho_{\text{fio}} = 0.029 \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

$$l_{\text{espira}} := 8.7 \text{cm}$$

$$l_{\text{fio}} := N_e \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{\text{fio}} = 3.828 \text{m}$$

$$R_{\text{cc}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_e}{n_{\text{cond}}}$$

$$R_{\text{cc}} = 0.128 \cdot \Omega$$

$$\Delta := \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \cdot \frac{d_w}{\delta_w} \cdot \sqrt{\eta_w}$$

$$\Delta = 0.306$$

$$F_r := \Delta \cdot \left[ \frac{e^{2 \cdot \Delta} - e^{-2 \cdot \Delta} + 2 \cdot \sin(2 \cdot \Delta)}{e^{2 \cdot \Delta} + e^{-2 \cdot \Delta} - 2 \cdot \cos(2 \cdot \Delta)} + \frac{2}{3} \cdot (N_{\text{cam}}^2 - 1) \cdot \frac{e^{\Delta} - e^{-\Delta} - 2 \cdot \sin(\Delta)}{e^{\Delta} + e^{-\Delta} + 2 \cdot \cos(\Delta)} \right]$$

$$F_r = 1.557$$

$$R_{ac} := F_r \cdot R_{cc}$$

$$R_{ac} = 0.199 \cdot \Omega$$

$$P_{cobre} := R_{ac} \cdot I_{ef}^2$$

$$P_{cobre} = 1.522 \cdot W$$

## 6.2 Perdas Magnéticas:

$$V_{nucleo} := 17.3 \text{ cm}^3 \quad k := 0.595 \frac{W}{m^3} \quad \alpha := 1.58 \quad \beta := 2.8$$

$$\Delta t_1 := \frac{1}{20000} \quad \Delta t_2 := \frac{1}{20000}$$

$$\Delta B := \frac{L_{aux} \cdot \Delta I_{L_{aux}}}{N_e \cdot A_e} \cdot \frac{1}{T}$$

$$\Delta B = 0.22$$

$$P_{nucleo} := k \cdot \left( \frac{f_s}{\text{Hz}} \right)^\alpha \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot \Delta B \right)^\beta \cdot V_{nucleo}$$

$$P_{nucleo} = 1.652 \cdot W$$

$$k_i := \frac{k}{(2 \cdot \pi)^{\alpha-1} \cdot 2^{\beta-\alpha} \cdot \int_0^{2\pi} (|\cos(\theta)|)^\alpha d\theta}$$

$$k_i = 0.025 \cdot \frac{W}{m^3}$$

$$P_v := \left( \frac{f_s}{\text{Hz}} \right) \cdot k_i \cdot (\Delta B)^{\beta-\alpha} \cdot \left[ \int_0^{\Delta t_1} \left( \frac{\Delta B}{\Delta t_1} \right)^\alpha dt + \int_0^{\Delta t_2} \left( \frac{\Delta B}{\Delta t_2} \right)^\alpha dt \right]$$

$$P_v = 85.689 \cdot \frac{kW}{m^3}$$

$$P_{nucleo} := P_v \cdot V_{nucleo}$$

$$P_{nucleo} = 1.482 \cdot W$$

## 6.3 Perdas Totais:

$$P_{totais} := P_{cobre} + P_{nucleo}$$

$$P_{totais} = 3.005 \cdot W$$

## 6.4 Resistência Térmica do Núcleo:

$$R_{t_{nucleo}} := 23 \cdot \frac{K}{W} \left( \frac{A_e A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37}$$

$$R_{t_{nucleo}} = 14.949 \cdot \frac{K}{W}$$

### 6.5 Elevação de Temperatura:

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}) R_{t_{\text{nucleo}}}$$

$$\Delta T = 44.916 \text{ K}$$

### 7. Possibilidade de Execução:

$$A_{w\_min} := \frac{N_e \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{cond}}}{k_w}$$

$$A_{w\_min} = 0.719 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Exec} := \frac{A_{w\_min}}{A_w}$$

$$\text{Exec} = 0.399$$

**APÊNDICE C - PROJETO FÍSICO DO INDUTOR  $L_d$**

## ESPECIFICAÇÕES E PROJETO

### 1. Especificações:

Indutância	$L_r := 19\mu\text{H}$
Valor máximo de corrente	$I_{\text{pico}} := 9.913\text{A}$
Valor eficaz de corrente	$I_{\text{ef}} := 4.53\text{A}$
Ondulação de Corrente	$\Delta I_{Lr} := 19.826\text{A}$
Fluxo de indução máximo	$B_{\text{max}} := 0.125\text{T}$
Densidade máxima de corrente	$J_{\text{max}} := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Fator de utilização da área do núcleo	$k_w := 0.1$
Frequência de Comutação	$f_s := 100\text{kHz}$

### 2. Escolha do Núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L_r \cdot I_{\text{pico}} \cdot I_{\text{ef}}}{B_{\text{max}} \cdot J_{\text{max}} \cdot k_w} \quad A_e A_w = 0.217 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo Escolhido: ETD29 N97

$$A_e := 0.76\text{cm}^2$$

$$A_w := 0.97\text{cm}^2$$

$$l_E := 2.14\text{cm}$$

### 3. Cálculo do Número de Espiras:

$$N_e := \text{ceil}\left(\frac{L_r \cdot I_{\text{pico}}}{B_{\text{max}} \cdot A_e}\right) \quad N_e = 20$$

$$B_{\text{max}} := \frac{L_r \cdot I_{\text{pico}}}{N_e \cdot A_e} \quad B_{\text{max}} = 0.124 \cdot \text{T}$$

### 4. Cálculo do entreferro:

$$l_{\text{entreferro}} := \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot \left(10^{-2} \cdot \frac{\text{m}}{\text{cm}}\right)}{L_r} \quad l_{\text{entreferro}} = 2.011 \cdot \text{mm}$$

### 5. Cálculo da bitola do condutor:

$$T_{\text{max}} := 100$$

$$\eta_w := 0.8$$

$$\rho_T := 17.9 \cdot 10^{-9} \cdot [1 + 0.003(T_{\text{max}} - 20)] \cdot \Omega \cdot \text{m}$$

$$\delta_w := \sqrt{\frac{\rho_T}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_s}}$$

$$\delta_w = 0.244 \cdot \text{mm}$$

Diâmetro do Fio:

$$D_{\text{fio}} := 2 \cdot \delta_w$$

$$D_{\text{fio}} = 0.049 \cdot \text{cm}$$

**O condutor escolhido é o 38AWG.**

$$d_w := 0.1 \text{mm}$$

$$d_{w\_iso} := 0.13 \text{mm}$$

$$S_{\text{fio}} := 0.000080 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{fioiso}} := 0.000130 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{cobre}} := \frac{I_{\text{ef}}}{J_{\text{max}}}$$

$$S_{\text{cobre}} = 0.01 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{cond}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{cobre}}}{S_{\text{fio}}}\right)$$

$$n_{\text{cond}} = 126$$

$$n_{\text{litz}} := \text{ceil}\left(\frac{n_{\text{cond}}}{22}\right)$$

$$n_{\text{litz}} = 6$$

$$n_{\text{cond}} := 22 \cdot n_{\text{litz}}$$

$$n_{\text{cond}} = 132$$

## 6. Cálculo das Perdas:

### 6.1 Perdas no Cobre:

$$N_{\text{cam}} := \frac{N_e \cdot n_{\text{cond}} \cdot d_{w\_iso}}{\eta_w \cdot l_E}$$

$$N_{\text{cam}} = 20.047$$

$$\rho_{\text{fio}} := \frac{\rho_T}{S_{\text{fio}}}$$

$$\rho_{\text{fio}} = 0.029 \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

$$l_{\text{espira}} := 5.28 \text{cm}$$

$$l_{\text{fio}} := N_e \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{\text{fio}} = 1.056 \text{m}$$

$$R_{\text{cc}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_e}{n_{\text{cond}}}$$

$$R_{\text{cc}} = 0.023 \cdot \Omega$$

$$\Delta := \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \cdot \frac{d_w}{\delta_w} \cdot \sqrt{\eta_w}$$

$$\Delta = 0.306$$

$$F_r := \Delta \cdot \left[ \frac{e^{2 \cdot \Delta} - e^{-2 \cdot \Delta} + 2 \cdot \sin(2 \cdot \Delta)}{e^{2 \cdot \Delta} + e^{-2 \cdot \Delta} - 2 \cdot \cos(2 \cdot \Delta)} + \frac{2}{3} \cdot (N_{\text{cam}}^2 - 1) \cdot \frac{e^{\Delta} - e^{-\Delta} - 2 \cdot \sin(\Delta)}{e^{\Delta} + e^{-\Delta} + 2 \cdot \cos(\Delta)} \right]$$



$$F_r = 1.391$$

$$R_{ac} := F_r \cdot R_{cc}$$

$$R_{ac} = 0.033 \cdot \Omega$$

$$P_{cobre} := R_{ac} \cdot I_{ef}^2$$

$$P_{cobre} = 0.67 \cdot W$$

## 6.2 Perdas Magnéticas:

$$V_{nucleo} := 5.35 \text{ cm}^3$$

$$k := 4.23 \frac{W}{m^3}$$

$$\alpha := 1.36$$

$$\beta := 2.6$$

$$\Delta t_1 := \frac{1}{20000}$$

$$\Delta t_2 := \frac{1}{20000}$$

$$\Delta B := \frac{L_r \cdot \Delta I_{Lr}}{N_e \cdot A_e} \cdot \frac{1}{T}$$

$$\Delta B = 0.248$$

$$P_{nucleo} := k \cdot \left( \frac{f_s}{\text{Hz}} \right)^\alpha \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot \Delta B \right)^\beta \cdot V_{nucleo}$$

$$P_{nucleo} = 0.626 \cdot W$$

$$k_i := \frac{k}{(2 \cdot \pi)^{\alpha-1} \cdot 2^{\beta-\alpha} \cdot \int_0^{2\pi} (|\cos(\theta)|)^\alpha d\theta}$$

$$k_i = 0.255 \cdot \frac{W}{m^3}$$

$$P_v := \left( \frac{f_s}{\text{Hz}} \right) \cdot k_i \cdot (\Delta B)^{\beta-\alpha} \cdot \left[ \int_0^{\Delta t_1} \left( \frac{\Delta B}{\Delta t_1} \right)^\alpha dt + \int_0^{\Delta t_2} \left( \frac{\Delta B}{\Delta t_2} \right)^\alpha dt \right]$$

$$P_v = 110.001 \cdot \frac{\text{kW}}{m^3}$$

$$P_{nucleo} := P_v \cdot V_{nucleo}$$

$$P_{nucleo} = 0.589 \cdot W$$

## 6.3 Perdas Totais:

$$P_{totais} := P_{cobre} + P_{nucleo}$$

$$P_{totais} = 1.259 \cdot W$$

## 6.4 Resistência Térmica do Núcleo:

$$R_{t_{nucleo}} := 23 \cdot \frac{K}{W} \left( \frac{A_e A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37}$$

$$R_{t_{nucleo}} = 25.747 \cdot \frac{K}{W}$$

### 6.5 Elevação de Temperatura:

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}) R_{t_{\text{nucleo}}}$$

$$\Delta T = 32.41 \text{ K}$$

### 7. Possibilidade de Execução:

$$A_{w\_min} := \frac{N_e \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{cond}}}{k_w}$$

$$A_{w\_min} = 0.49 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Exec} := \frac{A_{w\_min}}{A_w}$$

$$\text{Exec} = 0.505$$

**APÊNDICE D - PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR *Tr***

## ESPECIFICAÇÕES E PROJETO

### 1. Especificações:

Potência Aparente	$S_{\text{trafo}} := 1.153 \text{ kW}$
Valor eficaz de corrente no primário	$I_{\text{prief}} := 4.53 \text{ A}$
Valor eficaz de corrente no secundário	$I_{\text{sec ef}} := 3.647 \text{ A}$
Valor eficaz de tensão no primário	$V_{\text{prief}} := 318.48 \text{ V}$
Relação de Transformação	$a := 0.80$
Fluxo de indução máximo	$B_{\text{max}} := 0.12 \text{ T}$
Densidade máxima de corrente	$J_{\text{max}} := 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Fator de utilização da área do núcleo	$k_w := 0.1$
Frequência de Comutação	$f_s := 100 \text{ kHz}$

### 2. Escolha do Núcleo:

$$A_e A_w := \frac{V_{\text{prief}} \cdot I_{\text{prief}}}{2 \cdot f_s \cdot B_{\text{max}} \cdot J_{\text{max}} \cdot k_w} \quad A_e A_w = 2.147 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo Escolhido: E55 3C95

$$A_e := 3.54 \text{ cm}^2$$

$$A_w := 2.8 \text{ cm}^2$$

$$l_c := 3.34 \text{ cm}$$

### 3. Cálculo do Número de Espiras:

$$N_{\text{pri}} := \text{ceil} \left( \frac{V_{\text{prief}}}{4 \cdot f_s \cdot B_{\text{max}} \cdot A_e} \right) \quad N_{\text{pri}} = 19$$

$$B_{\text{max}} := \frac{V_{\text{prief}}}{4 \cdot f_s \cdot N_{\text{pri}} \cdot A_e} \quad B_{\text{max}} = 0.118 \cdot \text{T}$$

$$N_{\text{sec}} := \text{ceil} \left( \frac{N_{\text{pri}}}{a} \right) \quad N_{\text{sec}} = 24$$

### 4. Cálculo da bitola do condutor:

$$T_{\text{max}} := 100$$

$$\eta_w := 0.8$$

$$\rho_T := 17.9 \cdot 10^{-9} \cdot [1 + 0.0039(T_{\text{max}} - 20)] \cdot \Omega \cdot \text{m}$$

$$\delta_w := \sqrt{\frac{\rho_T}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_s}}$$

$$\delta_w = 0.244 \cdot \text{mm}$$

Diâmetro do Fio:

$$D_{\text{fio}} := 2 \cdot \delta_w$$

$$D_{\text{fio}} = 0.049 \cdot \text{cm}$$

**O condutor escolhido é o 38AWG.**

$$d_w := 0.10 \text{mm}$$

$$d_{w\_iso} := 0.13 \text{mm}$$

$$S_{\text{fio}} := 0.000080 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{fioiso}} := 0.000130 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{cobrepri}} := \frac{I_{\text{prief}}}{J_{\text{max}}}$$

$$S_{\text{cobrepri}} = 0.011 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{condpri}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{cobrepri}}}{S_{\text{fio}}}\right)$$

$$n_{\text{condpri}} = 142$$

$$x := \text{ceil}\left(\frac{n_{\text{condpri}}}{22}\right)$$

$$x = 7$$

$$n_{\text{condpri}} := 22 \cdot x$$

$$n_{\text{condpri}} = 154$$

$$S_{\text{cobresec}} := \frac{I_{\text{secef}}}{J_{\text{max}}}$$

$$S_{\text{cobresec}} = 9.117 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{condsec}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{cobresec}}}{S_{\text{fio}}}\right)$$

$$n_{\text{condsec}} = 114$$

$$x := \text{ceil}\left(\frac{n_{\text{condsec}}}{22}\right)$$

$$x = 6$$

$$n_{\text{condsec}} := 22 \cdot x$$

$$n_{\text{condsec}} = 132$$

## 5. Cálculo das Perdas:

### 5.1 Perdas no Cobre:

$$N_{\text{cam}} := \frac{(N_{\text{pri}} \cdot n_{\text{condpri}} + N_{\text{sec}} \cdot n_{\text{condsec}}) \cdot d_{w\_iso}}{\eta_w \cdot l_c}$$

$$N_{\text{cam}} = 29.649$$

$$\rho_{\text{fio}} := \frac{\rho_T}{S_{\text{fio}}}$$

$$\rho_{\text{fio}} = 0.029 \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

$$l_{\text{espira}} := 11.6 \text{cm}$$

$$l_{fio\text{pri}} := N_{\text{pri}} \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{fio\text{pri}} = 2.204\text{m}$$

$$R_{\text{ccpri}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_{\text{pri}}}{n_{\text{condpri}}}$$

$$R_{\text{ccpri}} = 0.042 \cdot \Omega$$

$$l_{fio\text{sec}} := N_{\text{sec}} \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{fio\text{sec}} = 2.784\text{m}$$

$$R_{\text{ccsec}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_{\text{sec}}}{n_{\text{condsec}}}$$

$$R_{\text{ccsec}} = 0.062 \cdot \Omega$$

$$\Delta := \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \cdot \frac{d_w}{\delta_w} \cdot \sqrt{\eta_w}$$

$$\Delta = 0.306$$

$$F_r := \Delta \cdot \left[ \frac{e^{2 \cdot \Delta} - e^{-2 \cdot \Delta} + 2 \cdot \sin(2 \cdot \Delta)}{e^{2 \cdot \Delta} + e^{-2 \cdot \Delta} - 2 \cdot \cos(2 \cdot \Delta)} + \frac{2}{3} \cdot (N_{\text{cam}}^2 - 1) \cdot \frac{e^{\Delta} - e^{-\Delta} - 2 \cdot \sin(\Delta)}{e^{\Delta} + e^{-\Delta} + 2 \cdot \cos(\Delta)} \right]$$

$$F_r = 1.855$$

$$R_{\text{acpri}} := F_r \cdot R_{\text{ccpri}}$$

$$R_{\text{acpri}} = 0.078 \cdot \Omega$$

$$R_{\text{acsec}} := F_r \cdot R_{\text{ccsec}}$$

$$R_{\text{acsec}} = 0.115 \cdot \Omega$$

$$P_{\text{cobrepri}} := R_{\text{acpri}} \cdot I_{\text{prief}}^2$$

$$P_{\text{cobrepri}} = 1.6 \cdot \text{W}$$

$$P_{\text{cobresec}} := R_{\text{acsec}} \cdot I_{\text{secef}}^2$$

$$P_{\text{cobresec}} = 1.528 \cdot \text{W}$$

$$P_{\text{cobre}} := P_{\text{cobrepri}} + P_{\text{cobresec}}$$

$$P_{\text{cobre}} = 3.127 \cdot \text{W}$$

## 5.2 Perdas Magnéticas:

$$V_{\text{nucleo}} := 43.9\text{cm}^3$$

$$k := 0.041 \frac{\text{W}}{\text{m}^3}$$

$$\alpha := 1.7$$

$$\beta := 2.6$$

$$\Delta t_1 := \frac{1}{2 \cdot 100000}$$

$$\Delta t_2 := \frac{1}{2 \cdot 100000}$$

$$\Delta B := 2 \cdot B_{\text{max}} \cdot \frac{1}{T}$$

$$\Delta B = 0.237$$

$$P_{\text{nucleo}} := k \cdot \left(\frac{f_s}{\text{Hz}}\right)^\alpha \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \Delta B\right)^\beta \cdot V_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 3.778 \cdot \text{W}$$

$$k_i := \frac{k}{(2 \cdot \pi)^{\alpha-1} \cdot 2^{\beta-\alpha} \cdot \int_0^{2\pi} (|\cos(\theta)|)^\alpha d\theta}$$

$$k_i = 1.71 \times 10^{-3} \cdot \frac{\text{W}}{\text{m}^3}$$

$$P_v := \left( \frac{f_s}{\text{Hz}} \right) \cdot k_i \cdot (\Delta B)^{\beta-\alpha} \cdot \left[ \int_0^{\Delta t_1} \left( \frac{\Delta B}{\Delta t_1} \right)^\alpha dt + \int_0^{\Delta t_2} \left( \frac{\Delta B}{\Delta t_2} \right)^\alpha dt \right]$$

$$P_v = 74.224 \cdot \frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$$

$$P_{\text{nucleo}} := P_v \cdot V_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 3.258 \cdot \text{W}$$

### 5.3 Perdas Totais:

$$P_{\text{totais}} := P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{totais}} = 6.386 \cdot \text{W}$$

### 5.4 Resistência Térmica do Núcleo:

$$R_{t_{\text{nucleo}}} := 23 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}} \left( \frac{A_e A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37}$$

$$R_{t_{\text{nucleo}}} = 9.843 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

### 5.5 Elevação de Temperatura:

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}) R_{t_{\text{nucleo}}}$$

$$\Delta T = 62.85 \text{K}$$

### 6. Possibilidade de Execução:

$$A_{w_{\text{min}}} := \frac{N_{\text{pri}} \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{condpri}} + N_{\text{sec}} \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{condsec}}}{k_w}$$

$$A_{w_{\text{min}}} = 1.132 \cdot \text{cm}^2$$

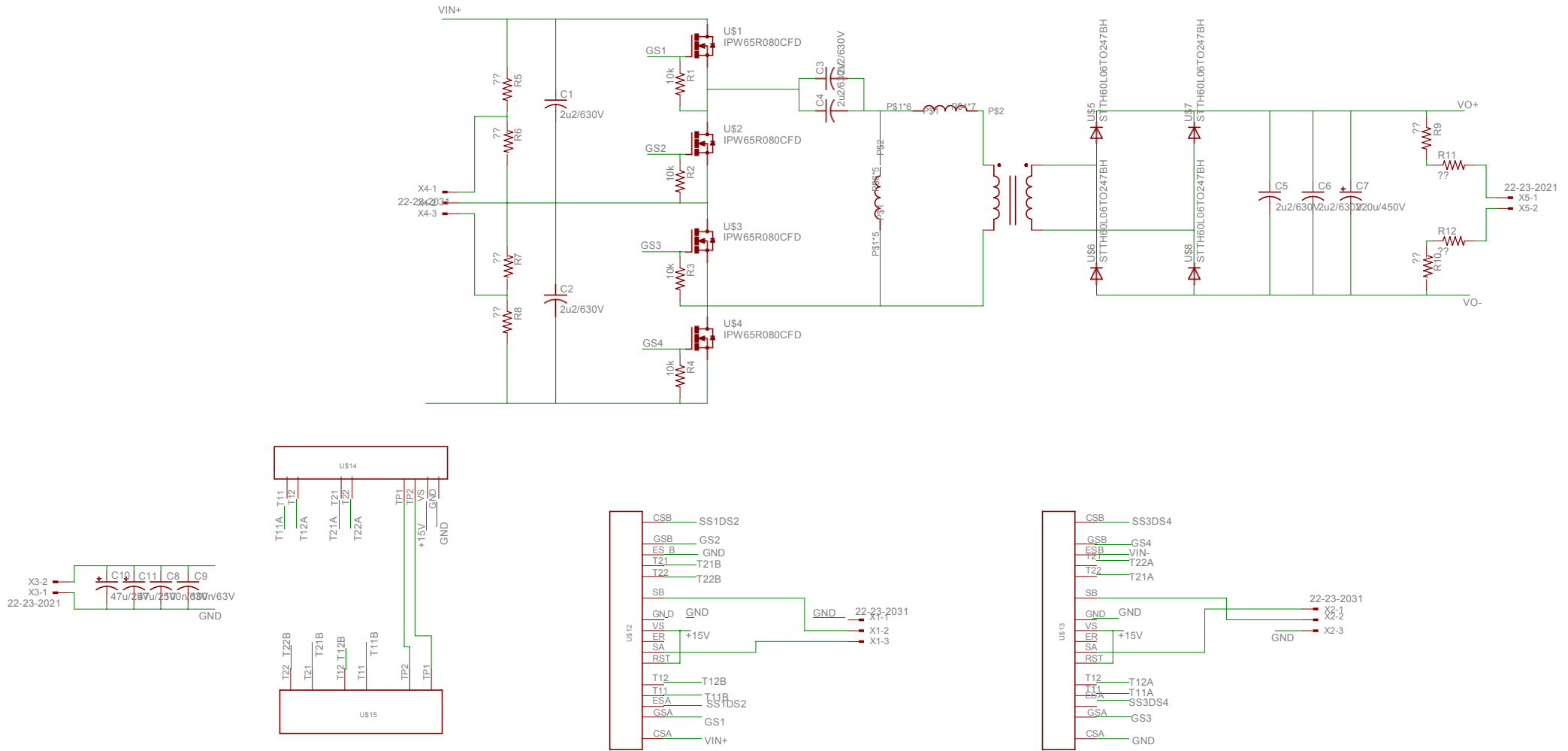
$$\text{Exec} := \frac{A_{w_{\text{min}}}}{A_w}$$

$$\text{Exec} = 0.404$$

**APÊNDICE E - ESQUEMA ELÉTRICO DO CONVERSOR HB-TL-ZVZCS-PWM**



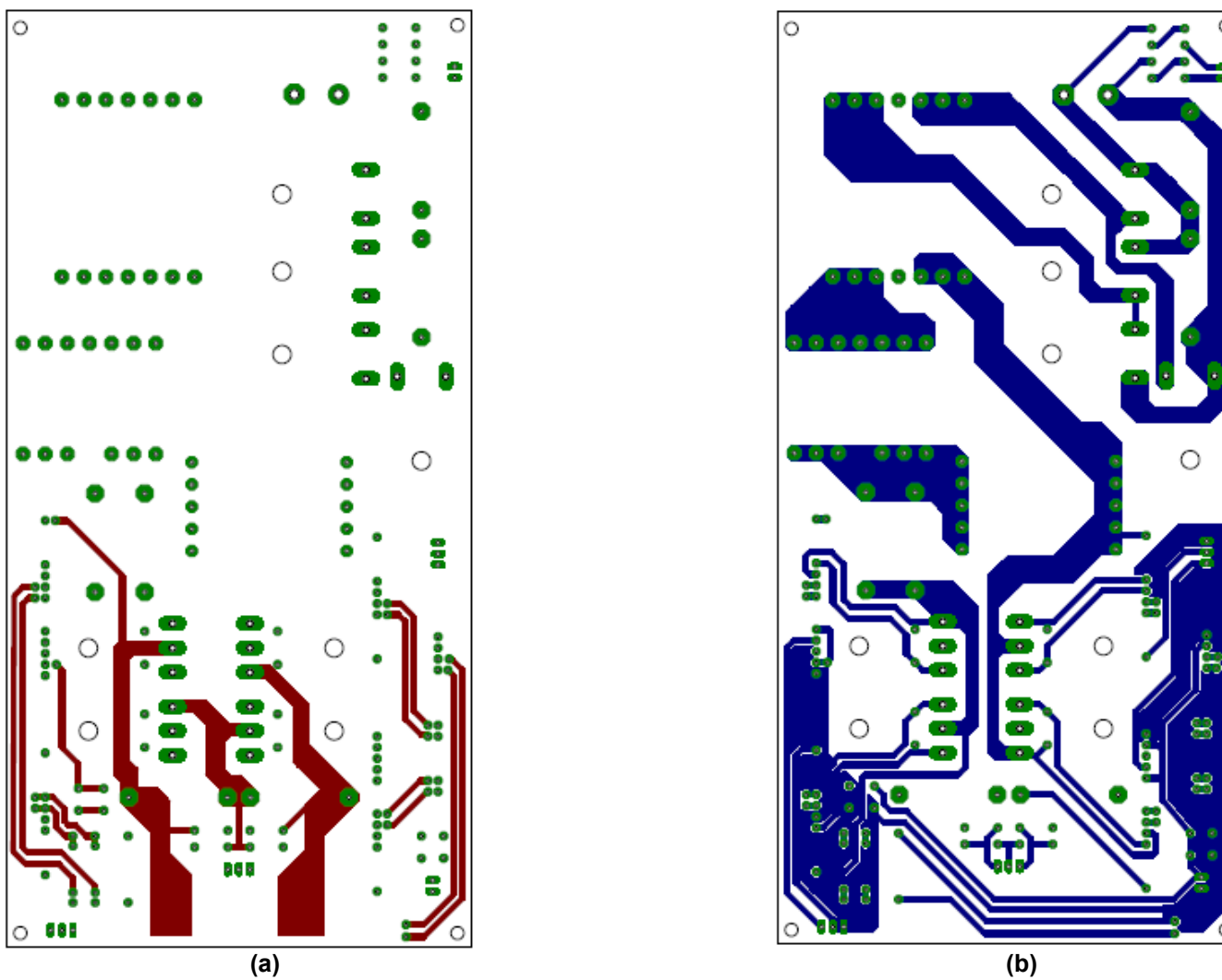
Figura A.1 – Esquema elétrico do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM



Fonte: Autoria própria (2022)

**APÊNDICE F - LAYOUT DO CONVERSOR HB-TL-ZVZCS-PWM**

Figura A.2 – *Layout* da placa do conversor HB-TL-ZVZCS-PWM: (a) parte superior e (b) parte inferior



Fonte: Autoria própria (2022)