

CONVERSOR CC-CC TIPO T ZVS PWM:
ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO

Delvanei G. Bandeira Jr.

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

Delvanei G. Bandeira Jr.

**CONVERTOR CC-CC TIPO T ZVS PWM:
ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO**

Florianópolis

2014

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

Delvanei G. Bandeira Jr.

**CONVERTOR CC-CC TIPO T ZVS PWM:
ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO**

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

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Co-orientador: Prof. Samir A. Mussa, Dr.

Florianópolis

2014

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

Gomes Bandeira Jr., Delvanei

Conversor CC-CC Tipo T ZVS PWM : Análise, Projeto e
Implementação / Delvanei Gomes Bandeira Jr. ; orientador,
Ivo Barbi ; coorientador, Samir Ahmad Mussa. -
Florianópolis, SC, 2014.

177 p.

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

Inclui referências

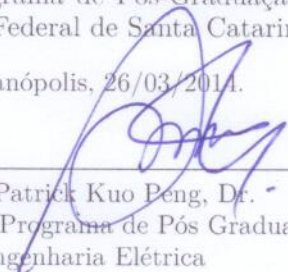
1. Engenharia Elétrica. 2. Conversores CC-CC. 3.
Comutação suave. 4. Fontes chaveadas. I. Barbi, Ivo. II.
Ahmad Mussa, Samir. III. Universidade Federal de Santa
Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
IV. Título.

Delvanei G. Bandeira Jr.

**CONVERSOR CC-CC TIPO T ZVS PWM:
ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 26/03/2014.



Prof. Patrick Kuo Peng, Dr.
Coordenador do Programa de Pós Graduação em
Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador



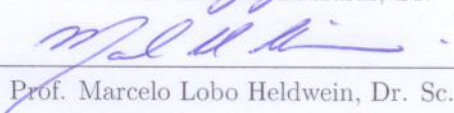
Prof. Samir A. Mussa, Dr.
Co-orientador



Prof. Sergio Vidal Garcia Oliveira, Dr.



Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.



Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. Sc.

*À minha mãe.
À minha família.
Ao trabalhador brasileiro.*

*The mind always fails first, not the body.
The secret is to make your mind work for
you and not against you.*

Arnold Schwarzenegger

AGRADECIMENTOS

Inicialmente, gostaria de agradecer ao professor Ivo Barbi pela orientação deste trabalho. Sua orientação clara e objetiva propicia um ambiente rico em conhecimento para a mente. Aproveito também para expressar minha gratidão pela sua vontade em compartilhar e transmitir os seus conhecimentos acerca da Eletrônica de Potência, sobretudo para o Brasil. É um exemplo de professor competente, com didática e comprometido com o seu trabalho.

Gostaria de agradecer professor Samir Ahmad Mussa pelas suas contribuições neste trabalho como co-orientador. Também aproveito para agradecer pelo esforço em produzir material acerca de controle digital para conversores, que beneficiou não só a mim, mas a outros colegas que tiveram contato.

Pelas contribuições e questionamentos que refinaram o conteúdo deste trabalho, agradeço aos membros da banca Sergio Vidal, Telles Brunelli, Marcelo Lobo Heldwein e Gierri Waltrich. Aos professores das disciplinas do programa de mestrado, Marcelo Lobo Heldwein, Denizar Cruz Martins, Ênio Valmor Kassick e Arnaldo José Perin, agradeço pela aulas e pelo tempo dispendido em tirar dúvidas fora do horário de aula. Também agradeço aos professores Ubirajara Franco Moreno e ao professor Eugenio de Bona Castelan Neto pelos ensinamentos e disponibilidade.

Agradeço aos professores da Universidade Católica de Pelotas Sérgio de Melo Almeida e Cláudio Manoel da Cunha Duarte pelos ensinamentos e pela oportunidade de ingressar no programa de mestrado. Aos professores Eduardo Costa, Cleiton da Gama Garcia, Welington de Aquino Neuman, Alvacir Alves Tavares, Carla ... pelos ensinamentos durante o curso de graduação em Engenharia Elétrica.

Aos colegas-irmãos Daniel Flores Cortez, Edevaldo Santos e Thiago Schiavon deixo meus sinceros agradecimentos pelos anos de amizade e lazer. Também agradeço aos colegas Francilon Lima Simões e Yuri Gayer pela amizade.

Aos colegas de mestrado Rodrigo Piontkewickz, Gabriel Macedo, Jefferson Zannotti, Rômulo Schweitzer, Rafael Faust, André Andretta e Rafael Eckstein expresso minha gratidão pelos momentos de lazer e também por me tolerar durante as guerras travadas nos estudos dos créditos do mestrado. Não estava fácil para ninguém, eu diria. Também presto meus agradecimentos ao colega de mestrado Marcos José

Jacoboski pelo convívio, e pela troca de conhecimento nos esportes, sobretudo nas artes marciais.

Agradeço aos colegas do laboratório Adriano Ruseler, Alan Dorneles, Rodrigo Souza, Gean Gacques Maia de Souza, Levy Ferreira, Gierri Waltrich, Pedro André Bezerra, Odair José Custódio, Walbermark M. Dos Santos, André Fuerback, Bruno Dupzack, Jackson Lago, Franciéli Lima de Sá, Roberto Francisco Coelho, Tiago Kommers Jappe, Daniel Collier e Eduardo Valmir de Souza pelo convívio e pela troca de conhecimento.

Agradeço aos colegas Vinicius Neto Trucco e Lucas Stefano de Souza Pelegrino pela oportunidade de estudar conversores CC-CC e também pelo convívio. Agradeço aos colegas, André de Bastiani Lange e Bruno Nora pelos boliches, pelos comentários técnicos e pelo lazer. Ao colega Márcio Silveira Ortmann agradeço a oportunidade de aprender sobre pesquisa e também expresso minha gratidão pelo esforço que tem feito pelo INEP, em consertar equipamentos e fornecer tutoriais sobre o uso de equipamentos envolvidos durante os ensaios.

Agradeço aos amigos Eulálio Noguez Lopes Jr., Felipe Mazzei, Vinicius Nunes Centeno, Marcos Saalfeld Bartz, Matheus Saalfeld Bartz, João Pouey pelos anos de amizade, pelo apoio e pela consideração acerca da minha indisponibilidade ao longo desses anos. Agradeço também aos amigos Augusto Saalfeld, Roni Bartz e familiares pela amizade e companhia durante as datas comemorativas.

Agradeço aos amigos Geremias Machado, Lucas Machado, Lúcio Sônego e Rodrigo Macedo da Silva por todos esses anos de amizade e pelas boas lembranças da infância. Agradeço aos colegas Anderson Madruga dos Santos, Vinicius "Tauba" Maciel, Jerônimo Medina Madruga e Marcos "Inorac" Guerreiro pelos churrascos, convívência, futebol e parceria ao longo da vida.

Agradeço aos amigos Gisele "Gikka" Vargas, Daniel Furtado e demais familiares por todo o apoio, disponibilidade e momentos felizes que vivemos até hoje.

Agradeço aos funcionários da área técnica do INEP Luiz Antônio Luiz S. Pacheco e ao Luiz Marcellus Coelho pela dedicação, comprometimento, paciência durante nossa convivência.

Agradeço a todas as pessoas que, de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho. Desejo a todos sucesso nas suas carreiras.

RESUMO

Neste trabalho é apresentado o estudo de um conversor CC-CC isolado com comutação suave, saída em corrente, para aplicações que envolve altas potências (≤ 20 kW), com nome *T-Type Zero Voltage Switching Pulse Width Modulated DC-DC converter* (TT-ZVS-PWM). O conversor a ser estudado possui quatro interruptores. Dois deles são submetidos à tensão de entrada, e os outros dois são submetidos à metade dessa tensão. Os interruptores do lado primário comutam sob tensão nula. O conversor proposto possui as seguintes semelhanças com os conversores *Full Bridge Zero Voltage Switching* (FB-ZVS-PWM) e *Three Level Zero Voltage Switching* (TL-ZVS-PWM): (a) operação simétrica (b) modulação por largura de pulso com frequência constante (c) comutação sob tensão nula e (d) tensão de saída do conversor com três níveis, a ser aplicada nos terminais do enrolamento primário do transformador. O trabalho é estruturado em análise teórica, análise do modelo de pequenos sinais do conversor e metodologia para projeto do conversor. Um protótipo com 3 kW, 400 V de entrada, 60 V de saída e frequência de comutação de 50 kHz comprova a análise desenvolvida. O rendimento obtido no protótipo foi de 93% para carga nominal e teve um valor de pico de 95,2% para 1,2 kW.

Palavras-chave: Conversor CC-CC isolado, T-Type, Zero Voltage Switching.

ABSTRACT

This work presents the analysis of the T-Type Zero Voltage Switching Pulse Width Modulated isolated DC-DC converter (TT-ZVS-PWM Converter). The topology is composed of four switches. Two of them are subjected to the input voltage level and the other two to half the input voltage. All primary side switches commute under zero-voltage. The proposed converter has the following in common with the Full Bridge Zero-Voltage Switching (FB-ZVS-PWM) and the Three-Level Zero-Voltage Switching (TL-ZVS-PWM) converters: (a) symmetrical operation of the isolation transformer, (b) modulation by pulse-width with constant frequency, (c) zero voltage switching, and (d) three-level voltage applied to the primary winding of the transformer. Theoretical analysis, small signal model, design example and experimental results for a 3 kW, 400 VDC input, 60 VDC output, and 50 kHz switching frequency laboratory prototype, are included. Measured efficiency was 93% at full load and a peak efficiency of 95.2% occurred at 1.2 kW.

Keywords: isolated DC-DC converter, T-Type, Zero Voltage Switching.

LISTA DE FIGURAS

1.1	Exemplo de rede CC para fontes de telecomunicações.	31
1.2	Conversor CC-CC isolado FB-ZVS-PWM.	32
1.3	Conversor CC-CC isolado TL-ZVS-PWM.	33
1.4	Conversor CC-CC isolado HB-ZVS-PWM.	34
1.5	Conversor CC-CC isolado HB-ZVS-PWM com conexão série.	34
1.6	Conversor CC-CC isolado HB-ZVS-PWM assimétrico. . .	35
1.7	Conversor CC-CC isolado, simétrico, com três níveis de tensão.	35
2.1	Conversor CC-CC isolado T-Type 3 níveis (a) Topologia; (b) possíveis implementações para os interruptores S_1 e S_2 (c) e (d) possíveis implementações para o interruptor bidirecional.	40
2.1	Estados topológicos do conversor TT-ZVS-PWM para $t_0 \leq t \leq T_s/2$	41
2.2	Principais formas de onda para o conversor TT-ZVS- PWM.	42
2.3	Estados topológicos do conversor TT-ZVS-PWM para $T_s/2 \leq t \leq (T_s/2 + t_0)$	44
2.4	Característica de saída do conversor TT-ZVS-PWM como função da corrente de saída parametrizada, para diferentes valores de razão cíclica.	45
2.5	Estados topológicos durante a comutação de S_1S_4 (a) Bloqueio de S_1 (b) Descarga do capacitor C_{r4} (c) En- trada em condução com ZVS do interruptor S_3	48
2.6	Principais formas de onda para a comutação não crítica .	49
2.7	Estados topológicos e circuito equivalente para comuta- ção entre S_3 - D_2 : (a) bloqueio de S_2 , (b) Estado topo- lógico equivalente, (c)Circuito equivalente e (d) entrada em condução do diodo D_2	50
2.8	Principais formas de onda ideais para comutação de S_3 - S_2 . 51	51
2.9	Plano de fase que descreve a comutação de S_3 - S_2 : (a) Ressonância entre C_r e L_r , (b)entrada em condução do diodo D_2 e (c) entrada em condução com tensão nula do interruptor S_2	51
2.10	Formas de onda ideais em um capacitor de barramento: (a) Tensão, (b) Corrente.	53

2.11	Corrente eficaz normalizada em um capacitor de barramento, para diferentes valores de razão cíclica.	54
2.12	Corrente eficaz nos interruptores $S_{1,2}$ parametrizada, em função da razão cíclica e perda de razão cíclica.	55
2.13	Corrente eficaz nos interruptores $S_{3,4}$ parametrizada, em função da razão cíclica e perda de razão cíclica.	56
2.14	Corrente média nos diodos $D_{1,2}$ parametrizada, em função da perda de razão cíclica.	57
2.15	Corrente eficaz nos diodos $D_{1,2}$ parametrizada, em função da razão cíclica e perda de razão cíclica.	58
2.16	Corrente no primário parametrizada, em função da perda de razão cíclica.	59
2.17	Corrente eficaz nos diodos retificadores parametrizada, em função da perda de razão cíclica.	60
2.18	Circuito ideal para simulação do conversor TT-ZVS-PWM.	62
2.19	Principais formas de onda para o conversor TT-ZVS-PWM.	63
2.20	Formas de onda das comutações dos interruptores para 100% da carga nominal: (a)-(d) comutação não crítica, (e)-(h) comutação crítica.	64
2.21	Formas de onda das comutações dos interruptores para 20% da carga nominal: (a)-(d) comutação não crítica, (e)-(h) comutação crítica.	65
2.22	(a) Outra realização para o capacitor de comutação dos interruptores auxiliares, (b) corrente no capacitor durante as comutações e (c) tensão no capacitor.	65
3.1	Exemplo de interpolação da curva tensão versus corrente do diodo intrínseco do interruptor IPW65R080CFD.	76
3.2	Distribuição das perdas previstas no conversor Tipo T ZVS PWM: (a) Perdas no conversor e (b) perdas nos interruptores.	84
4.1	Diagrama do estágio de potência do protótipo do conversor Tipo T ZVS PWM.	88
4.2	Fotos do protótipo do conversor Tipo T ZVS PWM: (a) Vista em perspectiva; (b) Vista superior.	89
4.3	Circuito utilizado para simulação do conversor Tipo T ZVS PWM.	91

4.4	Tensão v_{ab} , corrente i_{Lr} e tensão de comando v_{g1} : (a) simulado; (b) experimental, v_{g1} (20V/div), v_{ab} (200 V/div), i_{Lr} (10 A/div). Escala de tempo: 5 μ sec/div.	93
4.5	Tensão no interruptor v_{S1} , tensão de comando v_{g1} tensão de comando v_{g4} para 100% de carga: (a) simulado; (b) experimental, v_{S1} (200V/div), v_{g1} e v_{g4} (20 V/div). Escala de tempo: 2 μ s/div.	94
4.6	Tensão no interruptor v_{S1} , tensão de comando v_{g1} tensão de comando v_{g4} , para 23% de carga: (a) simulado; (b) experimental, v_{S1} (100V/div), v_{g1} e v_{g4} (20 V/div). Escala de tempo: 2 μ s/div.	95
4.7	Tensão no interruptor v_{S3} , tensão de comando v_{g3} tensão de comando v_{g2} , para 100% de carga: (a) simulado; (b) experimental, (v_{S3} (100V/div), v_{g3} e v_{g2} (20 V/div). Escala de tempo: 2 μ s/div.	96
4.8	Tensão v_{S3} , tensão de comando v_{g3} tensão de comando v_{g2} , para 23% de carga: (a) simulado; (b) experimental, (v_{S3} (100V/div), v_{g3} e v_{g2} (20 V/div). Escala de tempo: 2 μ s/div.	97
4.9	Resultados experimentais: (a) Tensão no diodo retificador v_{Dr1} (100 V/div), tensão no diodo retificador v_{Dr2} (100 V/div), tensão na carga v_o (100 V/div);(b) tensão no interruptor v_{S1} (20 V/div), tensão no interruptor v_{S2} (200 V/div) e tensão no interruptor v_{S4} (100 V/div). Escala de tempo: 4 μ s/div.	98
4.10	Curvas experimentais para o conversor Tipo T ZVS PWM: (a) Característica de saída, para diferentes valores de razão cíclica; (b) Curva de rendimento.	99
A.1	Diagrama com os principais periféricos utilizados do DSP.	112
A.2	Concepção do modulador digital para S_1 e S_2	113
A.3	Concepção do modulador digital para S_3 e S_4	113
A.4	Interrupções para amostragem.	114
A.5	Bloco correspondente ao modulador PWM.	115
A.6	Medição e condicionamento da tensão de saída.	115
B.1	Diagrama de blocos para controle da tensão de saída do conversor TT-ZVS-PWM.	117
B.2	Estados topológicos do conversor TT-ZVS-PWM, representados em (a)-(d). Em (e) as principais formas de onda.	119

B.3	Modelos de pequenos sinais do conversor Buck: (a)Com fontes controladas, (b) modelo final.	122
B.4	Perturbações na razão cíclica efetiva: (a) devido à tensão de entrada e (b) devido à corrente de carga.	124
B.5	Modelo de pequeno sinais do conversor FB-ZVS-PWM, adaptado para o conversor TT-ZVS-PWM.	125
B.6	Diagramas de bode para a função de transferência de laço aberto: (a) Diagrama de magnitude, (b) diagrama de fase.	127
B.7	Validação do modelo de pequenos sinais que relaciona a tensão na carga com a tensão de controle.	128
B.8	Diagramas de bode para a função de transferência de do compensador calculado: (a) Diagrama de magnitude, (b) diagrama de fase.	129
B.9	Diagramas de bode para a função de transferência de laço aberto compensada: (a) Diagrama de magnitude, (b) diagrama de fase.	129
B.10	Degrau de 50 % de carga : (a) Tensão de saída e (b) Tensão de controle.....	131
D.1	Dimensões do núcleo EE.....	139

LISTA DE TABELAS

2.1	Especificações para simulação	61
2.2	Sumário dos esforços de corrente.	66
3.1	Especificações de projeto	67
3.2	Capacitores de comutação e tempo morto máximo associado.	68
3.3	Dados do transformador construído.	71
3.4	Dados do indutor ressonante construído.	71
3.5	Dados do indutor do filtro de saída construído.	71
3.6	Principais características do capacitor EPCOS B43504A9477M0	72
3.7	Principais características do capacitor EPCOS B32776E8206K	73
3.8	Principais características do interruptor IPW65R080CFD	74
3.9	Principais características do interruptor FDA24N40F . . .	77
3.10	Principais características do diodo Schottky STPS60SM200CW	79
3.11	Principais características do diodo ultra rápido MUR 220	79
3.12	Perdas de energia nos semicondutores	80
3.13	Características térmicas dos semicondutores empregados no projeto.	80
4.1	Lista de componentes do protótipo do conversor Tipo T ZVS PWM	88
A.1	Características do DSP TMS320F28069	111
B.1	Parâmetros do conversor TT-ZVS-PWM, do filtro H(s) e do modulador PWM.	127
D.1	Especificações	142
D.2	Características do Núcleo THORNTON NEE-65/33/39 .	143
D.3	Principais características do condutor AWG 23	145

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente contínua.
FB	<i>Full Bridge</i> / Ponte Completa.
HB	<i>Half Bridge</i> / Meia Ponte.
IGBT	<i>Insulated gate bipolar transistor</i> .
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i> .
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> / Modulação por largura de pulso.
RB-IGBT	<i>Reverse Blocking IGBT</i> /IGBT com bloqueio inverso.
RCD	<i>resistor-capacitor-diode</i> .
RSE	Resistência equivalente em série.
TL	<i>Three level</i> / Três níveis.
TT	<i>T-Type</i> / Tipo T.
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> .

LISTA DE SÍMBOLOS

$\Delta\phi$	Variação do fluxo magnético
ΔB	Variação da densidade de fluxo magnético
ΔI_{Lfmax}	Ondulação máxima da corrente de saída
Δ_{peli}	Diâmetro do condutor considerando efeito pelicular
ΔT	Elevação de temperatura
η	Rendimento do conversor
μ_o	Permeabilidade do ar
$A_{cuprimario}$	Área de cobre do condutor no enrolamento primário do transformador
A_{cusec}	Área de cobre do condutor no enrolamento secundário do transformador
$A_{efprimario}$	Área efetiva do enrolamento primário do transformador
A_{efsec}	Área efetiva do enrolamento secundário do transformador
A_e	Área da perna do núcleo magnético
A_s	Área de superfície do núcleo magnético
A_w	Área da janela do núcleo magnético
at_x	Atrasos do modulador digital
$C(s)$	Modelo de pequenos sinais de um controlador qualquer
C_b	Capacitância do barramento CC
C_f	Capacitância do filtro de saída
C_{gr}	Capacitância do circuito grampeador
C_r	Capacitância de auxílio à comutação
d	Razão cíclica instantânea
D	Razão cíclica
D_{ef}	Razão cíclica efetiva
f_c	Frequência de corte
f_a	Frequência de amostragem
f_{clock}	Frequência do clock do processador de sinais
$Fator_{exec}$	Fator de execução do transformador
$FTLA(s)$	Função de transferência de laço aberto
$G_{PWM}(s)$	Modelo de pequenos sinais do modulador digital
$G_{v_o}(s)$	Modelo de pequenos sinais que relaciona a tensão de saída com a tensão de controle do modulador

$G_{vd}(s)$	Modelo de pequenos sinais que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica
$I_{AC,100Hz}$	Valor eficaz da corrente em um capacitor eletrolítico
i_{Cb}	Valor instantâneo da corrente em um capacitor de barramento
I_{Cbef}	Valor eficaz da corrente em um capacitor do barramento CC
$\overline{I_{Cbef}}$	Valor eficaz da corrente parametrizada em um capacitor do barramento CC
i_{Cf}	Valor instantâneo da corrente no capacitor do filtro de saída
i_d	Valor instantâneo da corrente instantânea em um diodo
$\overline{I_{D_{x,y,med}}}$	Valor médio da corrente em um diodo
$\overline{I_{D_{x,y,med}}}$	Valor médio da corrente parametrizada em um diodo
$\overline{I_{Dretmed}}$	Valor médio da corrente em um diodo retificador
$\overline{I_{Dret}}$	Valor médio da corrente parametrizada em um diodo retificador
i_e	Valor instantâneo da corrente na fonte de entrada do conversor
i_{Lr}	Valor instantâneo da corrente no indutor ressonante
\hat{i}_{Lrp}	Valor de pico da corrente no indutor ressonante
$\overline{\hat{i}_{Lr}}(t)$	Valor da corrente no indutor ressonante parametrizada
$\langle \hat{i}_x \rangle_{T_s}$	Valor médio quase instantâneo de uma corrente elétrica, para um período de comutação
I_{\min}	Valor mínimo da corrente na carga para obter comutação suave
$I'_{o(on)}$	Corrente elétrica no instante da comutação em um interruptor
I_o	Corrente de carga
I_{pref}	Valor eficaz da corrente no enrolamento primário do transformador
I_{secef}	Valor eficaz da corrente no enrolamento secundário do transformador
$\overline{I_{S_{x,y,ef}}}$	Valor eficaz da corrente em um interruptor
$\overline{I_{S_{x,y,ef}}}$	Valor eficaz da corrente parametrizada em um interruptor
$\overline{I_{S_{x,y,med}}}$	Valor médio da corrente em um interruptor

J	Densidade de corrente
J_{max}	Densidade de corrente máxima
K_2	Ganho do amplificador operacional na configuração inversor
K_{div}	Ganho do divisor resistivo
K_i	Ganho do controlador PI
K_p	Fator de utilização do primário
K_w	Fator de utilização da janela do núcleo
L_{dp}	Indutância de dispersão vista do enrolamento primário do transformador
l_{gap}	Comprimento do entreferro
L_{mag}	Indutância magnetizante do transformador
L_r	Indutor ressonante
MF	Margem de fase
MLT	Comprimento médio de uma espira
n	Relação de transformação do transformador
N_{esp}	Número de espiras
n_{fpr}	Número de fios no enrolamento primário do transformador
n_{fsec}	Número de fios no enrolamento secundário do transformador
N_p	Número de espiras no enrolamento primário do transformador
N_s	Número de espiras no enrolamento secundário do transformador
N_t	Número de espiras no enrolamento terciário do transformador
$P_{cond_{S_{x,y}}}$	Perdas por condução em um semicondutor
$P_{comut_{S_{x,y}}}$	Perdas por comutação em um semicondutor
P_{cu}	Perdas no cobre de um enrolamento qualquer
$P_{D_{x,y}}$	Perdas em um diodo
$P_{D_{ret}}$	Perdas totais em um diodo retificador
P_{in}	Potência de entrada do conversor
P_{L_f}	Perdas totais no indutor do filtro de saída
P_{L_r}	Perdas totais no indutor ressonante
P_{loss}	Perda de energia genérica
P_{mag}	Perdas magnéticas
P_{min}	Potência mínima de saída para qual obtém-se comutação suave

P_o	Potência de saída do conversor
$P_{total_{x,y}}$	Perdas totais em um interruptor
P_{Tr}	Perdas totais no transformador
q	Ganho estático do conversor
$R_{ccprimario}$	Resistência CC no enrolamento primário do transformador
R_{ccsec}	Resistência CC no enrolamento secundário do transformador
R_d	Resistência não dissipativa
R_{gr}	Resistência do grampeador
R_{se}	Resistência intrínseca de um capacitor qualquer
$R_{thda_{total}}$	Resistência térmica dissipador ambiente do conjunto
$R_{th_{jc}}$	Resistência térmica junção-cápsula de um semicondutor
$R_{th_{cd}}$	Resistência térmica cápsula-dissipador de um semicondutor
$v_{\bar{C}r}(t)$	Tensão no capacitor parasita parametrizada
v_{Lf}	Tensão em um indutor do filtro de saída
V_p	Tensão de pico da portadora
V_{ref}	Tensão de referência do controle da tensão de saída
\hat{x}	Perturbação de uma grandeza qualquer x
T_a	Período de amostragem
T_c	Temperatura da cápsula de um semicondutor
T_d	Temperatura do dissipador
t_{dmax}	Tempo morto máximo
t_f	Tempo de descida da tensão (ou corrente) em um interruptor
$T_{jmax_{S_{x,y}}}$	Temperatura máxima de junção de um semicondutor
T_j	Temperatura de junção de um semicondutor
t_r	Tempo de subida da tensão (ou corrente) em um interruptor
$V_{ds(off)}$	Tensão em um interruptor no instante da comutação
v_d	Tensão instantânea em um diodo
$V_{Dret-rrm}$	Tensão de ruptura em um diodo retificador
V_e	Volume do núcleo magnético
V_o	Tensão de saída do conversor
V_{reset}	Tensão de reset do gatedriver
ω_{zi}	Frequência angular do zero do controlador PI

ω	Frequência angular da ressonância durante a comutação crítica
Z	Impedância natural do circuito ressonante

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	31
1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	31
1.2 PROPOSTA DE TOPOLOGIA	35
1.3 OBJETIVO E CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO	36
1.4 CONCLUSÃO	37
2 CONVERSOR CC-CC TIPO T ZVS PWM	39
2.1 INTRODUÇÃO AO CONVERSOR	39
2.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO	39
2.3 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA	43
2.4 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO	46
2.4.1 Comutação não crítica	47
2.4.2 Comutação crítica	48
2.5 ANÁLISE DE ESFORÇOS	52
2.5.1 Esforços nos capacitores de barramento	52
2.5.2 Esforços nos interruptores principais	54
2.5.3 Esforços nos interruptores auxiliares	55
2.5.4 Esforços nos diodos principais	56
2.5.5 Esforços nos diodos auxiliares	58
2.5.6 Valor eficaz da corrente no enrolamento primário do transformador	58
2.5.7 Esforços no retificador de saída	59
2.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	61
2.7 CONCLUSÕES	66
3 PROJETO DO CONVERSOR CC-CC TIPO T ZVS PWM	67
3.1 INTRODUÇÃO	67
3.2 PARÂMETROS PARA PROJETO DOS COMPONENTES	67
3.3 DIMENSIONAMENTO DOS DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS	70
3.4 PROJETO DOS CAPACITORES DE BARRAMENTO	71
3.5 INTERRUPTORES PRINCIPAIS	73
3.6 INTERRUPTORES AUXILIARES	76
3.7 DIODOS RETIFICADORES DE SAÍDA	78
3.8 ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA	79
3.9 COMANDO DOS INTERRUPTORES	82
3.10 CAPACITOR DO FILTRO DE SAÍDA	83
3.11 DISTRIBUIÇÃO DE PERDAS	83

3.12 CONCLUSÃO	84
4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	87
4.1 INTRODUÇÃO	87
4.2 PROTÓTIPO DO CONVERSOR TIPO T ZVS PWM	87
4.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	91
4.3.1 Principais formas de onda	91
4.3.2 Característica externa e rendimento	99
4.4 CONCLUSÕES	100
5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	101
Apêndice A – ASPECTOS DA IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL	111
A.1 IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL	111
A.2 IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DO MODULADOR	111
A.3 AMOSTRAGEM	114
A.4 LEITURA E CONDICIONAMENTO DA TENSÃO DE SAÍDA	115
A.4.1 Sensor para a Tensão de saída	115
Referências bibliográficas	111
Apêndice B – Modelagem e controle	117
B.1 INTRODUÇÃO	117
B.2 MODELO DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR TIPO T ZVS PWM	118
B.3 CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA POR VALORES MÉDIOS	125
B.4 PROJETO DE COMPENSADOR PARA TENSÃO DE SAÍDA	127
B.4.1 Discretização do compensador	128
Apêndice C – ESQUEMÁTICOS DO PROTÓTIPO ..	133
Apêndice D – PROJETO DO TRANSFORMADOR .	139
D.1 PROJETO DO TRANSFORMADOR	139
D.1.1 Escolha do núcleo	139
D.1.2 Número de espiras	143
D.1.3 Escolha do condutor	144
D.1.4 Perdas do transformador	146
Apêndice E – PROJETO DOS INDUTORES	149
E.1 PLANILHA PARA PROJETO DO INDUTOR RESSONANTE	149
E.2 PLANILHA PARA PROJETO DO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA	166

1 INTRODUÇÃO

O uso de redes com corrente contínua(CC) para interligar sistemas de distribuição de energia, que trabalham com tensões de 260 a 400 V, é crescente nos últimos anos [1]. Estes sistemas recebem energia em corrente alternada, a qual passa por um processo de retificação e processamento de energia, para adequar os níveis de tensão à carga, que podem ser fontes de telecomunicações, equipamentos médicos, veículos elétricos, iluminação, entre outros. Em centrais de telecomunicações, as redes de distribuição CC incorporam os sistemas de geração distribuída, tais como geradores a diesel, painéis fotovoltaicos e uso de energia eólica.

A título de exemplo, uma rede CC utilizada em uma central de telecomunicações é ilustrada pelo diagrama da Figura 1.1 [2]. Inicialmente concebida em 2004, seu papel consistiu em demonstrar o funcionamento de uma rede de distribuição CC, composta por baterias, painéis solares e a rede elétrica, a qual faz parte de uma micrede, conhecida como SENDAI MICROGRID [3]. Seu desafio foi fornecer energia ininterrupta para universidades, hospitais e laboratórios. Na Figura 1.1 é possível identificar a necessidade de conversores CC-CC isolados, que forneça isolamento galvânica entre a rede e a carga. Dentro deste contexto, uma nova proposta de conversor CC-CC é apresentada neste trabalho, e discutida com as topologias existentes.

1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Um dos conversores mais empregados e citados pela literatura é o conversor Ponte completa com comutação sob tensão nula e modulação

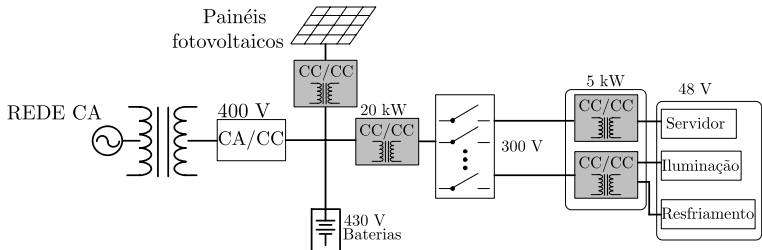


Figura 1.1: Exemplo de rede CC para fontes de telecomunicações.

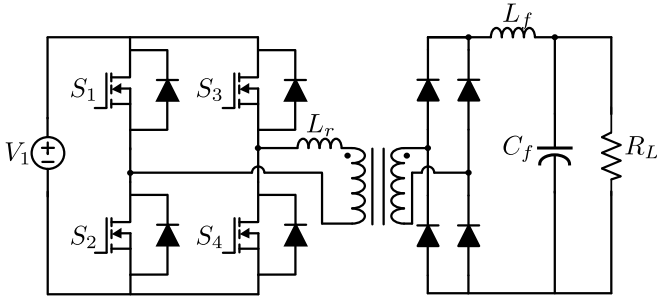


Figura 1.2: Conversor CC-CC isolado FB-ZVS-PWM.

por largura de pulso (*Full Bridge Zero Voltage Switching Pulse Width Modulated* ou FB-ZVS-PWM) com aplicações na faixa de kilowatts [4–11].

Inicialmente proposto por [12], este conversor apresenta como vantagens a comutação suave nos interruptores do lado primário do transformador, aproveita a indutância de dispersão do transformador para realizar a comutação suave, frequência de comutação constante e seu ganho estático é linear, o que facilita o controle desta topologia. O conversor FB-ZVS-PWM é ilustrado na Figura 1.2. Exemplos de aplicações desse conversor em fontes de telecomunicações foram registrados em [11] [13], onde ele demonstrou um rendimento elevado devido às baixas perdas em condução e perdas por comutação desprezíveis. Estas características tão atraentes justificam a popularidade do conversor FB-ZVS-PWM. O conversor FB-ZVS-PWM possui desvantagens, a saber: circulação de corrente pelo conversor durante uma parcela considerável de tempo, comutação suave é perdida para baixa carga, esforços de tensão nos interruptores, entre outros. Sendo motivaram novas pesquisas com foco neste conversor. Para aplicação em alta tensão, os interruptores do conversor são submetidos à tensão de barramento.

Não obstante, pesquisas voltadas para conversores com as mesmas características do conversor FB-ZVS-PWM com redução nos esforços de tensão foram conduzidas. O conversor Três níveis com comutação suave e modulação com largura de pulso (*Three Level Zero Voltage Switching Pulse Width Modulated* ou TL-ZVS-PWM) ilustrado na Figura 1.3, foi concebido para reduzir os esforços de tensão sobre os interruptores, mas preservando as características fundamentais do conversor FB-ZVS-PWM [14, 15].

Outro conversor CC-CC isolado popular é o conversor Meia ponte com comutação sob tensão nula modulado com largura de pulso (*Half Bridge Zero Voltage Switching Pulse Width Modulating* ou HB-ZVS-PWM) apresentado na Figura 1.4. O conversor foi proposto por [16] e economiza dois interruptores, com comando PWM assimétrico permite obter comutação suave nos interruptores, além de aplicar ao enrolamento primário do transformador uma tensão de dois níveis. Embora o conversor HB-ZVS-PWM assimétrico possa operar com comutação sob tensão nula, sua assimetria não contribui para a distribuição uniforme das perdas. Uma assimetria no primário produz uma componente contínua de fluxo magnético, a qual pode provocar a saturação do núcleo. Suas desvantagens motivaram novas pesquisas com o objetivo de aproveitar a topologia, que é atraente e possui baixo custo em comparação aos conversores citados.

Em [17] foram utilizados dois conversores Meia Ponte com conexão série com o intuito de produzir uma topologia que divide pela metade os esforços de tensão sobre os interruptores, tal topologia é ilustrada na Figura 1.5. A topologia proposta por [17] soluciona o problema para aplicações em alta tensão. No entanto, o circuito é complexo, e possui número significativo de componentes passivos e semicondutores.

Com o intuito de resolver o problema referente à componente média de fluxo magnético no enrolamento primário do transformador, foi apresentado por [18] uma modificação do conversor Meia Ponte assimétrico, mostrada na Figura 1.6. A modificação proposta anula a componente média de fluxo magnético, independente da carga. Ou-

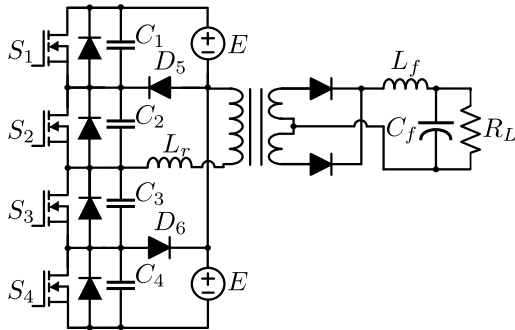


Figura 1.3: Conversor CC-CC isolado TL-ZVS-PWM.

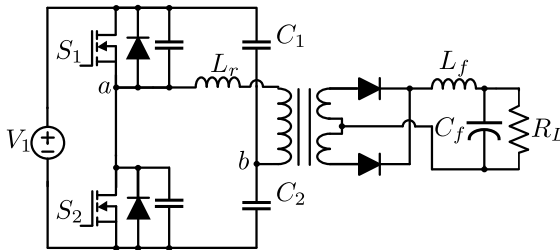


Figura 1.4: Conversor CC-CC isolado HB-ZVS-PWM.

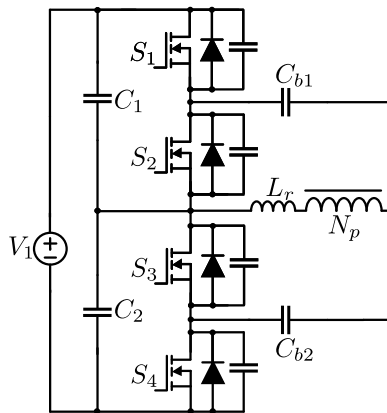


Figura 1.5: Conversor CC-CC isolado HB-ZVS-PWM com conexão série.

tra vantagem foi obtida em permitir que apenas um diodo retificador de saída tenha sua sobretensão dependente da carga. No conversor HB-ZVS-PWM assimétrico os dois diodos retificadores possuem sobretensões diferentes, que dependem da carga.

Tantas pesquisas na área demonstram o interesse da comunidade científica e da indústria em utilizar a topologia Meia Ponte para aplicações em conversores CC-CC, devido ao seu baixo custo e baixas perdas em comutação.

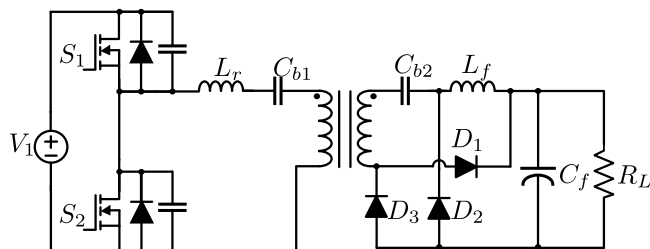


Figura 1.6: Conversor CC-CC isolado HB-ZVS-PWM assimétrico.

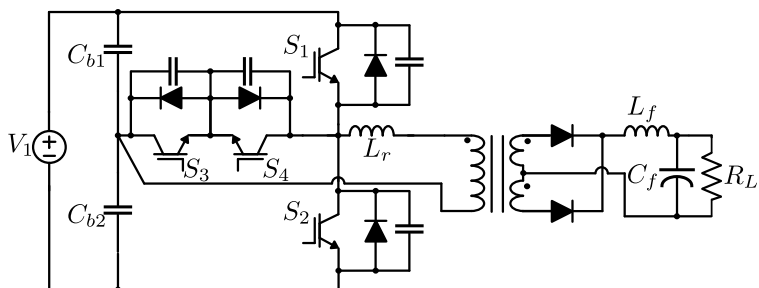


Figura 1.7: Conversor CC-CC isolado, simétrico, com três níveis de tensão.

1.2 PROPOSTA DE TOPOLOGIA

Em [19] foi apresentada uma topologia que elimina os problemas existentes no conversor CC-CC isolado Meia Ponte assimétrico, a partir do uso de um interruptor bidirecional para conferir à topologia as seguintes vantagens: três níveis de tensão no primário do transformador, simetria, componente de fluxo magnético desprezível sendo que o interruptor bidirecional possui esforços de tensão reduzidos. Esta topologia é composta por um estágio inversor, um transformador e um estágio retificador, conforme ilustra a Figura 1.7.

A aplicação do terceiro nível de tensão é realizada com o conjunto de interruptores S_3 e S_4 . A célula inversora empregada nesta topologia foi apresentada por [20] e aplicada em filtros ativos por [21], com destaque para redução das perdas de condução e comutação para frequências até 20kHz. Na comutação do interruptor S_1 (ou S_2), sua tensão de bloqueio é metade da tensão de barramento, o que reduz a energia envolvida na comutação. Também foi observado que os inter-

ruptores bidirecionais podem ser IGBT's de 600 V para aplicações em que o barramento CC possui de 700 V a 1000 V, ou RB-IGBTs para reduzir as perdas em condução [22]. Neste caso, os diodos intrínsecos dos interruptores bidirecionais possuem energia de recuperação reversa menor quando comparados aos diodos intrínsecos dos interruptores S_1 e S_2 .

A célula em questão é conhecida na literatura por *T-Type*, denominada aqui de "Tipo T", inicialmente proposta por [23] [24]. A topologia foi estudada para aplicações envolvendo inversores monofásicos para baixa tensão por [25]. Foi demonstrado que a realização do interruptor bidirecional com a configuração coletor comum economizou um circuito de comando, isso porque o sinal de S_3 pode também suprir o comando do interruptor S_4 , isso se a quantidade de carga no gate for similar para os dois semicondutores. Desta forma, em uma topologia de inversor trifásica, foi possível economizar cinco circuitos de comando [25]. Outro ponto positivo da célula tipo T consiste na diferença envolvendo perdas em comutação quando comparados com conversores 2 níveis, devido à tensão nos interruptores atingir a metade da tensão de barramento ao longo da comutação. Por fim, o rendimento do inversor tipo T foi analisado e comparado com outras topologias para inversores, em que foi possível inferir a superioridade da célula sob uma faixa de frequências compreendida entre 4 a 30 kHz.

As perdas em condução foram pequenas em comparação à célula (NPC) (*neutral point clamped*) [26], e as perdas em comutação ainda menores devido aos interruptores bidirecionais. Todavia, para frequências a partir de 30 kHz o rendimento cai, devido ao aumento significativo das perdas em comutação, bem como à variação dos parâmetros dos semicondutores empregados [25].

1.3 OBJETIVO E CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

O objetivo principal desta dissertação é estudar a célula tipo T para aplicação em conversores CC-CC isolados, a fim de solucionar os problemas do conversor HB-ZVS-PWM assimétrico, os quais já foram previamente discutidos. A abordagem e os estudos no entanto, são desenvolvidos com uma abordagem diferente daquela aplicada por [19], visando a análise da comutação com auxílio do plano de fase e estudo do modelo de pequenos sinais do conversor.

As contribuições deste trabalho são:

- Efetuar o estudo do conversor CC-CC isolado empregando a topologia tipo T, com saída em corrente. Estudar e propor técnicas para obter comutação suave nos interruptores da estrutura;
- Obter o modelo de pequeno sinais conversor proposto, projetar controladores para a tensão de saída do conversor, com implementação digital;
- Desenvolver metodologia de projeto para o conversor proposto, no qual o dimensionamento de todos os componentes do conversor é apresentado.

1.4 CONCLUSÃO

Existem pesquisas orientadas às soluções para conversores CC-CC isolados, com aplicações em altas potências. Topologias já consagradas são utilizadas por apresentarem vantagens como simetria, perdas por comutação desprezíveis, três níveis de tensão no enrolamento primário do transformador, entre outros.

Foi verificado o uso da topologia tipo T para conversores CC-CC e discutido seu apelo com relação a algumas das soluções propostas até o momento. Todas as soluções buscam a comutação suave, redução dos esforços de tensão nos semicondutores e também boa performance no que diz respeito às perdas. Dos problemas apresentados pela topologia tipo T ao longo de suas aplicações, a limitação da frequência devido a perdas em comutação foi a mais enfatizada. Entretanto, sua aplicação em conversores CC-CC isolados possibilita o uso da comutação suave.

2 CONVERTOR CC-CC TIPO T ZVS PWM

2.1 INTRODUÇÃO AO CONVERTOR

O conversor a ser estudado é ilustrado na Figura 2.1(a), definido a partir da topologia tipo T, com modulação por largura de pulso (PWM). Este conversor impõe no enrolamento primário do transformador três níveis de tensão com o comando dos interruptores S_1 , S_2 e S_b . Neste trabalho, o conversor recebe a sigla TT-ZVS-PWM.

Os interruptores S_1 e S_2 podem ser implementados segundo as opções ilustradas na Figura 2.1(b), já o interruptor S_b pode ser implementado utilizando a partir das realizações ilustradas na Figura 2.1(c) e (d), em que na letra (d) são empregados RB-IGBT's.

Os capacitores representados por $C_{b1,2}$ dividem a tensão do barramento CC pela metade, sendo esta tensão aplicada aos terminais ab . O indutor ressonante L_r representa um indutor externo que se associa em série com a indutância de dispersão do transformador e com as indutâncias parasitas presentes no circuito.

Por se tratar de um conversor isolado, ele possui transformador conectado aos terminais ab . O enrolamento secundário do transformador é conectado a um retificador de ponto médio, composto pelos diodos D_{r1} e D_{r2} . O filtro de saída é composto pelo indutor L_f e pelo capacitor C_f .

A análise em regime permanente será realizada, a partir da qual é obtida a característica de saída do conversor.

2.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO

O conversor TT-ZVS-PWM ilustrado na Figura 2.1 pode ser representado pelo conversor da Figura 2.1 baseado em algumas simplificações, a saber:

- o conversor está operando em regime permanente;
- todos os semicondutores e elementos passivos são ideais;
- os capacitores de barramento podem ser substituídos por fontes de tensão, cujo valor equivale à metade da tensão de barramento;
- a indutância magnetizante pode ser considerada infinita;

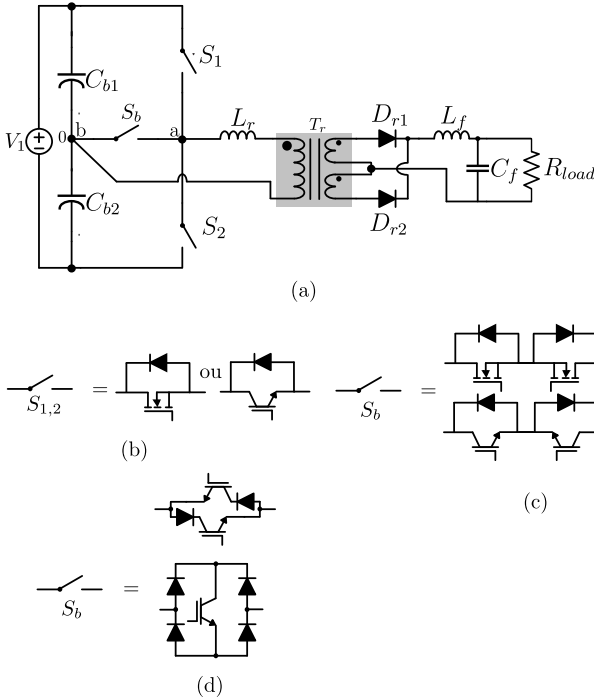


Figura 2.1: Conversor CC-CC isolado T-Type 3 níveis (a) Topologia; (b) possíveis implementações para os interruptores S_1 e S_2 (c) e (d) possíveis implementações para o interruptor bidirecional.

- o filtro de saída pode ser representado por uma fonte de corrente, referida para o enrolamento primário do transformador, cujo valor médio é I'_o .

Os estados topológicos equivalentes considerando um intervalo de tempo compreendido entre $[t_0, t_3]$ são mostrados na Figura 2.1(a)-(d) com as principais formas de onda ilustradas na Figura 2.2. A descrição de cada estado topológico é discutida a seguir.

- $t_0 \leq t \leq t_1$ [Fig.2.1 (a)] Quando $t = t_0$, o interruptor S_1 está conduzindo, e $v_{ab} = V_1/2$. A corrente i_{lr} cresce com derivada positiva, como $i_{Lr} \neq I'_o$ o retificador de saída se encontra em curto. A tensão no terminais do enrolamento secundário é igual a zero.
- $t_1 \leq t \leq t_2$ [Fig.2.1 (b)] Quando $t = t_1$, $i_{Lr} = I'_o$, $v_{Lr} = 0$ e a corrente

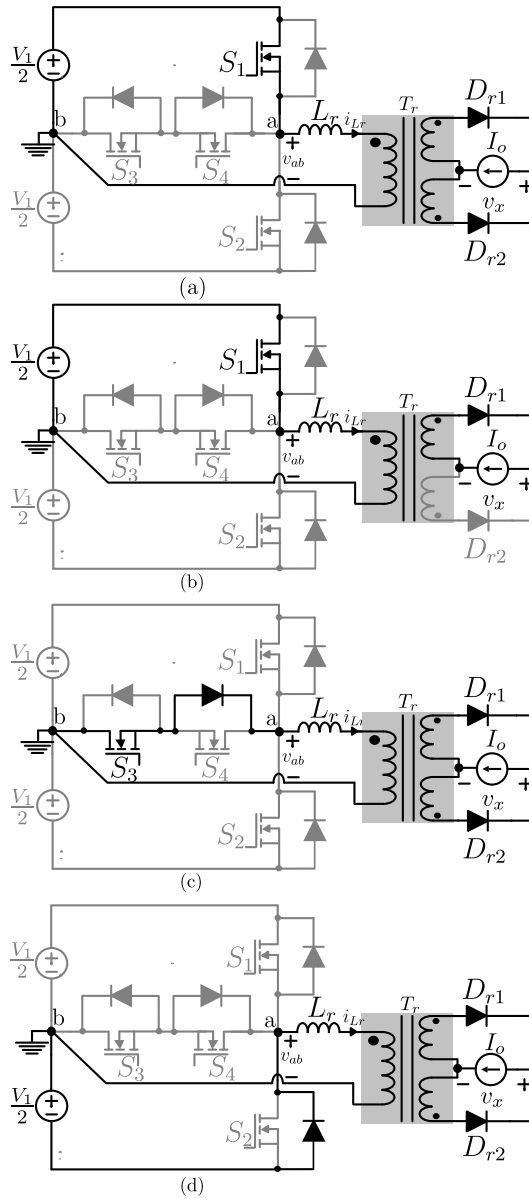


Figura 2.1: Estados topológicos do conversor TT-ZVS-PWM para $t_0 \leq t \leq T_s/2$

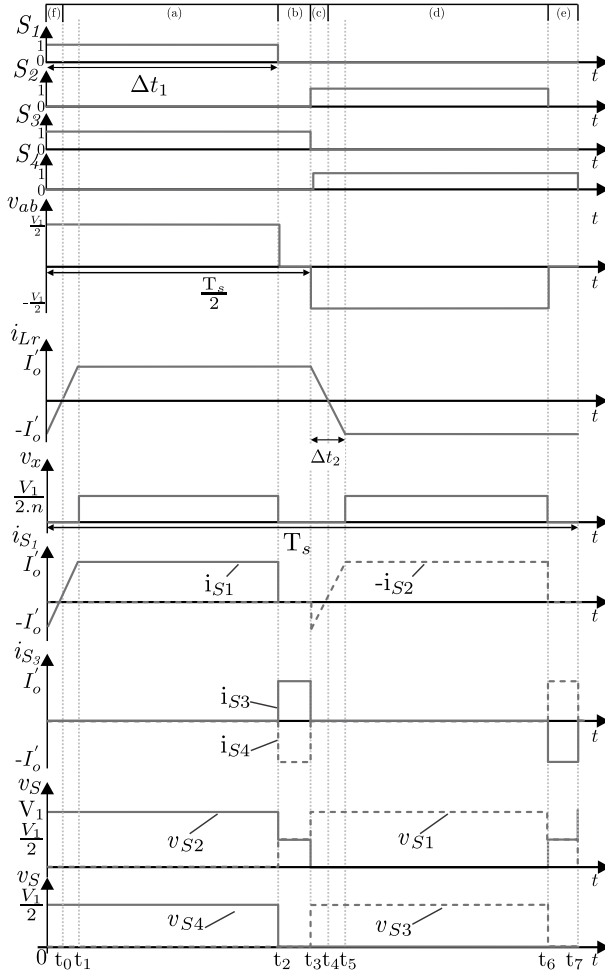


Figura 2.2: Principais formas de onda para o conversor TT-ZVS-PWM.

de carga referida ao enrolamento primário do transformador circula por S_1 . A tensão nos terminais do retificador equivale a tensão v_{ab} do enrolamento primário referida para o enrolamento secundário do transformador;

- $t_2 \leq t \leq t_3$ [Fig.2.1 (c)] Quando $t = t_2$, S_3 e D_4 conduzem a corrente

i_{Lr} . A tensão sobre o indutor permanece nula e os dois diodos retificadores conduzem a corrente da carga. A tensão nos terminais do filtro de saída é igual à zero;

- $t_3 \leq t \leq t_4$ [Fig.2.1 (d)] Quando $t = t_3$ o interruptor S_3 é bloqueado e o diodo D_2 entra em condução. A tensão v_{ab} se torna negativa e a tensão sobre o indutor ressonante é igual a $-V_1/2$. A corrente i_{Lr} decresce linearmente e atinge o valor zero no instante de tempo $t = t_4$. Durante este intervalo o interruptor S_2 recebe sinal de comando para entrar em condução, mas devido ao sentido da corrente i_{Lr} ele permanece sem conduzir. A corrente I'_o se divide entre os dois diodos retificadores e a tensão nos terminais do filtro de saída é igual à zero;
- $t_4 \leq t \leq t_5$ [Fig.2.3 (e)] Quando $t = t_4$, $i_{Lr} = 0$ e o interruptor S_2 entra em condução. A tensão v_{ab} é negativa e a tensão aplicada sobre o indutor ressonante é $-V_1/2$, a corrente i_{Lr} decresce com derivada negativa. Durante esse intervalo, a corrente I'_o se divide entre os dois diodos retificadores e a tensão nos terminais do filtro de saída é igual à zero;
- $t_5 \leq t \leq t_6$ [Fig.2.3 (f)] Quando $t = t_5$, $i_{Lr} = I'_o$, o interruptor S_2 permanece conduzindo e o diodo retificador D_{r2} conduz a corrente de carga. A tensão v_{ab} é negativa e a tensão aplicada sobre o indutor ressonante é zero. A tensão nos terminais do filtro de saída é igual a tensão v_{ab} referida ao enrolamento terciário do transformador;

Os demais estados topológicos do conversor para o intervalo de tempo compreendido entre $t_3 \leq t \leq (T_s/2 + t_3)$ são ilustrados na Figura 2.3(e)-(a).

2.3 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A razão cíclica do conversor D é definida por (2.1) considerando-se meio período de comutação $T_s/2$ representado na Figura 2.2. O valor médio da tensão na carga é calculado por (2.2) a partir da tensão v_x mostrada na Figura 2.2.

Analisando a forma de onda da corrente i_{Lr} (Figura 2.1), o intervalo de tempo Δt_2 pode ser obtido, o qual é calculado por (2.3)

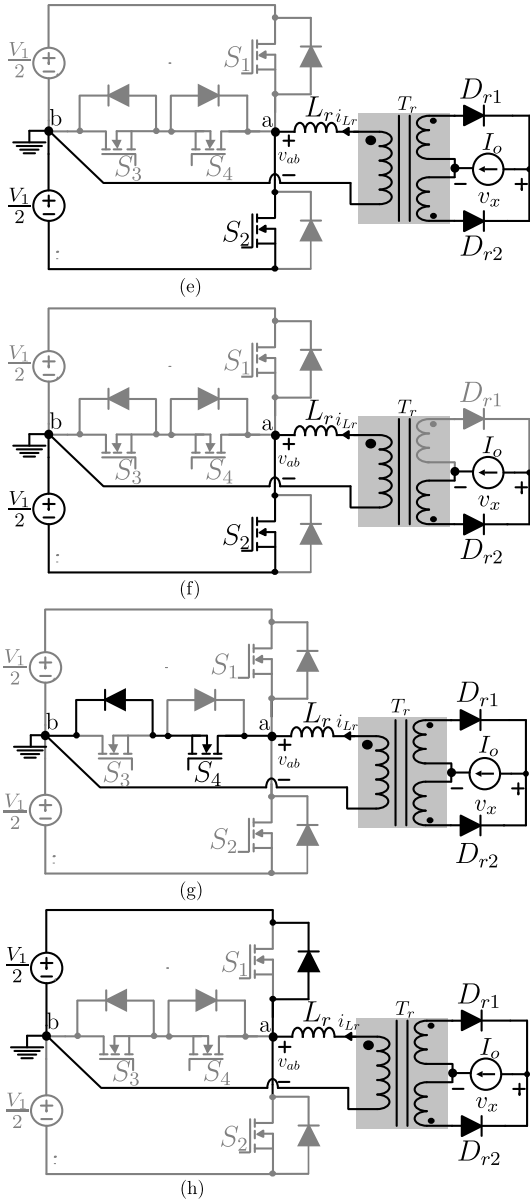


Figura 2.3: Estados topológicos do conversor TT-ZVS-PWM para $T_s/2 \leq t \leq (T_s/2 + t_0)$

$$D = \Delta t_1 \frac{2}{T_s} \quad (2.1)$$

$$V_o = \frac{V_1 (\Delta t_1 - \Delta t_2)}{nT_s} \quad (2.2)$$

$$\Delta t_2 = \frac{2L_r (2I_o n)}{V_1} \quad (2.3)$$

O ganho estático do conversor é definido pela equação (2.4). Substituindo (2.1), (2.3) e (2.4) em (2.2) obtém-se o ganho estático do conversor, o qual é representado por (2.5).

$$q = \frac{2V_o n}{V_1} \quad (2.4)$$

$$q = D - \frac{8L_r I_o f_s}{V_1 n} \quad (2.5)$$

A característica de saída deste conversor revela uma perda de razão cíclica dependente da carga. O gráfico da Figura 2.4 mostra o comportamento do ganho estático em função da corrente de saída parametrizada, para diferentes valores de razão cíclica. Esta característica de saída é a mesma encontrada nos conversores FB-ZVS-PWM [12] e

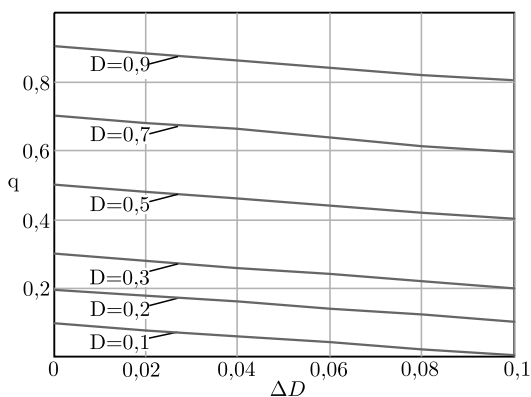


Figura 2.4: Característica de saída do conversor TT-ZVS-PWM como função da corrente de saída parametrizada, para diferentes valores de razão cíclica.

TL-ZVS-PWM [14, 15].

A componente que provoca uma redução na razão cíclica, denotada por ΔD é calculada a partir da equação (2.6).

$$\Delta D = \frac{8L_r I_o f_s}{V_1 n} \quad (2.6)$$

2.4 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO

O conversor TT-ZVS-PWM possui dois cenários distintos para a comutação dos interruptores. Na comutação de S_1 para S_3 (e S_2 para S_4) o valor da corrente que circula no indutor ressonante é I'_o . Esta comutação é denominada como comutação não crítica, em que os capacitores de comutação são carregados/descarregados com auxílio da energia armazenada no indutor do filtro de saída.

Durante a comutação de S_3 para D_2 (e S_4 para D_1) a corrente que circula no indutor pode ser aproximada por I'_o se as perdas nos semicondutores são desprezadas. Nesta comutação a tensão nos terminais do secundário do transformador é nula, a energia armazenada em L_r é responsável pela carga/descarga dos capacitores de comutação, o que classifica como crítica. A análise destes dois casos deve ser feita a fim de obter parâmetros para assegurar comutação sob tensão nula nos interruptores para ambos os cenários.

A comutação suave é obtida empregando a técnica ZVS, estudada por [12] e aplicada em [27]. Trata-se de uma técnica que garante comutação sob tensão nula nos interruptores para uma ampla faixa de carga, utilizando um indutor externo que se associa com as indutâncias parasitas ao longo do circuito e também são utilizados capacitores de auxílio à comutação em paralelo com os interruptores, os quais se associam com as capacitâncias parasitas dos mesmos. Basta obter a duração das comutações críticas e não críticas, para a carga nominal e para baixa carga (critério de projeto), avaliar qual comutação possui maior duração de tempo, e usar este tempo como tempo morto entre os interruptores.

Os mecanismos da comutação do conversor TT-ZVS-PWM são estudados nesta seção com o objetivo de calcular tanto o tempo morto quanto outros parâmetros para obter comutação suave. Será demonstrado que este conversor possui comutações similares às comutações dos

conversores das referências [12] [14] [27].

2.4.1 Comutação não crítica

A comutação não crítica ocorre quando S_1 comuta para S_3 (e S_2 comuta para S_4), o estado topológico sob análise corresponde ao da Figura 2.5(a), em que $v_{S1} = 0$, $v_{S2} = V_1$, $v_{S3} = 0$ e $v_{S4} = V_1/2$.

Quando S_1 recebe o comando de bloqueio, a corrente I'_o passa a circular pelos capacitores de comutação dos interruptores S_1 , S_2 e S_4 . O circuito equivalente corresponde ao da Figura 2.5 (b). A soma das correntes que circula em cada capacitor, ou seja, no nó a é obtida empregando (2.7).

$$C_{r1} \frac{dv_{Cr1}}{dt} + C_{r2} \frac{dv_{Cr2}}{dt} + C_{r4} \frac{dv_{Cr4}}{dt} = I'_o \quad (2.7)$$

A equação (2.8) pode ser obtida a partir da equação (2.7), considerando $C_{r1} = C_{r2} = C_{r4}$.

$$C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = \frac{I'_o}{3} \quad (2.8)$$

A corrente I'_o é dividida entre os capacitores conforme a equação (2.8), o capacitor de S_1 se carrega até atingir o potencial $V_1/2$, o capacitor de S_4 se descarrega completamente e o capacitor de S_2 se descarrega de V_1 para $V_1/2$. A tensão no capacitor de S_3 permanece nula. Desta forma, a entrada em condução de S_3 ocorre sob tensão nula, e o circuito fica equivalente ao da Figura 2.5 (c) com $v_{S1} = V_1/2$, $v_{S2} = V_1/2$, $v_{S3} = 0$, $v_{S4} = 0$. As formas de onda referentes à comutação não crítica são apresentadas na Figura 2.6. A comutação entre S_2 - S_3 é semelhante a esta comutação, visto que o conversor é simétrico.

Para obter comutação suave, é importante conhecer o tempo necessário para descarregar completamente o capacitor equivalente ($3.C_r$). A corrente que circula em um capacitor de comutação é calculada por (2.9), a partir da qual é obtida a duração da comutação t_c , representada pela equação (2.10).

$$C_r \frac{\Delta v_{Cr}}{\Delta t} = \frac{I'_o}{3} \quad (2.9)$$

$$t_c = \frac{3C_r V_1}{2I'_o} \quad (2.10)$$

2.4.2 Comutação crítica

A comutação crítica ocorre quando os dois diodos retificadores estão conduzindo, tornando a carga e descarga dos capacitores dependente da energia armazenada no indutor ressonante. A comutação inicia quando S_3 comuta para D_2 ou S_4 comuta para D_1 . A primeira comutação citada será analisada, contudo o resultado da análise pode ser estendido para a segunda comutação. Os estados topológicos correspondentes à comutação de S_3 - D_2 são apresentados na Figura 2.7(a)-(d) com principais formas de onda ideais ilustradas na Figura 2.8. A comutação inicia no estado topológico ilustrado na Figura 2.7(a) em que

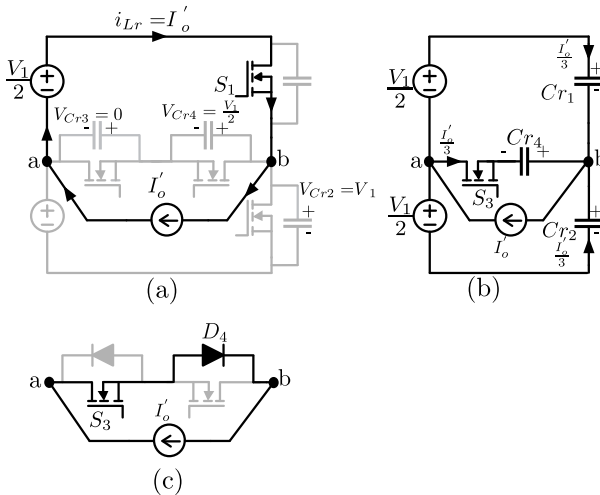


Figura 2.5: Estados topológicos durante a comutação de S_1S_4 (a) Bloqueio de S_1 (b) Descarga do capacitor C_{r4} (c) Entrada em condução com ZVS do interruptor S_3

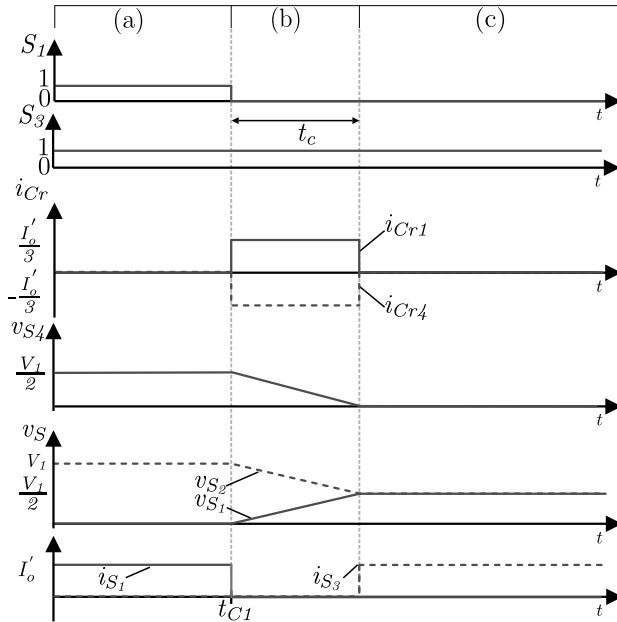


Figura 2.6: Principais formas de onda para a comutação não crítica

$t = t_{C3}$, $v_{S1} = V_1/2$, $v_{S2} = V_1/2$, $v_{S3} = 0$, $v_{S4} = 0$.

Quando $t = t_{C3}$, o interruptor S_3 é bloqueado sob tensão nula, desencadeando uma ressonância entre C_r e L_r . A transição ressonante no plano de fase da Figura 2.9 começa no ponto (a) e termina no ponto (b), com estado topológico apresentado na Figura 2.7(b) e circuito equivalente na Figura 2.7(c). Quando $t = t_{C4}$, o diodo D_2 entra em condução e conduz $i_{Lr}(t)$, com o circuito equivalente apresentado na Figura 2.7(d). O indutor L_r se desmagnetiza em um dos capacitores de barramento, no plano de fase esta etapa é representada pelo segmento de reta \overline{BC} . Ao longo desta etapa, o interruptor S_2 recebe o comando para entrar em condução. Esta comutação termina com $v_{S2} = 0$ V, $v_{S1} = V_1$, $v_{S4} = 0$ V e $v_{S3} = V_1/2$.

A impedância característica do circuito é calculada por (2.11) e a frequência de ressonância angular definida por (2.12):

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{3C_r}} \quad (2.11)$$

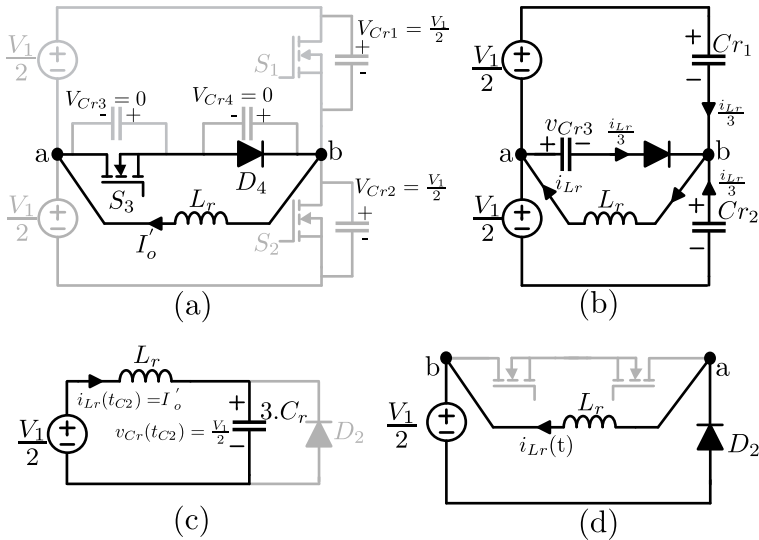


Figura 2.7: Estados topológicos e circuito equivalente para comutação entre S_3 - D_2 : (a) bloqueio de S_2 , (b) Estado topológico equivalente, (c) Circuito equivalente e (d) entrada em condução do diodo D_2

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{3C_r L_r}} \quad (2.12)$$

Durante a transição ressonante, $v_{Cr}(t)$ e $i_{Lr}(t)$ são obtidos por (2.13) e (2.14) com suas versões normalizadas apresentadas por (2.15) e (2.16), respectivamente.

$$v_{Cr}(t) = \frac{V_1}{2} - Z I_o' \text{sen}(\omega t) \quad (2.13)$$

$$i_{Lr}(t) = -I_o' \cos(\omega t) \quad (2.14)$$

$$v_{Cr}^-(t) = \frac{2v_{Cr}}{V_1} \quad (2.15)$$

$$\bar{i}_{Lr}(t) = \frac{2Z i_{Lr}}{V_1} \quad (2.16)$$

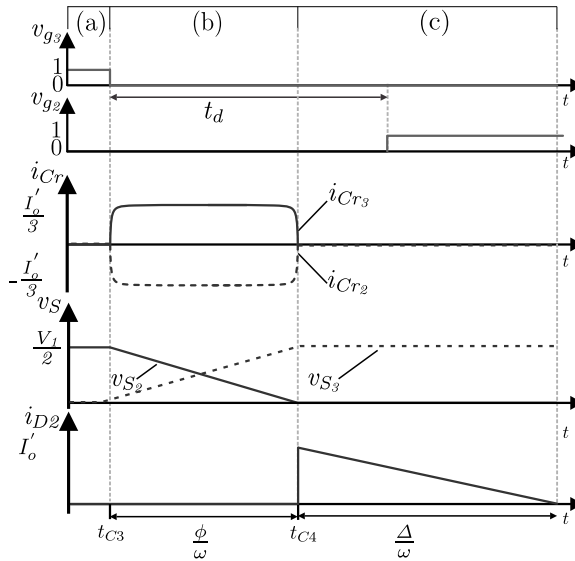


Figura 2.8: Principais formas de onda ideais para comutação de S_3 - S_2 .

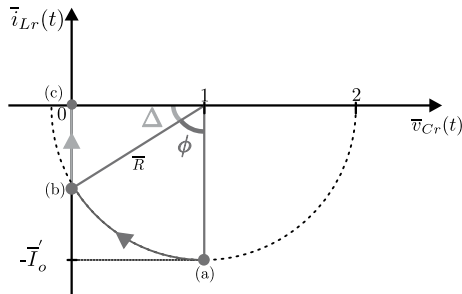


Figura 2.9: Plano de fase que descreve a comutação de S_3 - S_2 : (a) Ressonância entre C_r e L_r , (b) entrada em condução do diodo D_2 e (c) entrada em condução com tensão nula do interruptor S_2 .

O plano de fase da Figura 2.9 mostra a duração da transição ressonante, denotada por ϕ . O ângulo Δ representa a duração da desmagnetização de L_r . O raio \bar{R} pode ser obtido por (2.17), o ângulo Δ

por (2.18) e o ângulo ϕ por (2.19).

$$\bar{R} = \frac{2ZI_o}{nV_1} \quad (2.17)$$

$$\Delta = \cos^{-1} \left(\frac{1}{\bar{R}} \right) \geq 0 \quad (2.18)$$

$$\Delta + \phi = \frac{\pi}{2} \quad (2.19)$$

Para obter comutação suave no interruptor S_2 , um tempo morto t_d deve ser assegurado entre o comando de bloqueio de S_3 e o comando para entrada em condução de S_2 , dentro dos limites apresentados pela equação (2.20). O valor mínimo da corrente para comutação suave é calculada pela equação (2.21).

$$\phi \leq \omega t_d \leq \phi + \Delta \quad (2.20)$$

$$I_{min} \geq \frac{nV_1}{2Z} \quad (2.21)$$

2.5 ANÁLISE DE ESFORÇOS

Para a análise dos esforços do conversor TT-ZVS-PWM, são necessários o valor médio e eficaz das correntes que fluem nos componentes bem como a tensão reversa sobre os mesmos. Os cálculos dos esforços para cada componente do conversor são apresentados a seguir.

2.5.1 Esforços nos capacitores de barramento

Os capacitores do barramento CC são responsáveis por dividir a tensão da fonte de entrada em um valor igual a $V_1/2$, a qual é aplicada no enrolamento primário do transformador. As formas de onda da tensão e corrente em um dos capacitores são apresentadas na Figura 2.10. Arbitrada uma ondulação máxima, a capacitância necessária pode ser

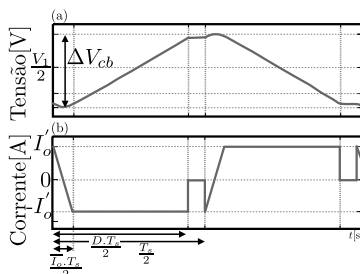


Figura 2.10: Formas de onda ideais em um capacitor de barramento: (a) Tensão, (b) Corrente.

calculada utilizando a equação (2.22).

$$C_b = \frac{I_o (D - \Delta D)}{4n f_s \Delta V_{cpm}} \quad (2.22)$$

O valor eficaz da corrente no capacitor de barramento é calculado pela equação (2.23).

$$I_{Cbef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left\{ \int_0^{\frac{\Delta DT_s}{2}} \left(\frac{I_o}{2n} (t) - \frac{I_o}{2n} \right)^2 \times dt + \int_{\frac{\Delta DT_s}{2}}^{\frac{DT_s}{2}} \left(\frac{I_o}{2n} \right)^2 \times dt \right\}} \quad (2.23)$$

A solução analítica para a equação (2.24) parametrizada em relação à I'_o equivale a:

$$\overline{I_{Cbef}}(D, \Delta D) = \frac{\sqrt{3}\sqrt{3D - 2\Delta D}}{6} \quad (2.24)$$

A Figura 2.11 mostra o comportamento do valor eficaz da corrente nos capacitores de ponto médio para diferentes valores de razão cíclica.

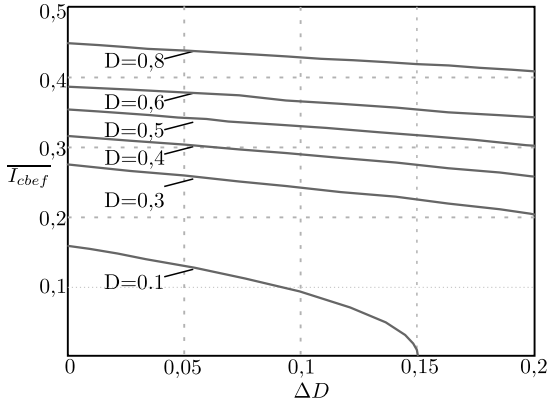


Figura 2.11: Corrente eficaz normalizada em um capacitor de barramento, para diferentes valores de razão cíclica.

2.5.2 Esforços nos interruptores principais

O valor eficaz da corrente em um interruptor principal é calculado utilizando a equação (2.25).

$$I_{S12ef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left\{ \int_0^{\frac{\Delta DT_s}{2}} \left[\frac{I_o}{n} \left(t - \frac{\Delta DT_s}{4} \right) \right]^2 \times dt + \int_{\frac{\Delta DT_s}{2}}^{\frac{DT_s}{2}} \left(\frac{I_o}{n} \right)^2 \times dt \right\}} \quad (2.25)$$

A solução para a equação (2.25) parametrizada em relação à I'_o é calculada pela equação (2.36):

$$\overline{I_{S12ef}}(D, \Delta D) = \frac{\sqrt{3}\sqrt{6D - 5\Delta D}}{6} \quad (2.26)$$

No gráfico da Figura 2.12 é possível verificar o comportamento do valor eficaz da corrente versus perda de razão cíclica, para diferentes valores de razão cíclica.

A tensão nos terminais do interruptor que não está conduzindo equivale à tensão de barramento (V_1).

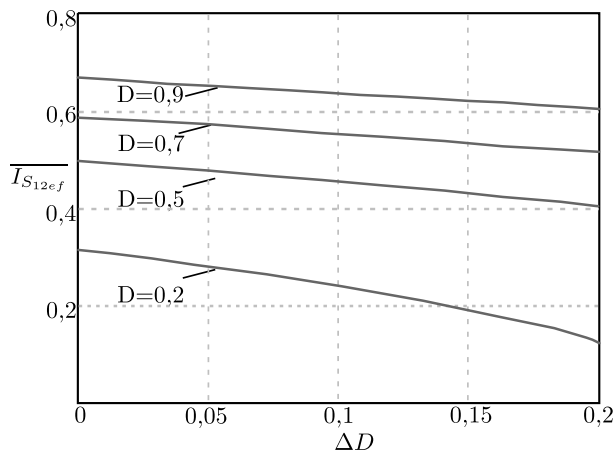


Figura 2.12: Corrente eficaz nos interruptores $S_{1,2}$ parametrizada, em função da razão cíclica e perda de razão cíclica.

2.5.3 Esforços nos interruptores auxiliares

O valor médio da corrente em um interruptor auxiliar é calculado utilizando a equação 2.27.

$$I_{S3,4med} = \frac{1}{T_s} \int_{\frac{DT_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \left(\frac{I_o}{n} \right) \times dt \quad (2.27)$$

A solução para a equação 2.27 já parametrizada em relação à I'_o é obtida pela equação 2.28:

$$\overline{I_{S3,4med}}(D) = \frac{1-D}{2} \quad (2.28)$$

O valor eficaz da corrente em um interruptor auxiliar é calculado utilizando a equação (2.29).

$$I_{S3,4ef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left\{ \int_{\frac{DT_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \left(\frac{I_o}{n} \right)^2 \times dt \right\}} \quad (2.29)$$

A solução para a equação (2.29) já parametrizada em relação à I'_o é

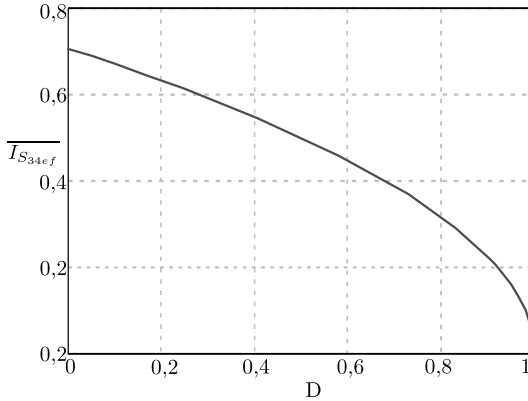


Figura 2.13: Corrente eficaz nos interruptores $S_{3,4}$ parametrizada, em função da razão cíclica e perda de razão cíclica.

mostrada em (2.30).

$$\overline{I_{S_{3,4ef}}}(D) = \frac{\sqrt{2}\sqrt{1-D}}{2} \quad (2.30)$$

No gráfico da Figura 2.13 é possível verificar o comportamento do valor eficaz da corrente pela perda de razão cíclica, para diferentes valores de razão cíclica.

A tensão reversa aplicada a um interruptor auxiliar, de acordo com a Figura 2.2, é a metade da tensão de barramento ($V_1/2$) ao longo da operação do conversor.

2.5.4 Esforços nos diodos principais

O valor médio da corrente em um diodo intrínseco de um interruptor principal é calculado utilizando a equação (2.31).

$$I_{D12med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{\Delta DT_s}{4}} \left(\frac{I_o}{n} \frac{\Delta DT_s}{4}(t) - \frac{I_o}{n} \right) \times dt \quad (2.31)$$

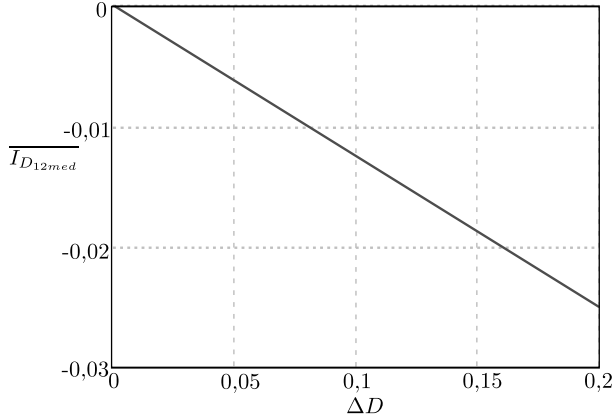


Figura 2.14: Corrente média nos diodos $D_{1,2}$ parametrizada, em função da perda de razão cíclica.

A solução para a equação (2.31) já parametrizada em relação à I'_o é obtida pela equação (2.32).

$$\overline{I_{D12med}}(\Delta D) = -\frac{\Delta D}{8} \quad (2.32)$$

No gráfico da Figura 2.14 é possível verificar o comportamento do valor médio da corrente para diversos valores de perda de razão cíclica. O valor eficaz da corrente é obtido utilizando a equação (2.33)

$$I_{D12ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{\frac{\Delta DT_s}{4}} \left[\frac{I_o}{n} \left(t - \frac{\Delta DT_s}{4} \right) - \frac{I_o}{n} \right]^2 \times dt \right\}} \quad (2.33)$$

A solução para a equação (2.33) já parametrizada em relação à I'_o é calculada pela equação (2.34):

$$\overline{I_{D12ef}}(\Delta D) = \frac{\sqrt{21}\sqrt{\Delta D}}{6} \quad (2.34)$$

No gráfico da Figura 2.15 é possível verificar o comportamento do valor eficaz da corrente para diversos valores de perda de razão cíclica. .

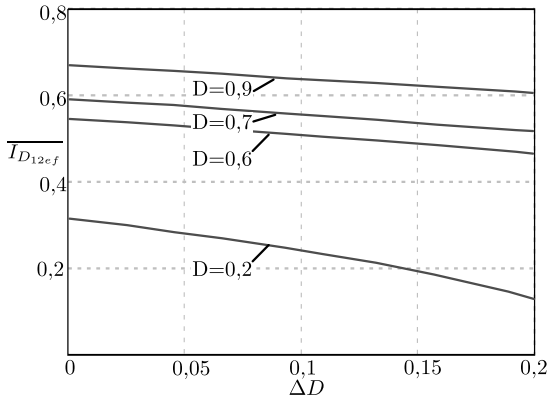


Figura 2.15: Corrente eficaz nos diodos $D_{1,2}$ parametrizada, em função da razão cíclica e perda de razão cíclica.

2.5.5 Esforços nos diodos auxiliares

Devido ao fato de um diodo auxiliar conduzir com um interruptor auxiliar, o valor da corrente média e eficaz neste elemento e no interruptor auxiliar são equivalentes. Portanto, as equações (2.28) e (2.30) representam os esforços para este caso.

2.5.6 Valor eficaz da corrente no enrolamento primário do transformador

No primário do transformador, o valor eficaz da corrente é calculado considerando-se a forma de onda da 2.4. Desta forma, empregando a equação 2.35, tem-se:

$$I_{pref} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left\{ \int_0^{\frac{\Delta DT_s}{2}} \left[\frac{I_o}{\frac{\Delta DT_s}{2}}(t) - \frac{I_o}{n} \right]^2 \times dt + \int_{\frac{\Delta DT_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \left(\frac{I_o}{n} \right)^2 \times dt \right\}} \quad (2.35)$$

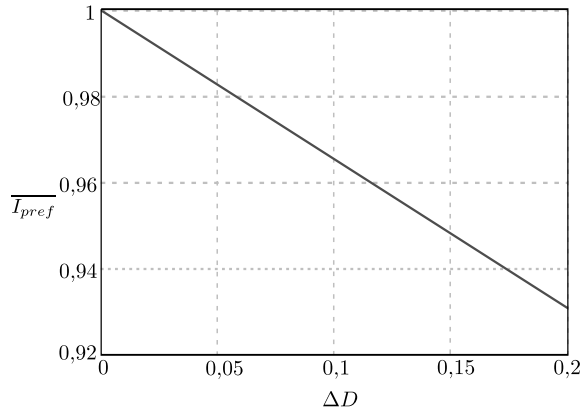


Figura 2.16: Corrente no primário parametrizada, em função da perda de razão cíclica.

A solução para a equação 2.35 já parametrizada em relação à I_o' é obtida pela equação 2.36:

$$\overline{I_{pref}}(\Delta D) = \frac{\sqrt{3}\sqrt{3-2\Delta D}}{3} \quad (2.36)$$

2.5.7 Esforços no retificador de saída

A equação (2.37) rege o comportamento da corrente que circula em um diodo retificador de saída.

$$i_{Dr1,2} = \begin{cases} \frac{2I_o}{\Delta DT_s}(t) & \text{para } 0 \leq t \leq \frac{\Delta DT_s}{2} \\ I_o & \text{para } \frac{\Delta DT_s}{2} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ \frac{2I_o}{\Delta DT_s}(t) + I_o & \text{para } \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(1+\Delta D)T_s}{2} \end{cases} \quad (2.37)$$

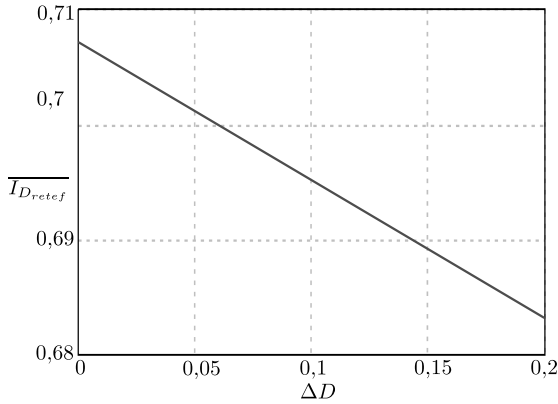


Figura 2.17: Corrente eficaz nos diodos retificadores parametrizada, em função da perda de razão cíclica.

O valor médio da corrente em um diodo retificador é calculado pela equação (2.38).

$$I_{Dr1,2_{med}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{(1+\Delta D)T_s}{2}} i_{Dr1,2}(t) \times dt = \frac{I_o}{2} \quad (2.38)$$

O valor eficaz da corrente em um diodo retificador é calculado utilizando a equação 2.39.

$$I_{Dr1,2_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{\frac{(1+\Delta D)T_s}{2}} [i_{Dr1,2}(t)]^2 \times dt \right\}} \quad (2.39)$$

A solução para a equação (2.39) já parametrizada em relação à I_o é calculada pela equação (2.40):

$$\overline{I_{Dr1,2_{ef}}}(\Delta D) = \frac{\sqrt{6}\sqrt{3-\Delta D}}{6} \quad (2.40)$$

No gráfico da Figura 2.17 é possível verificar o comportamento do valor eficaz da corrente em um diodo retificador para diversos valores de perda de razão cíclica.

Tabela 2.1: Especificações para simulação

Parâmetro	Valor
P_o	3 kW
V_o	60 V
V_1	400 V
f_s	50 kHz
n	2,5
D	0,88
L_r	6,72 μ H
L_{mag}	712 μ H
C_b	960 μ F
t_d	200 ns
C_r	1 nF

2.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A fim de validar os conceitos apresentados acerca do conversor TT-ZVS-PWM, uma simulação com o conversor é realizada, considerando a operação ideal do mesmo. Os parâmetros empregados na simulação foram calculados baseados nas equações apresentadas até o momento. Um indutor ressonante externo com 6,72 μ H foi adicionado ao circuito e cada interruptor possui um capacitor associado em paralelo com capacitância de 1 nF. Foi considerado nos cálculos comutação suave para 20% até 100% da potência nominal. A Figura 2.18 ilustra o circuito simulado e a Tabela 2.1 contém os parâmetros adotados para a simulação. As principais formas de onda são apresentadas na Figura 2.19(a)-(l). As comutações crítica e não crítica são ilustradas na Figura 2.19(a)-(h).

Ao analisar a comutação não crítica, na Figura 2.19(a)-(d) verifica-se que o interruptor S_3 entra em condução com tensão nula, e que o interruptor S_1 bloqueia com tensão nula, conforme discutido na seção 2.4.1.

Para a comutação não crítica, nos resultados de simulação ilustrados na Figura 2.19(e)-(h), verifica-se que o interruptor S_2 entra em condução sob tensão nula, e que a tensão no interruptor S_2 estabelece em zero, sob os mecanismos discutidos na seção 2.4.2.

Outra configuração aplicável aos capacitores adicionados aos interruptores auxiliares está apresentada na Figura 2.22, em que apenas

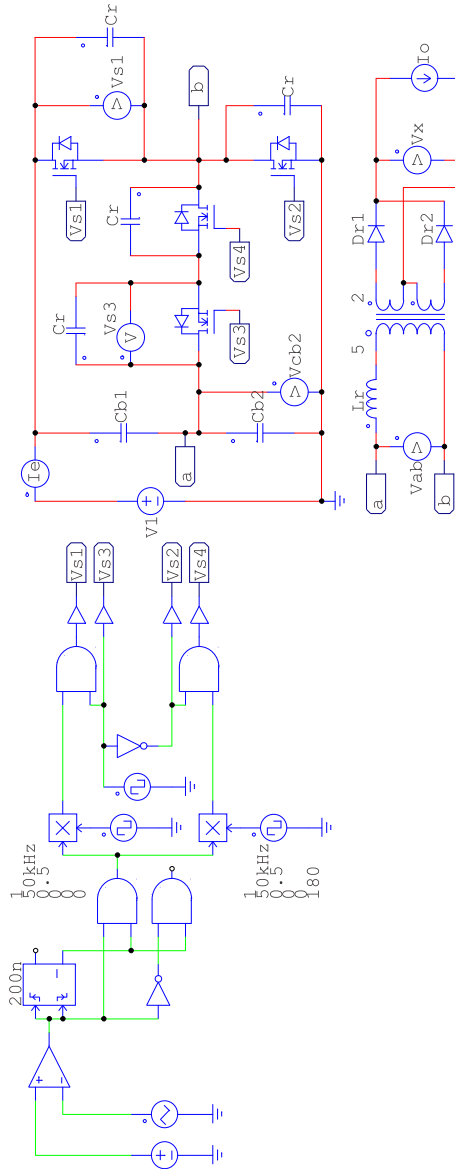


Figura 2.18: Circuito ideal para simulação do conversor TT-ZVS-PWM.

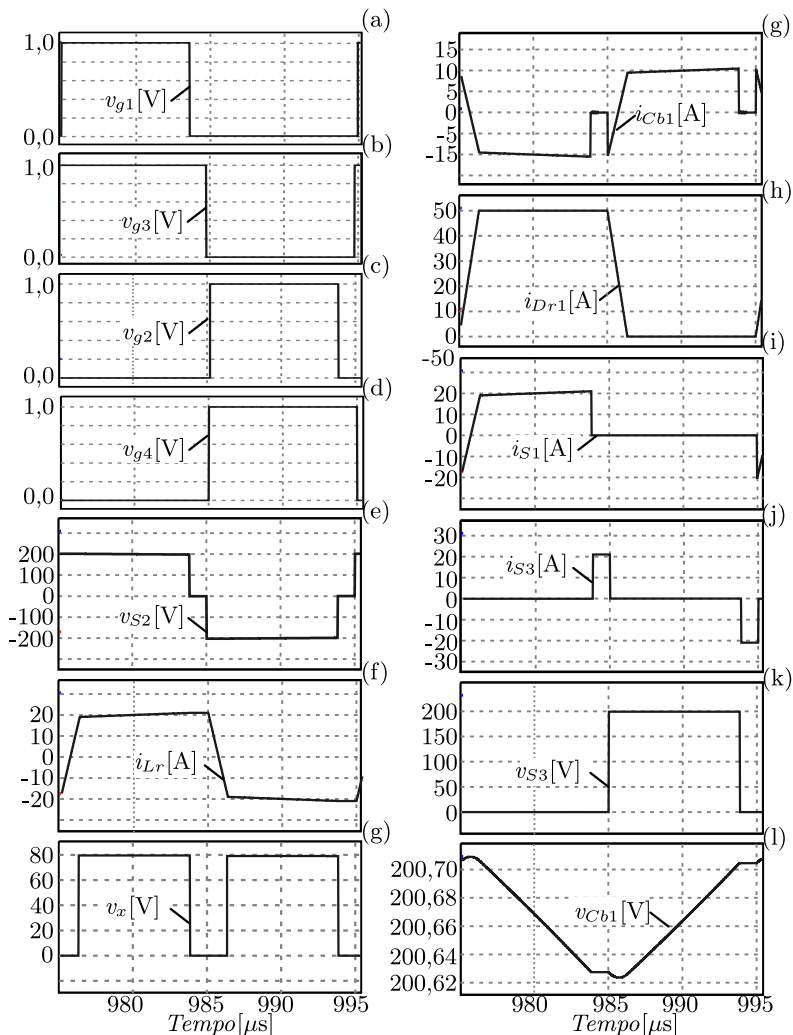


Figura 2.19: Principais formas de onda para o conversor TT-ZVS-PWM.

um capacitor em paralelo associa-se naturalmente aos capacitores parasitas destes interruptores, cuja capacitância é o dobro do valor de C_r especificado no projeto. Desta forma, é possível economizar o volume de um capacitor no conversor TT-ZVS-PWM.

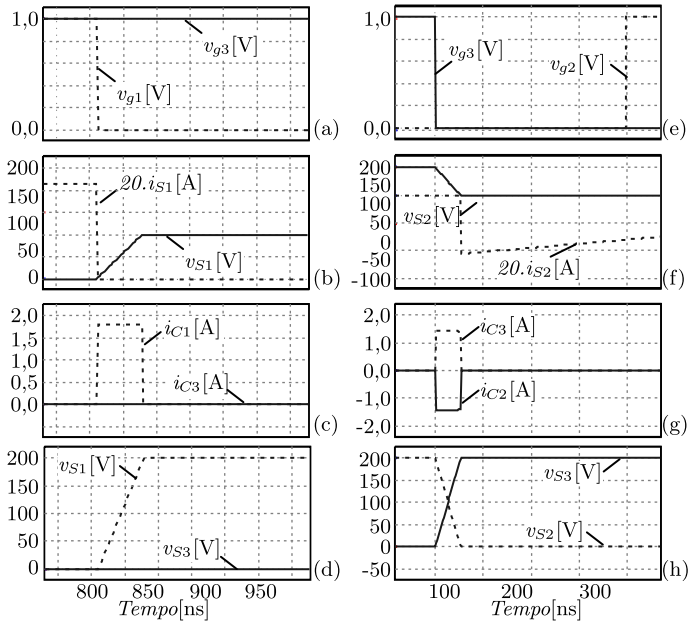


Figura 2.20: Formas de onda das comutações dos interruptores para 100% da carga nominal: (a)-(d) comutação não crítica, (e)-(h) comutação crítica.

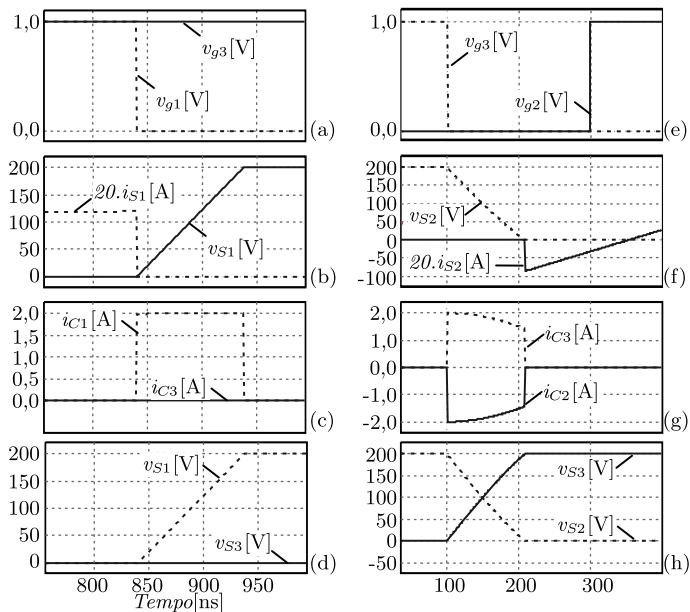


Figura 2.21: Formas de onda das comutações dos interruptores para 20% da carga nominal: (a)-(d) comutação não crítica, (e)-(h) comutação crítica.

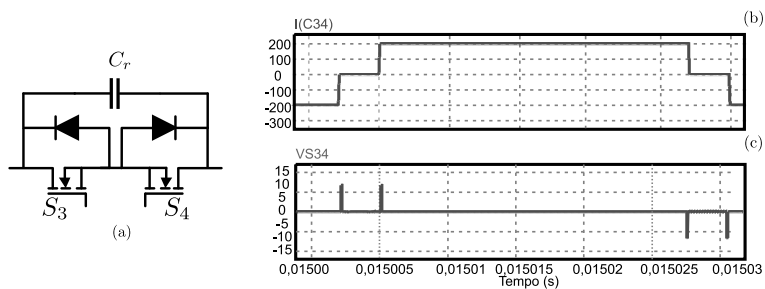


Figura 2.22: (a) Outra realização para o capacitor de comutação dos interruptores auxiliares, (b) corrente no capacitor durante as comutações e (c) tensão no capacitor.

A Tabela 2.2 relaciona os valores eficazes das correntes nos semicondutores, obtidos por simulação e com as equações deduzidas.

Tabela 2.2: Sumário dos esforços de corrente.

	Valor médio		Valor eficaz	
	Teórico	Experimental	Teórico	Experimental
Interruptor				
$S_{1,2}$	7,83 A	7,88 A	12,42 A	12,5 A
$S_{3,4}$	1,15 A	1,07 A	4,8 A	4,94 A
$D_{1,2}$	0,33 A	0,33 A	2,11 A	2,08 A
$D_{3,4}$	1,15 A	1,17 A	4,8 A	4,86 A
$D_{r1,2}$	25 A	25 A	34,55 A	34,56 A
$C_{b1,2}$	-	-	8,91 A	8,91 A

2.7 CONCLUSÕES

Dos estudos realizados neste capítulo acerca do conversor CC-CC isolado TT-ZVS-PWM, as seguintes características foram evidenciadas:

- O valor eficaz da corrente no interruptor auxiliar é pequeno em comparação ao interruptor principal. O esforço de tensão no interruptor auxiliar é a metade do esforço de tensão no interruptor principal. Isto permite o uso de interruptores de baixa tensão para a realização deste interruptor e com esforços de corrente reduzidos em comparação aos interruptores principais;
- Foi verificado que o transformador fica submetido a uma tensão simétrica com três níveis, o que evita a saturação do núcleo magnético. Neste caso não é necessário adicionar capacitor série, popularmente empregado nos conversores [17] [18] [12];
- Este conversor possui características similares ao conversor FB-ZVS-PWM [12] e ao conversor TL-ZVS-PWM [14];
- Foi obtida comutação suave nos interruptores para ampla faixa de carga(20% a 100%);
- Existe a possibilidade de economizar um capacitor de auxílio à comutação.

3 PROJETO DO CONVERSOR CC-CC TIPO T ZVS PWM

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado o projeto do conversor CC-CC Tipo T ZVS PWM. O projeto foi feito baseado nas especificações apresentadas na Tabela 3.1, as quais já foram aplicadas em simulações do capítulo 2. O conversor deve operar com comutação suave, para potências compreendidas entre 20% a 100% da potência nominal. A frequência de comutação adotada é 50 kHz. Estas especificações são típicas em aplicações envolvendo conversores CC-CC isolados, e não necessariamente representam parâmetros ótimos. O projeto considera o conversor operando em malha aberta. Nos apêndices A e B são discutidos aspectos da implementação digital e o controle do conversor TT-ZVS-PWM.

Tabela 3.1: Especificações de projeto

Potência de saída	3 kW
Tensão de saída	60 V
Tensão de entrada	400 V
Frequência de comutação	50 kHz
Ondulação máxima na tensão de entrada	5%
Ondulação máxima na tensão de saída	2%
Ondulação máxima na corrente de saída	8%

3.2 PARÂMETROS PARA PROJETO DOS COMPONENTES

A partir das especificações apresentadas na Tabela 3.1, o valor médio da corrente na carga é calculado com a equação (3.1).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{3000}{60} = 50 \text{ A} \quad (3.1)$$

Tabela 3.2: Capacitores de comutação e tempo morto máximo associado.

Capacitância (nF)	Tempo morto (ns)
1,4	220
2,2	438
3,9	783
4,7	929

O valor mínimo da corrente na carga em que a comutação ZVS será assegurada é calculada a partir da equação (3.2).

$$I_{omin} = \frac{P_{min}}{V_o} = \frac{0,2 \times 3000}{60} = 12,5 \text{ A} \quad (3.2)$$

Foram adotados uma razão cíclica equivalente a $D=0,88$ e um ganho estático equivalente a $q = 0,75$. Uma razão cíclica elevada apresenta vantagens, pois diminui a quantidade de reativos que circulam no conversor, quando o retificador de saída encontra-se em curto-circuito. O cálculo da relação de transformação é feito com a equação (3.3).

$$n = \frac{V_1 q}{2V_o} \quad (3.3)$$

Substituindo os parâmetros na (3.3), tem-se:

$$n = \frac{400 \times 0,75}{2 \times 60} = 2,5 \quad (3.4)$$

A tensão média de saída referida ao enrolamento primário do transformador equivale a:

$$V_{ab} = V_o n = 60 \times 2,5 = 150 \text{ V} \quad (3.5)$$

A escolha da capacitância de comutação é feita a partir do tempo morto desejado. A Tabela 3.2 relaciona valores de capacitância de comutação com o tempo morto máximo. Neste trabalho optou-se por utilizar um tempo morto equivalente a 200 ns. Desta forma, uma capacitância de no máximo 1,4 nF deve ser utilizada nos cálculos. Adotou-se 1nF, que resulta em um tempo morto de 200 ns.

Isolando L_r na equação (2.6), obtém-se a equação (3.6), utilizada

para o cálculo da indutância ressonante necessária para obter comutação suave.

$$L_r = 3 \left(\frac{V_1 n}{2I_{omin}} \right)^2 C_r \quad (3.6)$$

$$L_r = 3 \times \left(\frac{400 \times 2,5}{2 \times 12,5} \right)^2 \times 1,4 \times 10^{-9} = 6,72 \mu\text{H} \quad (3.7)$$

Para aumentar o raio geométrico parametrizado é necessário aumentar a impedância natural Z , conforme discutido no capítulo 2. Adotando o valor de 1 nF para a capacitância de comutação, tem-se:

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{3C_r}} = \sqrt{\frac{6,72 \times 10^{-6}}{3 \times 1 \times 10^{-9}}} = 47,8 \Omega \quad (3.8)$$

O raio médio geométrico é calculado utilizando a equação (3.9).

$$\bar{R} = \frac{2ZI_{omin}}{V_1 n} = \frac{47,8 \times 2 \times 12,5}{400 \times 2,5} = 1,195 \quad (3.9)$$

O ângulo de condução do diodo é calculado empregando a equação (3.10).

$$\Delta = \cos \left(\frac{V_1 n}{ZI_{omin}} \right)^{-1} = \cos \left(\frac{200 \times 2,5}{47,23 \times 12,5} \right)^{-1} = 33,2^\circ \quad (3.10)$$

O ângulo que representa a duração da comutação crítica é obtido através da equação (3.11).

$$\phi = \frac{180^\circ}{2} - \Delta = \frac{180^\circ}{2} - 33,2^\circ = 56,79^\circ \quad (3.11)$$

A duração da comutação crítica é calculada com a equação (3.12).

$$t_\phi = \phi \sqrt{3L_r C_r} \quad (3.12)$$

$$t_\phi = 56,79 \times \sqrt{3 \times 6,72 \times 10^{-6} \times 1 \times 10^{-9}} = 139,3 \text{ ns} \quad (3.13)$$

Empregando a equação (3.14), obtém-se o tempo morto máximo que garante comutação ZVS.

$$t_{dmax} = t_\phi + \Delta \cdot \sqrt{3L_r C_r} \quad (3.14)$$

$$t_{dmax} = 139,3 + 33,21 \times \sqrt{6,72 \times 10^{-6} \times 3 \times 1 \times 10^{-9}} = 220 \text{ ns} \quad (3.15)$$

Para a comutação não crítica, o tempo de carga e descarga dos capacitores de comutação é calculado utilizando a equação (3.16).

$$t_c = \frac{3C_r V_1 n}{I_{omin}} \quad (3.16)$$

$$t_c = \frac{3 \times 1 \times 10^{-9} \times 400 \times 2,5}{12,5} = 130 \text{ ns} \quad (3.17)$$

A maior duração de carga/descarga dos capacitores de comutação ocorre para a comutação crítica. Neste projeto, foi adotado um tempo morto de $0,9 \times t_{dPmin}$, ou seja: $t_d \approx 200ns$.

3.3 DIMENSIONAMENTO DOS DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS

Foram utilizados três dispositivos magnéticos, a saber: transformador, indutor ressonante e indutor do filtro de saída. No apêndice D consta o projeto detalhado do transformador, no apêndice E encontram-se as planilhas com os projetos do indutor ressonante e do indutor do filtro de saída.

Os dados do transformador construído são mostrados pela Tabela 3.3. A indutância de dispersão medida equivale a $1,36 \mu\text{H}$.

O indutor ressonante possui seus parâmetros mostrados na Tabela 3.4. A indutância medida equivale a $5,45 \mu\text{H}$. Optou-se por empregar fio Litz para reduzir o efeito pelicular no condutor.

Os parâmetros para projeto do indutor do filtro de saída constam na Tabela 3.5.

Em todos os projetos de magnéticos foram utilizados núcleos de ferrite do fabricante THORNTON, material IP12R [28]. Ressalta-se que não foi adotada técnica específica para enrolar os fios dos dispositivos magnéticos.

3.4 PROJETO DOS CAPACITORES DE BARRAMENTO

O valor eficaz da corrente que circula por um dos capacitores de barramento é calculado aplicando a equação (3.18).

$$I_{Cpmeff} = \frac{\sqrt{3}\sqrt{3D - 2\bar{I}_o} I_o}{6n} \quad (3.18)$$

Tabela 3.3: Dados do transformador construído.

Parâmetros	Valores	Parâmetros	Valores
ΔB	0,2 T	N_p	15
Jmax	750 A/cm ²	$N_s = N_t$	6
Kw	0,4	Núcleo	NEE-65/33/39
Kp	0,4	Condutor	AWG26
f_s	50 kHz	n_{fpr}	19
L_{mag}	1 mH	n_{fsec}	36
L_r	1,36 μ H	ΔT	63,4°C

Tabela 3.4: Dados do indutor ressonante construído.

Parâmetros	Valores	Parâmetros	Valores
ΔB	0,2 T	N_p	15
Jmax	300 A/cm ²	Núcleo	NEE-42/21/15
Kw	0,7	Condutor	LITZ(38 fios AWG39)
Kp	0,4	n_f	16
f_s	50 kHz	ΔT	10,7°C

Tabela 3.5: Dados do indutor do filtro de saída construído.

Parâmetros	Valores	Parâmetros	Valores
ΔB	0,3 T	N_{esp}	6
Jmax	700 A/cm ²	Núcleo	NEE-65/33/26
Kw	0,7	Condutor	AWG23
Kp	0,4	n_f	28
$2.f_s$	100 kHz	ΔT	62,66°C

Substituindo os parâmetros na equação (3.18), obtém-se:

$$I_{C_{pme f}} = \frac{\sqrt{3} \times \sqrt{3 \times 0,88 - 2 \times 0,143}}{6} = 8,88 \text{ A} \quad (3.19)$$

Existem dois tipos de capacitores que podem ser utilizados, capacitores eletrolíticos e de polipropileno. Para o uso de capacitores eletrolíticos, o critério adotado consiste em definir o tempo de vida útil a partir do valor eficaz da corrente calculado em (3.19). Com os gráficos fornecidos pelo fabricante, é possível fazer uma equivalência entre o valor eficaz da corrente obtido para a frequência de comutação e o valor eficaz da corrente na frequência de 100 Hz, através de um fator de multiplicação que depende da frequência de comutação, extraído da folha de dados do fabricante [29]. Em 100 Hz, o valor eficaz da corrente em um capacitor de barramento é dado por (3.20).

$$I_{AC,100Hz} = \frac{I_{AC,50kHz}}{F_{IAC}} = \frac{8,88}{2 \times 1,4} = 3 \text{ A} \quad (3.20)$$

Com o uso de dois capacitores em paralelo é possível obter uma vida útil de 50000 horas. O segundo critério consiste em definir uma capacitância que seja adequada para a ondulação de tensão, na frequência de 120 Hz. O fabricante determina que a máxima ondulação de corrente equivale à:

$$I_{AC,100Hz} = 1,03 \times I_{AC,100Hz} = 1,03 \times 2 = 2,06 \text{ A} \quad (3.21)$$

Portanto, foram utilizados dois capacitores em paralelo, com 470 μF , do fabricante EPCOS modelo B43504A9477M0, com suas principais características mostradas na Tabela 3.6 [29].

Tabela 3.6: Principais características do capacitor EPCOS B43504A9477M0

Características	Valor
Tensão nominal (CC)	400 V
Capacitância	470 μF
Valor máximo equivalente da corrente(100 Hz, 85°C)	4,1 A
RSE(100 Hz, 20°C)	190 m Ω

Os capacitores de polipropileno apresentam vantagens comparado aos capacitores eletrolíticos, sua capacidade de fornecer valor de pico da corrente com boa resposta dinâmica melhora a regulação de tensão do barramento. Para este projeto, foi adotado o modelo B32776E8206K da EPCOS, cujos principais parâmetros são apresentados na Tabela 3.7 [30]. A capacitância total de um capacitor do barramento equivale a:

$$C_{b_{1,2}} = 2 \times 470 \times 10^{-6} + 2 \times 20 \times 10^{-6} = 980 \mu\text{F} \quad (3.22)$$

3.5 INTERRUPTORES PRINCIPAIS

Utilizando a equação (3.23), o valor eficaz da corrente em um interruptor principal equivale a:

$$I_{S_{1,2ef}} = \frac{\sqrt{3} \times \sqrt{6D - 5\Delta D} I_o}{6} \frac{1}{n} \quad (3.23)$$

Substituindo os parâmetros na equação (3.23), obtém-se:

$$I_{S_{1,2ef}} = \frac{\sqrt{3} \times \sqrt{6 \times 0,88 - 5 \times 0,143}}{6} \times \frac{50}{2,5} = 12,4 \text{ A} \quad (3.24)$$

O valor médio da corrente no diodo intrínseco de um interruptor principal é calculado por (3.25).

$$I_{S_{1,2med}} = \frac{3\Delta D I_o}{8} \frac{1}{n} \quad (3.25)$$

Tabela 3.7: Principais características do capacitor EPCOS B32776E8206K

Características	Valor
Tensão nominal (CC), 70°C	800 V
Capacitância	20 μF
Valor eficaz máximo da corrente(20 kHz, 70°C)	10,5 A
RSE(10 kHz, 70°C)	8 mΩ

Tabela 3.8: Principais características do interruptor IPW65R080CFD

Características	Valor
Tensão máxima reversa	700 V
Valor eficaz da corrente(100°C)	27,4 A
Resistência dreno-fonte (100°C)	0,14 Ω
Tempo de subida	18 ns
Tempo de descida	6 ns
Atraso do bloqueio(t_{doff})	85 ns
Capacitância de saída(C_{oss})	80 pF
R_{thjc} (100°C)	0,32 °C/W

Substituindo os parâmetros na equação (3.25), obtém-se:

$$I_{S1,2med} = -\frac{3 \times 0,143}{8} \times \frac{50}{2,5} = 0,288 \text{ A} \quad (3.26)$$

O valor teórico da tensão reversa aplicada sobre um interruptor é igual 400 V. Todavia, esta tensão tende a ser maior devido aos parasitas existentes no protótipo, como indutâncias nas trilhas da placa de circuito impresso. O interruptor utilizado é o MOSFET IPW65R080CFD do fabricante Infineon, que possui as características apresentadas na Tabela 3.8 [31].

Para obter a perda de energia em um MOSFET, são necessárias as perdas em condução, comutação e no diodo intrínseco. A perda por condução é calculada utilizando a equação (3.27).

$$P_{con_{S1,2}} = I_{S1,2ef}^2 R_{dson_{1,2}} \quad (3.27)$$

Substituindo os parâmetros na equação (3.27), obtém-se:

$$P_{con_{S1,2}} = (12,4)^2 \times 0,14 = 21,6 \text{ W} \quad (3.28)$$

Foi verificado até o momento que este conversor opera com comutação ZVS, portanto as perdas por comutação são desprezadas [15] [32]. Todavia, para ilustrar o impacto da técnica ZVS nas perdas totais, o levantamento das perdas por comutação no bloqueio será realizado com o uso da equação (3.29), fornece uma aproximação das perdas por

comutação. Os tempos de comutação fornecidos pelo fabricante são obtidos para carga resistiva, e dependem do circuito de comando empregado [33], os quais variam entre 20 ns até 100 ns, por exemplo. Para ilustrar as perdas por comutação, serão adotados tempos de subida e descida de 50 ns para o cálculo, estes valores são hipotéticos e servem para ilustrar o impacto das perdas por comutação no conversor Tipo T ZVS PWM.

$$P_{SW_{S1,2}} = \frac{f_s}{2} (t_r + t_f) I'_{o(on)} V_{ds(off)} \quad (3.29)$$

Substituindo os parâmetros na equação (3.29), obtém-se:

$$P_{SW_{S1,2}} = \frac{50000}{2} \times (50 + 50) \times 10^{-9} \times 20 \times 200 = 10 \text{ W} \quad (3.30)$$

A perda de energia no diodo intrínseco do interruptor ocorre durante a desmagnetização do indutor ressonante. Para calcular esta perda é necessário obter a característica tensão versus corrente, que pode ser extraída da folha de dados do componente empregado. A perda de energia no diodo intrínseco é calculada pela equação (3.31).

$$P_{D_{S1,2}} = \int_0^{\frac{\Delta DT_s}{4}} v_d(i_d) i_d(t) dt \quad (3.31)$$

A Figura 3.1 mostra a característica tensão versus corrente do diodo intrínseco do interruptor IPW65R080CFD. Esta curva pode ser aproximada por uma função polinomial representada pela equação (3.32), cujos coeficientes são calculados por regressão linear.

$$v_d(i_d) = -0,01 \times \ln(i_d) + 0,102 \times \sqrt{i_d} + 0,37 \quad (3.32)$$

A equação (3.33) representa o comportamento da corrente que circula no diodo intrínseco.

$$i_d(t) = \frac{4I'_o}{\Delta DT_s} t - I'_o \quad (3.33)$$

Substituindo as equações (3.32) e (3.33) em (3.31) obtém-se a

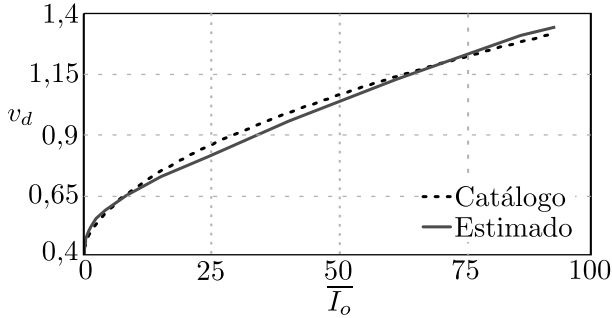


Figura 3.1: Exemplo de interpolação da curva tensão versus corrente do diodo intrínseco do interruptor IPW65R080CFD.

perda de potência no diodo intrínseco, mostrada em (3.34).

$$P_{D_{1,2}} = 0,08 \text{ W} \quad (3.34)$$

As perdas totais em um interruptor principal são calculadas com a equação (3.35).

$$P_{total_{1,2}} = (P_{cons_{1,2}} + P_{D_{1,2}}) \quad (3.35)$$

$$P_{total_{1,2}} = (20,08 + 0,08) = 20,16 \text{ W} \quad (3.36)$$

3.6 INTERRUPTORES AUXILIARES

O cálculo do valor eficaz da corrente em um interruptor auxiliar é realizado com a equação (3.38).

$$I_{S_{3,4ef}} = \frac{\sqrt{2}\sqrt{1-D} I_o}{2} \frac{1}{n} \quad (3.37)$$

Substituindo os parâmetros na equação (3.38) obtém-se:

$$I_{S_{3,4ef}} = \frac{\sqrt{2} \times \sqrt{1-0,88}}{2} \times \frac{50}{2,5} = 4,8 \text{ A} \quad (3.38)$$

Em um diodo intrínseco, o valor médio da corrente é calculado através

Tabela 3.9: Principais características do interruptor FDA24N40F

Características	Valor
Tensão máxima reversa	400 V
Valor eficaz da corrente(100°C)	13,8 A
Resistência dreno-fonte (100°C)	0,14 Ω
Recuperação reversa do diodo intrínseco	110 ns
Tempo de subida	92 ns
Tempo de descida	75 ns
Atraso do bloqueio(td_{off})	120 ns
Capacitância de saída(C_{oss})	370 pF
$R_{th_{jc}}$ (100°C)	0,53 °C/W

da equação (3.39).

$$I_{S3,4med} = \frac{1 - D}{2} \frac{I_o}{n} \quad (3.39)$$

Substituindo os parâmetros na equação (3.39) obtém-se:

$$I_{S3,4med} = \frac{1 - 0,88}{2} \times \frac{50}{2,5} = 1,35 \text{ A} \quad (3.40)$$

A tensão reversa aplicada sobre estes interruptores é $V_1/2 = 200$ V. Optou-se pelo modelo FDA24N40F do fabricante Fairchild, o qual possui as características apresentadas na Tabela 3.9 [34].

As perdas em condução de um interruptor auxiliar são calculadas com a equação (3.41).

$$P_{con_{S3,4}} = I_{S3,4ef}^2 R_{dson3,4} \quad (3.41)$$

$$P_{con_{S3,4}} = 4,8^2 \times 0,14 = 3,23 \text{ W} \quad (3.42)$$

As perdas por comutação são calculadas com a equação (3.43), considerando os dados da Tabela 3.9.

$$P_{SW_{S3,4}} = \frac{f_s}{2} (t_r + t_f) I'_{o(on)} V_{ds(off)} \quad (3.43)$$

Substituindo os parâmetros na equação (3.43), obtém-se:

$$P_{SW_{S3,4}} = \frac{50000}{2} \times (50 + 50) \times 10^{-9} \times 20 \times 200 = 10 \text{ W} \quad (3.44)$$

As perdas por condução do diodo intrínseco são calculadas empregando a equação (3.45).

$$P_{D_{3,4}} = V_D I_{D_{34med}} \quad (3.45)$$

Substituindo os parâmetros na equação (3.45), tem-se:

$$P_{D_{3,4}} = 1,5 \times 1,15 = 1,73 \text{ W} \quad (3.46)$$

As perdas totais em um interruptor auxiliar são calculadas utilizando a equação (3.48).

$$P_{total_{3,4}} = (P_{con_{3,4}} + P_{D_{3,4}}) \quad (3.47)$$

$$P_{total_{3,4}} = (3,23 + 1,73) \approx 5 \text{ W} \quad (3.48)$$

3.7 DIODOS RETIFICADORES DE SAÍDA

Utilizando a equação (3.49), o valor médio da corrente em cada diodo é dado por:

$$I_{Dretmed} = \frac{I_o}{2} = \frac{50}{2} = 25 \text{ A} \quad (3.49)$$

A tensão reversa aplicada em um diodo retificador equivale a:

$$V_{Dret-rrm} = 2 \frac{V_1}{2n} = 142 \text{ V} \quad (3.50)$$

O diodo retificador utilizado é o modelo STPS60SM200CW do fabricante ST, com suas principais características apresentadas na Tabela 3.10 [35].

Por se tratar de um diodo do tipo Schottky, a quantidade de energia liberada durante a recuperação reversa é pequena, e pode ser desprezada, como foi feito em [36] por exemplo. As perdas em um diodo retificador são calculadas utilizando a equação (3.51).

$$P_{Dr_{1,2}} = I_{D_{12med}} V_F \quad (3.51)$$

Tabela 3.10: Principais características do diodo Schottky STPS60SM200CW

Características	Valor
Tensão máxima reversa	200 V
Queda de tensão direta(100°C)	0,7 V
Valor médio da Corrente em um diodo (155°C)	30 A
$R_{th_{jc}}$	0,7 °C/W

Tabela 3.11: Principais características do diodo ultra rápido MUR 220

Características	Valor
Tensão máxima reversa	200 V
Queda de tensão direta(100°C)	0,75 V
Valor médio da corrente em um diodo (25°C)	2 A
Recuperação reversa	25 ns
Valor de pico da corrente	35 A

$$P_{Dr_{1,2}} = 25 \times 0,7 = 17,5 \text{ W} \quad (3.52)$$

Foi utilizado um circuito grampeador para limitar a sobretensão nos diodos do retificador de saída. Trata-se de um circuito grampeador RCD (resistor-capacitor-diode) [37]. A partir de ensaios em bancada, os parâmetros do circuito grampeador foram combinados para garantir uma tensão máxima de 170 V em cada diodo retificador. Foram utilizados dois resistores de 2200 Ω em série, com capacidade de dissipar 10 W cada. O capacitor utilizado possui capacitância de 150 nF, de polipropileno. Desta forma, a perda de energia fica em torno de 0,25% da potência nominal. Foi utilizado o diodo ultra rápido MUR 220 do fabricante ONSEMICONDUCTOR. Suas principais características são mostradas na Tabela 3.11 [38].

3.8 ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA

Após a escolha dos semicondutores, é necessário escolher um dissipador, cujo papel é garantir a temperatura de operação dos componentes. As perdas de energia calculadas até o momento nos inter-

Tabela 3.12: Perdas de energia nos semicondutores

Semicondutor	Perda (W)
S_1	21,7
S_2	21,7
S_3	4,97
S_4	4,97
D_{r1}	17,5
D_{r2}	17,5

ruptores são novamente apresentadas na Tabela 3.12, desprezando as perdas por comutação.

Considera-se que os semicondutores são montados no mesmo dissipador. A temperatura limite da junção é adotada como sendo 125°C . As resistências térmicas dos semicondutores são apresentadas na Tabela 3.13.

Tabela 3.13: Características térmicas dos semicondutores empregados no projeto.

Interruptor principal	
$R_{th_{jc}}$	$0,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$
$R_{th_{cd}}$	$1 \text{ }^\circ\text{C/W}$
$Tjmax_{S_{1,2}}$	$125 \text{ }^\circ\text{C}$
Interruptor auxiliar	
$R_{th_{jc}}$	$0,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$
$R_{th_{cd}}$	$1 \text{ }^\circ\text{C/W}$
$Tjmax_{S_{3,4}}$	$100 \text{ }^\circ\text{C}$
Diodo retificador	
$R_{th_{jc}}$	$0,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$
$R_{th_{cd}}$	$1 \text{ }^\circ\text{C/W}$
$Tjmax_{D_{ret}}$	$125 \text{ }^\circ\text{C}$

A temperatura da cápsula de cada semicondutor pode ser calculada a partir da equação (3.53).

$$T_c = T_j - R_{th_{jc}} P_{loss} \quad (3.53)$$

Efetando os cálculos para cada semicondutor, tem-se:

$$Tc_{M_1} = 118^\circ\text{C/W}$$

$$Tc_{M_3} = 97,3^\circ\text{C/W}$$

$$Tc_{Dret} = 100,5^\circ\text{C/W}$$

A temperatura ambiente escolhida é igual a 40°C . A temperatura obtida na cápsula é utilizada para calcular a temperatura no dissipador, empregando a equação (3.54).

$$Td_{M_1} = Tc_{j_{min}} - R_{thcd_{M_1}} (P_{con_{S_{1,2}}} + P_{D_{1,2}}) \quad (3.54)$$

Substituindo os parâmetros na equação (3.54), tem-se:

$$Td_{M_1} = 70,4^\circ\text{C}$$

$$Td_{M_3} = 74,9^\circ\text{C}$$

$$Td_{Dret} = 65,5^\circ\text{C}$$

Por fim, a resistência térmica do dissipador necessária pelo conjunto deve ser menor que o valor obtido empregando a equação (3.55).

$$R_{thda_{total}} = \frac{Td_{min} - Ta}{2(P_{con_{S_{1,2}}} + P_{D_{1,2}}) + 2(P_{con_{S_{3,4}}} + P_{D_{3,4}}) + 2P_{Dret}} \quad (3.55)$$

$$R_{thda_{total}} \approx 0,35^\circ\text{C/W}$$

O dissipador adotado é o modelo HS15560 do fabricante HS Dissipadores, o qual possui resistência térmica de $0,5^\circ\text{C/W}$ considerando-se o fator de correção indicado pelo fabricante [39]. Este tipo dissipador é projetado para trabalhar na posição vertical. Neste trabalho porém, o dissipador é disposto na posição horizontal, sendo assim precisa de ventilação forçada, a fim de forçar a convecção do ar pelo mesmo. São utilizados quatro ventiladores do fabricante NETWORK modelo RT-060.

3.9 COMANDO DOS INTERRUPTORES

Para acionar os interruptores comandados, optou-se pelo uso de dois circuitos de comando comercial modelo DRO100D25A, do fabricante Supplier, cada qual possui as seguintes características [40]:

- Pode comandar dois interruptores;
- Frequência de comutação inferior a 100 kHz;
- Proteção contra curto-circuito;
- Isolação entre etapa de potência e comando realizada por optoacopladores;
- Monitoração da tensão de saturação;
- Proteção contra sub-tensão da fonte de alimentação;
- Fonte isolada interna;
- Pode acionar interruptores até 1200V;
- Tempo morto ajustável.

Cada circuito de comando foi adequado às necessidades do projeto, com as principais modificações discutidas a seguir.

- Monitoração da Tensão Saturada do (IGBT) - A monitoração da corrente do interruptor pode ser efetuada através da medição da tensão saturada entre o coletor e emissor. Todavia, por se empregar MOSFET's esta função não é utilizada.
- Sinais de erro - Caso ocorra um curto-circuito ou a tensão de alimentação do *gatedriver* se torne menor do que 11 V, um sinal de 0 V é disponível para leitura no pino correspondente ao sinal de erro do circuito de comando. Este sinal é monitorado para fins de depuração do circuito de comando.
- Sinais de *reset* - Na ocorrência de erro, o circuito de comando é desabilitado automaticamente, e os pulsos de comando decaem a zero, para prevenir falhas ou curto de braço entre os interruptores. Após o erro, o circuito de comando permanece desligado,

e só volta a operar quando um nível de tensão (0 V) é aplicado ao pino *reset*. Este nível de tensão pode ser aplicado seja por microcontrolador ou por chave do tipo *Pushbutton*. Ao aplicar 0 V neste pino, o circuito de comando desliga por alguns segundos, e liga novamente, sem sinais de erro.

Para alimentar os circuitos de comando, foi utilizada a fonte auxiliar modelo DS320-08A, recomendada pelo fabricante. O apêndice C possui os diagramas que mostram as conexões dos circuitos de comando à fonte auxiliar.

3.10 CAPACITOR DO FILTRO DE SAÍDA

O capacitor do filtro de saída é dimensionado utilizando os mesmos critérios apresentados para o dimensionamento dos capacitores do barramento CC. O valor eficaz da corrente que circula no capacitor do filtro de saída é calculada pela equação (3.56).

$$I_{C_{fef}} = \sqrt{I_{L_{fef}}^2 - I_o^2} \quad (3.56)$$

Substituindo os parâmetros na equação (3.56), obtém-se:

$$I_{C_{fef}} = \sqrt{(50,025)^2 - (50)^2} = 0,45 \text{ A} \quad (3.57)$$

Foram empregados dois capacitores eletrolíticos modelo B43504A9477M0, associados em paralelo. Desta forma, capacitância total do filtro de saída equivale a:

$$C_f = 2 \times 470 \times 10^{-6} = 940 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.58)$$

3.11 DISTRIBUIÇÃO DE PERDAS

Com base nas perdas de potência obtidas, o cálculo do rendimento pode ser efetuado com a equação (3.59). As perdas nos capacitores do conversor são desprezadas ao longo da análise, devido ao emprego de capacitores polipropileno no barramento CC e à ondulação

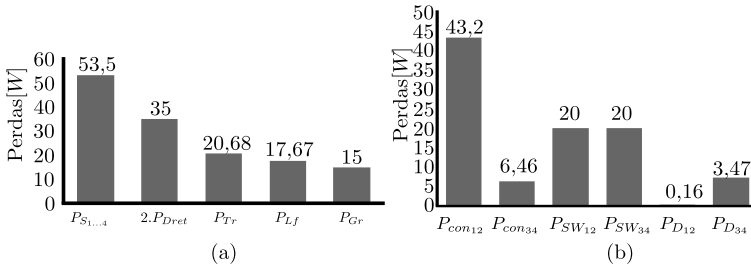


Figura 3.2: Distribuição das perdas previstas no conversor Tipo T ZVS PWM: (a) Perdas no conversor e (b) perdas nos interruptores.

de corrente no capacitor do filtro de saída, que é pequena.

$$\eta = \frac{P_{in}}{2 \cdot P_{S_{1,2}} + 2 \cdot P_{S_{3,4}} + 2 \cdot P_{D_{ret}} + 0,0025 \times P_o + P_{T_r} + P_{L_f} + P_{L_r}} \quad (3.59)$$

O rendimento para potência nominal, substituindo as perdas envolvidas na equação (3.59), é igual a 94,3%. A Figura 3.2 mostra a distribuição das perdas no conversor Tipo T ZVS PWM. O cálculo considera operação ideal do conversor, desprezando não idealidades ou variações paramétricas devido à variações na temperatura dos componentes do conversor. As perdas nos interruptores comandados constituem a maior fonte de perda de energia para este projeto, conforme ilustra o gráfico na letra (a). Na letra (b) as perdas nos interruptores comandados são separadas, em perdas por condução, por comutação e perdas nos diodos intrínsecos. As perdas em condução dos interruptores auxiliares são pequenas, em comparação às perdas nos interruptores principais. As perdas por comutação ilustradas são elevadas, e foram minimizadas com o uso da comutação suave, podendo ser desprezadas.

3.12 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou o projeto do conversor Tipo T ZVS PWM, empregando análises apresentadas nos capítulos anteriores. Os componentes que compõem o conversor Tipo T ZVS PWM foram escolhidos a partir de critérios de projeto, além de outros mencionados na ocasião. A partir da distribuição de perdas do conversor, verificou-se que as perdas em condução constituem a maior parcela de perdas dos interruptores comandados. De fato, tal característica é encontrada nos

conversores HB-ZVS-PWM, devido à corrente elevada que circula pelo enrolamento primário do transformador. Durante as etapas de operação em que os diodos $D_{3,4}$ estão conduzindo, os interruptores $S_{3,4}$ podem ser comandados para entrar em condução. Para altas potências, esta medida pode contribuir para a redução das perdas no conversor Tipo T ZVS PWM.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são mostrados os resultados obtidos a partir de ensaios realizados com o conversor Tipo T ZVS PWM, dimensionado no capítulo 3. O protótipo construído é apresentado, com uma breve descrição sobre os componentes empregados.

Os resultados extraídos dos ensaios foram organizados da seguinte forma: (a) principais formas de onda, (b) característica de saída e (c) rendimento. As principais formas de onda do conversor são apresentadas, em conjunto com os resultados de simulação obtidos na subseção 2.6 do capítulo 2 para validar a análise teórica. A curva de rendimento e a característica de saída obtidas nos ensaios são mostradas neste capítulo.

4.2 PROTÓTIPO DO CONVERSOR TIPO T ZVS PWM

A partir do dimensionamento de todos os semicondutores e elementos passivos do conversor Tipo T ZVS PWM, um protótipo foi implementado para validar a análise teórica desenvolvida. O protótipo é composto por duas placas, uma delas abrigando os componentes de potência do conversor e a outra o modulador. No apêndice C são apresentados os esquemáticos com todos os componentes utilizados no protótipo.

Com os semicondutores e componentes passivos definidos, o diagrama que mostra os componentes empregados no conversor Tipo T ZVS PWM é mostrado na Figura 4.1. A lista de componentes do diagrama é apresentada na Tabela 4.1.

Na Figura 4.2(a)(b) são mostradas fotos do protótipo construído, com os componentes identificados na Figura 4.2(b), da seguinte forma:

Tabela 4.1: Lista de componentes do protótipo do conversor Tipo T ZVS PWM

Nomenclatura	Modelo	Nomenclatura	Modelo
$S_{1,2}$	IPW65R080CFD	$D_{gr1,2}$	MUR220G
$S_{3,4}$	FDA24N40F	D_r	STPS60SM200CW
$C_{r1...4}$	B32672L8102J	$C_{gr1,2}$	150 nF
$C_{b1,2}$	B32776E8206K (x2)	$R_{gr1,2}$	2200 k Ω (x2)
	B43503S5477 (x2)	C_f	B43505A2477M (x2)
L_r	NEE-42/21/20	L_f	NEE-65/33/26
T_r	NEE-65/33/39	DSP	F28069 Picollo
Gate driver	DRO100D25A (x2)		

1. Capacitores de barramento;
2. Indutor ressonante;
3. Transformador de três enrolamentos;
4. Capacitores do filtro de saída;

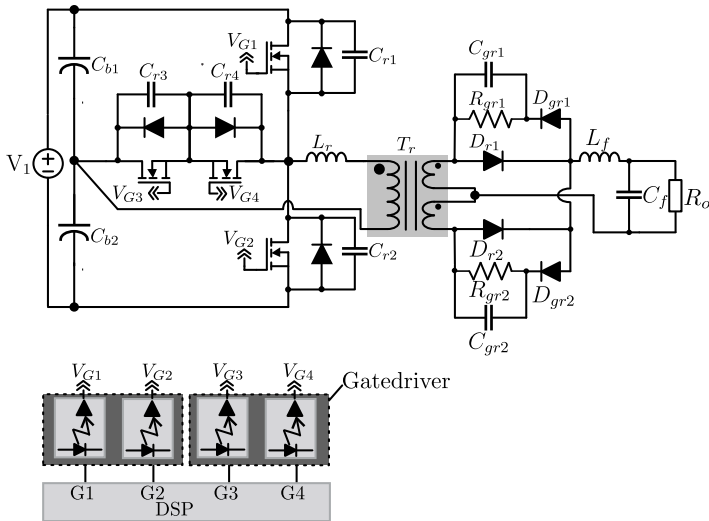


Figura 4.1: Diagrama do estágio de potência do protótipo do conversor Tipo T ZVS PWM.

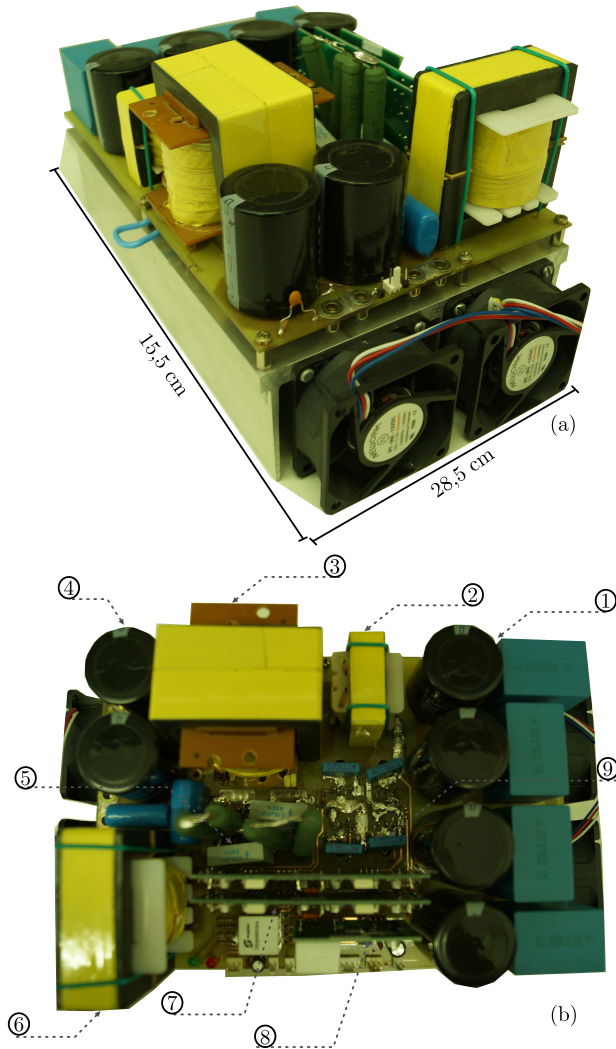


Figura 4.2: Fotos do protótipo do conversor Tipo T ZVS PWM: (a) Vista em perspectiva; (b) Vista superior.

5. Capacitores e resistores do circuito grameador do retificador de saída;
6. Indutor do filtro de saída;

7. Placas dos gatedrivers (duas);
8. Placa da fonte auxiliar;
9. Capacitores de comutação.

4.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.3.1 Principais formas de onda

Para validar toda a análise desenvolvida, o conversor foi simulado no simulador *Orcad* com os semicondutores adotados, cujo circuito é ilustrado na Figura 4.3. Com auxílio da simulação, os resultados experimentais foram reproduzidos e são discutidos ao longo desta seção.

Na Figura 4.4, são mostradas a tensão v_{ab} , a corrente no indutor ressonante i_{Lr} e o sinal de comando no interruptor S_1 , em (a) o resultado foi obtido por simulação, já em (b) o resultado foi obtido por ensaio. Verifica-se que a tensão no enrolamento primário do transfor-

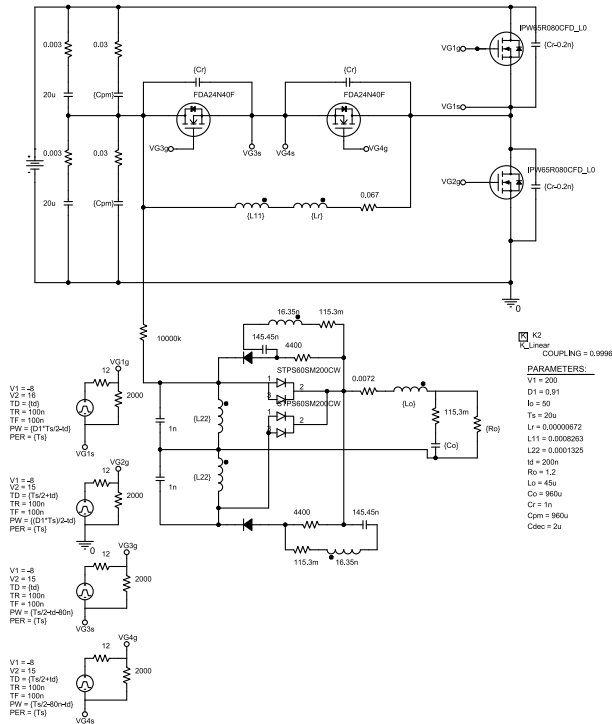


Figura 4.3: Circuito utilizado para simulação do conversor Tipo T ZVS PWM.

mador apresenta três níveis, com as tensões dos capacitores de barramento muito próximas do equilíbrio. Esta simetria impede a saturação do núcleo do transformador e foi obtida sem o uso de capacitores para bloqueio da componente média da corrente magnetizante. Na forma de onda da corrente no indutor ressonante é possível verificar o efeito da perda de razão cíclica. Os resultados são satisfatórios, e demonstram a semelhança entre o conversor Tipo T ZVS PWM e os conversores FB-ZVS-PWM e TL-ZVS-PWM.

As comutações do interruptor S_1 são ilustradas nas Figuras 4.5(a)(b), com o protótipo processando potência nominal. Inicialmente, a tensão sobre o interruptor S_1 decai a zero, logo após ocorre a transição do sinal de comando do interruptor S_1 . Desta forma, o interruptor S_1 entra em condução sob tensão nula. As Figuras 4.6 (a)(b) mostram as mesmas comutações, todavia, com aproximadamente 23 % da potência nominal. Para potências inferiores, a comutação se torna parcialmente dissipativa, visto que o indutor ressonante não armazena energia suficiente para descarga dos capacitores de comutação.

As comutações do interruptor S_3 são mostradas nas Figuras 4.7(a)(b) para carga nominal e Figuras 4.8(a)(b) para 23% da potência nominal. A tensão sobre o interruptor S_3 decai a zero durante o bloqueio do interruptor S_2 , e permanece neste valor até a entrada em condução do interruptor S_3 .

Na Figura 4.9 (a) são mostrados as tensões nos diodos retificadores de saída e a tensão na carga. É possível observar a ação do circuito grampeador, que neste caso atua para limitar a tensão reversa sobre os diodos retificadores, a qual atinge o valor de 177 V, conforme destacado nesta figura.

Na Figura 4.9 (b) são apresentadas a tensão de comando do interruptor S_2 , a tensão sobre o interruptor S_1 e a tensão sobre o interruptor S_4 . A sobretensão destacada na forma de onda de v_{S4} atinge 272,8 V, valor que excede a tensão de 200 V, prevista na operação ideal do conversor. Este problema pode ser solucionado com o uso de técnicas adequadas na confecção do layout da placa de potência do conversor, orientadas à redução das indutâncias parasitas.

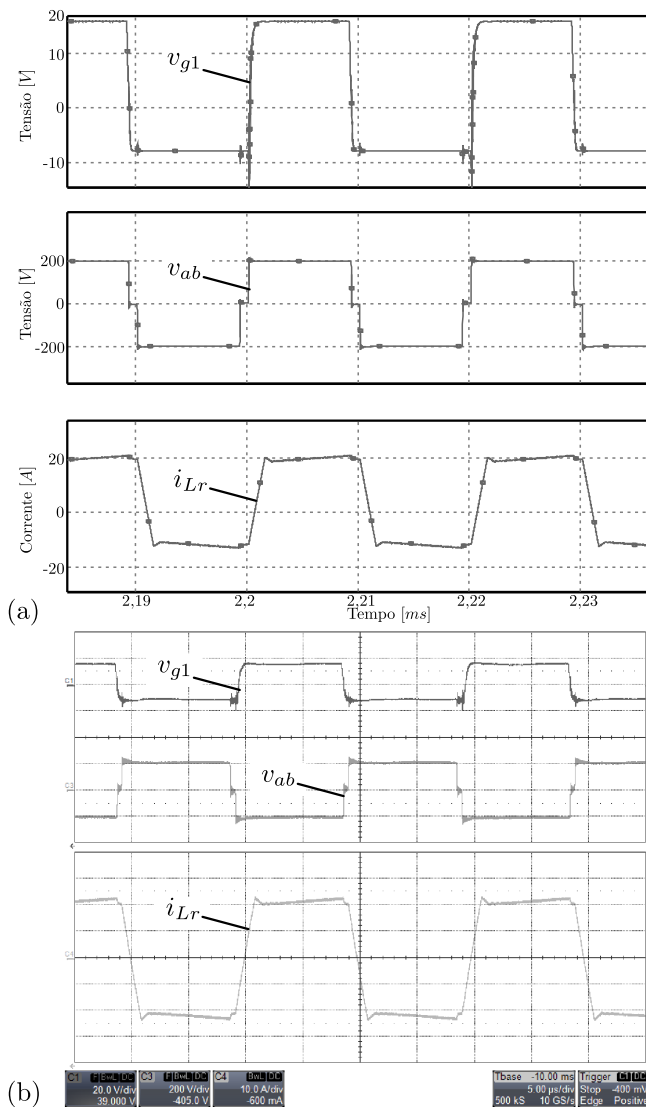


Figura 4.4: Tensão v_{ab} , corrente i_{Lr} e tensão de comando v_{g1} : (a) simulado; (b) experimental, v_{g1} (20V/div), v_{ab} (200 V/div), i_{Lr} (10 A/div). Escala de tempo: $5\mu\text{sec/div}$.

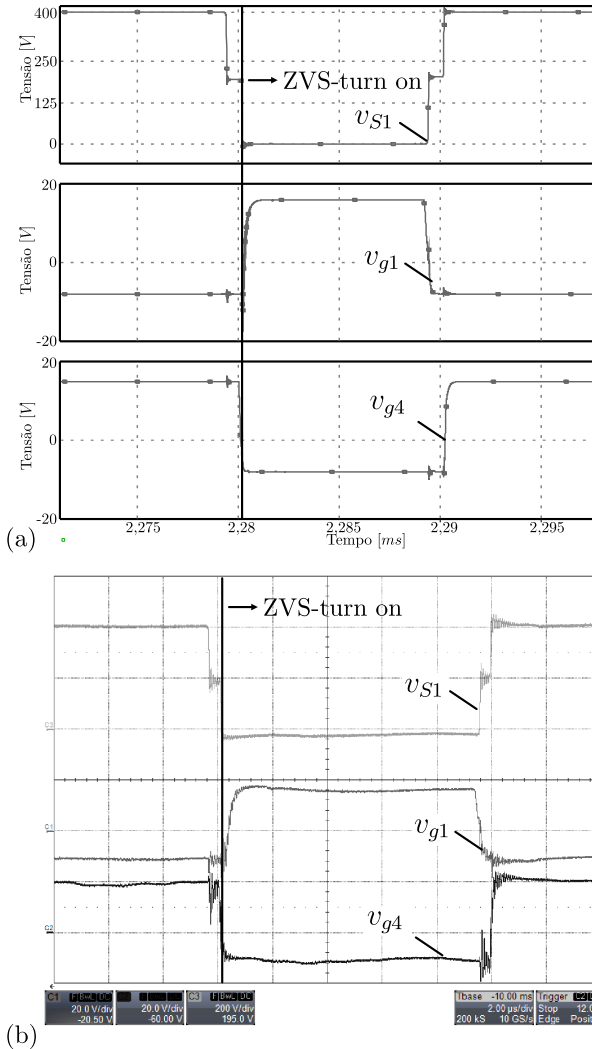


Figura 4.5: Tensão no interruptor v_{S1} , tensão de comando v_{g1} e tensão de comando v_{g4} para 100% de carga: (a) simulado; (b) experimental, v_{S1} (200V/div), v_{g1} e v_{g4} (20 V/div). Escala de tempo: 2 μ s/div.

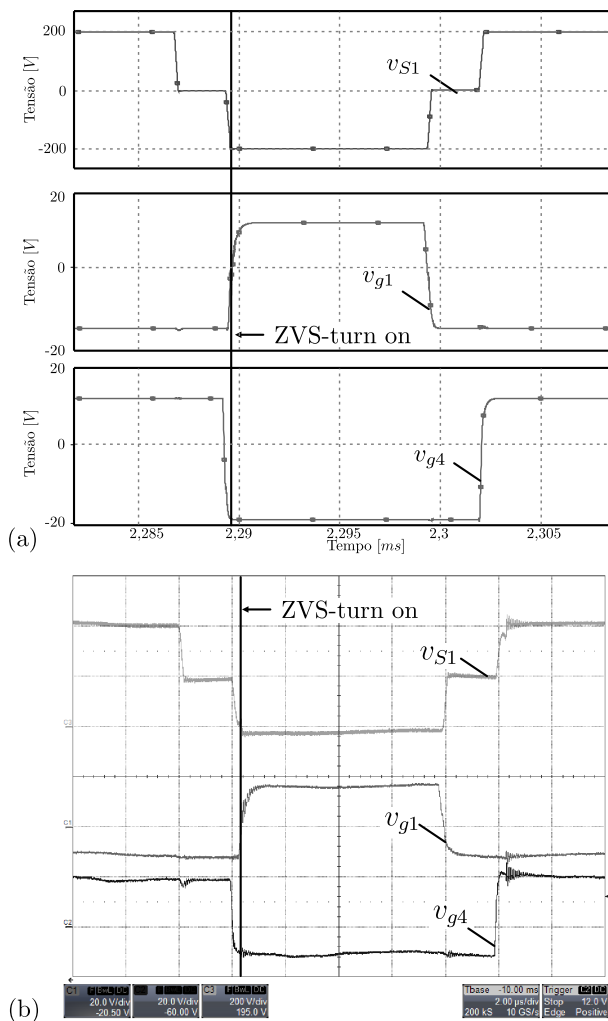


Figura 4.6: Tensão no interruptor v_{S1} , tensão de comando v_{g1} tensão de comando v_{g4} , para 23% de carga: (a) simulado; (b) experimental, v_{S1} (100V/div), v_{g1} e v_{g4} (20 V/div). Escala de tempo: 2 μ s/div.

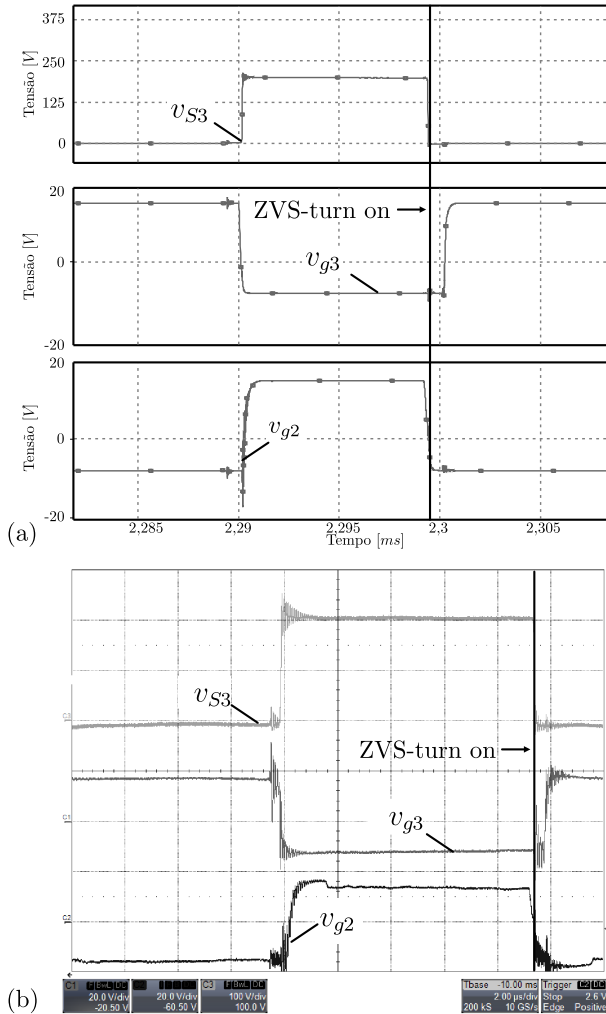


Figura 4.7: Tensão no interruptor v_{S3} , tensão de comando v_{g3} tensão de comando v_{g2} , para 100% de carga: (a) simulado; (b) experimental, (v_{S3} (100V/div), v_{g3} e v_{g2} (20 V/div). Escala de tempo: 2 μ s/div.

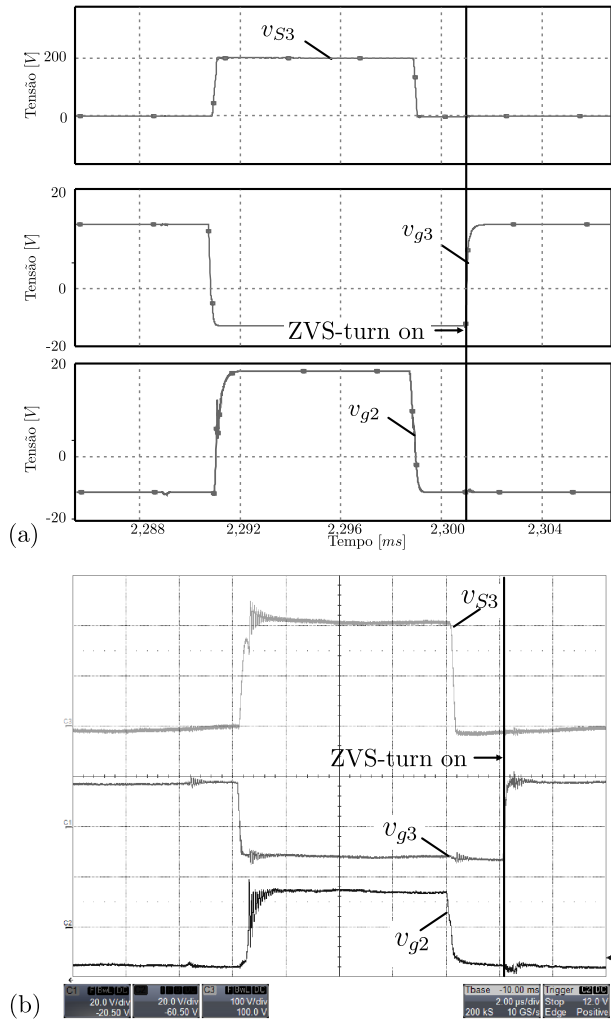


Figura 4.8: Tensão v_{S3} , tensão de comando v_{g3} tensão de comando v_{g2} , para 23% de carga: (a) simulado; (b) experimental, (v_{S3} (100V/div), v_{g3} e v_{g2} (20 V/div). Escala de tempo: 2 μ s/div.

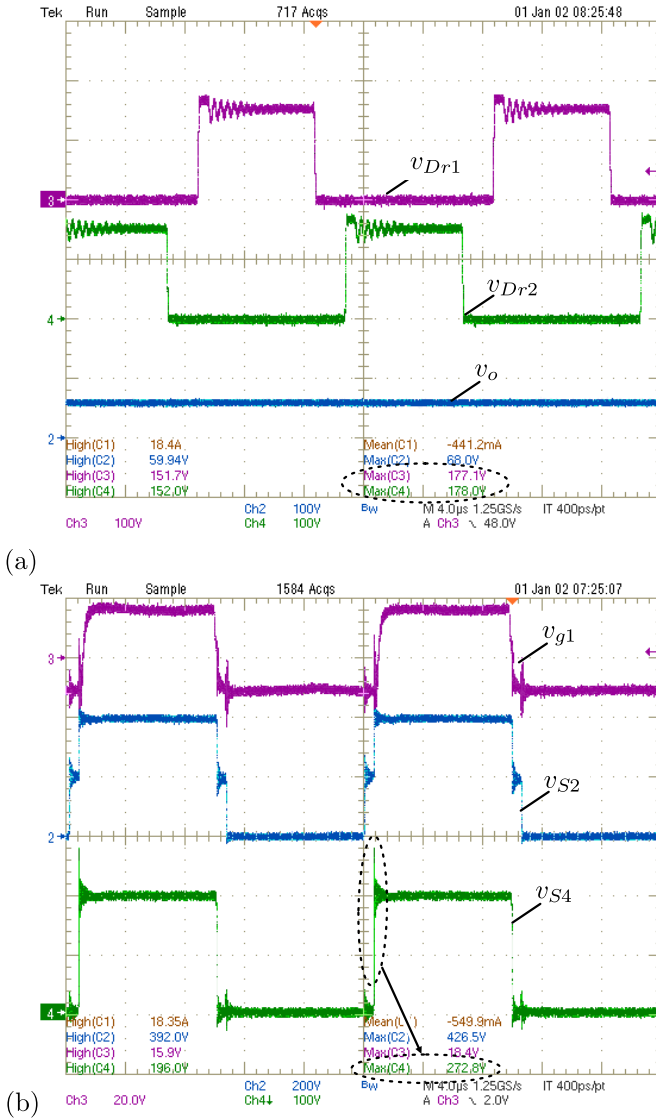


Figura 4.9: Resultados experimentais: (a) Tensão no diodo retificador v_{Dr1} (100 V/div), tensão no diodo retificador v_{Dr2} (100 V/div), tensão na carga v_o (100 V/div); (b) tensão no interruptor v_{S1} (20 V/div), tensão no interruptor v_{S2} (200 V/div) e tensão no interruptor v_{S4} (100 V/div). Escala de tempo: 4 μ s/div.

4.3.2 Característica externa e rendimento

A característica externa obtida experimentalmente para o conversor Tipo T ZVS PWM é mostrada na Figura 4.10 (a). O ensaio para sua obtenção é realizado variando a resistência de carga, mantendo a razão cíclica fixa e medindo a tensão e a corrente na carga. O comportamento da curva demonstra o efeito da perda de razão cíclica, em que ocorre uma redução da tensão de saída para o aumento da corrente na carga. Esta característica também está presente nos conversores TL-ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM [14] [41].

Utilizando o analisador digital de energia Yokogawa WT3000, foi possível obter o rendimento do protótipo, ilustrado na Figura 4.10 (b). O ensaio para obtenção desta curva foi executado com a tensão de saída fixa, ou seja, $V_o = 60$ V, para diferentes valores da resistência de carga. O rendimento máximo do protótipo foi de 95,2% para condição de 40% da potência nominal. Sob a condição de potência nominal, o rendimento obtido foi de 93%.

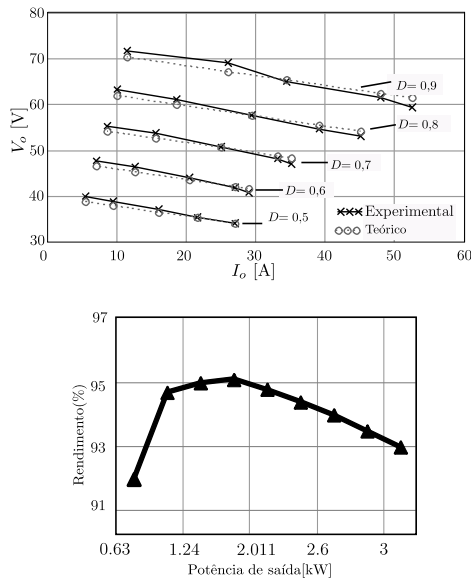


Figura 4.10: Curvas experimentais para o conversor Tipo T ZVS PWM: (a) Característica de saída, para diferentes valores de razão cíclica; (b) Curva de rendimento.

4.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais obtidos para o conversor Tipo T ZVS PWM. Um protótipo com potência de 3 kW foi projetado, construído e testado. Os resultados permitem validar a análise teórica desenvolvida.

A comutação dos interruptores do conversor foi analisada, a qual demonstrou que todos os interruptores comutam sob tensão nula para uma ampla faixa de carga, o que garante redução significativa na emissão de ruídos e aumenta o rendimento do conversor.

A tensão aplicada sobre os interruptores auxiliares equivale à metade da tensão de barramento. Todavia, durante o bloqueio desses interruptores surgem sobretensões oriundas da energia armazenada nas indutâncias parasitas presentes no circuito. Desprezando-se erros no layout e analisando somente a topologia, é possível verificar que a tensão sobre o interruptor auxiliar é a metade da tensão de barramento, o que ocorre após o transitório da comutação. Isto mostra que os interruptores auxiliares ficam submetidos a tensões menores do que as tensões dos interruptores principais.

A característica de saída do conversor Tipo T ZVS PWM, em conjunto com as formas de onda da tensão no primário do transformador e corrente no indutor ressonante são similares àquelas obtidas para os conversores FB-ZVS-PWM e TL-ZVS-PWM.

O rendimento obtido pelos ensaios é satisfatório, uma vez que este protótipo conta com grameador dissipativo. O uso de retificação síncrona no retificador de saída, de grameador regenerativo e de componentes com baixas perdas, com métodos de otimização para buscar a combinação paramétrica ótima podem aumentar de forma significativa o rendimento do conversor.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O conversor TT-ZVS-PWM foi estudado no capítulo 2, e suas características foram evidenciadas. Foram comprovados por simulação os esforços nos componentes e a comutação suave nos interruptores. No capítulo 3 um exemplo de projeto foi apresentado, com especificações usuais de fontes para telecomunicações. Foram dimensionados os componentes do conversor, tais como o indutor ressonante, os interruptores, o transformador, entre outros.

Como resultado do projeto, foi construído um protótipo de 3 kW, o qual validou a análise teórica, com destaque na metodologia para obter comutação suave em ampla faixa de carga, aplicada nos conversores CC-CC isolados tradicionais, a qual foi estendida para o conversor TT-ZVS-PWM. Foi obtido um rendimento máximo de 95,2%.

As formas de onda da corrente no indutor ressonante, tensão no enrolamento primário do transformador e tensão no indutor de saída são similares à aquelas obtidas para o FB-ZVS-PWM e o TL-ZVS-PWM, com característica de saída equivalente. Não obstante, o conversor TT-ZVS-PWM é um conversor simétrico que oferece vantagens similares à dos conversores FB-ZVS-PWM e TL-ZVS-PWM, tais como fluxo magnético médio desprezível, três níveis na tensão do primário do transformador, comutação ZVS nos interruptores e redução nos esforços de tensão dos interruptores auxiliares.

A tensão sobre um interruptor auxiliar equivale à metade da tensão de barramento. Contudo, sobretensões provocadas pelas indutâncias parasitas provocam um aumento da tensão à qual o interruptor auxiliar fica submetido, ou seja, o layout da etapa de potência do conversor interfere na tensão aplicada ao interruptor durante a etapa de bloqueio do mesmo. Com um layout adequado, os efeitos das sobretensões podem ser eliminados, e interruptores de baixa tensão e baixa resistência dreno-fonte podem ser utilizados, para aumentar o rendimento.

Os capacitores do ponto médio se beneficiam da simetria do conversor. Nos ensaios em malha aberta, a tensão nos capacitores de barramento permanecem estáveis. Nos estudos do capítulo 2, foi enfatizada a função do interruptor bidirecional, pelo qual circula a corrente que mantém o equilíbrio dos capacitores de ponto médio, ou seja, corrente média com valor nulo. De fato, se o interruptor bidirecional falhar, ocorre um desequilíbrio do barramento.

Por fim, ressalta-se a importância de novas soluções para conversores com aplicações em altas potências. O conversor proposto é uma solução atraente para aplicações em equipamentos médicos, veículos elétricos, fontes de telecomunicações e pode se beneficiar de toda a pesquisa realizada para o conversor FB-ZVS-PWM, o que amplia seu campo de aplicações. Trata-se de uma solução para o conversor HB-ZVS-PWM assimétrico, a qual o transforma em um conversor simétrico.

Para explorar o conversor CC-CC isolado TT-ZVS-PWM, é interessante efetuar pesquisas nos seguintes assuntos:

1. Conversor TT-ZVS-PWM bidirecional:

Considerando-se aplicações para fontes de telecomunicações com alto rendimento, é possível substituir o retificador de saída por um dobrador de corrente, o qual apresenta vantagens para aplicações em que a corrente de saída é elevada, visto que divide a corrente que circula por cada semicondutor [11] [42–45].

Os semicondutores empregados para o dobrador de corrente devem ser MOSFETs com baixa resistência, e devem ser utilizados para realizar retificação síncrona, aumentando consideravelmente o rendimento da estrutura. Também é interessante implementar rotinas de otimização na busca do ponto de operação ótimo, uso de interruptores com baixa resistência, e materiais magnéticos com baixas perdas. Este conversor pode ser empregado em veículos elétricos, desde que devidamente controlado e com modulador adequado para permitir operação bidirecional.

2. Realização do conversor DAB(Dual Active Bridge) a partir de conversores TT-ZVS-PWM:

Existe demanda considerável por pesquisas envolvendo conversores bidirecionais para aplicações em carros elétricos, haja vista os incentivos para redução de poluição e uso de energia limpa [46]. O conversor DAB proposto por [47] possui relevância neste assunto, pois emprega o conversor FB-ZVS-PWM, o qual é muito popular e bem difundido na literatura. Não obstante, é interessante obter conversores com baixo custo, cenário favorável para projetar um conversor DAB utilizando o TT-ZVS-PWM, com projeto orientado à redução de custos, ou seja, redução de gatedrivers, uso de interruptores auxiliares com baixa tensão, redução no número de capacitores parasitas, etc. O estudo pode ser estendido até a

análise de situações em que um interruptor auxiliar pode falhar, explorando sua tolerância à falha. De fato, a célula tipo T pode virar uma célula meia ponte desde que devidamente controlada, com investigação de técnicas de controle que permitam a convergência para um ponto de operação que mantenha a comutação suave nos interruptores bem como o equilíbrio dos capacitores de ponto médio [48].

3. Conversores tipo T ressonantes:

Outras soluções para conversores CC-CC com alto rendimento consistem no uso de conversores ressonantes. Problemas envolvendo compatibilidade eletromagnética podem ser mitigados, com a operação do conversor utilizando ZVS e ZCS (Zero Current Switching). A modulação em frequência por sua vez pode reduzir o peso e volume dos dispositivos magnéticos, dada a possibilidade do aumento da frequência de comutação nesses conversores. Em [11], as estruturas LLC e LCC permitem obter rendimento elevado, pois reduzem as perdas em condução e número de espiras do enrolamento secundário no conversor Full-Bridge por exemplo, por este motivo elas são adotadas em projetos de conversores com alta eficiência. Estudos envolvendo qualquer uma destas estruturas e a célula Tipo T é pertinente.

REFERÊNCIAS

- [1] MARQUET, D. et al. DC power wide spread in Telecom/Datacenter and in home/office with renewable energy and energy autonomy. In: *35th Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6.
- [2] DKE Work. *DC powered data centers in the world*. 2011. Disponível em: <<http://www.vde.com/>>.
- [3] NEDO. *The Operational Experience of Sendai Microgrid in the Aftermath of the Great East Japan Earthquake: A Case Study*. 2011. Disponível em: <http://www.nedo.go.jp/english/reports_20130222.html>.
- [4] SHI, Y.; YANG, X. Zero-voltage switching pwm three-level full-bridge dc-dc converter with wide zvs load range. *IEEE Trans. on Power Electron.*, v. 28, n. 10, p. 4511–4524, 2013. ISSN 0885-8993.
- [5] HYUN-KIYOON et al. Zero-voltage switching and soft-commutating two-transformer full-bridge pwm converter using the voltage-ripple. In: *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–7. ISSN 0275-9306.
- [6] LEE, I.-O.; MOON, G.-W. Soft-switching dc/dc converter with a full zvs range and reduced output filter for high-voltage applications. *IEEE Trans. on Power Electron.*, v. 28, n. 1, p. 112–122, 2013. ISSN 0885-8993.
- [7] AYYANAR, R.; MOHAN, N. Novel soft-switching dc-dc converter with full zvs-range and reduced filter requirement. i. regulated-output applications. *IEEE Trans. on Power Electron.*, v. 16, n. 2, p. 184–192, 2001. ISSN 0885-8993.
- [8] GHODKE, D.; CHATTERJEE, K.; FERNANDES, B. G. Modified soft-switched three-phase three-level dc-dc converter for high-power applications having extended duty cycle range. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, v. 59, n. 9, p. 3362–3372, 2012. ISSN 0278-0046.

- [9] PRASANNA, U.; RATHORE, A. Extended range zvs active-clamped current-fed full-bridge isolated dc/dc converter for fuel cell applications: Analysis, design, and experimental results. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, v. 60, n. 7, p. 2661–2672, 2013. ISSN 0278-0046.
- [10] KIM, J.-K. et al. A new standby structure using multi-output full-bridge converter integrating flyback converter. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, v. 58, n. 10, p. 4763–4767, 2011. ISSN 0278-0046.
- [11] BADSTÜBNER, U. *Ultra-high performance telecom dc-dc converter*. Tese (Doutorado) — ETH Zurich, Zurich, 2012. Disponível em: <http://www.pes.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/UBAdissOnline.pdf>.
- [12] SABATE, J. et al. Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched pwm converter. In: *Fifth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 1990. p. 275–284.
- [13] HELDWEIN, M. *Unidade Retificadora Trifásica de Alta Potência e Alto Desempenho para Aplicação em Centrais de Telecomunicações*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1999.
- [14] PINHEIRO, J.; BARBI, I. The three-level zvs pwm converter—a new concept in high voltage dc-to-dc conversion. In: *International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation Power Electronics and Motion Control*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 173–178 vol.1.
- [15] PINHEIRO, J.; BARBI, I. The three-level zvs-pwm dc-to-dc converter. *IEEE Trans. on Power Electron.*, v. 8, n. 4, p. 486–492, 1993. ISSN 0885-8993.
- [16] IMBERTSON, P.; MOHAN, N. Asymmetrical duty cycle permits zero switching loss in PWM circuits with no conduction loss penalty. In: *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1991. p. 1061–1066 vol.1.

- [17] LI, W. et al. Series asymmetrical half-bridge converters with voltage autobalance for high input-voltage applications. *IEEE Trans. on Power Electron.*, v. 28, n. 8, p. 3665–3674, 2013. ISSN 0885-8993.
- [18] LEE, I.-O.; MOON, G.-W. A new asymmetrical half-bridge converter with zero dc-offset current in transformer. *IEEE Trans. on Power Electron.*, v. 28, n. 5, p. 2297–2306, 2013. ISSN 0885-8993.
- [19] PEDERSEN, C. *Estudo de uma Fonte de Alimentação com Comutação Suave, Frequência Constante, para Altas Potências*. Tese (Dissertação) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, dez. 1993.
- [20] BHAGWAT, P. M.; STEFANOVIC, V. Generalized structure of a multilevel PWM inverter. *IEEE Transactions on Ind.App.*, IA-19, n. 6, p. 1057–1069, nov. 1983. ISSN 0093-9994.
- [21] SOEIRO, T. et al. Comparison of 2- and 3-level active filters with enhanced bridge-leg loss distribution. In: *8th IEEE International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1835–1842.
- [22] FUJII, K. et al. 1-MW advanced t-type NPC converters for solar power generation system. In: *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–10.
- [23] HOLTZ, J. Selbstgeführte wechsellrichter mit treppenförmiger ausgangsspannung für grosse leistung und hohe frequenz (in german). v. 6, n. 3, p. 164–171, 1977.
- [24] ALOLAH, A.; HULLEY, L.; SHEPHERD, W. A three-phase neutral point clamped inverter for motor control. *IEEE Trans. on Power Electron.*, v. 3, n. 4, p. 399–405, out. 1988. ISSN 0885-8993.
- [25] SCHWEIZER, M.; KOLAR, J. Design and implementation of a highly efficient three-level t-type converter for low-voltage applications. *IEEE Trans. on Power Electron.*, v. 28, n. 2, p. 899–907, 2013. ISSN 0885-8993.

- [26] NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped PWM inverter. *IEEE Trans. on Ind. App.*, IA-17, n. 5, p. 518–523, set. 1981. ISSN 0093-9994.
- [27] DESCHAMPS, E.; BARBI, I. A flying-capacitor zvs pwm 1.5 kw dc-to-dc converter with half of the input voltage across the switches. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 5, p. 855–860, 2000. ISSN 0885-8993.
- [28] THORNTON. *Catálogo de ferrite*. 2008.
- [29] EPCOS. *Aluminum electrolytic capacitors B43504*. 2013.
- [30] EPCOS. *Metallized polypropylene film capacitors(MKP)*. 2009.
- [31] INFINEON. *650V CoolMOS IPW65R080CFD datasheet*. 2011.
- [32] BARBI, I. et al. DC-DC converter: four switches $V_{pk}=V_{in}/2$, capacitive turn-off snubbing, ZV turn-on. *IEEE Trans. on Power Electron.*, v. 19, n. 4, p. 918–927, jul. 2004. ISSN 0885-8993.
- [33] BARBI, I. *Eletrônica de potência: projeto de fontes chaveadas*. [S.l.]: Edição do Autor, 2007.
- [34] FAIRCHILD. *N-Channel Unifet FRFET MOSFET FDA24N40F - Datasheet*. 2013.
- [35] ST. *Power Schottky rectifier STPS60SM200CW - datasheet*. 2011.
- [36] Dupzack, Bruno S. *Inversor cinco níveis em corrente para acionamento de motores elétricos*. Tese (Tese) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/95577>>.
- [37] MWEENE, L.; WRIGHT, C.; SCHLECHT, M. A 1 kW, 500 kHz front-end converter for a distributed power supply system. In: , *Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* . [S.l.: s.n.], 1989. p. 423–432.
- [38] ON Semiconductor. *SWITCHMODE Power Rectifier MUR220 - datasheet*. 2006.

- [39] HS Dissipadores. *Catálogo HS Dissipadores*. 2009. Disponível em: <<http://www.hsdissipadores.com.br/>>.
- [40] SUPPLIER. *Drivers para transistores de potência*. 2011.
- [41] VLATKOVIC, V. et al. Small-signal analysis of the phase-shifted PWM converter. *IEEE Trans. on Power Electron.*, v. 7, n. 1, p. 128–135, 1992. ISSN 0885-8993.
- [42] FROHLEKE, N. et al. Soft switching forward-flyback converter with one magnetic component and current doubler rectification circuit. In: *Thirty-First IAS Annual Meeting IEEE Industry Applications Conference*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 1161–1168 vol.2.
- [43] KUTKUT, N.; DIVAN, D.; GASCOIGNE, R. An improved full-bridge zero-voltage switching PWM converter using a two-inductor rectifier. *IEEE Trans. on Ind. App.*, v. 31, n. 1, p. 119–126, jan. 1995. ISSN 0093-9994.
- [44] KUTKUT, N. A full bridge soft switched telecom power supply with a current doubler rectifier. In: *19th International Telecommunications Energy Conference INTELEC*. [S.l.: s.n.], 1997. p. 344–351.
- [45] PATARAU, T. et al. Analysis and design of a bidirectional DC-DC converter with current doubler rectifier used in smart grid. In: *Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion Joint Conference (ACEMP)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 169–174.
- [46] KRISMER, F.; KOLAR, J. Closed form solution for minimum conduction loss modulation of DAB converters. *IEEE Trans. on Power Electron.*, v. 27, n. 1, p. 174–188, jan. 2012. ISSN 0885-8993.
- [47] DONCKER, R. D.; DIVAN, D.; KHERALUWALA, M. A three-phase soft-switched high power density DC/DC converter for high power applications. In: *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1988. p. 796–805 vol.1.
- [48] CHOI, U.-M.; LEE, K.-B.; BLAABJERG, F. Diagnosis and tolerant strategy of an open-switch fault for t-type three-level inverter systems. *IEEE Trans. on Ind. App.*, v. 50, n. 1, p. 495–508, 2014. ISSN 0093-9994.

- [49] TEXAS INSTRUMENTS. *F28069 Piccolo controlSTICK - TMDX28069USB - TI Tool Folder*. Disponível em: <<http://www.ti.com/tool/tmdx28069usb>>.
- [50] BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. [S.l.]: Morgan & Claypool Publishers, 2006. ISBN 9781598291124.
- [51] ORTMANN, M. S. *Filtro ativo trifásico com controle vetorial utilizando DSP*. Tese (Dissertação) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/bitstream/handle/123456789-92007/252128.pdf?sequence=1>>.
- [52] LOURENÇO ELIZETE, M. *Análise e Projeto de compensadores para Conversores Full-Bridge-ZVS-PWM-PS*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1994.
- [53] PAGLIOSA, P. *Contribuição ao Estudo de um Conversor CC-CC Isolado de 1,5 kW Aplicado a Célula Combustível*. Tese (Dissertação) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.
- [54] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. [S.l.]: Springer, 2001. ISBN 9780792372707.
- [55] NISE, N. S. *Control Systems Engineering*. [S.l.]: Wiley, 2004. ISBN 9780471445777.
- [56] CHEN, C.-T. *Analog and Digital Control System Design: Transfer-Function, State-Space, and Algebraic Methods*. [S.l.]: Saunders College Publishing, 1993. ISBN 9780030940705.
- [57] KAZIMIERCZUK, M. K. *High-Frequency Magnetic Components*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013. ISBN 9781118717738.
- [58] McLyman, C. W. T. *Transformer and Inductor Design Handbook, Third Edition*. [S.l.]: CRC Press, 2004. ISBN 9780824751159.
- [59] BATISTA, A. *Modelagem e otimização do projeto de componentes magnéticos utilizados em conversores estáticos de alta frequência*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1998.

APÊNDICE A – ASPECTOS DA IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL

A.1 IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL

A implementação digital caracteriza-se por gerar o modulador do conversor, receber sinais de erro dos gatedrivers, ler a tensão de saída e realizar o controle do conversor. Para tanto, será utilizado o DSP TMS320F28069 da Texas, este DSP está presente em um kit de desenvolvimento denominado Control Stick. As principais características são apresentadas na Tabela A.1. Neste apêndice, a implementação digital será abordada e as características do DSP relevantes ao projeto da malha de controle do conversor serão apresentados. Na Figura A.1 são apresentados os principais periféricos utilizados na implementação digital com nomenclatura nativa do ambiente de programação do respectivo DSP.

A.2 IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DO MODULADOR

Para implementar o modulador do conversor, foram utilizados dois módulos ePWM disponíveis no kit. Aos interruptores principais é associado um módulo ePWM(ePWM3), cujo contador realiza a contagem no modo crescente e decrescente, reproduzindo uma onda triangular. Embora o modelo de pequenos sinais seja válido para uma portadora dente de serra, a forma com a qual a comparação é reali-

Tabela A.1: Características do DSP TMS320F28069

Dimensões	Valores
Frequência de clock	90 <i>MHz</i>
Ciclo de Instrução	11,11 <i>ns</i>
Memória Flash	256 <i>kB</i>
Memória RAM	100 <i>kB</i>
Saídas PWM	16
Módulos PWM	8
Conversores A/D 12 bits	12
Tempo de conversão	22 <i>ns</i>

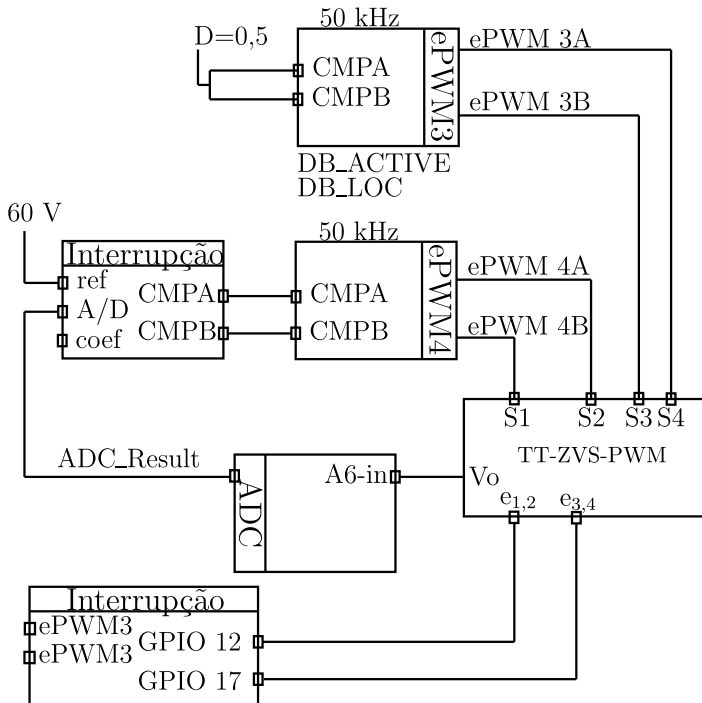


Figura A.1: Diagrama com os principais periféricos utilizados do DSP.

zada equivale a uma dente de serra. Desta forma, a razão cíclica do interruptor S_1 é reproduzida na contagem crescente, e a razão cíclica do interruptor S_2 é reproduzida na contagem decrescente.

A Figura A.2 demonstra as contagens, bem como a razão cíclica dos interruptores principais. O modulador dos interruptores auxiliares apresenta razão cíclica constante e equivalente a meio período de comutação, sendo que os interruptores são complementares. Portanto, o modulador pode ser implementado a partir de uma dente de serra, a qual é realizada a partir da contagem crescente, conforme ilustra a Figura A.3.

Por fim, resta definir o ganho do modulador digital. Este ganho é obtido pela relação entre a frequência de clock do DSP e a frequência de comutação empregada no projeto, dado pela relação (A.1) [49]. Para

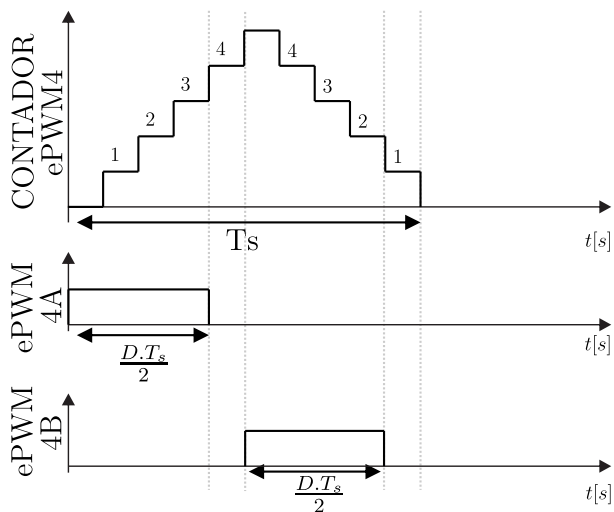


Figura A.2: Concepção do modulador digital para S_1 e S_2 .

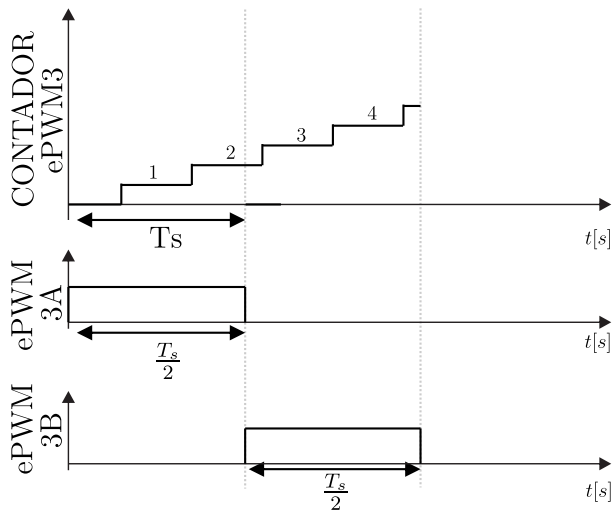


Figura A.3: Concepção do modulador digital para S_3 e S_4 .

este projeto, a tensão de pico é ilustrada em (A.2).

$$V_p = \frac{f_{clock}}{2 \cdot f_s} \tag{A.1}$$

$$V_p = \frac{80 \cdot 10^3}{2.50} = 800 \tag{A.2}$$

A.3 AMOSTRAGEM

O modulador com portadora triangular definido em (A.2) permite dupla amostragem, conforme apresentado em [50]. Duas interrupções são geradas, na passagem por zero e no valor de pico, conforme ilustra a Figura A.4.

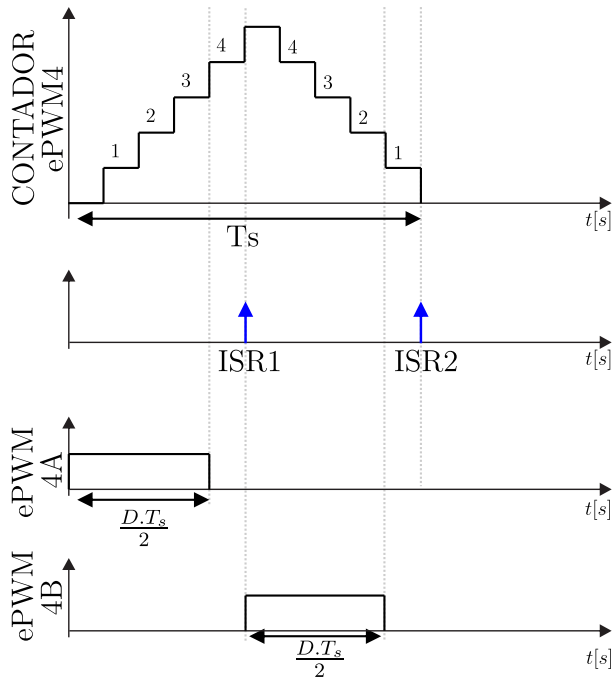


Figura A.4: Interrupções para amostragem.

De acordo com [50] o atraso inerente a atualização simples é representado pela equação (A.3).

$$at_1(s) = e^{-sT_a} \tag{A.3}$$

Também deve ser considerado o atraso na atualização da razão cíclica, dado por(A.4) [50].

$$at_2(s) = e^{-sT_a} \tag{A.4}$$

Portanto, o atraso total é determinado pelo produto das equações (A.3) e (A.4).

$$at(s) = e^{-2sT_a} \tag{A.5}$$

O bloco que representa efetivamente o modulador digital, composto pelos atrasos associados e o ganho, é ilustrado na Figura A.5.

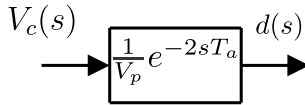


Figura A.5: Bloco correspondente ao modulador PWM.

A.4 LEITURA E CONDICIONAMENTO DA TENSÃO DE SAÍDA

A.4.1 Sensor para a Tensão de saída

A medição da tensão de saída bem como o condicionamento do sinal para leitura no DSP é ilustrado na Figura A.6.

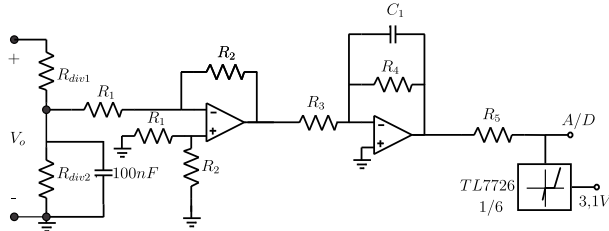


Figura A.6: Medição e condicionamento da tensão de saída.

A tensão de saída será medida utilizando um divisor resistivo em paralelo com a carga. O cálculo do divisor é obtido empregando a

equação (A.6).

$$R_{div2} = \frac{V_{ref} \cdot R_{div1}}{V_o + \Delta V_o \cdot V_o - V_{ref}} [\Omega] \quad (A.6)$$

Após a conversão, o sinal deve ser adequado à leitura do conversor A/D do DSP. Sabe-se pelo fabricante [49] que o máximo valor de tensão permitido no pino do conversor A/D é 3,11 V e deseja-se trabalhar com a tensão em torno de 3 V, para garantir que não haverá danos ao DSP. O amplificador operacional na configuração de inversor é calculado para reduzir a tensão, sendo um resistor do ganho adotado e o outro resistor calculado. O ganho do amplificador operação é definido através da equação (A.7).

$$K_2 = \frac{R_2}{R_1} \quad (A.7)$$

O filtro anti-aliasing é dimensionado para atenuar componentes de frequência superior à frequência de comutação, portanto ele é ajustado nesta frequência (na metade da frequência de amostragem). Adotando $R_3 = R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, o capacitor C_1 pode ser calculado pela equação (A.8):

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot fs) R_3} \quad (A.8)$$

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot 50000) \cdot 1000} \approx 1,6 \text{ nF} \quad (A.9)$$

O resistor R_5 é escolhido a fim de limitar a corrente que circula no grampeador em caso de atuação do mesmo, conforme os critérios apresentados em [51]. Portanto, a função de transferência ao longo da realimentação da malha de tensão pode ser definida pela equação (A.10).

$$H_v(s) = K_{div} \cdot K_2 \cdot \frac{1}{R_4 \cdot C_1 \cdot s + 1} \quad (A.10)$$

APÊNDICE B – MODELAGEM E CONTROLE

B.1 INTRODUÇÃO

O objeto de estudo deste apêndice consiste no controle da tensão da carga do conversor TT-ZVS-PWM. Será demonstrado que o modelo de pequenos sinais do conversor TT-ZVS-PWM é similar ao modelo de pequenos sinais do conversor FB-ZVS-PWM, deduzido em [12]. Este modelo foi utilizado por [13] [52] [53] para controle da tensão na carga e corrente na carga. A partir do modelo de pequenos sinais é realizado o projeto do compensador para controle da tensão na carga com implementação digital em um microcontrolador. O diagrama de blocos da Figura B.1 mostra a malha de controle da tensão de saída proposta para o conversor TT-ZVS-PWM.

A tensão de saída V_o é comparada com a tensão de referência V_o^* , a diferença entre as tensões gera um sinal de erro. O primeiro bloco, $C(s)$ representa o compensador que vai corrigir a razão cíclica a partir do sinal de erro. O bloco $G_{PWM}(s)$ representa os atrasos oriundos da implementação digital. O bloco $G(s)$ representa a função de transferência do conversor, cuja variável de entrada é a razão cíclica e como variável de saída a tensão na carga. A realimentação da tensão na carga é feita pelo bloco $H(s)$, composto por filtros e demais circuitos para compatibilizar os níveis de tensões do processador de sinais com o conversor.

São objetivos deste apêndice descrever cada função de transferência citada, bem como apresentar a dedução do modelo de pequenos sinais do conversor TT-ZVS-PWM. A partir do modelo de pequenos sinais, é possível obter a função de transferência $G(s)$, projetar o controlador $C(s)$ e efetuar sua discretização para implementação em pro-

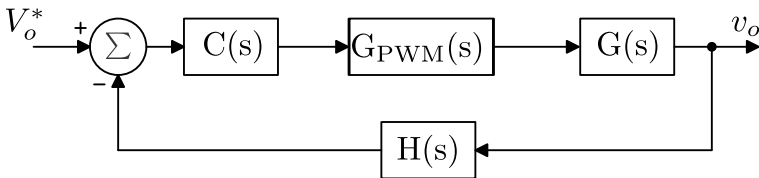


Figura B.1: Diagrama de blocos para controle da tensão de saída do conversor TT-ZVS-PWM.

cessador digital.

B.2 MODELO DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR TIPO T ZVS PWM

O modelo de pequenos sinais do conversor TT-ZVS-PWM é deduzido considerando-se os valores médios da tensão no indutor e correntes nos capacitores, dentro de um período de comutação [54]. Inicialmente são desprezados a perda de razão cíclica e o tempo morto, de modo que o conversor possa ser representado pelos circuitos equivalentes (a)-(d) da Figura B.2, com principais formas de onda apresentadas na Figura B.2 (e). A presença do filtro de saída é predominante no circuito equivalente, portanto os capacitores de barramento e a fonte de entrada são referidas ao enrolamento secundário do transformador, para simplificar a análise. No estado topológico referente à Figura B.2 (a), tem-se as seguintes equações:

$$i_{Cb_1} = -\frac{i_{Lf}}{2} \frac{d}{2} \quad (\text{B.1})$$

$$i_{Cb_2} = \frac{i_{Lf}}{2} \frac{d}{2} \quad (\text{B.2})$$

$$v_{Lf} = \left(\frac{v_1}{2n} - v_o \right) \frac{d}{2} \quad (\text{B.3})$$

$$i_{Cf} = \left(i_{Lf}(t) - \frac{v_o}{R_o} \right) \frac{d}{2} \quad (\text{B.4})$$

No estado topológico referente à Figura B.2 (b), tem-se as seguintes equações:

$$i_{Cb_1} = 0. \frac{(1-d)}{2} \quad (\text{B.5})$$

$$i_{Cb_2} = 0. \frac{(1-d)}{2} \quad (\text{B.6})$$

$$v_{Lf} = (-v_o) \frac{(1-d)}{2} \quad (\text{B.7})$$

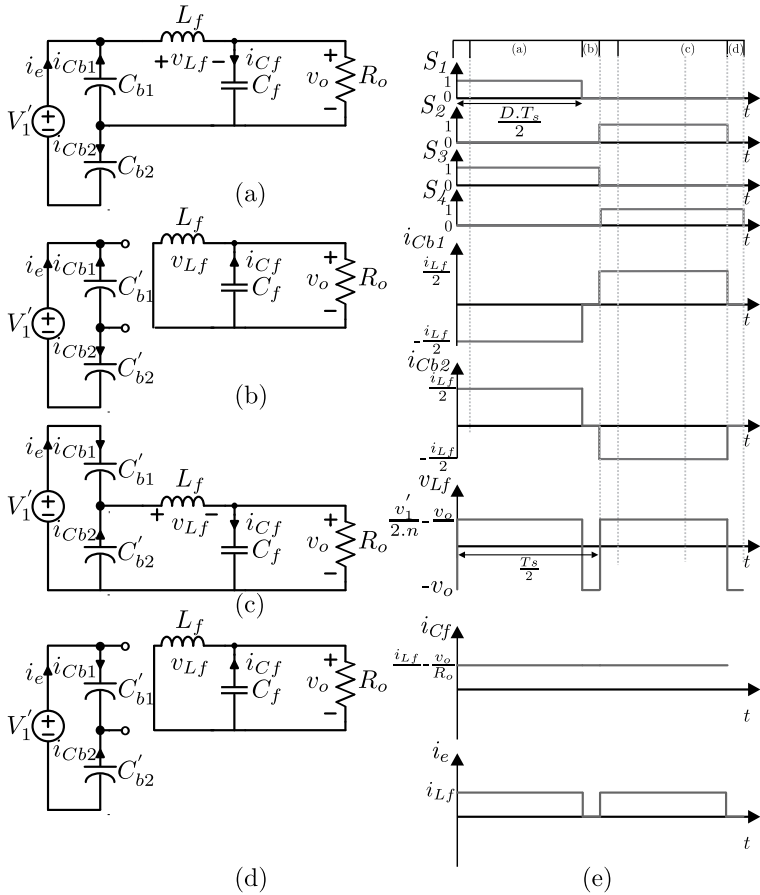


Figura B.2: Estados topológicos do conversor TT-ZVS-PWM, representados em (a)-(d). Em (e) as principais formas de onda.

$$i_{C_f} = \left(i_{L_f}(t) - \frac{v_o}{R_o} \right) \frac{d}{2} \quad (\text{B.8})$$

No estado topológico referente à Figura B.2(c), tem-se as seguintes equações:

$$i_{C_{b1}} = \frac{i_{L_f} d}{2} \quad (\text{B.9})$$

$$i_{Cb_2} = -\frac{i_{Lf} d}{2} \quad (\text{B.10})$$

$$v_{Lf} = \left(\frac{v_1}{2n} - v_o\right) \frac{d}{2} \quad (\text{B.11})$$

$$i_{Cf} = \left(i_{Lf}(t) - \frac{v_o}{R_o}\right) \frac{d}{2} \quad (\text{B.12})$$

No estado topológico referente à Figura B.2(d), tem-se as seguintes equações:

$$i_{Cb_1} = 0 \times \frac{(1-d)}{2} \quad (\text{B.13})$$

$$i_{Cb_2} = 0 \times \frac{(1-d)}{2} \quad (\text{B.14})$$

$$v_{Lf} = (-v_o) \frac{(1-d)}{2} \quad (\text{B.15})$$

$$i_{Cf} = \left(i_{Lf}(t) - \frac{v_o}{R_o}\right) \frac{d}{2} \quad (\text{B.16})$$

Agrupando as equações (B.2)(B.5)(B.10)(B.20), tem-se:

$$i_{Cb_1} = -\frac{i_{Lf} d}{2} + \frac{i_{Lf} d}{2} = 0 \quad (\text{B.17})$$

$$i_{Cb_2} = \frac{i_{Lf} d}{2} - \frac{i_{Lf} d}{2} = 0 \quad (\text{B.18})$$

$$v_{Lf} = \frac{v_1}{2n} d - v_o \quad (\text{B.19})$$

$$i_{Cf} = i_{Lf} - \frac{v_o}{R_o} \quad (\text{B.20})$$

Por se tratar de um conversor do tipo buck, é necessário obter a equação para a corrente de entrada do conversor [54]. Observando a Figura B.2(e), obtém-se:

$$i_e = i_{Lf} d + 0 \times (1-d) \quad (\text{B.21})$$

Pelos resultados obtidos em (B.17) e (B.18) é possível inferir que os capacitores de barramento possuem valores médios de corrente nulos, portanto, não há variação de tensão entre os capacitores do barramento CC ao longo do período de chaveamento, quando o circuito atinge o regime permanente. Aplicando a teoria dos valores médios quase instantâneos nas equações (B.19), (B.20) e (B.21), obtém-se:

$$\langle v_{Lf} \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_1 \rangle_{T_s}}{2n} \langle d \rangle_{T_s} - \langle v_o \rangle_{T_s} \quad (\text{B.22})$$

$$\langle i_{Cf} \rangle_{T_s} = \langle i_{Lf} \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_o \rangle_{T_s}}{R_o} \quad (\text{B.23})$$

$$\langle i_e \rangle_{T_s} = \langle i_{Lf} \rangle_{T_s} \langle d \rangle_{T_s} \quad (\text{B.24})$$

As equações (B.25),(B.26),(B.27),(B.28) e (B.29) representam perturbações nas grandezas em torno de um ponto de operação. Substituindo as perturbações citadas nas equações (B.23),(B.24) e (B.22), obtém-se as equações (B.30), (B.31) e (B.32).

$$\langle v_o \rangle_{T_s} = V_o + \hat{v}_o \quad (\text{B.25})$$

$$\langle i_e \rangle_{T_s} = I_e + \hat{i}_e \quad (\text{B.26})$$

$$\langle v_1 \rangle_{T_s} = V_1 + \hat{v}_1 \quad (\text{B.27})$$

$$\langle d(t) \rangle_{T_s} = D + \hat{d} \quad (\text{B.28})$$

$$\langle i_{Lf} \rangle_{T_s} = I_o + \hat{i}_{Lf} \quad (\text{B.29})$$

$$C_f \frac{d}{dt} (V_o + \hat{v}_o) = (I_o + \hat{i}_{Lf}) - \frac{V_o + \hat{v}_o}{R_o} \quad (\text{B.30})$$

$$I_e + \hat{i}_e = (I_o + \hat{i}_{Lf}) (D + \hat{d}) \quad (\text{B.31})$$

$$L_f \frac{d}{dt} (I_o + \hat{i}_{Lf}) = \frac{(V_1 + \hat{v}_1)}{2n} (D + \hat{d}) - (V_o + \hat{v}_o) \quad (\text{B.32})$$

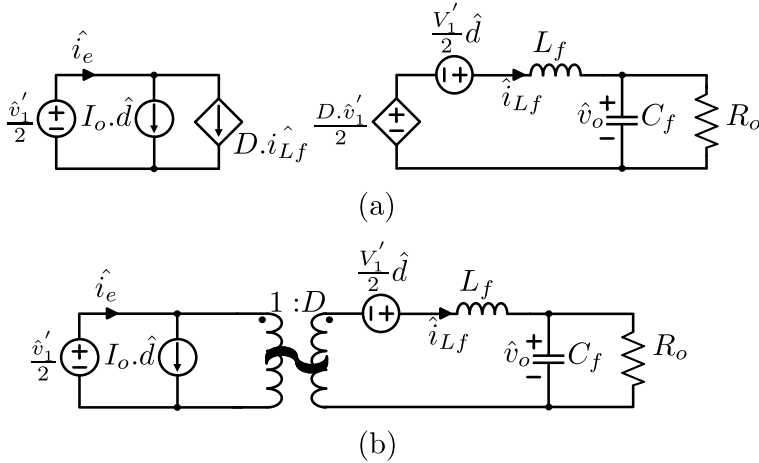


Figura B.3: Modelos de pequenos sinais do conversor Buck: (a) Com fontes controladas, (b) modelo final.

Considerando apenas grandezas de primeira ordem nas equações (B.30), (B.31) e (B.32), é possível através de manipulações algébricas obter as equações (B.33), (B.34) e (B.35).

$$C_f \frac{d}{dt} (\hat{v}_o) = \hat{i}_{Lf} - \frac{\hat{v}_o}{R_o} \quad (\text{B.33})$$

$$\hat{i}_e = I_o \hat{d} + \hat{i}_{Lf} D \quad (\text{B.34})$$

$$L_f \frac{d}{dt} (\hat{i}_{Lf}) = \frac{V_1}{2n} \hat{d} + \frac{\hat{v}_1}{2n} D - \hat{v}_o \quad (\text{B.35})$$

As equações (B.33), (B.34) e (B.35) são representadas pelo circuito equivalente para pequenos sinais apresentado na Figura B.3(a)(b). Na Figura B.3(a) o circuito é composto por fontes controladas, na Figura B.3(b) as fontes controladas são substituídas por um transformador equivalente. Este tipo de representação ilustra as perturbações presentes no circuito, que dependem da corrente de carga e da fonte de tensão de entrada. Este modelo é equivalente ao modelo do conversor Buck obtido em [54], todavia as perturbações na perda de razão cíclica não são contempladas.

Em [12] e [41] foi apresentado um modelo para o conversor FB-

ZVS-PWM, o qual contempla as perturbações na perda de razão cíclica. Este modelo foi estudado por [52] e utilizado para projeto de compensadores para o conversor FB-ZVS-PWM em [13] e [53]. Analisando a equação (2.6) repetida novamente em (B.36), é possível inferir a dependência da perda de razão cíclica com os parâmetros do circuito, a saber: corrente de carga (I_o), indutor ressonante (L_r) tensão de entrada (V_1) e frequência de comutação (f_s).

$$\Delta D = \frac{8L_r I_o f_s}{V_1 n} \quad (\text{B.36})$$

Considerando perturbações na razão cíclica efetiva, obtem-se:

$$d_{ef} = D_{ef} + \hat{d}_{ef} \quad (\text{B.37})$$

Na equação (B.37), perturbações provocadas por \hat{i}_{Lf} , \hat{v}_1 e \hat{d} são contempladas no modelo através da equação (B.38).

$$d_{ef} = \hat{d} + \hat{d}_i + \hat{d}_v \quad (\text{B.38})$$

Em que:

- \hat{d} - perturbação da razão cíclica efetiva provocada pela variação da razão cíclica;
- \hat{d}_i - perturbação da razão cíclica efetiva provocada pela variação da corrente no indutor do filtro de saída, i_{Lf} ;
- \hat{d}_v - perturbação da razão cíclica efetiva provocada pela variação da tensão de entrada V_1 .

A Figura B.4 ilustra o efeito das perturbações na razão cíclica, devido à tensão de entrada (a) e devido à corrente no indutor L_f (b). A Figura B.4(a) mostra que uma perturbação na tensão de entrada aumenta a razão cíclica, esta perturbação pode ser representada pela equação (B.39). A Figura B.4(b) mostra que perturbação na corrente de saída diminui a razão cíclica, esta perturbação é representada pela equação (B.40).

$$\hat{d}_v = \frac{R_d n I_o}{V_1^2} \hat{v}_1 \quad (\text{B.39})$$

$$\hat{d}_i = -\frac{R_d n}{V_1} \hat{i}_{Lf} \quad (\text{B.40})$$

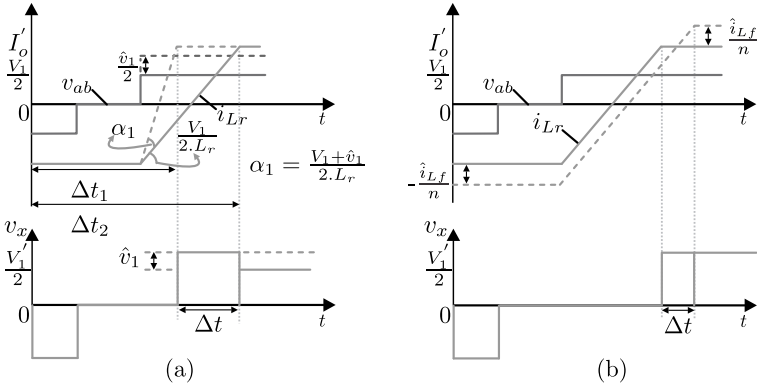


Figura B.4: Perturbações na razão cíclica efetiva: (a) devido à tensão de entrada e (b) devido à corrente de carga.

O termo R_d representa a resistência não dissipativa, que depende dos parâmetros do conversor, definido pela equação (B.41).

$$R_d = \frac{8L_r f_s}{n^2} \quad (\text{B.41})$$

De acordo com [52] e [41] as perturbações da razão cíclica podem ser incorporadas no modelo de pequenos sinais do conversor *Buck* (Figura B.3), o qual passa a ser representado pelo circuito equivalente da Figura B.5 e corresponde ao modelo de pequenos sinais do conversor TT-ZVS-PWM.

A partir do modelo de pequenos sinais é possível obter funções de transferência para a corrente no indutor do filtro de saída, tensão na carga e tensão de entrada do conversor. Neste trabalho optou-se por realizar apenas o controle da tensão na carga, cuja função de transferência é definida por (B.42).

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_1=0} \quad (\text{B.42})$$

Na equação (B.42), $\hat{d}(s)$ representa a função de transferência do modulador. Considerando o modulador do conversor TT-ZVS-PWM,

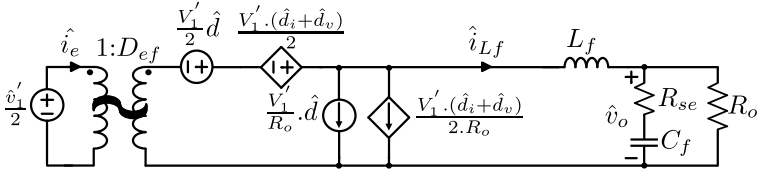


Figura B.5: Modelo de pequeno sinais do conversor FB-ZVS-PWM, adaptado para o conversor TT-ZVS-PWM.

a sua função de transferência é definida por (B.43).

$$\hat{d}(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{V_p} \quad (\text{B.43})$$

Isolando a razão cíclica na equação (B.43) e substituindo em (B.42), obtém-se a função de transferência da tensão na carga pelo sinal de controle, representada pela equação (B.44).

$$G_{v_o}(s) = \frac{b_1 s + b_0}{V_p n (a_2 s^2 + a_1 s + a_0)} \quad (\text{B.44})$$

Em que:

- $b_1 = R_o V_1 C_f R_{se}$
- $b_0 = R_o V_1$
- $a_2 = 2C_f L_f R_o + 2C_f L_f R_{se}$
- $a_1 = 2L_f + C_f R_d R_{se} + 2C_f R_o R_{se} + C_f R_d R_o$
- $a_0 = 2R_o + R_d$

B.3 CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA POR VALORES MÉDIOS

O diagrama de blocos apresentado no início deste capítulo, a Figura B.1 mostra a malha de controle utilizada para controlar a tensão na carga. No ramo da realimentação, a função de transferência $H(s)$ é definida pela equação (B.45).

$$H(s) = K_{div} K_2 \frac{1}{R_4 C_1 s + 1} \quad (\text{B.45})$$

Por se tratar de implementação digital, é necessário contemplar os atrasos de transporte que ocorrem tanto na amostragem da tensão na carga quanto no modulador. Em [50] o atraso de transporte durante a amostragem de um sinal corresponde a $e^{-s.T_a}$. O modulador utilizado é baseado em uma portadora do tipo dente de serra, para qual é previsto um atraso de transporte específico, demonstrado na referência [50]. A atualização do PWM é do tipo simples e insere um atraso equivalente a $e^{-s.T_a}$. O atraso total é representado pela equação (B.46), em que V_p representa a tensão de pico da portadora(vide apêndice A).

$$G_{\text{PWM}}(s) = \frac{e^{-2sT_a}}{V_p} \quad (\text{B.46})$$

Com todos os elementos do diagrama de blocos definidos, o comportamento da malha de controle da tensão na carga pode ser estudado. Para tanto é necessário obter a função de transferência de laço aberto, que corresponde ao produto das funções de transferência no ramo direto, calculado por (B.47), considerando $C(s) = 1$.

$$\text{FTLA}(s) = G_{\text{PWM}}(s)C(s)G_{v_o}(s)H(s) \quad (\text{B.47})$$

Substituindo as equações(B.44), (B.45) e (B.46) na equação (B.47), obtém-se:

$$\text{FTLA}(s) = \frac{K_{div}K_2e^{-2sT_a}(b_1s + b_0)}{(R_4C_1s + 1)V_pn(a_2s^2 + a_1s + a_0)} \quad (\text{B.48})$$

Para construção dos gráficos de módulo e fase de $\hat{\text{FTLA}}(s)$, são utilizados os parâmetros apresentados na Tabela B.1. A Figura B.7 mostra o modelo de pequenos sinais e a tensão de saída, ambos sujeitos a uma perturbação de 1% no valor da tensão de controle. Observa-se a fidelidade do modelo deduzido ao circuito comutado do conversor TT-ZVS-PWM. A resistência de carga R_o adotada é igual a 30Ω . Esta escolha leva a um pico ressonante elevado na função de transferência de laço aberto, conforme verificado na Figura B.6 e caracteriza o pior caso de operação do conversor, que é operando a vazio. O projeto de um compensador deve oferecer estabilidade e boa resposta dinâmica para esta planta.

Tabela B.1: Parâmetros do conversor TT-ZVS-PWM, do filtro H(s) e do modulador PWM.

Descrição	Valor	Descrição	Valor
n	2,5	T_a	50 kHz
V_1	400 V	V_p	10 V
R_d	0,43 Ω	K_{div}	0,064
R_{se}	0,1 Ω	K_2	0,833
L_r	6,72 μH	R_4	1000
f_s	50 kHz	C_1	1,6 nF
C_f	960 μF	L_f	45 μH

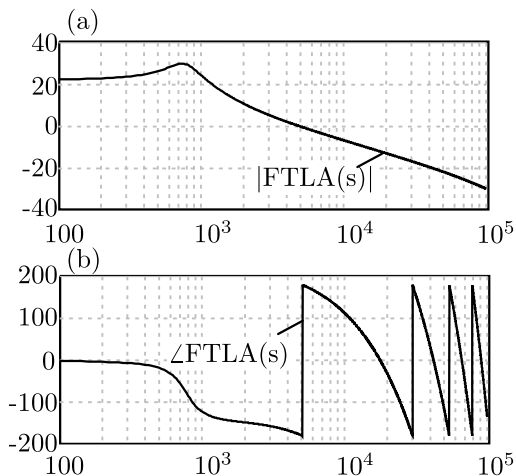


Figura B.6: Diagramas de bode para a função de transferência de laço aberto: (a) Diagrama de magnitude, (b) diagrama de fase.

B.4 PROJETO DE COMPENSADOR PARA TENSÃO DE SAÍDA

O projeto do controlador é realizado utilizando métodos no domínio frequência [55]. O controlador que oferece erro nulo para referência constante é o compensador do tipo proporcional-integral(PI). Sua estrutura é apresentada em (B.49).

$$C(s) = K_i \frac{s + \omega_{zi}}{s} \tag{B.49}$$

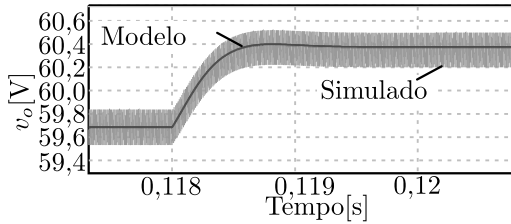


Figura B.7: Validação do modelo de pequenos sinais que relaciona a tensão na carga com a tensão de controle.

Considerando o projeto no domínio frequência, a frequência de corte deve situar-se antes da ressonância do filtro de saída, a fim de garantir margem de fase, para tornar o sistema estável. A escolha da frequência de corte f_c , o posicionamento do zero ω_{zi} e o cálculo do ganho do controlador K_i definem o controlador PI. Desta forma:

$$K_i = \frac{1}{|C(2\pi f_c j)||FTLA(2\pi f_c j)|} \quad (\text{B.50})$$

$$MF = \frac{180^\circ}{\pi} \arg[C(2\pi f_c j)FTLA(2\pi f_c j)] + 180^\circ \quad (\text{B.51})$$

A partir dos critérios mencionados, estipulando uma frequência de corte $f_c = 1$ kHz, uma margem de fase de 45° e a planta ilustrada na Figura B.6, foi obtido o controlador apresentado pela equação (B.52).

$$C(s) = 0,001957 \frac{s + 50270}{s} \quad (\text{B.52})$$

Na Figura B.8 são mostrados os diagramas de módulo e fase do controlador implementado, já na Figura B.9 são mostrados os diagramas de módulo e fase da função de transferência de laço aberto do sistema compensado.

B.4.1 Discretização do compensador

A discretização do compensador é realizada através de métodos bem consolidados na literatura, tais como transformação bilinear(Tustin), Backward e forward. Uma desvantagem de empregar a discretização parte da falta de informação acerca da posição dos

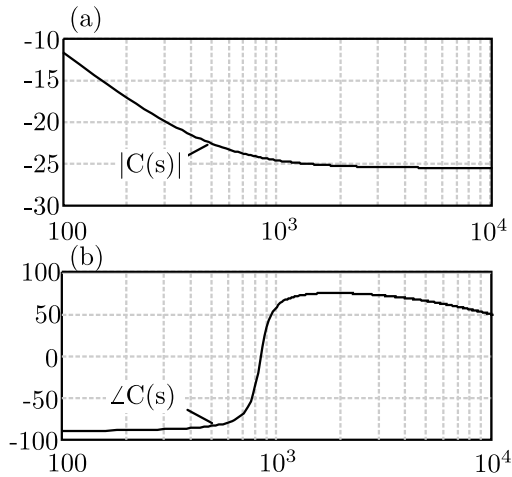


Figura B.8: Diagramas de bode para a função de transferência de do compensador calculado: (a) Diagrama de magnitude, (b) diagrama de fase.

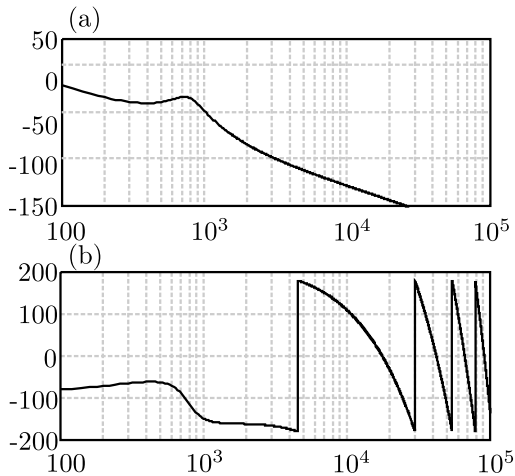


Figura B.9: Diagramas de bode para a função de transferência de laço aberto compensada: (a) Diagrama de magnitude, (b) diagrama de fase.

zeros do compensador [55] [56]. Dos métodos citados, a transformação bilinear é a que melhor aproxima a posição dos pólos. Para aplicar a transformação bilinear, é necessário efetuar a substituição de variáveis, ilustrada em (B.53).

$$s = \frac{2}{T_a} \frac{z^{-1} - 1}{z^{-1} + 1} \quad (\text{B.53})$$

Substituindo a (B.53) na (B.49), tem-se:

$$C(z) = K_i \frac{(2f_a + \omega_{zi})z + (\omega_{zi} - 2f_a)}{2f_a(z - 1)} \quad (\text{B.54})$$

Aplicando a propriedade do deslocamento no tempo na equação (B.54) obtém-se a equação a diferenças do compensador, mostrada em (B.55).

$$y(k) = b_1 r(k) + b_0 r(k - 1) - a_0 y(k - 1) \quad (\text{B.55})$$

Com:

- $b_1 = \frac{K_i(\omega_{zi} - 2f_a)}{2f_a}$
- $b_0 = \frac{K_i(\omega_{zi} + 2f_a)}{2f_a}$
- $a_0 = 1$

A equação (B.55) encontra-se no formato final para implementação em processador digital de sinais, ou seja, basta substituir os valores do compensador calculado para obter o compensador para implementação digital. A título de exemplo, o compensador obtido em (B.52) é descrito pela equação a diferenças (B.56).

$$C(k) = 0,00187 \times r(k) - 0,005702 \times r(k - 1) + y(k - 1) \quad (\text{B.56})$$

Para validar o controlador projetado, a resposta ao degrau de carga foi avaliada, aplicando perturbações na carga, em 0,025s e e outro degrau em 0,048s, mostrado na Figura B.10. No primeiro degrau, foi adicionada 50% da carga, no segundo degrau foi retirado 50% da carga.

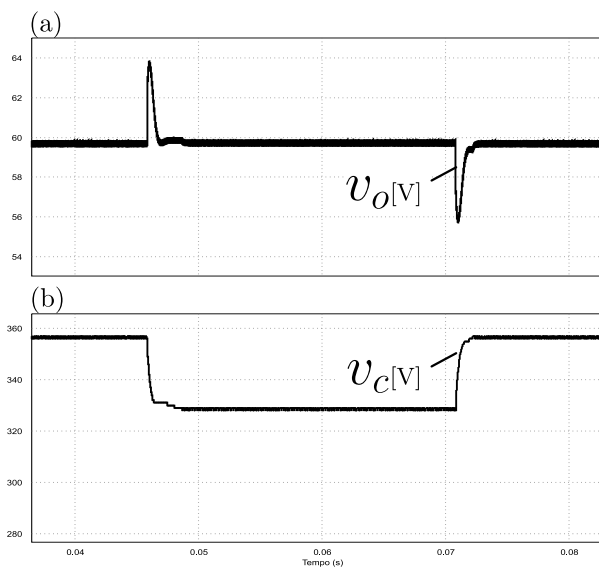
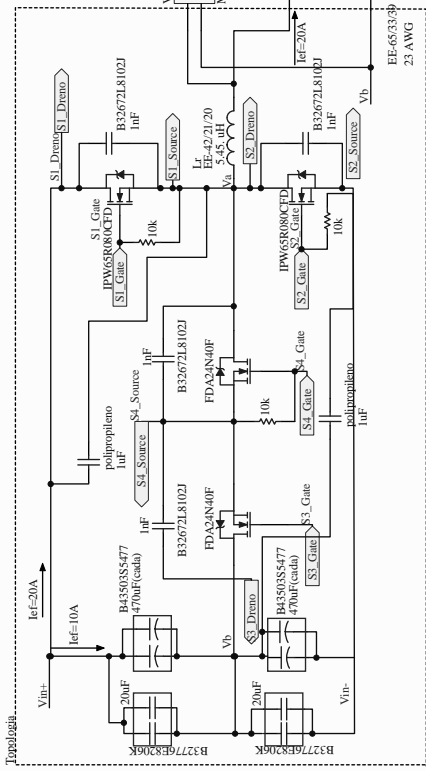
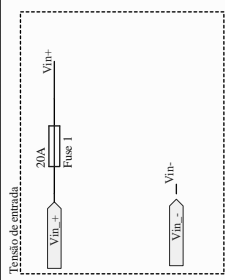


Figura B.10: Degrau de 50 % de carga : (a) Tensão de saída e (b) Tensão de controle

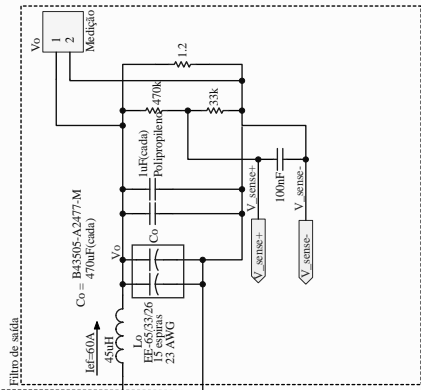
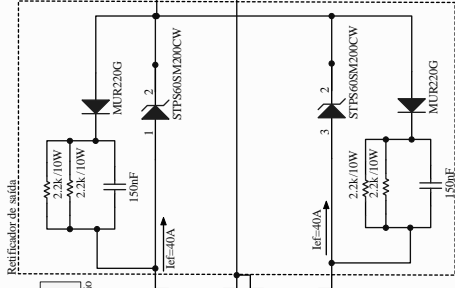
APÊNDICE C – ESQUEMÁTICOS DO PROTÓTIPO

OBS: Prever locais para medir corrente nos seguintes pontos:
 * Corrente no indutor Lr



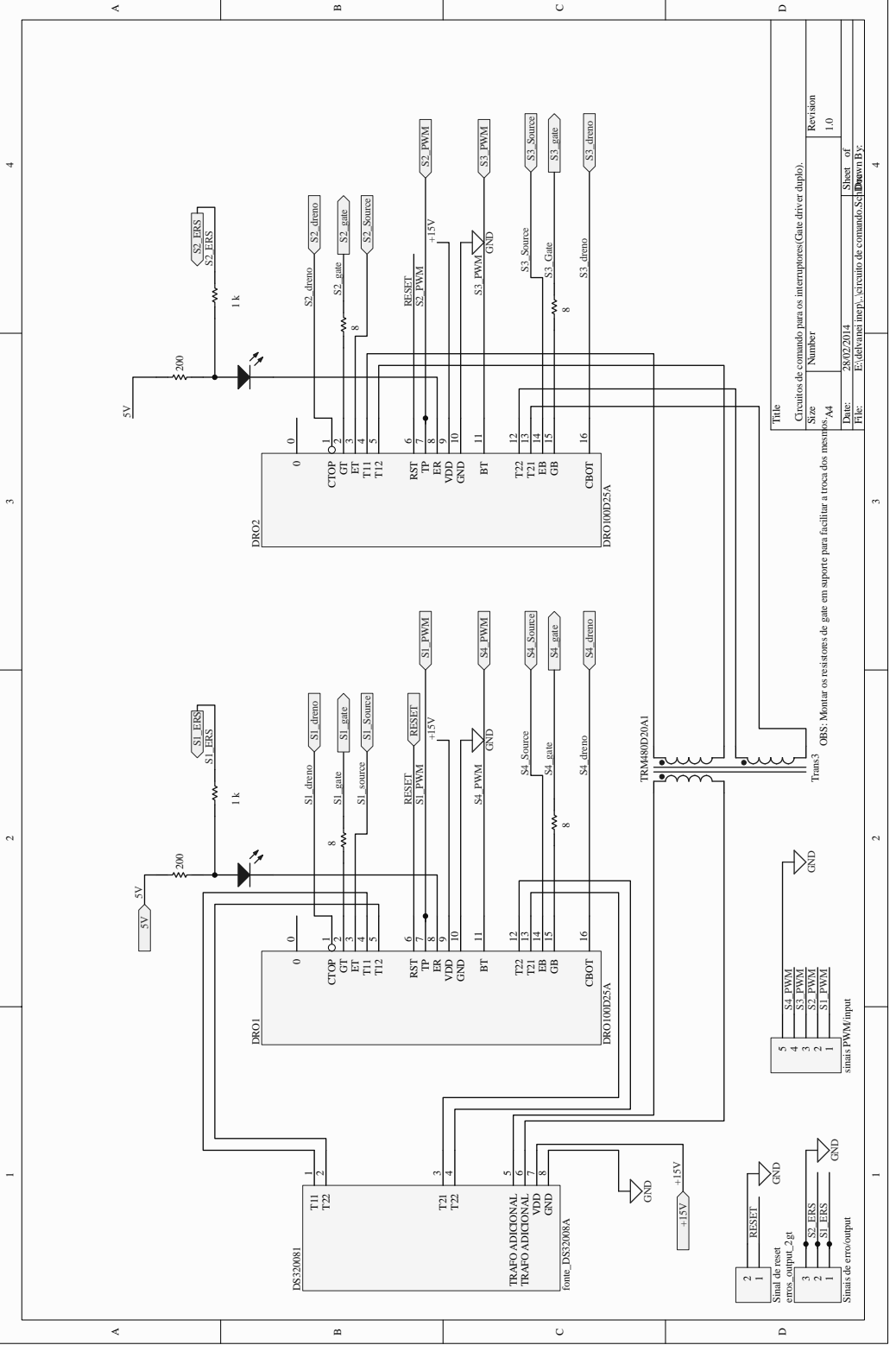
V_sense_output	2	S4_Source
V_sense-	1	S3_Gate
V_sense+	1	S3_Dreno
GAINHO e source de S1		
	3	S1_Source
	2	S1_Gate
	1	S1_Dreno
GAINHO e source de S2		
	3	S2_Source
	2	S2_Gate
	1	S2_Dreno
GAINHO e source de S3		
	3	S4_Source
	2	S4_Gate
	1	S4_Dreno

Dissipador: Rth_da = 0,3°C/W
 Colocar os interruptores IPP60R99CP, STP7KN40Z e o diodo STPS68M200CW no mesmo dissipador



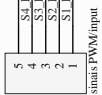
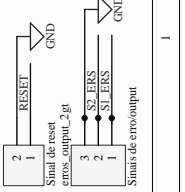
Title		Circuito da etapa de potência do conversor.	
Size	Number	Revision	
A4			
Date:	28/02/2014	Sheet of	4,0
File:	F:\dev\proj\diag\cnc\conversor V4\Sch\cnc\B.Y: DeVanei G. Bandeira Jr.		

OBS: Um diodo STPS68M200CW contém dois diodos schottky.

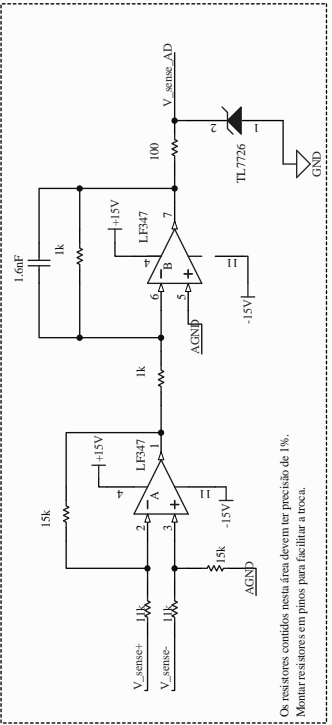


Title		Circuitos de comando para os interruptores (Gate driver duplo).	
Size	Number	Revision	Revision
A4		1.0	1.0
Date:	28/02/2014	Sheet of	4
File:	E:\dev\proj\...c\circuito de comando_S2_01.dwg	Drawn by:	

OBS: Montar os resistores de gate em suporte para facilitar a troca dos mesmos.

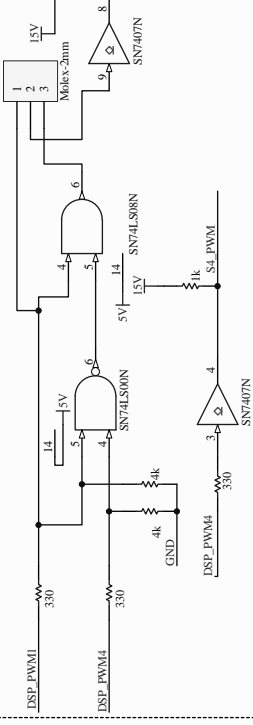


Leitura e condicionamento da tensão de saída

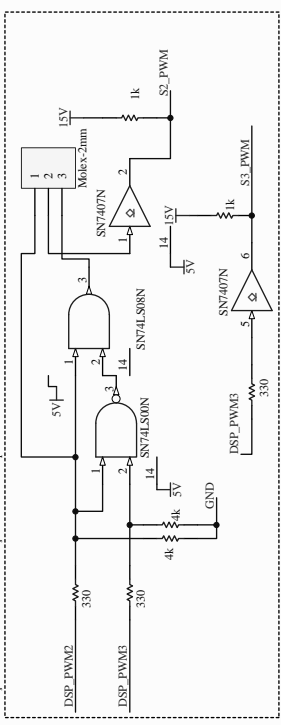


Os resistores contidos nesta área devem ter precisão de 1%.
 Montar resistores em pinos para facilitar a troca.

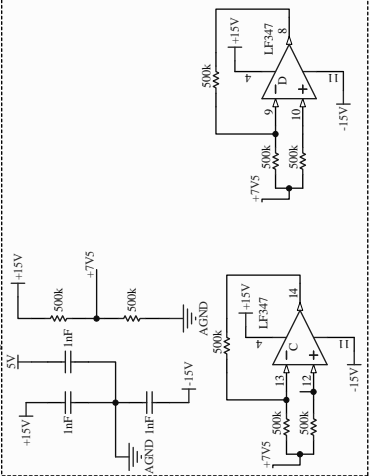
Proteção contra curto-circuito de braço entre os interruptores 1 e 4.



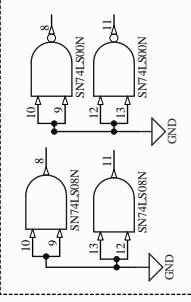
Proteção contra curto-circuito de braço entre os interruptores 2 e 3



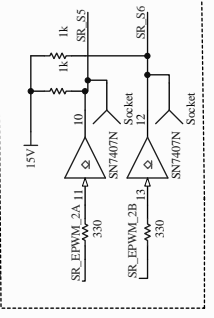
Pinos não utilizados do segundo CTE457B



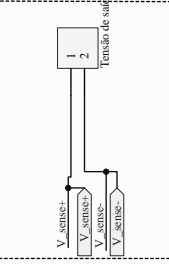
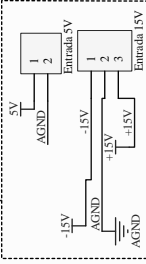
Portas lógicas não implementadas



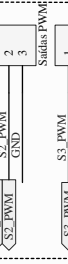
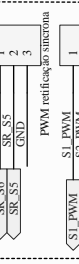
PWM para retificação SPS2P2B



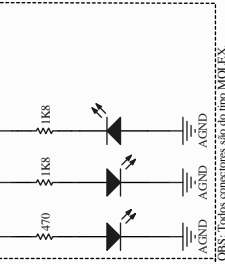
Conectores para entrada/saída de sinais



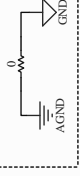
Signal de reset



Saídas PWM

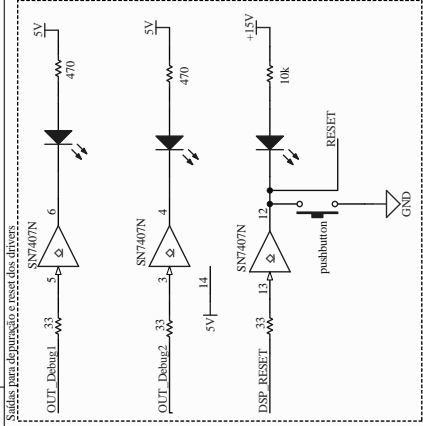


Conexão entre terra analógico e digital
 Conexão entre terra analógico e digital
 Parte I: Condiçãoamento de sinais

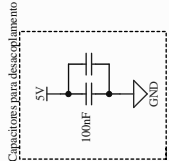
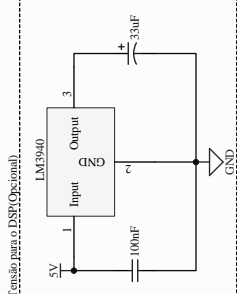
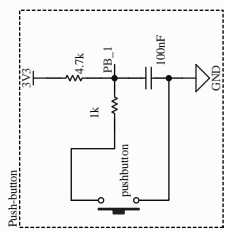
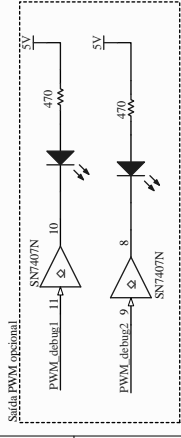
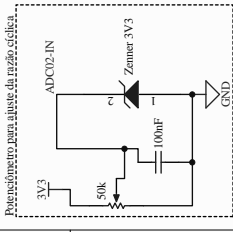
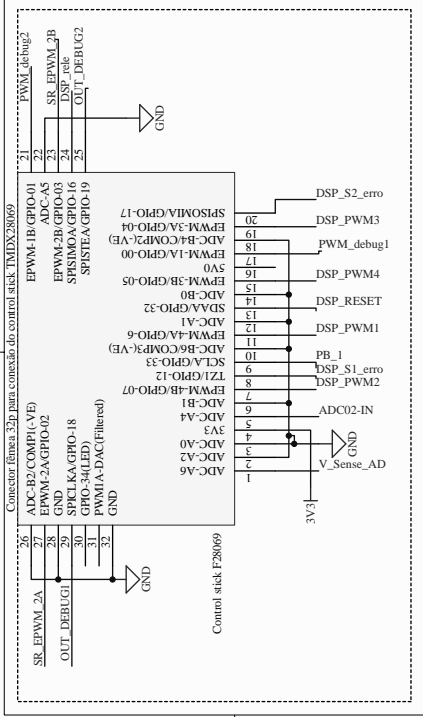


Revizão

Title	Conexão entre terra analógico e digital
Part#: I	Condiçãoamento de sinais
Size	Number
A4	4.0
Date:	06/02/2014
File:	F:\dev\proj\...condicionamento de sinais\BSP\Revizaoe1 G. Boudleira Jr.
Sheet of	4.0



Observações: C1's montados em soquete



Title		Cartão para placa de controle	
Size		Parte de DSP	
Size	Number	Revision	
A4			1.0
Date:	06/02/2014	Sheet of	
File:	F:\dev\proj\dsp_V3_SchDoc	Drawn By:	Deivane G. Bandeira Jr.

APÊNDICE D – PROJETO DO TRANSFORMADOR

Neste apêndice encontra-se a descrição do projeto do transformador empregado no conversor TT-ZVS-PWM. O projeto dos magnéticos utilizados, seja indutor ou transformador, tem como embasamento as referências [33], [57] e [58]. O projeto de um indutor é bem detalhado por [33] e será diretamente aplicado neste trabalho, porém o transformador apresenta algumas modificações no projeto, as quais serão detalhadas neste anexo.

D.1 PROJETO DO TRANSFORMADOR

D.1.1 Escolha do núcleo

O projeto do transformador requer a escolha de um núcleo de material magnético, sendo este escolhido como do tipo EE devido a disponibilidade. Na Figura D.1(a) tem-se as dimensões pertinentes para a análise que segue, de um núcleo do tipo EE.

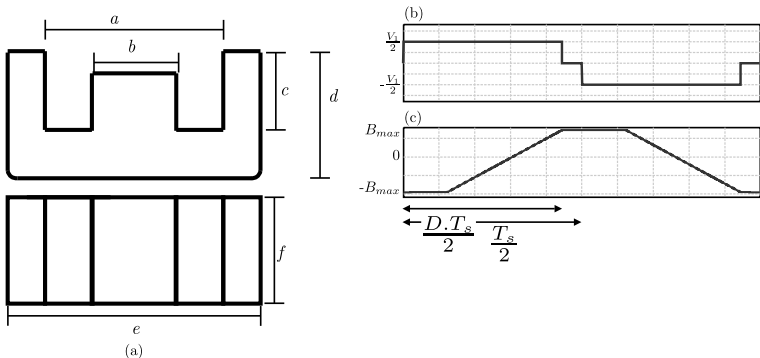


Figura D.1: Dimensões do núcleo EE.

Para projetar o transformador são necessários parâmetros que podem ser obtidos a partir das formas de onda das grandezas envolvidas no processamento de energia pelo transformador. As formas de onda ilustradas na Figura D.1(b)(c) serão úteis ao longo da análise.

A transferência de potência ocorre quando o retificador de saída

deixa seu estado de curto circuito e conduz por um dos seus diodos, de modo que a variação de fluxo magnético pode ser obtida por:

$$\begin{aligned}\Delta\phi &= \Delta B \cdot A_e \\ \frac{V_1}{2} &= N_p \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \\ \Delta B &= \frac{\Delta t \cdot V_1}{2 \cdot N_p \cdot A_e}\end{aligned}\tag{D.1}$$

Com base na forma de onda do fluxo magnético ilustrada na Figura D.1, os parâmetros da equação (D.1) podem ser obtidos. Desta forma:

$$\begin{aligned}\Delta B &= \frac{(D - \Delta D) \cdot T_s \cdot V_1}{4 \cdot N_p \cdot A_e} \\ A_e &= \frac{V_1 \cdot (D - \Delta D)}{4 \cdot \Delta B \cdot N_p \cdot f_s}\end{aligned}\tag{D.2}$$

em que [58]:

$$\Delta B = 2 \cdot B_{max}\tag{D.3}$$

Analisando a equação (D.2) é possível inferir que o fluxo magnético depende da razão cíclica efetiva, no projeto será considerado o fluxo máximo, que é obtido na maior razão cíclica efetiva possível.

Considerando agora a lei de Ampère, a qual relaciona a densidade de corrente com a força magnetomotriz total do transformador, tem-se:

$$\begin{aligned}A_w k_w k_p J &= N_p I_{pef} \\ J &= \frac{N_p I_{pef}}{A_w k_w k_p} \\ A_w &= \frac{N_p I_{pef}}{J \cdot k_w \cdot k_p}\end{aligned}\tag{D.4}$$

Como o número de espiras, bem como a corrente eficaz é igual

no primário e secundário, a equação (D.4) se resume a:

$$A_w = \frac{N_1 \cdot I_{1ef} + 2 \cdot N_2 \cdot I_{2ef}}{J \cdot k_w \cdot k_p} \quad (\text{D.5})$$

Na equação (D.5) é necessário determinar a corrente eficaz do primário e do secundário, ambas deduzidas em 2.5.6 e 2.5.7, novamente apresentadas em (D.6) e (D.7)

$$I_{pef} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_o \sqrt{18 - 12 \cdot \Delta D}}{6 \cdot n} \quad (\text{D.6})$$

$$I_{sef} = \frac{I_o \cdot \sqrt{18 - 6 \cdot \Delta D}}{6} \quad (\text{D.7})$$

A potência de saída do conversor é definida como:

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad (\text{D.8})$$

Como a corrente é imposta na saída, o valor médio da tensão de saída é definido por:

$$V_o = \frac{V_1 \cdot (D - \Delta D)}{2 \cdot n} \quad (\text{D.9})$$

Substituindo (D.9) em (D.8) e isolando I_o , tem-se:

$$P_o = \left(\frac{V_1 (D - \Delta D)}{2 \cdot n} \right) \cdot I_o$$

$$I_o = \frac{2 \cdot P_o \cdot n}{V_1 \cdot (D - \Delta D)} \quad (\text{D.10})$$

Substituindo (D.10) em (D.6) obtém-se:

$$I_{pef} = \left(\frac{\sqrt{2} \sqrt{18 - 12 \cdot \Delta D}}{6} \right) \cdot \frac{2 \cdot P_o}{V_1 (D - \Delta D)} \quad (\text{D.11})$$

Substituindo (D.11) em (D.5), resulta:

$$A_w = \frac{2 \cdot N_p \cdot P_o}{J \cdot k_w \cdot k_p \cdot V_1 \cdot (D - \Delta D)} \cdot \frac{\sqrt{2} \sqrt{18 - 12 \cdot \Delta D}}{6} \quad (\text{D.12})$$

A partir do cálculo da área da perna do núcleo (A_e) e o cálculo da área da janela do núcleo (A_w), o cálculo do produto das áreas pode ser efetuado a fim de obter um critério para escolha do núcleo para o transformador. O resultado final é ilustrado pela (D.13), em que o fator 10^4 é utilizado para ajustar as unidades, para cm^4 .

$$A_e A_w = \frac{V_1 \cdot (D - \Delta D)}{4 \cdot \Delta B \cdot N_p \cdot f_s} \cdot \frac{2 \cdot N_p \cdot P_o}{J \cdot k_w \cdot k_p \cdot V_1 \cdot (D - \Delta D)} \cdot \frac{\sqrt{2} \sqrt{18 - 12 \cdot \Delta D}}{6}$$

$$A_e A_w = \frac{P_o}{\Delta B \cdot f_s \cdot J \cdot k_w \cdot k_p} \cdot \frac{\sqrt{2} \sqrt{18 - 12 \cdot \Delta D}}{12} \cdot 10^4 \quad (D.13)$$

A equação (D.13) não contempla a presença da corrente magnetizante no circuito, portanto este projeto considera uma corrente magnetizante com valor em torno de 10% da corrente que circula no primário do transformador. Reescrevendo a equação (D.13), obtém-se:

$$A_e A_w = 1,1 \cdot \frac{P_o}{\Delta B \cdot f_s \cdot J \cdot k_w \cdot k_p} \cdot \frac{\sqrt{2} \sqrt{18 - 12 \cdot \Delta D}}{12} \cdot 10^4 \quad (D.14)$$

Para dimensionamento do transformador, são adotadas as especificações ilustradas na Tabela D.1.

Tabela D.1: Especificações

Grandezas	Valores
ΔB	0,2 T
J_{max}	750 A/cm ²
K_w	0,4
K_p	0,4
μ_o	1,257.10 ⁻⁶ H/m

Utilizando a equação (D.13) e substituindo os valores de projeto, tem-se:

$$A_e A_w = 1,1 \cdot \frac{3000}{0,2 \cdot 50000 \cdot 750 \cdot 0,4 \cdot 0,4} \cdot \frac{\sqrt{2} \sqrt{18 - 12 \cdot 0,143}}{12} \cdot 10^4$$

$$A_e A_w = 13,078 \text{ cm}^4 \quad (D.15)$$

A partir do resultado do produto das áreas, deve ser escolhido o núcleo que forneça uma produto das áreas maior do que o calculado e a elevação de temperatura bem como o fator de ocupação devem ser verificados afim de garantir que o transformador é realizável para o núcleo em questão. O núcleo que atendeu os critérios mencionados é o THORNTON NEE-65/33/39, o qual possui as seguintes especificações:

Tabela D.2: Características do Núcleo THORNTON NEE-65/33/39

Dimensões	Valores
Ae	7,98 cm ²
Aw	3,7 cm ²
MLT	16,82 cm
Ve	117,3 cm ³

D.1.2 Número de espiras

O número de espiras no primário é dado a partir da equação (D.2), isolando para N_p :

$$N_p = \frac{400 \cdot (0,9 - 0,143)}{4,0 \cdot 2,7,98}$$

$$N_p \approx 8$$

(D.16)

Para reduzir a ondulação da corrente magnetizante, o número de espiras adotado será de 15 espiras.

A relação de transformação é calculada utilizando a equação (D.18). Neste cálculo, é considerado a queda de tensão no diodo retificador de saída, $V_d = 1V$.

$$n = 1,1 \cdot \frac{V_1 \cdot (D - \Delta D)}{2 \cdot (V_o + V_d \cdot (D - \Delta D))} \quad (D.17)$$

$$n = 1,1 \cdot \frac{400 \cdot (0,904 - 0,143)}{2 \cdot (60 + 1 \cdot (0,904 - 0,143))}$$

$$n = 2,56$$
(D.18)

A partir da relação de transformação e do número de espiras no primário, é possível obter o número de espiras do secundário (e terciário), como segue:

$$N_s = N_t = \frac{15}{2,56}$$

$$N_s = N_t \approx 6$$
(D.19)

D.1.3 Escolha do condutor

O diâmetro mínimo que atende ao critério do efeito pelicular é obtido a partir da equação (D.20).

$$2 \cdot \Delta_{peli} = 2 \cdot \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (D.20)$$

$$2 \cdot \Delta_{peli} = 2 \cdot \frac{7,5}{\sqrt{50000}}$$

$$2 \cdot \Delta_{peli} = 0,068 \text{ cm}$$
(D.21)

O condutor utilizado neste caso será o AWG 23, em que os principais dados são ilustrados na Tabela D.3.

A área de cobre disponível no primário é dada pela equação (D.22):

$$A_{cuprimario} = \frac{I_{pref}}{J_{max}} \quad (D.22)$$

Tabela D.3: Principais características do condutor AWG 23

Características	Valor
Diametro do fio D_{AWG}	0,057 cm
Area do cobre S_{AWG}	0,00258 cm ²
Area de isolamento S_{AWG_i}	0,003221 cm ²
Resistividade a 100°C	0,000892 Ω/cm

$$A_{cuprimario} = \frac{18,56}{750}$$

$$A_{cuprimario} = 0,025 \text{ cm}^2$$

(D.23)

O número de condutores necessários para garantir a densidade de corrente pretendida é:

$$n_{fpr} = \frac{A_{cuprimario}}{S_{AWG}}$$

$$n_{fpr} = \frac{0,025}{0,003255}$$

$$n_{fpr} = 10 \quad (\text{D.24})$$

Para o secundário(terciário) tem-se:

$$A_{cusec} = \frac{34,50}{750}$$

$$A_{cusec} = 0,046 \text{ cm}^2$$

(D.25)

$$n_{fsec} = \frac{0,046}{0,00258}$$

$$n_{fsec} = 18 \quad (\text{D.26})$$

A área efetiva do núcleo é definida como:

$$A_{efprimario} = 15.10.0,00322$$

$$A_{efprimario} = 0,483 \text{ cm}^2$$
(D.27)

$$A_{efsec} = 2.0.696.0,00322$$

$$A_{efsec} = 0,696 \text{ cm}^2$$
(D.28)

A possibilidade de execução do núcleo é dada por:

$$Fator_{exec} = \frac{0,696 + 0,483}{3,7.0,4}$$

$$Fator_{exec} = 0,797$$
(D.29)

D.1.4 Perdas do transformador

Uma vez que este projeto possa ser executado, o próximo critério a ser atendido é o da elevação de temperatura. As perdas no núcleo podem ser calculadas a partir dos coeficientes x, y e C_m , obtidos para o material IP12 a 80°C , e empregados na equação (D.30)

$$P_{mag} = Vol_{nucleo} \cdot C_m \cdot f_s^x \cdot \Delta B_{max} \quad (D.30)$$

Os coeficientes foram obtidos a partir da referência [59], extraídos para o núcleo utilizado, e são apresentados abaixo.

$$C_m = 7,929.10^{-3}$$

$$x = 1,407$$

$$y = 2,3294$$

Substituindo os parâmetros na equação (D.30), tem-se:

$$\begin{aligned} P_{mag} &= 117,37,929.10^{-3} \cdot (50000)^{1,407} \cdot 0,2^{2,3294} \\ P_{mag} &= 1,55 \text{ W} \end{aligned} \quad (\text{D.31})$$

A resistência CC nos enrolamentos é definida como:

$$R_{ccprimario} = \frac{S_{AWG} \cdot MLT \cdot N_p}{n_{cprimario}} \quad (\text{D.32})$$

$$R_{ccsec} = \frac{S_{AWG} \cdot MLT \cdot N_s}{n_{csec}} \quad (\text{D.33})$$

Substituindo os parâmetros das equações (D.32)(D.33), tem-se:

$$\begin{aligned} R_{ccprimario} &= \frac{0,000892.16,82.15}{10} \\ R_{ccprimario} &= 23.10^{-3} \Omega \\ R_{ccsec} &= \frac{0,000708.14,8.4}{26} \\ R_{ccsec} &= 5.10^{-3} \Omega \end{aligned} \quad (\text{D.34})$$

As perdas no cobre podem ser calculadas utilizando a equação (D.35).

$$P_{Cu} = I_{pef}^2 \cdot R_{ccprimario} + 2 \cdot I_{sef}^2 \cdot R_{ccsec} \quad (\text{D.35})$$

Pela equação (D.35), as perdas no cobre podem ser calculadas, o que resulta em:

$$\begin{aligned} P_{Cu} &= (18,56)^2 3.10^{-3} + 2 \cdot (34,5)^2 \cdot 5.10^{-3} \\ P_{Cu} &= 19,66 \text{ W} \end{aligned} \quad (\text{D.36})$$

As perdas obtidas por(D.30) e (D.35) são substituídas em (D.37), como segue:

$$P_{Tr} = P_{mag} + P_{Cu} \quad (\text{D.37})$$

$$\begin{aligned}
 P_{Tr} &= 19,66 + 9,66 \\
 P_{Tr} &= 21,2 \text{ W}
 \end{aligned}
 \tag{D.38}$$

Para o cálculo da elevação de temperatura, a área da superfície do núcleo é necessária, visto que é por ela que o calor vai se propagar até atingir o meio ambiente [57]. Tendo como base a figura D.1 esta área é dada por:

$$A_s = 4.e.d + 2.e.f + 4.d.f + 2(a - b) \cdot (2.c + a) \quad [\text{cm}^2] \tag{D.39}$$

Considerando as dimensões do núcleo escolhido, bem como a equação (D.39), a área de superfície é dada por:

$$A_s = 234,03 \text{ cm}^2 \tag{D.40}$$

Por fim, a elevação de temperatura é calculada a partir da equação (D.41).

$$\Delta T = 450 \cdot \frac{P_{Tr}}{A_{snucleo}} \quad [^\circ\text{C}] \tag{D.41}$$

$$\begin{aligned}
 \Delta T &= 450 \cdot \left(\frac{21,2}{234,03} \right)^{0,826} \\
 \Delta T &= 61,92 \text{ } ^\circ\text{C}
 \end{aligned}
 \tag{D.42}$$

A confecção do transformador considerando a operação sob uma temperatura ambiente de 40°C é satisfatória, visto que todo o material empregado na construção do transformador é capaz de suportar esta temperatura. Com a confecção do transformador, a indutância de dispersão medida foi de $1,36 \mu\text{H}$, a medição foi realizada com auxílio do medidor de impedâncias 4294A do fabricante Agilent.

APÊNDICE E – PROJETO DOS INDUTORES

E.1 PLANILHA PARA PROJETO DO INDUTOR RESSONANTE

1. Projeto indutor ressonante

1.1 Especificações para o projeto:

<u>Tensão de entrada:</u>	$V_1 := 400 \cdot V$
<u>Frequência de saída:</u>	$f_s := 50 \cdot 10^3 \cdot \text{Hz}$
<u>Tensão de saída:</u>	$V_o := 60 \cdot V$
<u>Potência de saída:</u>	$P_o := 3000 \cdot W$
<u>Numero de espiras do primário do transformador:</u>	$N_1 := 15$
<u>Número de espiras do secundário do transformador:</u>	$N_2 := 6$
<u>Razão cíclica:</u>	$D := 0.88$
<u>Perda de razão cíclica:</u>	$\Delta D := 0.134$
<u>Densidade de fluxo máxima:</u>	$\Delta B := 0.08 \cdot T$
<u>Densidade de corrente máxima:</u>	$J_{\max} := 300$
<u>Ondulação de corrente no indutor de saída:</u>	$\Delta I_{L\text{omax}} := 0.08$
<u>Corrente eficaz no indutor:</u>	$I_{L\text{oeff}} := 50.99 \cdot A$
<u>Fator de enrolamento:</u>	$K_w := 0.7$
<u>Fator de utilizacao do enrolamento primario :</u>	$K_p := 0.4$
<u>Número de nucleos:</u>	$n := 1$

Permeabilidade do vácuo:

$$\mu_0 := 1.257 \cdot 10^{-6} \frac{\text{H}}{\text{m}}$$

1.2 Escolha do núcleo magnético

Corrente na carga:

$$I_o := \frac{P_o}{V_o}$$

$$I_o = 50 \text{ A}$$

Ondulação da corrente no indutor do filtro de saída:

$$\Delta I_{L_{\text{omax}}} := \frac{P_o}{V_o} \cdot \Delta I_{L_{\text{omax}}}$$

$$\Delta I_{L_{\text{omax}}} = 4 \text{ A}$$

Corrente de pico no indutor ressonante:

$$I_{L_{\text{rp}}} := \left(I_o + \frac{\Delta I_{L_{\text{omax}}}}{2} \right) \cdot \frac{N_2}{N_1}$$

$$I_{L_{\text{rp}}} = 20.8 \text{ A}$$

Cálculo da indutância do indutor ressonante:

$$L_r := \frac{\Delta D \cdot V_1 \cdot N_1}{8 \cdot f_s \cdot I_o \cdot N_2}$$

$$L_r = 6.7 \cdot \mu\text{H}$$

Indutância medida no enrolamento primário do transformador:

$$L_{\text{dp}} := 1.36 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

Descontando-se a dispersão do enrolamento primário do transformador, tem-se:

$$L_r := L_r - L_{\text{dp}}$$

$$L_r = 5.34 \cdot \mu\text{H}$$

Valor eficaz da corrente no indutor ressonante:

$$I_{Lref} := \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \sqrt{(3 - 2 \cdot \Delta D)} \cdot I_o \cdot \frac{N_2}{N_1}$$

$$I_{Lref} = 19.086 \cdot A$$

Produto das áreas:

Para facilitar os cálculos, as unidades são removidas.

$$f_{s1} := \frac{f_s}{\text{Hz}} = 5 \times 10^4$$

$$\Delta B_1 := \frac{\Delta B}{T} = 0.08$$

$$J_{max} = 300$$

$$L_{r1} := \frac{L_r}{H} = 5.34 \times 10^{-6}$$

$$I_{Lrp1} := \frac{I_{Lrp}}{A} = 20.8$$

$$I_{Lref1} := \frac{I_{Lref}}{A} = 19.086$$

$$K_w = 0.7$$

$$AeAw := \frac{L_{r1} \cdot I_{Lrp1} \cdot I_{Lref1}}{\Delta B_1 \cdot J_{max} \cdot K_w} \cdot 10^4$$

$$AeAw = 1.262$$

O produto das áreas fornece o menor produto "AeAw" que deve ser atendido para o núcleo. A próxima etapa da planilha exige que um núcleo seja escolhido a partir da tabela de núcleos de ferrite do fabricante THORNTON [31].

A matriz abaixo recebe a lista de núcleos de ferrite material IP12R. Na matriz foi colocado as dimensões de cada núcleo, que são utilizadas para os próximos cálculos.

Comando para o arquivo que possui a lista de núcleos. A lista está em formato Excell.

Matriz2 :=
...\matrizeste.csv

Matriz_Thornton := Matriz2

Matriz_Thornton =

	0
0	"Nucleo"
1	"NEE-8/4/4"
2	"NEE-16/7.0/4"
3	"NEE-16/7.2/5"
4	"NEE-16/7.3/5"
5	"NEE-19/8/5"
6	"NEE-19/8/5.3"
7	"NEE-19/8/6"
8	"NEE-20/10/5"
9	"NEE-25/10/6"
10	...

Número da linha em que o núcleo escolhido se encontra:

$u := 16$

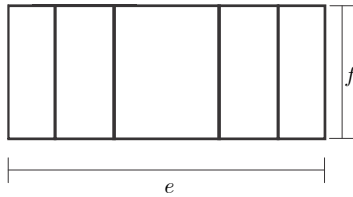
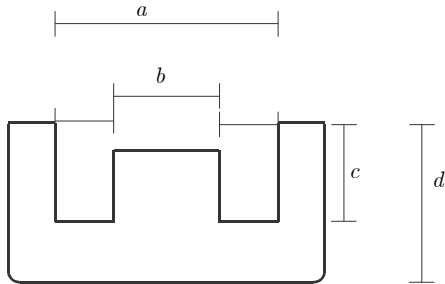
Especificações do núcleo:

- *Modelo:*

$Matriz_{Thornton_{u,0}} = "NEE-42/21/15"$

- *Permeabilidade Relativa:*

$\mu_R := 1547$



Dimensões do núcleo:

$$a_{\text{nucleo}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}_{u,8}} = 2.95$$

$$b_{\text{nucleo}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}_{u,7}} = 1.22$$

$$c_{\text{nucleo}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}_{u,6}} = 1.48$$

$$d_{\text{nucleo}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}_{u,9}} = 2.12$$

$$e_{\text{nucleo}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}_{u,10}} = 4.2$$

$$f_{\text{nucleo}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}_{u,11}} = 1.55$$

- *Área da perna central:*

$$A_{\text{nucleo}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}_{u,3}} \cdot \text{cm}^2 = 1.81 \cdot \text{cm}^2$$

- *Área da janela do núcleo:*

Foi calculada utilizando:

$$A_W := \frac{(a - b)}{2} \cdot c$$

$$Aw_{\text{nucleo}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}}_{u,2} \cdot \text{cm}^2 = 1.57 \cdot \text{cm}^2$$

- *Comprimento médio de uma espira (MLT):*

Foi calculado utilizando:

$$\text{MLT} := 2 \cdot (f + a)$$

$$\text{MLT} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}}_{u,4} \cdot \text{cm} = 8.7 \cdot \text{cm}$$

- *Volume do núcleo (V_e):*

$$Ve_{\text{nucleo}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}}_{u,5} \cdot \text{cm}^3 = 17.6 \cdot \text{cm}^3$$

$$Ae_{\text{Inucleo}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}}_{u,3}$$

Produto de áreas resultante:

$$AeAw_{\text{nucleo}} := Ae_{\text{nucleo}} \cdot Aw_{\text{nucleo}}$$

$$AeAw_{\text{nucleo}} = 2.842 \cdot \text{cm}^4$$

Volume de uma peça do núcleo:

$$\text{Vol}_{\text{Inucleo}} := Ve_{\text{nucleo}}$$

$$\text{Vol}_{\text{Inucleo}} = 17.6 \cdot \text{cm}^3$$

1.2 Número de espiras

Numero de espiras do indutor ressonante:

$$N_{\text{esp}} := \frac{L_r \cdot I_{Lrp}}{Ae_{\text{nucleo}} \cdot \Delta B}$$

$$N_{\text{esp}} := \text{round}(N_{\text{esp}}) = 8$$

Fluxo magnético
considerando o número de
espiras adotado:

$$\Delta B_{I_{\text{nucleo}}} := \frac{L_r \cdot I_{Lr}}{Ae_{\text{nucleo}} \cdot N_{\text{esp}}}$$

$$\Delta B_{I_{\text{nucleo}}} = 0.077 \text{ T}$$

Cálculo do entreferro:

$$l_{\text{gap}} := \frac{N_{\text{esp}}^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae_{\text{nucleo}}}{L_r} = 2.726 \cdot \text{mm}$$

$$l_{\text{gap}} = 2.726 \cdot \text{mm}$$

$$\frac{l_{\text{gap}}}{2} = 1.363 \cdot \text{mm}$$

Correção do número de
espiras:

O entreferro obtido por cálculo é grande. Significa dizer que indutância requerida pode ser obtida com um número de espiras menor. Portanto, um fator de correção mostra quantas espiras são necessárias, com um entreferro pequeno.

Fator de correção:

$$F_1 := 1 + \frac{l_{\text{gap}}}{\sqrt{Ae_{\text{nucleo}}}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot 1.95 \text{cm}}{l_{\text{gap}}} \right)$$

$$F_1 = 1.539$$

Número de espiras corrigido:

$$N_{\text{esp}} := \sqrt{\frac{\left(\frac{L_r}{H} \right) \cdot \left(\frac{l_{\text{gap}}}{\text{cm}} + \frac{6.7}{\mu_R} \right)}{0.4 \cdot \pi \cdot \frac{Ae_{\text{nucleo}}}{\text{cm}^2} \cdot F_1 \cdot 10^{-8}}}$$

$$N_{\text{esp}} := \text{trunc}(N_{\text{esp}}) = 6$$

Entreferro corrigido:

$$l_{\text{gap}} := \frac{N_{\text{esp}}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{\text{e nucleo}}}{L_r}$$

Observa-se que o entreferro foi reduzido.

$$\frac{l_{\text{gap}}}{2} = 0.767 \cdot \text{mm}$$

Indutância final:

$$\frac{N_{\text{esp}}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{\text{e nucleo}}}{l_{\text{gap}}} = 5.34 \cdot \mu\text{H}$$

Densidade de fluxo final:

$$\frac{L_r \cdot I_{Lrp}}{A_{\text{e nucleo}} \cdot N_{\text{esp}}} = 0.102 \text{ T}$$

1.3 Escolha do condutor

Raio do condutor, pelo critério do efeito pelicular:

$$\Delta\delta := \frac{7.5}{\sqrt{\frac{\text{fs}}{\text{Hz}}}}$$

$$\Delta\delta = 0.034$$

Diâmetro limite:

$$2\Delta\delta = 0.067$$

A tabela abaixo foi retirada da referência [36] do trabalho.

tabela_{AWG} :=

... \planilha condutores.csv

		0
	0	"AWG"
	1	10
tabela _{AWG} =	2	11
	3	12
	4	13
Adotado fio:	5	14
awg := 28	6	...

$$\text{tabela}_{\text{AWG}_{\text{awg},0}} = 37$$

Esta é a bitola do fio que compõe o fio Litz, o qual será utilizado na construção do indutor ressonante, a fim de reduzir ao máximo a resistência AC do condutor.

Especificações:

- *Diâmetro do fio:*

$$D_{\text{awg}} := \text{tabela}_{\text{AWG}_{\text{awg},1}} \cdot \text{cm} = 0.011 \cdot \text{cm}$$

- *Área do cobre:*

$$S_{\text{AWG}} := \text{tabela}_{\text{AWG}_{\text{awg},2}} \cdot \text{cm}^2 = 1 \times 10^{-4} \cdot \text{cm}^2$$

- *Área de Isolamento:*

$$S_{\text{AWGisolado}} := \text{tabela}_{\text{AWG}_{\text{awg},4}} \cdot \text{cm}^2 = 1.6 \times 10^{-4} \cdot \text{cm}^2$$

- *Ω/cm fornecido pela tabela:*

$$\rho_{100^\circ\text{C}} := \text{tabela}_{\text{AWG}_{\text{awg},5}} \cdot \frac{\text{ohm}}{\text{cm}} = 0.023 \cdot \frac{\text{ohm}}{\text{cm}}$$

Área de cobre que suporta a densidade

de corrente:

$$A_{\text{cuprimario}} := \frac{I_{\text{Lref}}}{J_{\text{max}} \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}}$$

$$A_{\text{cuprimario}} = 0.064 \cdot \text{cm}^2$$

Numero de fios para suportar a densidade de corrente:

$$n_{\text{fiospr}} := \text{round} \left(\frac{A_{\text{cuprimario}}}{S_{\text{AWG}}} \right)$$

$$n_{\text{fiospr}} = 636$$

Serão empregados condutores do tipo LITZ, sendo que cada condutor é composto por 38 fios em paralelo, totalizando 76 fios em paralelo.

Número de condutores litz necessários:

$$\frac{n_{\text{fiospr}}}{38} = 16.737$$

1.4 Perdas no indutor ressonante

1.4.1 Perdas no núcleo:

Volume do núcleo:

$$\text{Vol}_{\text{Inucleo}} = 17.6 \cdot \text{cm}^3$$

Removendo as unidades:

$$\frac{\text{Vol}_{\text{Inucleo}}}{\text{cm}^3} = 17.6$$

$$\frac{\text{fs}}{\text{Hz}} = 5 \times 10^4$$

$$\frac{\Delta B}{1T} = 0.08$$

Coefficientes de Steinmetz para o cálculo das perdas no núcleo.

$$C_m := 7.929 \times 10^{-3}$$

$$x := 1.4017$$

$$y := 2.3294$$

$$P_{1nucleo} := \frac{Vol_{1nucleo}}{cm^3} \cdot C_m \cdot \left(\frac{fs}{kHz}\right)^x \cdot \left(\frac{\Delta B_{1nucleo}}{T}\right)^y \cdot 10^{-3}$$

Esta equacao retorna a perda do nucleio em

mW, multiplica-se por 10^{-3} para obter a perda em Watts

$$P_{1nucleo} := P_{1nucleo} \cdot W = 8.482 \times 10^{-5} \cdot W$$

1.4.2 Perdas por efeito joule.

Dados do condutor empregado:

$$\rho_{100^\circ C} = 0.023 \cdot \frac{ohm}{cm}$$

$$MLT = 8.7 \cdot cm$$

$$n_{fiospr} = 636$$

$$N_{esp} = 6$$

$$I_{Lref} = 19.086 \cdot A$$

Removendo as unidades:

$$\rho_{100^\circ C} := \rho_{100^\circ C} \cdot \frac{cm}{ohm}$$

$$MLT1 := \frac{MLT}{cm}$$

$$I_{\text{pef}} := \frac{I_{\text{Lref}}}{A}$$

Cálculo das perdas por efeito joule no indutor ressonante:

$$P_{\text{enr}} := \left[\left(\frac{\rho \cdot 100^{\circ}\text{C} \cdot \text{MLT}^2 \cdot N_{\text{esp}} \cdot I_{\text{pef}}^2}{n_{\text{fiospr}}} \right) \cdot W \right]$$

$$P_{\text{enr}} = 0.686 \text{ W}$$

Perdas totais:

$$P_{\text{totais}} := P_{\text{Inucleo}} + P_{\text{enr}}$$

$$P_{\text{totais}} = 0.686 \text{ W}$$

Total de área superficial do núcleo que conduz temperatura:

$$A_{\text{nucleo}} := e_{\text{nucleo}}$$

$$B_{\text{nucleo}} := d_{\text{nucleo}}$$

$$C_{\text{nucleo}} := f_{\text{nucleo}}$$

$$D_{\text{nucleo}} := c_{\text{nucleo}}$$

$$E_{\text{nucleo}} := a_{\text{nucleo}}$$

$$F_{\text{nucleo}} := b_{\text{nucleo}}$$

$$A_{s1_1} := 4 \cdot A_{\text{nucleo}} \cdot B_{\text{nucleo}} + 2 \cdot A_{\text{nucleo}} \cdot C_{\text{nucleo}}$$

$$A_{s1_2} := 4 \cdot B_{\text{nucleo}} \cdot C_{\text{nucleo}}$$

$$A_{s1_3} := 2 \cdot (E_{\text{nucleo}} - F_{\text{nucleo}}) \cdot (2 \cdot D_{\text{nucleo}} + E_{\text{nucleo}})$$

$$A_{s1\text{nucleo}} := (A_{s1_1} + A_{s1_2} + A_{s1_3}) \cdot (\text{cm}^2)$$

$$A_{s1\text{nucleo}} = 82.229 \cdot \text{cm}^2$$

Elevação de temperatura(em °C):

$$\Delta T_{31nucleo} := 450 \cdot \left(\frac{\frac{P_{totais}}{W}}{\frac{A_{s1nucleo}}{cm^2}} \right)^{0.826}$$

$$\Delta T_{31nucleo} = 8.631$$

Possibilidade de execução:

$$A_{efprimario} := N_{esp} \cdot n_{fiospr} \cdot S_{AWGisolado}$$

$$A_{efprimario} = 0.611 \cdot cm^2$$

$$A_{wmin} := \frac{A_{efprimario}}{K_w}$$

$$A_{wmin} = 0.872 \cdot cm^2$$

$$fator_{exec} := \frac{A_{wmin}}{A_{wnucleo}}$$

$$fator_{exec} = 0.556$$

Resultados finais

1.5 Resumo do projeto do indutor ressonante

$$N_{esp} = 6$$

$$J_{max} = 300$$

Nucleo adotado:

$$Matriz_{Thorton_{u,0}} = "NEE-42/21/15"$$

$$A_{wnucleo} = 1.57 \times 10^{-4} m^2$$

$$A_{enucleo} = 1.81 \times 10^{-4} m^2$$

Bitola do condutor:

$$\text{tabela}_{\text{AWG}}_{\text{awg},0} = 37$$

$$n_{\text{fiospr}} = 636$$

$$\frac{n_{\text{fiospr}}}{40} = 15.9$$

Resultados finais

Dados do indutor

Indutância própria medida:

$$L_{11} := 5.45 \cdot \mu\text{H}$$

Entreferro obtido:

$$l_{\text{gap_exp}} := 1\text{mm}$$

Resistência AC medida na ponte:

$$R_{50\text{kHz}} := 0.0026\text{ohm}$$

Dados do indutor

E.2 PLANILHA PARA PROJETO DO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA

2. Projeto do indutor do filtro de saída

2.1 Especificações para o projeto:

Tensão de entrada:

$$V_1 := 400 \text{ V}$$

Tensão de entrada máxima:

Considerando ondulação de 5%
na tensão de entrada:

$$V_{1\max} := 400 \cdot 1.05 \cdot \text{V} = 420 \text{ V}$$

Frequência de saída:

No filtro LC após o retificador, a frequência equivale ao dobro da frequência de comutação.

$$f_s := 100 \cdot 10^3 \cdot \text{Hz}$$

Tensão de saída:

$$V_o := 60 \text{ V}$$

Tensão de saída mínima:

Considerando 2% de ondulação
na tensão de saída.

$$V_{o\min} := 60 \cdot 0.98 \cdot \text{V} = 58.8 \text{ V}$$

Tensão de saída máxima:

$$V_{o\max} := 60 \cdot 1.02 \cdot \text{V} = 61.2 \text{ V}$$

Potência de saída:

$$P_o := 3000 \text{ W}$$

Numero de espiras do enrolamento primario do transformador:

$$N_1 := 15$$

Número de espiras do enrolamento secundário do transformador:

$$N_2 := 6$$

Queda de tensão nos diodos
retificadores:

$$V_d := 1 \cdot V$$

Razão cíclica:

$$D := 0.88$$

Perda de razão cíclica:

$$\Delta D := 0.134$$

Densidade de fluxo
máxima:

$$\Delta B := 0.3 \cdot T$$

Densidade de corrente
máxima:

$$J_{\max} := 700$$

Ondulação de corrente no indutor de
saída:

$$\Delta I_{L\max} := 0.08 \cdot 50 \cdot A = 4 \text{ A}$$

Corrente eficaz no indutor:

$$I_{L\text{ef}} := 50.99 \cdot A$$

Fator de enrolamento:

$$K_w := 0.7$$

Fator de utilização do
enrolamento primário :

$$K_p := 0.4$$

Permeabilidade do vácuo:

$$\mu_o := 1.257 \cdot 10^{-6} \frac{H}{m}$$

2.2 Escolha do núcleo magnético:

Corrente na carga:

$$I_o := \frac{P_o}{V_o}$$

$$I_o = 50 \text{ A}$$

Razão cíclica mínima:

$$D_{\min} := \frac{(V_{\min} + V_d) \cdot N_1}{\frac{V_{1\max}}{2} \cdot N_2}$$

$$D_{\min} = 0.712$$

Corrente de pico no indutor de saída:

$$I_{Lop} := I_o + \frac{\Delta I_{Lomax}}{2}$$

$$I_{Lop} = 52 \text{ A}$$

Indutor de saída: Para $f_s = 100 \text{ kHz}$

$$L_o := \left[\frac{(V_{\max} + V_d) \cdot (1 - D_{\min})}{f_s \cdot (\Delta I_{Lomax})} \right]$$

$$L_o = 44.799 \text{ } \mu\text{H}$$

Produto das áreas:

Para facilitar os cálculos, as unidades são removidas.

$$f_{s1} := \frac{f_s}{\text{Hz}} = 1 \times 10^5$$

$$\Delta B_1 := \frac{\Delta B}{T} = 0.3$$

$$J_{\max} = 700$$

$$L_{o1} := \frac{L_o}{\text{H}} = 4.48 \times 10^{-5}$$

$$I_{Lop1} := \frac{I_{Lop}}{\text{A}} = 52$$

$$I_{\text{Loef1}} := \frac{I_{\text{Loef}}}{A} = 50.99$$

$$AeAw := \frac{L_{o1} \cdot I_{\text{Lop1}} \cdot I_{\text{Loef1}}}{\Delta B_1 \cdot J_{\text{max}} \cdot K_w} \cdot 10^4$$

$$AeAw = 8.08$$

O produto das áreas fornece o menor produto "AeAw" que deve ser atendido para o núcleo. A próxima etapa da planilha exige que um núcleo seja escolhido pelo usuário na tabela abaixo.

A matriz abaixo recebe a lista de núcleos de ferrite material IP12R, do fabricante THORNTON[31]. Na matriz foi colocado as dimensões de cada núcleo, que são utilizadas para os próximos cálculos.

Matriz2 :=
`... \matr\teste.csv`

Matriz_{Thorton} := Matriz2

Matriz_{Thorton} =

	0
0	"Nucleo"
1	"NEE-8/4/4"
2	"NEE-16/7.0/4"
3	"NEE-16/7.2/5"
4	"NEE-16/7.3/5"
5	"NEE-19/8/5"
6	"NEE-19/8/5.3"
7	"NEE-19/8/6"
8	...

Número da linha em que o núcleo escolhido se encontra:

u := 21

Especificações do núcleo:

- *Modelo:*

Matriz_{Thorton}_{u,0} = "NEE-65/33/26"

- *Permeabilidade Relativa:*

$\mu_R := 1547$

- *Area da perna central:*

$Ae_{\text{nucleo}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}}_{u,3} \cdot \text{cm}^2 = 5.32 \cdot \text{cm}^2$

Dimensões do núcleo:

$a_{\text{nucleo}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}}_{u,8}$

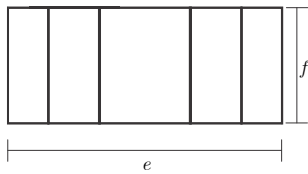
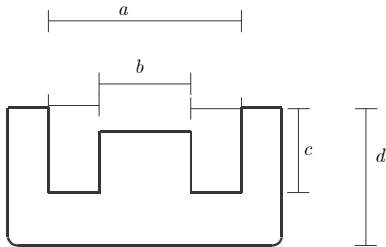
$b_{\text{nucleo}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}}_{u,7}$

$c_{\text{nucleo}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}}_{u,6}$

$d_{\text{nucleo}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}}_{u,9}$

$e_{\text{nucleo}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}}_{u,10}$

$f_{\text{nucleo}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}}_{u,11}$



- *Área da janela do núcleo:*

Foi calculada utilizando:

$$A_W := \frac{(a - b)}{2} \cdot c$$

$$A_{W_{\text{núcleo}}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}}_{u,2} \cdot \text{cm}^2 = 3.7 \cdot \text{cm}^2$$

- *Comprimento médio de uma espira (MLT):*

Foi calculado utilizando:

$$\text{MLT} := 2 \cdot (f + a)$$

$$\text{MLT} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}}_{u,4} \cdot \text{cm} = 14.8 \cdot \text{cm}$$

- *Volume do núcleo(Ve):*

$$V_{e_{\text{nucleo}}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}_{u,5}} \cdot \text{cm}^3 = 78.2 \cdot \text{cm}^3$$

Área da perna central de um núcleo:

$$A_{e1_{\text{nucleo}}} := \text{Matriz}_{\text{Thorton}_{u,3}}$$

Produto de áreas resultante:

$$A_{eA_{w_{\text{nucleo}}}} := A_{e_{\text{nucleo}}} \cdot A_{w_{\text{nucleo}}}$$

$$A_{eA_{w_{\text{nucleo}}}} = 19.684 \cdot \text{cm}^4$$

Volume de uma peça do núcleo:

$$V_{ol1_{\text{nucleo}}} := V_{e_{\text{nucleo}}}$$

$$V_{ol1_{\text{nucleo}}} = 78.2 \cdot \text{cm}^3$$

2.2 Número de espiras

Numero de espiras do primário:

$$N_{\text{esp}} := \frac{L_o \cdot I_{Lop}}{A_{e_{\text{nucleo}}} \cdot \Delta B}$$

$$N_{\text{esp}} := \text{round}(N_{\text{esp}})$$

$$N_{\text{esp}} = 15$$

Novo fluxo no primário:

$$\Delta B_{1_{\text{nucleo}}} := \frac{L_o \cdot I_{Lop}}{A_{e_{\text{nucleo}}} \cdot N_{\text{esp}}}$$

$$\Delta B_{1_{\text{nucleo}}} = 0.292 \text{ T}$$

Cálculo do entreferro:

$$l_{\text{gap}} := \frac{N_{\text{esp}}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{\text{e_nucleo}}}{L_0}$$

$$\frac{l_{\text{gap}}}{2} = 1.679 \cdot \text{mm}$$

O entreferro obtido por cálculo é grande. Todavia, devido ao tamanho do núcleo, foi possível atingir a indutância desejada sem a necessidade do fator de correção.

Indutância final:

$$\frac{N_{\text{esp}}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{\text{e_nucleo}}}{l_{\text{gap}}} = 44.799 \cdot \mu\text{H}$$

2.3 Escolha do condutor

Raio do condutor:

$$\Delta\delta := \frac{7.5}{\sqrt{\frac{f_s}{\text{Hz}}}}$$

$$\Delta\delta = 0.024$$

Diâmetro limite:

$$2\Delta\delta = 0.047$$

tabela_{AWG} := ...\planilha Condutores.csv

Adotado fio:

$$\text{awg} := 14$$

$$\text{tabela}_{\text{AWG}}_{\text{awg},0} = 23$$

Especificações:

- *Diâmetro do fio:*

$$D_{\text{awg}} := \text{tabela}_{\text{AWG}_{\text{awg},1}} \cdot \text{cm} = 0.057 \cdot \text{cm}$$

- *Área do cobre:*

$$S_{\text{AWG}} := \text{tabela}_{\text{AWG}_{\text{awg},2}} \cdot \text{cm}^2 = 2.582 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

- *Área de Isolamento:*

$$S_{\text{AWGisolado}} := \text{tabela}_{\text{AWG}_{\text{awg},4}} \cdot \text{cm}^2 = 3.221 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

- *Ω/cm fornecido pela tabela:*

$$\rho_{100^\circ\text{C}} := \text{tabela}_{\text{AWG}_{\text{awg},5}} \cdot \frac{\text{ohm}}{\text{cm}} = 8.92 \times 10^{-4} \cdot \frac{\text{ohm}}{\text{cm}}$$

Área de cobre necessária no primário:

$$A_{\text{cuprimario}} := \frac{I_{\text{Loef}}}{J_{\text{max}} \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}}$$

$$A_{\text{cuprimario}} = 0.073 \cdot \text{cm}^2$$

Numero de fios para suportar a densidade de corrente:

$$n_{\text{fiospr}} := \text{round} \left(\frac{A_{\text{cuprimario}}}{S_{\text{AWG}}} \right)$$

$$n_{\text{fiospr}} = 28$$

2.3 Cálculo das perdas

2.3.1 Perdas no núcleo

Volume do núcleo:

$$\text{Vol}_{\text{Inucleo}} = 78.2 \cdot \text{cm}^3$$

Perdas no núcleo:

$$\frac{\text{Vol}_{\text{Inucleo}}}{\text{cm}^3} = 78.2$$

$$\frac{f_s}{\text{Hz}} = 1 \times 10^5$$

$$\frac{\Delta B}{1T} = 0.3$$

Coefficientes de steinmetz para o cálculo das perdas no núcleo.

$$C_m := 7.929 \times 10^{-3}$$

$$x := 1.4017$$

$$y := 2.3294$$

$$P_{\text{Inucleo}} := \frac{\text{Vol}_{\text{Inucleo}}}{\text{cm}^3} \cdot C_m \cdot \left(\frac{f_s}{\text{kHz}} \right)^x \cdot \left(\frac{\Delta B_{\text{Inucleo}}}{T} \right)^y \cdot 10^{-3}$$

Esta equacao retorna a perda do núcleo em

mW, Multiplica-se por 10^{-3} para obter a perda em Watts.

$$P_{\text{Inucleo}} := P_{\text{Inucleo}} \cdot W$$

$$P_{\text{Inucleo}} = 0.022 \text{ W}$$

2.3.2 Perdas por efeito joule

Resultados obtidos até o momento:

$$\rho_{100^{\circ}\text{C}} = 8.92 \times 10^{-4} \frac{\text{ohm}}{\text{cm}}$$

$$\text{MLT} = 14.8 \cdot \text{cm}$$

$$n_{\text{fiospr}} = 28$$

$$N_{\text{esp}} = 15$$

$$I_{\text{Loef}} = 50.99 \text{ A}$$

Removendo as unidades:

$$\rho_{100^{\circ}\text{C}}^1 := \rho_{100^{\circ}\text{C}} \cdot \frac{\text{cm}}{\text{ohm}} = 8.92 \times 10^{-4}$$

$$\text{MLT1} := \frac{\text{MLT}}{\text{cm}} = 14.8$$

$$I_{\text{pef}} := \frac{I_{\text{Loef}}}{\text{A}} = 50.99$$

$$P_{\text{enr}} := \left[\left(\frac{\rho_{100^{\circ}\text{C}}^1 \cdot \text{MLT1} \cdot N_{\text{esp}} \cdot I_{\text{pef}}^2}{n_{\text{fiospr}}} \right) \cdot \text{W} \right]$$

$$P_{\text{enr}} = 18.388 \text{ W}$$

Perdas totais:

$$P_{\text{totais}} := P_{1\text{nucleo}} + P_{\text{enr}}$$

$$P_{\text{totais}} = 18.41 \text{ W}$$

Total de área superficial do núcleo que conduz temperatura:

$$A_{\text{nucleo}} := e_{\text{nucleo}}$$

$$B_{\text{nucleo}} := d_{\text{nucleo}}$$

$$C_{\text{nucleo}} := f_{\text{nucleo}}$$

$$D_{\text{nucleo}} := c_{\text{nucleo}}$$

$$E_{\text{nucleo}} := a_{\text{nucleo}}$$

$$F_{\text{nucleo}} := b_{\text{nucleo}}$$

$$A_{s_1} := 4 \cdot A_{\text{nucleo}} \cdot B_{\text{nucleo}} + 2 \cdot A_{\text{nucleo}} \cdot C_{\text{nucleo}}$$

$$A_{s_2} := 4 \cdot B_{\text{nucleo}} \cdot C_{\text{nucleo}}$$

$$A_{s_3} := 2 \cdot (E_{\text{nucleo}} - F_{\text{nucleo}}) \cdot (2 \cdot D_{\text{nucleo}} + E_{\text{nucleo}})$$

$$A_{s1\text{nucleo}} := (A_{s_1} + A_{s_2} + A_{s_3}) \cdot \text{cm}^2$$

$$A_{s1\text{nucleo}} = 200.262 \cdot \text{cm}^2$$

Elevação de temperatura(em °C):

$$\Delta T_{31\text{nucleo}} := 450 \cdot \left(\frac{\frac{P_{\text{totais}}}{W}}{\frac{A_{s1\text{nucleo}}}{\text{cm}^2}} \right)^{0.826}$$

$$\Delta T_{31\text{nucleo}} = 62.666$$

Possibilidade de execução:

$$A_{\text{efprimario}} := N_{\text{esp}} \cdot n_{\text{fiospr}} \cdot S_{\text{AWGisolado}}$$

$$A_{\text{efprimario}} = 1.353 \cdot \text{cm}^2$$

$$A_{w\text{min}} := \frac{A_{\text{efprimario}}}{K_w}$$

$$A_{wmin} = 1.933 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{fator}_{exec} := \frac{A_{wmin}}{A_{wnucleo}}$$

$$\text{fator}_{exec} = 0.522$$

▾ Resultados finais

$$N_{esp} = 15$$

$$J_{max} = 700$$

Nucleo adotado:

$$\text{Matriz}_{Thorton_{u,0}} = \text{"NEE-65/33/26"}$$

$$A_{wnucleo} = 3.7 \times 10^{-4} \text{ m}^2$$

$$A_{cnucleo} = 5.32 \times 10^{-4} \text{ m}^2$$

Bitola do condutor:

$$\text{tabela}_{AWG_{awg,0}} = 23$$

$$n_{fiospr} = 28$$

▴ Resultados finais

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-
graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Santa Catarina, como
requisito para obtenção do Título de Mestre em
Engenharia Elétrica

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.
Co-orientador: Samir Ahmad Mussa, Dr.

Florianópolis, 2014