

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



**PRÉ-REGULADOR COM DERIVAÇÃO CENTRAL BASEADO
NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS PARA
APLICAÇÃO EM NO-BREAKS**

Raphael Amaral da Câmara

Fortaleza, Fevereiro de 2008

RAPHAEL AMARAL DA CÂMARA

**PRÉ-REGULADOR COM DERIVAÇÃO CENTRAL BASEADO
NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS PARA
APLICAÇÃO EM NO-BREAKS**

Dissertação submetida à Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Cícero Marcos Tavares Cruz

Fortaleza, 15 de fevereiro de 2008

C174p Câmara, Raphael Amaral da
Pré-regulador com derivação central baseado na célula de comutação de
três estados para aplicação em No-Breaks / Raphael Amaral da
Câmara.2008.
126 f. ; enc.

Orientador: Prof.Dr. Cícero Marcos Tavares Cruz
Área de concentração: Eletrônica de Potência
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Ceará, Depto. de
Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2008

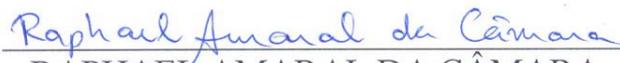
1.Eletrônica de potência 2. Fonte ininterrupta de energia 3. Correção de
fator de potência I. Cruz, Cícero Marcos Tavares (orient.) II.Universidade
Federal do Ceará – Curso de Pós-graduação em Engenharia Elétrica IV.
Título

CDD 621.3

RAPHAEL AMARAL DA CÂMARA

**PRÉ-REGULADOR COM DERIVAÇÃO CENTRAL BASEADO NA
CÉLULA DE COMPUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS PARA
APLICAÇÃO EM NO-BREAKS**

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamentos, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.


RAPHAEL AMARAL DA CÂMARA

Banca Examinadora:


Prof. Cícero Marcos Tavares Cruz, Dr.


Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.


Prof. Demercil de Souza Oliverira Júnior, Dr.


Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, PhD.

Fortaleza, 15 de fevereiro de 2008

“Uma caminhada de 20 quilômetros começa com os primeiros passos.”
(Ditado chinês)

“No mundo tereis aflições. Mas tende coragem! Eu venci o mundo.”
(Jo 16, 33b)

*A Deus,
Meu Criador e Salvador!
À minha mãe Edel,
Ao meu pai Wilson,
A todos os familiares e amigos.*

AGRADECIMENTOS

À FUNCAP que contribuiu com o apoio financeiro necessário à realização desse trabalho e desenvolvimento científico.

Ao professor Cícero Marcos Tavares Cruz por suas valiosas orientações, amizade, força e disponibilidade durante todo este tempo. Agradeço a confiança em mim depositada, oportunidade de trabalhar também em outros projetos sob sua orientação e aprender. Quero também agradecer ao professor René Torrico-Bascopé por todas as suas valiosas colaborações desde o início do curso durante as disciplinas, passando pela concepção deste projeto e grande auxílio em sua execução através de conselhos e disponibilidade física e material.

Aos professores Fernando Antunes, Ruth Leão, Laurinda, Ricardo Thé, José Carlos, Otacílio, Luiz Henrique Barreto, Ailson e a todos do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC, Conceição, Rafael, Mário e Geraldinho, responsáveis diretamente ou indiretamente pela minha formação na graduação e no programa de Mestrado.

Aos meus amigos e colegas de mestrado (em ordem alfabética): André, Belchior, Danilo, Éber, Elmano, Fabíola, Felipe, George Harrison, Gilberto, Gustavo, Halisson, Isaac, Lucas, Mônica, Nelber, Paulo Praça, Ranoyca, Rômulo Leite, Rômulo Nunes, Tiago Maciel, Tobias, Valdeci e Vanessa, por todas as etapas que foram vencidas e pelo companheirismo contribuições técnicas. Ao técnico do GPEC, Pedro Augusto, pelas contribuições práticas e pela amizade. Ao Armando da Microsol por todo o aprendizado.

Aos meus amigos da graduação (em ordem alfabética): Cláudio André, Deivson, Deleon, Dionízio, Eduardo “Graúna”, Fabiano, Fernando de Castro, Fernando Jorge, Heraldo, João Paulo “Matão”, Leonardo “Charlie Sheen”, Juliana, Marcelo Bandeira, Marcos Aurélio Falcão, Marcos Aurélio “Sorriso”, Marcos Aurélio “Topic”, René, Roberto Hugo “Pequeno”, Ricardo “Pintoso” e Victor Silva, sem palavras para descrever tamanha gratidão.

Aos meus amigos da esquina (em ordem alfabética): Aldiel, Babim, Braquim, Bruno,

César, Daniele, Felipe, Gessi, Ivina, Iviane, Jackson, Jonhny, Júnior, Larissa, Lion, Ricardo, Tércio, Tidy e Vilemar por todos os momentos de entretenimento e metal.

A todos os meus amigos do Ministério Universidades Renovadas, especialmente, Roberval, Walesa, Rômulo, Márcio, Nivaneide, Amanda, Simone-RN, Roana-PE, Risélia-PB, Rodriguinho-SP, Mococa e Elen-PA, Luís-PA, Sheily-MA, Lucimar-PR, Wesley-MT, Hamilton-SE, Débora-SE, Marcinha-AL, Witamar-AL, Ierecê-PR, Cíntia-GO, Bráulio-RJ e Carlão-RJ por toda amizade e apoio espiritual.

A meus amigos de infância Rondinelle, Mickaele, Marcelo, Liana, Rosa, Marquinhos, Neto, Aritana, Narcélio, Nenê, Márcio, Paulinho, Lano, Nilzinha, Marta, Marna, Wilame, Sara, Samuel, Daniel, Hélio, Marciano, Rafael “Cocão”, Rafael “Pipoca”, Ilton e Cíntia por todos os momentos de uma infância feliz e formadora do meu caráter.

A meus amigos Márcio Mamura e Dielle um agradecimento especial por tudo.

A todos os meus familiares, em especial, meus avós Alicio e Cidoca, minhas tias Virgínia, Alice, Inês e Dora, meus tios Ronaldo, Zé e Jone e meus primos Ronaldinho, Valéria, Bruno, Fábio, Livinho, João, Cláudia, Cecília e Vanessa por sempre incentivarem minha formação profissional e pelas grandes ajudas nos momentos de maiores necessidades em minha vida.

À minha namorada Flávia que sempre me apoiou para a conclusão deste trabalho com incentivo e muito amor e compreendeu os momentos difíceis.

À todas as pessoas que por motivo de esquecimento não foram citadas anteriormente, vou deixando neste espaço minhas sinceras desculpas.

Câmara, R. A. “Pré-regulador com derivação central baseado na célula de comutação de três estados para aplicação em no-breaks”, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2008, 103p.

Este trabalho apresenta o estudo de um pré-regulador com derivação central baseado na célula de comutação de três estados com correção do fator de potência para aplicação em *No-breaks* que possuam tensão de entrada e saída universais (110V/220V). As principais características deste pré-regulador são: reduzidas perdas por condução e comutação nos interruptores controlados pelo fato de não conduzir diretamente a corrente de entrada para a saída, mas, compartilhar essa corrente com elementos magnéticos, principalmente quando a razão cíclica é menor que 0,5; os elementos magnéticos operam com o dobro da frequência de comutação reduzindo desta maneira o peso e o volume; a reduzida ondulação de corrente de alta frequência que chega ao capacitor do filtro de saída permitindo o dimensionamento deste elemento com uma menor capacitância; conexão da fonte de alimentação com o estágio de saída, facilitando o uso de inversor e *by-pass* para *No-breaks*. A análise teórica do pré-regulador, a metodologia de projeto, simulação e resultados experimentais de um protótipo de 3kW de potência são apresentados para validar o princípio de funcionamento do sistema proposto.

Palavras-Chave: Eletrônica de Potência, pré-regulador, fonte ininterrupta de energia, correção de fator de potência, célula de comutação de três estados.

Câmara, R. A. “Center tapped preregulator based on three-state switching cell for UPS applications”, Federal University of Ceará – UFC, 2008, 103p.

This work presents the study of the center tapped preregulator based on three-state switching cell with power factor correction characteristics for applications in universal input and output voltages UPS. The main features of the proposed converter are: reduced conduction and commutation losses on the controlled switches by the fact that they do not conduce directly the input current to the output but sharing this current with magnetic components; magnetic components operating with the double of switching frequency reducing weight and volume; reduced high-frequency current ripple on the output filter, reduced capacitors value; connection between input power supply and converter output enabling the use of UPS inverter and by-pass. Theoretical analysis, design procedure, simulation and experimental results from a 3kW laboratory prototype are presented in order to validate the principle of operation of the proposed system.

Keywords: Power Electronics, Preregulator, Uninterruptible Power Supply, Power factor correction, Three-State Switching Cells.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	xiv
LISTA DE TABELAS	xvii
SIMBOLOGIA	xviii
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1	
PRÉ-REGULADORES CFP: UMA REVISÃO	3
1.1 Introdução	3
1.2 Baixo Fator de Potência: Problemas e Soluções	3
1.3 Principais Topologias de Pré-Reguladores CFP	5
1.3.1 <i>Conversor Boost Clássico</i>	5
1.3.2 <i>Conversor Duplo Boost</i>	6
1.3.3 <i>Conversor Boost em Paralelo</i>	7
1.3.4 <i>Conversor Boost Intercalado (Interleaving Boost Converter)</i>	8
1.3.5 <i>Conversor Boost Dobrador de Tensão</i>	9
1.3.6 <i>Conversor Boost Baseado na Célula de Comutação de Três Estados</i>	9
1.4 Motivação	11
1.5 Conclusões	12
CAPÍTULO 2	
ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO PRÉ-REGULADOR COM DERIVAÇÃO CENTRAL BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS	13
2.1 Introdução	13
2.2 Topologia e Princípio de Funcionamento	13
2.3 Análise para Razão Cíclica Menor que 0,5	15
2.3.1 <i>Etapas de Operação e Principais Formas de Onda</i>	15
2.3.2 <i>Determinação do Ganho Estático</i>	19
2.3.3 <i>Determinação da Ondulação de Corrente</i>	20
2.3.4 <i>Determinação da Ondulação de Tensão</i>	21
2.3.5 <i>Análise dos Esforços de Tensão e Corrente no Conversor</i>	21

2.3.5.1	Expressões Básicas no Domínio do Tempo.....	22
2.3.5.2	Esforços nos Componentes do Conversor.....	23
2.4	Análise para Razão Cíclica Maior que 0,5.....	26
2.4.1	<i>Etapas de Operação e Principais Formas de Onda</i>	26
2.4.2	<i>Determinação do Ganho Estático</i>	30
2.4.3	<i>Determinação da Ondulação de Corrente</i>	30
2.4.4	<i>Determinação da Ondulação de Tensão</i>	31
2.4.5	<i>Análise dos Esforços de Tensão e Corrente no Conversor</i>	32
2.4.5.1	Expressões Básicas no Domínio do Tempo.....	32
2.4.5.2	Esforços nos Componentes do Conversor.....	34
2.5	Análise do Conversor para Meio Período da Frequência da Rede.....	36
2.5.1	<i>Determinação da Ondulação de Alta Frequência da Corrente de Entrada</i>	37
2.5.2	<i>Determinação da Ondulação de Tensão</i>	38
2.5.3	<i>Estratégia de Controle e Técnica de Modulação</i>	38
2.5.4	<i>Metodologia de Projeto e Análises de Esforços nos Componentes</i>	41
2.5.4.1	Expressões Básicas.....	41
2.5.4.2	Simplificações e Considerações para a Análise.....	41
2.6	Modelagem dinâmica do conversor PDC-CCTE.....	46
2.6.1	<i>Função de Transferência da Corrente no Indutor</i>	46
2.6.2	<i>Função de Transferência da Tensão de Saída</i>	47
2.7	Controle Modo Corrente Média.....	48
2.7.1	<i>Malha de Corrente</i>	49
2.7.2	<i>Malha de Tensão</i>	50
2.7.3	<i>Malha de Feedforward</i>	51
2.8	Conclusões.....	52
CAPÍTULO 3		
PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO.....		
3.1	Introdução.....	53
3.2	Especificações do Projeto.....	53
3.3	Projeto e Especificação do Conversor PDC-CCTE.....	54
3.3.1	<i>Projeto do Estágio de Potência</i>	54

3.3.1.1	Indutores L1 e L2.....	54
3.3.1.2	Autotransformadores	57
3.3.1.3	Interruptores S1 e S2.....	60
3.3.1.4	Diodos D1, D2, D3 e D4	61
3.3.1.5	Diodos da Ponte Retificadora.....	62
3.3.1.6	Cálculo Térmico	63
3.3.1.7	Capacitores C1 e C2.....	64
3.3.1.8	Rendimento Teórico.....	64
3.3.1.9	Circuito de Partida	64
3.3.2	<i>Projeto do Estágio de Controle</i>	65
3.3.2.1	Malha <i>Feedforward</i>	66
3.3.2.2	Resistor R_{vac}	67
3.3.2.3	Resistência R_{mo}	67
3.3.2.4	Capacitor de Partida Progressiva.....	68
3.3.2.5	Projeto da Malha de Corrente	68
3.3.2.6	Projeto da Malha de Tensão	70
3.3.3	<i>Circuitos de Comando: Gerador de Sinais Dente-de-Serra, Modulador PWM e Drivers</i>	72
3.4	Conclusões.....	74
CAPÍTULO 4		
RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.....		75
4.1	Introdução.....	75
4.2	Resultados de Simulação	75
4.3	Resultados Experimentais.....	80
4.4	Análise dos Resultados.....	85
4.5	Conclusões.....	85
CONCLUSÃO GERAL		87
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		89
APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO COMPLETO		92
APÊNDICE B – PROJETO DO CONVERSOR <i>BOOST</i> CLÁSSICO COM CFP		97
B.1	Introdução.....	98

B.2	Metodologia de Projeto	98
B.2.1	<i>Indutor L_b</i>	99
B.2.2	<i>Interruptor S</i>	101
B.2.3	<i>Diodo D_b</i>	101
B.2.4	<i>Ponte Retificadora</i>	101
B.2.5	<i>Capacitor de Saída</i>	102
B.3	Análise Comparativa	102
B.4	Conclusões	103

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Retificador monofásico com filtro capacitivo.....	3
Figura 1.2 – (a) Formas de onda da tensão e corrente de entrada do retificador e (b) espectro harmônico da corrente	4
Figura 1.3 – Topologia do conversor <i>boost</i> clássico como pré-regulador CFP	6
Figura 1.4 – Topologia do conversor duplo <i>boost</i> como pré-regulador CFP	6
Figura 1.5 – Topologia do conversor <i>boost</i> em paralelo como pré-regulador CFP	7
Figura 1.6 – Topologia do conversor <i>boost</i> intercalado como pré-regulador CFP	8
Figura 1.7 – Topologia do conversor <i>boost</i> dobrador de tensão como pré-regulador CFP.....	9
Figura 1.8 – Topologia do conversor <i>push-pull</i> clássico.....	10
Figura 1.9 – Obtenção da célula de comutação de três estados.....	10
Figura 1.10 – Topologia do conversor <i>boost</i> baseado na célula de comutação de três estados como pré-regulador	10
Figura 1.11 – Topologia do PDC-CCTE proposto mais estágio inversor.....	12
Figura 2.1 – Circuito de potência do PDC-CCTE	13
Figura 2.2 – Modos de operação do conversor em um período da rede.....	14
Figura 2.3 – 1ª etapa de operação do conversor para o modo de não-sobreposição	16
Figura 2.4 – 2ª e 4ª etapa de operação do conversor para o modo de não-sobreposição.....	16
Figura 2.5 – 3ª etapa de operação do conversor para o modo de não-sobreposição	17
Figura 2.6 – Principais formas de onda idealizadas para o modo de operação de não-sobreposição	18
Figura 2.7 – Ganho estático em função da razão cíclica para o modo de não-sobreposição ...	20
Figura 2.8 – Ondulação da corrente parametrizada no indutor L para o modo de não-sobreposição	20
Figura 2.9 – 1ª e 3ª etapa de operação do conversor para o modo de sobreposição.....	27
Figura 2.10 – 2ª etapa de operação do conversor para o modo de sobreposição.....	28
Figura 2.11 – 4ª etapa de operação do conversor para o modo de sobreposição.....	28
Figura 2.12 – Principais formas de onda idealizadas para o modo de operação de sobreposição	29
Figura 2.13 – Ganho estático em função da razão cíclica para o modo de sobreposição.....	30
Figura 2.14 – Ondulação da corrente parametrizada no indutor L para o modo de sobreposição	31
Figura 2.15 – Variação da razão cíclica para meio período da rede.....	37

Figura 2.16 – Variação da ondulação da corrente parametrizada para meio período da rede..	38
Figura 2.17 – Diagrama esquemático do conversor PDC-CCTE e malhas de controle.....	39
Figura 2.18 – Estratégia de modulação dos interruptores do conversor.....	40
Figura 2.19 – Modulação PWM em meio período de rede	40
Figura 2.20 – Diagrama de blocos do sistema de controle no modo corrente média.....	46
Figura 2.21 – Modelo do conversor para determinação da função de transferência $G_p(s)$; (a) completo, (b) simplificado.....	46
Figura 2.22 – Diagrama de blocos da malha de tensão	47
Figura 2.23 – Modelo do conversor para determinação da função de transferência $G_{pv}(s)$	48
Figura 2.24 – Compensador de corrente e resposta em frequência.....	49
Figura 2.25 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente no indutor.....	50
Figura 2.26 – Compensador de tensão de saída e resposta em frequência.....	50
Figura 2.27 – Compensador de tensão de entrada.....	51
Figura 3.1 – Estágio de potência do sistema proposto	53
Figura 3.2 – Circuito de acionamento do relé de partida.....	65
Figura 3.3 – Esquemático do controle do conversor	66
Figura 3.4 – Diagrama de <i>Bode</i> da função de transferência $FTMA(s)$. (a) Ganho, (b) Fase ...	69
Figura 3.5 – Diagramas de <i>Bode</i> das funções de transferência $FTLA(s)$ e $G_c(s)$. (a) Ganho, (b) Fase.....	70
Figura 3.6 – Diagrama de <i>Bode</i> da função de transferência $FTMA_v(s)$. (a) Ganho, (b) Fase ..	71
Figura 3.7 – Diagramas de <i>Bode</i> das funções de transferência $FTLA_v(s)$ e $G_v(s)$. (a) Ganho, (b) Fase	72
Figura 3.8 – Gerador dente de serra, modulador PWM e <i>drivers</i> do IGBT	73
Figura 4.1 – Formas de onda da tensão e corrente de entrada	76
Figura 4.2 – Espectro harmônico da corrente de entrada	76
Figura 4.3 – Formas de onda: (a) da tensão e (b) corrente no interruptor S1 para um ciclo de rede	76
Figura 4.4 – Formas de onda da tensão e corrente no interruptor S1 na frequência de comutação: (a) modo de não-sobreposição; (b) modo de sobreposição.....	77
Figura 4.5 – Formas de onda: (a) da tensão e (b) corrente no diodo D1 para um ciclo de rede	77
Figura 4.6 – Formas de onda da tensão e corrente no diodo D1 na frequência de comutação: (a) modo de não-sobreposição; (b) modo de sobreposição	78
Figura 4.7 – Formas de onda: (a) da tensão e (b) corrente no indutor L1 para um ciclo de rede	

.....	78
Figura 4.8 – Formas de onda da tensão e corrente no indutor L1 na frequência de comutação:	
(a) modo de não-sobreposição e (b) modo de sobreposição.....	78
Figura 4.9 – Formas de onda no enrolamento T1 para um ciclo de rede: (a) tensão; (b) corrente.....	79
Figura 4.10 – Formas de onda da tensão e corrente no enrolamento T1 na frequência de comutação: (a) modo de não-sobreposição e (b) modo de sobreposição	79
Figura 4.11 – Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor para plena carga ..	80
Figura 4.12 – (a) Forma de onda da tensão de controle para um ciclo da rede e (b) Formas de onda das ondas triangulares Va e Vb e da tensão de controle Vc na frequência de comutação.....	80
Figura 4.13 – Vista geral do protótipo implementado em laboratório	81
Figura 4.14 – Formas de onda da tensão e corrente de entrada (100V/div,10A/div, 5ms/div)	81
Figura 4.15 – (a) Espectro harmônico da tensão de entrada e (b) espectro harmônico da corrente de entrada.....	82
Figura 4.16 – Formas de onda da tensão e corrente no interruptor S1 na frequência de comutação: (a) modo de não-sobreposição (200V/div, 5A/div); (b) modo de sobreposição (200V/div, 2A/div).Tempo (10μs/div).	82
Figura 4.17 – Formas de onda da tensão e corrente no diodo D1 na frequência de comutação: (a) modo de não-sobreposição (100V/div, 5A/div); (b) modo de sobreposição (100V/div, 5A/div).Tempo (10μs/div).	83
Figura 4.18 – Formas de onda da tensão e corrente no indutor L1 na frequência de comutação: (a) modo de não-sobreposição (100V/div, 5A/div); (b) modo de sobreposição (100V/div, 5A/div).Tempo (10μs/div).	83
Figura 4.19 – Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor (100V/div, 5A/div, 5ms/div).....	84
Figura 4.20 – Forma de onda da tensão de controle do conversor (1V/div, 2ms/div)	84
Figura 4.21 – Curva de rendimento do PDC-CCTE	84
Figura A.1 – Esquemático do circuito de potência e controle do conversor.....	93
Figura A.2 – Esquemático dos circuitos de comando: geradora de triangular, comparador PWM e <i>drivers</i>	94
Figura A.3 – Esquemático da fonte auxiliar do conversor.	95
Figura A.4 – Esquemático do circuito de simulação do conversor	96
Figura B.1 – Topologia do conversor <i>boost</i> clássico com CFP	98

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Comparativo entre Conversor Convencional e CFP.....	4
Tabela 3.1 – Especificações do Projeto	54
Tabela 3.2 – Parâmetros Adotados do Projeto	54
Tabela 3.3 – Parâmetros de Projeto do Indutor L1	55
Tabela 3.4 – Resumo do Projeto do Indutor L1	56
Tabela 3.5 – Parâmetros Necessários para o Cálculo das Perdas do Indutor	57
Tabela 3.6 – Parâmetros de Projeto do Transformador	58
Tabela 3.7 – Resumo do Projeto dos Transformadores.....	59
Tabela 3.8 – Parâmetros Necessários Para Cálculo das Perdas dos Transformadores.....	59
Tabela 3.9 – Especificação dos Interruptores S1 e S2.....	61
Tabela 3.10 – Especificação dos Diodos D1, D2, D3 e D4.....	62
Tabela 3.11 – Especificação da Ponte Retificadora	63
Tabela 4.1 – Comparativa entre os Resultados Teóricos, de Simulação e Experimentais Obtidos	85
Tabela B.1 – Especificações de Projeto do Conversor <i>Boost</i>	98
Tabela B.2 – Parâmetros Adotados do Projeto.....	99
Tabela B.3 – Parâmetros de Projeto do Indutor L_b	99
Tabela B.4 – Resumo do Projeto do Indutor L_b	100
Tabela B.5 – Comparativa entre os Conversores PDC-CCTE e <i>Boost</i> Clássico.....	102

SIMBOLOGIA

Símbolos utilizados no trabalho:

Símbolo	Significado	Unidade
α	Relação entre a tensão de saída e a tensão de pico da entrada	-
β	Parametrização da corrente no indutor L1	-
Δ	Efeito pelicular dos condutores	cm
$\Delta\Phi$	Variação de fluxo	Wb
ΔB	Variação da densidade do fluxo magnético	T
ΔI	Variação da corrente no indutor L1	Ampère
ΔI_{C1}	Variação da corrente no capacitor C1	Ampère
ΔI_L	Ondulação da corrente do indutor L	Ampère
ΔQ	Variação de carga no capacitor	Coulomb
ΔT_{L1}	Elevação de temperatura no indutor L1	°C
ΔT_{T1}	Elevação de temperatura no enrolamento T1	°C
ΔV	Variação de tensão sobre o capacitor	Volts
ΔV_o	Variação da tensão de saída	Volt
η	Rendimento do conversor	-
η_{teo}	Rendimento teórico do conversor	-
θ_1	Ângulo de transição entre os modos de operação do conversor	rad
μ_o	Permeabilidade do vácuo	H / m
ρ	Resistividade do cobre	$\Omega \cdot cm$
A_e	Área da janela da seção de um núcleo magnético	cm^2
$A_e A_w$	Produto das áreas de um núcleo magnético	cm^4
A_w	Área da janela de um núcleo magnético	cm^2
B	Densidade de fluxo magnético	T
D	Razão cíclica	-
d_{fio}	Diâmetro do fio	cm
$\frac{di_c}{dt}$	Derivada da corrente de recuperação reversa do diodo intrínseco do IGBT	$\frac{A}{\mu s}$
f_{ci}	Frequência de cruzamento da malha de corrente	Hertz
f_{cv}	Frequência de cruzamento da malha de tensão	Hertz
f_{L1}	Frequência de operação do indutor L1	Hertz
f_{pff}	Frequência do pólo da malha de <i>feedforward</i>	Hertz

Símbolo	Significado	Unidade
f_{pi2}	Frequência do 2º pólo do compensador de corrente	Hertz
f_{pv2}	Frequência do 2º pólo do compensador de tensão	Hertz
f_r	Frequência da rede de alimentação do conversor	Hertz
f_s	Frequência de comutação dos interruptores	Hertz
f_{T1}	Frequência de operação dos transformadores	Hertz
f_{zi}	Frequência do zero do compensador de corrente	Hertz
f_{zv}	Frequência do zero do compensador de tensão	Hertz
\hat{p}_{in}	Fator de potência da entrada	-
$FTLA_i(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de corrente	-
$FTLA_v(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de tensão	-
$FTMA_i(s)$	Função de transferência de malha aberta da malha de corrente	-
$FTMA_v(s)$	Função de transferência de malha aberta da malha de tensão	-
$G_c(s)$	Função de transferência do compensador de corrente	-
G_{est}	Ganho estático do conversor	-
G_{ff}	Ganho do filtro de <i>feedforward</i>	-
G_i	Ganho da malha de corrente	-
$G_p(s)$	Função de transferência da malha de corrente	-
$G_{pv}(s)$	Função de transferência da malha de tensão	-
$G_v(s)$	Função de transferência do compensador de tensão	-
$H_e(s)$	Efeito de amostragem	-
I_1	Corrente retificada de entrada	Ampère
$i_{1efC1}(\theta)$	Corrente eficaz instantânea no capacitor C1 para razão cíclica menor que 0,5	Ampère
$i_{2efC1}(\theta)$	Corrente eficaz instantânea no capacitor C1 para razão cíclica maior que 0,5	Ampère
I_C	Corrente de coletor do IGBT	Ampère
$i_{C1}(t)$	Corrente instantânea no capacitor C1	Ampère
$i_{C2}(t)$	Corrente instantânea no capacitor C2	Ampère
$i_{D1}(t)$	Corrente instantânea no diodo D1	Ampère
$i_{D2}(t)$	Corrente instantânea no diodo D2	Ampère
$i_{D3}(t)$	Corrente instantânea no diodo D3	Ampère
$i_{D4}(t)$	Corrente instantânea no diodo D4	Ampère
$i_{DR}(\theta)$	Corrente instantânea na ponte retificadora	Ampère
I_{efC1}	Corrente eficaz no capacitor C1	Ampère

Símbolo	Significado	Unidade
I_{efin}	Corrente eficaz de entrada	Ampère
$i_{efL}(t)$	Corrente eficaz instantânea no indutor L	Ampère
I_{efL1}	Corrente eficaz no indutor L1	Ampère
I_{efL2}	Corrente eficaz no indutor L2	Ampère
I_{efS}	Corrente eficaz através do interruptor S	Ampère
$i_{efS1}(t)$	Corrente eficaz instantânea no interruptor S1	Ampère
I_{efS1}	Corrente eficaz através do interruptor S1	Ampère
$i_{efT1}(t)$	Corrente eficaz instantânea no enrolamento T1	Ampère
I_{efT1}	Corrente eficaz no enrolamento T1 do transformador	Ampère
I_F	Corrente de condução direta dos diodos	Ampère
I_L	Corrente no indutor L	Ampère
$i_L(t)$	Corrente instantânea no indutor L	Ampère
$i_{L_4}(t)$	Corrente instantânea no indutor L ₄	Ampère
I_m	Corrente mínima do indutor L	Ampère
I_M	Corrente máxima do indutor L	Ampère
$i_{mdD1}(t)$	Corrente média instantânea no diodo D1	Ampère
I_{mdD1}	Corrente média no diodo D1	Ampère
I_{mdD_b}	Corrente média no diodo D _b	Ampère
I_{mdDR}	Corrente média na ponte retificadora	Ampère
$i_{mdS1}(t)$	Corrente média instantânea no interruptor S1	Ampère
I_{mdS1}	Corrente média através do interruptor S1	Ampère
I_o	Corrente de saída do conversor	Ampère
I_p	Corrente de pico da entrada	Ampère
I_{pD1}	Corrente de pico no diodo D1	Ampère
I_{pD_b}	Corrente de pico no diodo D _b	Ampère
I_{pDR}	Corrente de pico na ponte retificadora	Ampère
I_{pL1}	Corrente de pico sobre o indutor L1	Ampère
I_{pL2}	Corrente de pico sobre o indutor L2	Ampère
I_{pS}	Corrente de pico no interruptor S	Ampère
I_{pS1}	Corrente de pico no interruptor S1	Ampère
I_{pT1}	Corrente de pico no enrolamento T1 do transformador	Ampère
$i_r(\theta)$	Corrente instantânea de entrada	Ampère

Símbolo	Significado	Unidade
I_{rr}	Corrente de recuperação do diodo intrínseco do IGBT	Ampère
I_{ref}	Corrente de referência do controle	Ampère
$i_{S1}(t)$	Corrente instantânea no interruptor S1	Ampère
$i_{S2}(t)$	Corrente instantânea no interruptor S2	Ampère
I_{T1}	Corrente no enrolamento T1 do transformador	Ampère
I_{T2}	Corrente no enrolamento T2 do transformador	Ampère
I_{T3}	Corrente no enrolamento T3 do transformador	Ampère
I_{T4}	Corrente no enrolamento T4 do transformador	Ampère
$i_{T1}(t)$	Corrente instantânea no enrolamento T1 do transformador	Ampère
J	Densidade de corrente	A/cm^2
K_E	Coeficiente de perdas por correntes parasitas	-
K_H	Coeficiente de perdas por histerese	-
K_i	Ganho do compensador de corrente	dB
K_o	Ganho do sensor de tensão	-
k_p	Fator de utilização do primário	-
k_t	Fator de topologia	-
k_u	Fator de utilização de um núcleo magnético	-
K_{vi}	Ganho do compensador de tensão	dB
k_w	Fator de utilização da janela de um núcleo magnético	-
l_g	Entreferro de um núcleo magnético	cm
MLT	Comprimento médio de uma espira	cm
N_{fios}	Número de fios em paralelo	-
N_{L1}	Número de espiras do indutor L1	-
N_{L_b}	Número de espiras do indutor L _b	-
N_{T1}	Número de espiras do enrolamento T1	-
$P1(\theta)$	Potência instantânea de entrada	Watt
$P1$	Potência média de entrada	Watt
P_{condD1}	Perda por condução do diodo D1	Watt
P_{condDR}	Perda por condução da ponte retificadora	Watt
P_{condS1}	Perda por condução do interruptor S1	Watt
P_{cuL1}	Perdas no cobre do indutor L1	Watt
P_{cuT1}	Perdas no cobre do transformador	Watt

Símbolo	Significado	Unidade
P_{lim}	Potência limite para o conversor	Watt
P_{magL1}	Perdas magnéticas no núcleo de ferrite do indutor L1	Watt
P_{magT1}	Perdas magnéticas no núcleo de ferrite do transformador	Watt
P_O	Potência média de saída	Watt
P_{offS1}	Perda por bloqueio do interruptor S1	Watt
P_{onS1}	Perda por entrada em condução do interruptor S1	Watt
P_t	Perdas totais nos semicondutores	Watt
P_{total}	Perdas totais do conversor	Watt
$P_{totalS1}$	Perdas totais do interruptor S1	Watt
R_{inrush}	Resistor do circuito de partida	Ω
R_{thcs}	Resistência térmica cápsula-dissipador	$^{\circ}C/W$
R_{thda}	Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente	$^{\circ}C/W$
R_{thjc}	Resistência térmica junção-cápsula	$^{\circ}C/W$
R_{thL1}	Resistência térmica do núcleo do indutor L1	$^{\circ}C/W$
R_{thT1}	Resistência térmica do núcleo do transformador	$^{\circ}C/W$
S_O	Potência de saída do conversor	Watt
T	Período de comutação dos interruptores	s
T_a	Temperatura ambiente	$^{\circ}C$
T_j	Temperatura da junção	$^{\circ}C$
T_{on}	Período de condução dos interruptores	s
THD_V	Distorção harmônica total da tensão de saída	-
V_1	Tensão retificada de entrada	Volt
V_c	Tensão de controle	Volt
V_{C1}	Tensão sobre o capacitor C1	Volt
V_{C2}	Tensão sobre o capacitor C2	Volt
V_{CE}	Tensão coletor-emissor IGBT	Volt
V_{CEO}	Tensão de limiar do IGBT	Volt
V_{CEN}	Tensão de saturação do IGBT	Volt
V_{D1}	Tensão sobre o diodo D1	Volt
V_{D_b}	Tensão sobre o diodo D_b	Volt
V_{DR}	Tensão sobre a ponte retificadora	Volt
V_e	Volume do núcleo de ferrite	cm^3

Símbolo	Significado	Unidade
V_{ff}	Tensão de <i>feedforward</i>	Volt
V_F	Queda de tensão direta	Volt
V_L	Tensão no indutor L	Volt
V_{node}	Tensão no 1º nó da malha de <i>feedforward</i>	Volt
V_o	Tensão de saída	Volt
V_p	Tensão de pico de entrada	Volt
V_{pk}	Amplitude da onda triangular	Volt
V_S	Tensão sobre o interruptor S	Volt
V_{S1}	Tensão sobre o interruptor S1	Volt
V_{S2}	Tensão sobre o interruptor S2	Volt
V_{T1}	Tensão sobre o enrolamento T1	Volt
V_{T2}	Tensão sobre o enrolamento T2	Volt
V_{T3}	Tensão sobre o enrolamento T3	Volt
V_{T4}	Tensão sobre o enrolamento T4	Volt

Acrônimos e Abreviaturas:

Símbolo	Significado
FUNCAP	Fundação Cearense de Amparo à Pesquisa e Cultura
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PFC	<i>Power Factor correction</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UFC	Universidade Federal do Ceará
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>

INTRODUÇÃO GERAL

A eletrônica de potência tem atingido um importante lugar no desenvolvimento de novas tecnologias, sendo utilizada numa grande diversidade de equipamentos de baixa, média e alta potência. Um equipamento que vem se destacando dentro da eletrônica de potência por sua capacidade de fornecer energia elétrica de forma adequada e com qualidade para cargas críticas como: sistemas industriais, de informática e telecomunicações, equipamentos hospitalares e equipamentos de atendimento bancário, mesmo com os distúrbios e interrupções da tensão de fornecimento da concessionária de energia elétrica, é a Fonte Ininterrupta de Energia, tradução do nome em inglês *Uninterruptible Power Supply* (UPS), definida pela norma internacional IEC 62040-1-1 e conhecida popularmente no Brasil como *No-break*, mesmo nome adotado pela norma brasileira NBR 15204/2005. Por serem ideais para estes tipos de cargas, a demanda por sistemas *no-break* tanto no Brasil como no mundo é grande. Com essa demanda se desenvolveu uma forte e grande indústria para esse tipo de equipamento.

Os *no-breaks*, segundo a norma brasileira NBR 15014/2003, podem ser classificados em três tipos: *On-line*, Interativo e *Stand-by*. O *no-break* do tipo *on-line* é o mais indicado para cargas críticas por processar energia com qualidade durante todo seu funcionamento. Basicamente, este *no-break* possui um estágio de entrada (conversão CA-CC) e um estágio de saída (conversão CC-CA) sendo que, a maioria das fontes *no-breaks* com correção do fator de potência comercializadas possui como estágio de entrada um conversor *boost* clássico que, para altas potências (acima de 1kW), traz como consequência um elevado peso e volume para o equipamento. Portanto, com a intenção de se trabalhar com potências acima de 1kW, este conversor se tornaria inviável devido a seu custo.

Assim, na contínua procura para reduzir peso e volume com elevada eficiência e elevada potência, este trabalho se propõe a apresentar uma alternativa para conversor CA-CC como estágio de entrada em um *no-break* que possua como características tensões de entrada e saída universais com correção do fator de potência.

Esse trabalho segue a seguinte estrutura:

No Capítulo 1, apresentam-se as desvantagens que um baixo fator de potência pode

causar ao sistema elétrico, suas soluções e principais topologias utilizadas para correção do fator de potência. É apresentada a motivação do trabalho junto com a nova topologia de conversor CA-CC proposta.

No Capítulo 2, é realizado o estudo teórico do conversor proposto apresentando o princípio de funcionamento, as equações que descrevem os esforços de tensão e corrente nos componentes da topologia, a técnica de modulação utilizada e a modelagem dinâmica do conversor.

No Capítulo 3, é apresentado o procedimento e exemplo de projeto do conversor para sua execução prática. As equações dos esforços calculadas no capítulo anterior são a base para as especificações de cada componente de potência e controle do sistema.

No Capítulo 4, são mostrados os resultados de simulação e experimentais do conversor proposto extraídos do protótipo montado, assim, verificando e validando os estudos teóricos dos capítulos anteriores.

Por fim, são apresentadas as principais conclusões do presente trabalho e as referências bibliográficas utilizadas.

CAPÍTULO 1

PRÉ-REGULADORES CFP: UMA REVISÃO

1.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado um breve tópico acerca das desvantagens de um baixo fator de potência devido principalmente a uma alta distorção da corrente num sistema elétrico. Mostram-se também algumas das soluções empregadas para a devida correção do problema.

Em seguida, são apresentadas as principais topologias de pré-reguladores utilizados com potencial para operar com a rede alternada e com banco de baterias com suas respectivas vantagens e desvantagens de aplicação.

Finalmente, o Pré-regulador com Derivação Central baseado na Célula de Comutação de Três Estados (de agora em diante chamado de conversor **PDC-CCTE**) para aplicação em *no-Breaks* proposto para esse trabalho é introduzido com uma breve abordagem sobre suas vantagens e desvantagens, pois uma abordagem mais completa é apresentada nos capítulos posteriores.

1.2 Baixo Fator de Potência: problemas e soluções

O fator de potência é definido como a relação entre a potência ativa e a potência aparente consumidas por um dispositivo ou equipamento. A atual regulamentação brasileira do fator de potência estabelece que o mínimo fator de potência (FP) das unidades consumidoras deve ser de 0,92 [1].

Para ilustrar as desvantagens de um baixo fator de potência ocasionado por uma alta distorção da corrente é utilizado um circuito retificador monofásico com filtro capacitivo apresentado na Fig. 1.1.

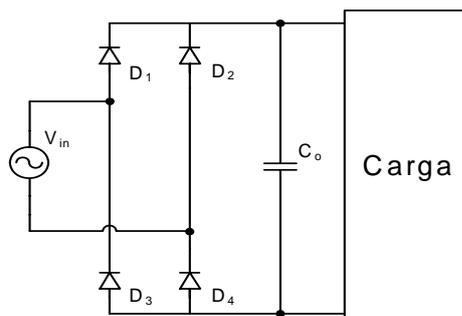


Fig. 1.1 – Retificador monofásico com filtro capacitivo.

Na Fig. 1.2 são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente de entrada do retificador e o espectro harmônico dessa corrente. O elevado conteúdo harmônico apresentado excede as especificações da norma IEC 61000-3-2, que é de 5%.

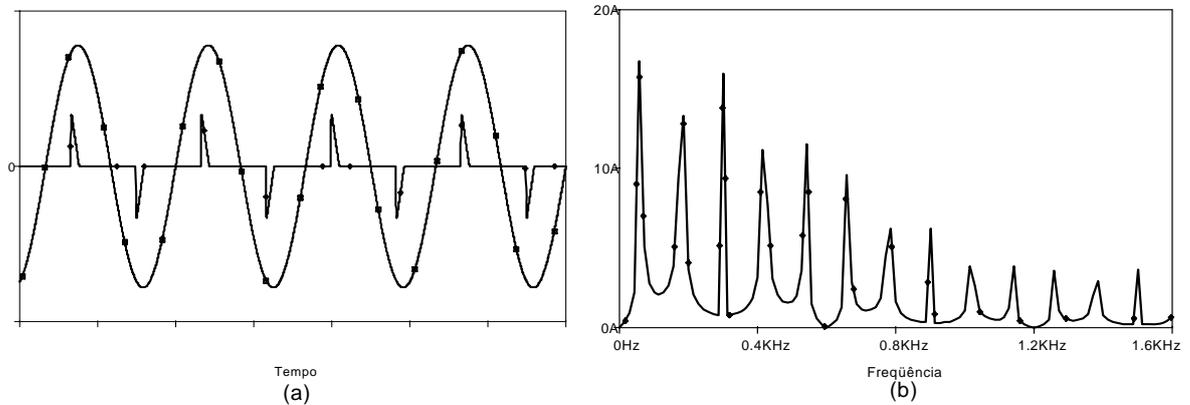


Fig. 1.2 – (a) Formas de onda da tensão e corrente de entrada do retificador e (b) espectro harmônico da corrente.

Conforme [2], consideram-se os dados comparativos da Tabela 1.1 entre um conversor convencional e um conversor com Correção do Fator de Potência (CFP):

Tabela 1.1 – Comparativo entre conversor convencional e CFP.

	Convencional	CFP
Potência aparente disponível	1440VA	1440VA
Fator de potência	0,65	0,99
Eficiência da fonte	75%	75%
Potência disponível na carga	702W	1015W

Percebe-se que o baixo fator de potência do conversor convencional é o responsável pela menor potência ativa disponível para a carga.

São desvantagens de um baixo fator de potência e alta distorção harmônica da corrente:

- A máxima potência ativa absorvível da rede é fortemente limitada pelo fator de potência;
- As harmônicas de corrente exigem um sobredimensionamento da instalação elétrica e dos transformadores de distribuição, além de aumentar as perdas (efeito pelicular);
- A componente de 3^a harmônica da corrente, em sistema trifásico com neutro, pode ser muito maior do que o valor nominal;
- O achatamento da onda de tensão, devido ao pico da corrente e da 5^a harmônica, além da distorção da forma de onda, pode causar mau funcionamento de outros equipamentos conectados à rede;

- As componentes harmônicas podem provocar ressonâncias no sistema de potência, levando a picos de tensão e corrente, podendo danificar equipamentos conectados à rede.

Para resolver os problemas que um baixo fator de potência pode causar, vistos anteriormente, existem dois tipos de soluções para a correção do fator de potência: soluções passivas e ativas. Soluções passivas para CFP, [3] – [5], oferecem características como robustez, confiabilidade, insensibilidade a surtos e operação silenciosa e, sua principal vantagem é a ausência de interruptores controlados. No entanto, vale destacar, as desvantagens da aplicação dessas soluções, tais como:

- Se comparados às soluções ativas, são pesados e volumosos;
- Afetam as formas de onda na frequência fundamental;
- Não funcionalidade numa larga faixa de tensão de entrada;
- Impossibilidade de regulação de tensão;
- Resposta dinâmica pobre;
- Complexidade no correto dimensionamento.

Já as soluções ativas, além de empregarem elementos passivos menores, se utilizam de conversores estáticos com interruptores controlados. Para essa aplicação específica de CFP, estes conversores CA-CC podem também ser chamados de pré-reguladores CFP e são comandados de tal forma a impor uma corrente senoidal na entrada do conversor em fase com sua tensão de alimentação.

1.3 Principais Topologias de Pré-Reguladores com CFP

São apresentadas a seguir as principais topologias de pré-reguladores com CFP encontradas na literatura com suas respectivas vantagens e desvantagens de aplicação.

1.3.1 Conversor Boost Clássico

Topologia amplamente utilizada para aplicações com CFP por possuir simplicidade no princípio de funcionamento, o conversor *boost* clássico é apresentado na Fig. 1.3.

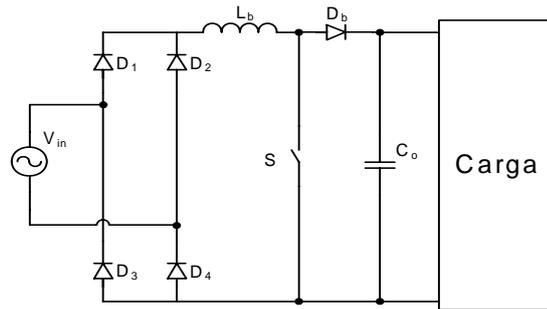


Fig. 1.3 – Topologia do conversor *boost* clássico como pré-regulador CFP.

Através do uso da técnica de controle adequada, a corrente no indutor apresenta uma forma retificada em onda completa, possibilitando que a corrente de entrada seja senoidal e em fase com a tensão de entrada. Uma técnica de controle amplamente utilizada é a técnica de controle por valores médios de corrente. Outra técnica que vem sendo utilizada mais especificamente para este tipo de conversor é a técnica de controle de um ciclo (*One Cycle Control - OCC*) encontrada em [6] e [7].

As principais desvantagens da aplicação do conversor *boost* clássico são:

- Circulação simultânea da corrente de entrada através de três semicondutores de potência, causando excessivas perdas de condução, reduzindo o rendimento do conversor e exigindo semicondutores com maiores esforços de corrente e tensão;
- Impossibilidade de uso do neutro comum entre a entrada da rede e a saída do conversor *boost* para possibilitar a conexão de um inversor com neutro comum.

1.3.2 Conversor Duplo Boost

Com o objetivo de processar maiores potências, torna-se necessário dividir os esforços de tensão e/ou de corrente nos componentes de um conversor. Assim, para elevadas tensões é apresentado o conversor duplo *boost* encontrado em [8] e [9] mostrado na Fig. 1.4, que se utiliza de técnicas de associação de interruptores em série.

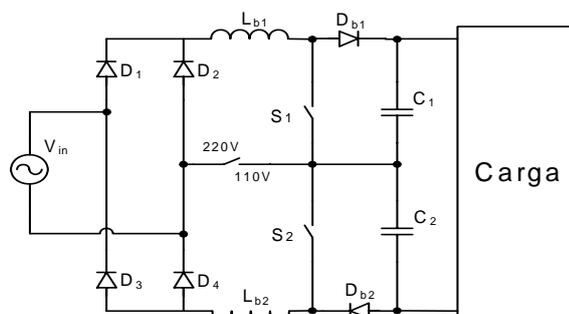


Fig. 1.4 – Topologia do conversor duplo *boost* como pré-regulador CFP.

As principais vantagens dessa topologia são:

- Possuir dois estágios de funcionamento de forma a fornecer a cada um exatamente a metade da potência processada para a carga;
- Possibilidade de duas tensões de alimentação (110V/220V) com dois diferentes modos de operação do conversor;
- Para tensão de alimentação 110V, possibilidade de utilização de *by-pass* por conta do neutro da entrada estar conectado à saída quando for utilizado um inversor meia ponte.

As desvantagens de aplicação dessa topologia são:

- Para o modo de operação em 220V, diferenças entre os tempos de comutação dos interruptores causam desbalanceamento da tensão sobre os capacitores de saída;
- Também para o modo de operação em 220V fica dificultado a utilização de *by-pass*;
- Maior utilização de componentes, diminuindo a confiabilidade do sistema e aumentando as perdas de condução;
- Maior complexidade no controle do conversor.

1.3.3 Conversor Boost em Paralelo

Outro desafio dentro da eletrônica de potência é conseguir a redução das perdas de condução. Assim, apresenta-se o conversor *boost* com célula de conexão de interruptores em paralelo mostrado na Fig. 1.5 [10]. Esta topologia possui um indutor principal de armazenamento L_{b1} e um indutor de comutação L_{b2} que é bem menor que L_{b1} .

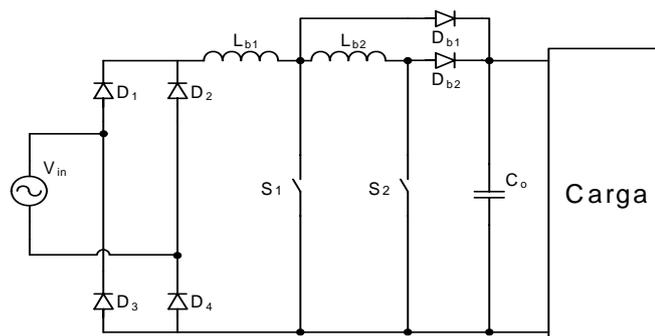


Fig. 1.5 – Topologia do conversor *boost* em paralelo como pré-regulador CFP.

As principais vantagens dessa topologia são:

- Os interruptores são comandados pelo mesmo sinal de controle;
- Balanceamento estático e dinâmico natural de corrente entre os componentes, exigindo um *layout* de placa mais simplificado;

- Pequenas diferenças de tempo de comutação entre os interruptores não causam desbalanceamento de corrente entre os componentes.

Em contrapartida, as desvantagens dessa topologia são:

- Maior número de componentes, reduzindo a confiabilidade;
- Impossibilidade de uso do neutro comum entre a entrada da rede e a saída do conversor *boost* em paralelo para possibilitar a conexão de um inversor com neutro comum.

1.3.4 Conversor Boost Intercalado (*Interleaving Boost Converter*)

Uma topologia tradicional encontrada na literatura e amplamente aplicada em CFP é o conversor *boost* intercalado encontrado em [11] – [13] mostrado na Fig. 1.6.

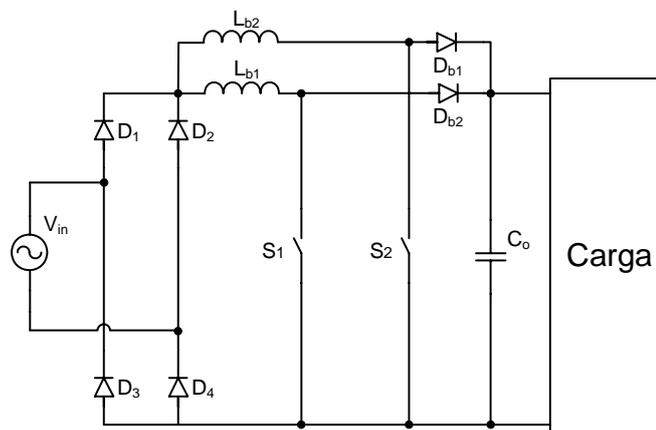


Fig. 1.6 – Topologia do conversor *boost* intercalado como pré-regulador CFP.

As principais vantagens do conversor *boost* intercalado são:

- Reduzidas perdas de condução;
- A ondulação de corrente na entrada ou na saída apresenta o dobro da frequência de comutação;
- Os componentes apresentam uma melhor dissipação de calor.

As desvantagens deste conversor são:

- Maior número de componentes utilizados, reduzindo a confiabilidade;
- Maior complexidade nos circuitos de controle;
- Desbalanceamento de corrente entre os indutores L_{b1} e L_{b2} ;

- Impossibilidade também de uso do neutro comum entre a entrada da rede e a saída do conversor *boost* intercalado para possibilitar a conexão de um inversor com neutro comum.

1.3.5 Conversor Boost Dobrador de Tensão

Uma topologia nova e interessante para a aplicação em *no-breaks* é encontrada em [14]. A mesma trata-se de um dobrador de tensão cujo circuito é mostrado na Fig. 1.7.

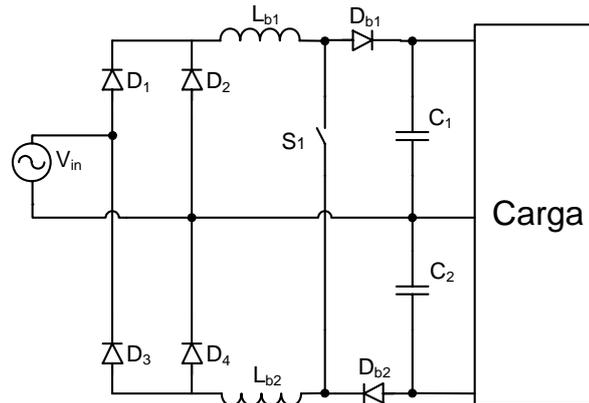


Fig. 1.7 – Topologia do conversor *boost* dobrador de tensão como pré-regulador CFP.

As principais vantagens do conversor *boost* dobrador de tensão são:

- Estratégia de controle simplificada;
- Conexão entre o neutro comum da entrada da rede e a saída do conversor, facilitando o uso do *by-pass* quando é usado um inversor com neutro comum.

As desvantagens deste conversor são:

- Possibilidade de apenas uma tensão de entrada (110V). Para ligação em 220V se faz necessário o uso de um transformador na entrada;
- Distorção harmônica na corrente de entrada acima de 5%;
- Possibilidade de desequilíbrio de tensão nos capacitores de saída.

1.3.6 Conversor Boost Baseado na Célula de Comutação de Três Estados

Na busca por novas configurações topológicas a fim de que se obtenha um aumento de potência com redução do peso e volume e alto rendimento, apresenta-se o conversor *boost* usando a técnica de células de comutação PWM, neste caso, a célula de comutação de três estados encontrada em [15] – [16]. Essa célula de comutação citada é obtida através do conversor *push-pull* clássico apresentado na Fig. 1.8. Este conversor é constituído por dois

interruptores S1 e S2 no lado primário, dois diodos retificadores D1 e D2 no lado secundário e um transformador com derivação central.

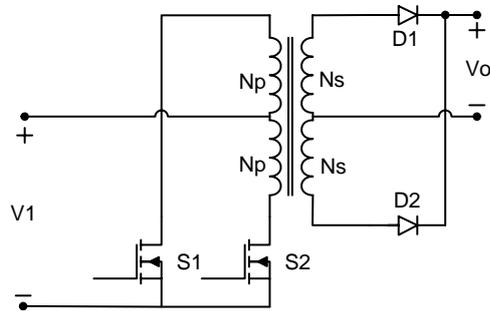


Fig. 1.8 – Topologia do conversor *push-pull* clássico.

Se o lado secundário do transformador é referido para o lado primário, obtém-se a célula de comutação de três estados mostrada na Fig. 1.9, onde a célula resultante aparece na Fig. 1.9(c).

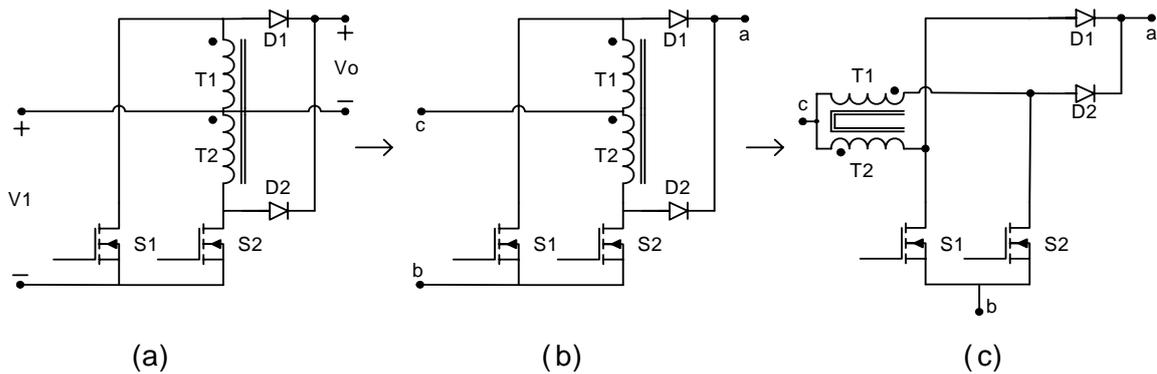


Fig. 1.9 – Obtenção da célula de comutação de três estados.

A partir da obtenção dessa célula de comutação, apresenta-se na Fig. 1.10 o conversor *boost* baseado na célula de comutação de três estados na configuração de pré-regulador CFP encontrado em [17].

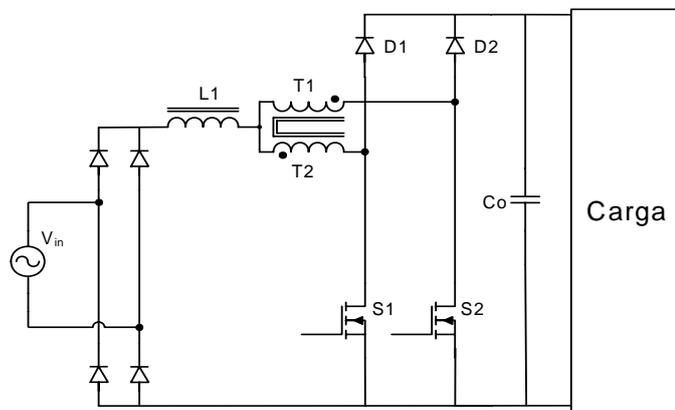


Fig. 1.10 – Topologia do conversor *boost* baseado na célula de comutação de três estados como pré-regulador.

Suas principais vantagens são:

- Reduzidas perdas por condução e comutação nos interruptores;
- O indutor de armazenamento operando com o dobro da frequência de comutação, resultando em diminuição do peso e volume;
- Reduzida ondulação de corrente de alta frequência que chega ao capacitor do filtro de saída permitindo o dimensionamento deste elemento com uma menor capacitância;

Sua principal desvantagem é a impossibilidade de uso do neutro comum entre a entrada da rede e a saída do conversor para possibilitar a conexão de um inversor com neutro comum e facilitar a instalação de uma chave *by-pass*.

1.4 Motivação

A busca por novas soluções de conversores CA-CC que tenham como características: reduzido peso e volume, elevada eficiência, elevada potência e robustez para operação como pré-reguladores CFP para aplicações como: estágio de entrada em *No-breaks* e fontes de telecomunicações tem sido a razão para os inúmeros esforços de trabalhos de engenheiros e projetistas dentro do âmbito da eletrônica de potência.

Seguindo os mesmos esforços, o objetivo do trabalho é:

- Aumentar o rendimento e reduzir o peso e volume para potências monofásicas das estruturas utilizadas em *No-breaks* e fontes para telecomunicações que possuam tensão de entrada seletiva com a implementação de uma nova topologia baseada na célula de comutação de três estados.

A topologia proposta para esse trabalho com aplicação em *no-breaks* é apresentada na Fig. 1.11 sendo composta por uma ponte retificadora e um conversor *boost* com derivação central baseado na célula de comutação de três estados com CFP, denominado de conversor PDC-CCTE [18]. O controle é realizado pela técnica de controle modo corrente média. As principais características do conversor são as mesmas já citadas para o conversor *boost* do item 1.3.6 incluindo-se ainda:

- Possibilidade de seleção de duas tensões diferentes de alimentação (110/220V);
- Conexão da fonte de alimentação com o estágio de saída, facilitando o uso de inversor com neutro comum e instalação de uma chave *by-pass* para *No-break*;
- Possibilidade de ligação com um inversor com duas tensões de saída (110/220V).

A principal desvantagem dessa topologia é o aumento no número de componentes utilizados, reduzindo dessa maneira a confiabilidade do sistema.

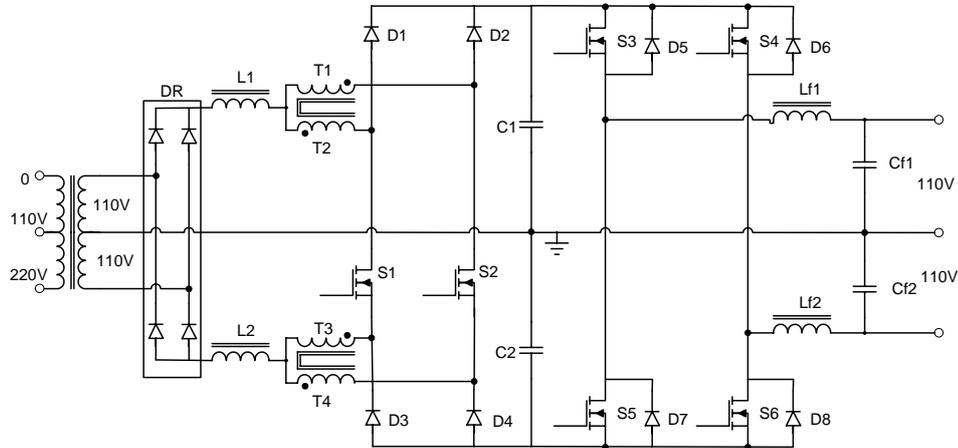


Fig. 1.11 – Topologia do PDC-CCTE proposto mais estágio inversor.

1.5 Conclusões

Neste capítulo conclui-se que:

- A correção do fator de potência é fundamental para um melhor desempenho de um equipamento ou dispositivo, evitando assim, todas as desvantagens apresentadas que um baixo fator de potência acarreta ao sistema elétrico;
- As soluções ativas para CFP se demonstram ser mais interessantes por sua eficiência, regulação da tensão de saída e por impor uma corrente senoidal na entrada em fase com a tensão de alimentação;
- O conversor *boost* clássico apresenta ser mais viável para aplicações em baixa potência (menores que 1kW) e tensão enquanto que os demais conversores apresentados são opções mais viáveis para aplicações em elevadas potências ($\geq 1\text{kW}$);
- As opções mais viáveis para aplicação em *No-breaks* de elevadas potências, por conta da facilidade do uso de inversor com neutro comum e *by-pass*, são os conversores duplo *boost*, *boost* dobrador de tensão e o conversor sob estudo.

CAPÍTULO 2

ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO PRÉ-REGULADOR COM DERIVAÇÃO CENTRAL BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS

2.1 Introdução

É estudado neste capítulo o conversor PDC-CCTE que é um conversor *boost* CA-CC que consiste da aplicação da célula de comutação de três estados, no conversor dobrador de tensão estudado em [14]. Com a aplicação do transformador com derivação central no lado secundário, o conversor deixa de ser dobrador de tensão. Desta maneira, circula menos corrente através dos semicondutores e, como consequência, as perdas por condução são menores. Toda a análise qualitativa e quantitativa do PDC-CCTE proposto é feita considerando apenas o modo de condução contínua (MCC).

2.2 Topologia e Princípio de Funcionamento

O conversor PDC-CCTE proposto é mostrado na Fig. 2.1 sendo composto de uma ponte retificadora DR, dois indutores L1 e L2, dois autotransformadores com enrolamentos T1, T2, T3 e T4, dois interruptores controlados S1 e S2, quatro diodos de transferência D1, D2, D3 e D4 e dois capacitores de filtro C1 e C2. O transformador na entrada do conversor serve tanto para a isolação galvânica da rede como para a obtenção do ponto central e, possibilitar a seleção das tensões de entrada 110V ou 220V.

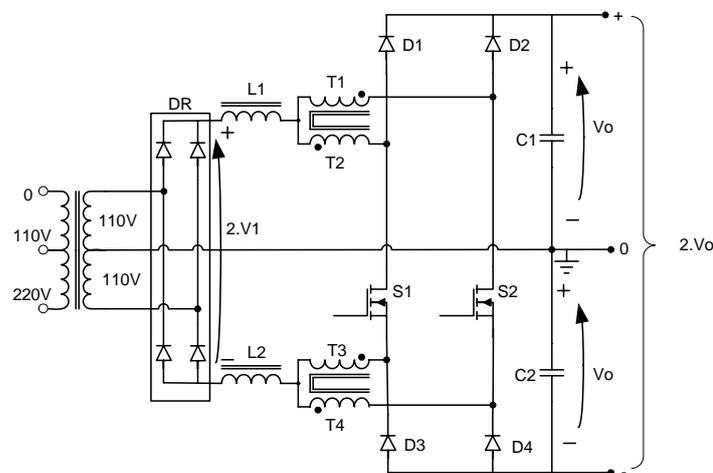


Fig. 2.1 – Circuito de potência do PDC-CCTE.

Os modos de operação do conversor são definidos pela comparação da tensão retificada ($2 \cdot V_1$) e a tensão de saída ($2 \cdot V_o$) em função da razão cíclica dos interruptores controlados. Assim, quando a tensão ($2 \cdot V_1$) é menor que a metade da tensão de saída ($2 \cdot V_o$), o conversor opera com razão cíclica maior que 0,5 e ocorre a sobreposição dos sinais de comando dos interruptores em alguns instantes (*overlapping mode*) e, quando a tensão ($2 \cdot V_1$) é maior que a metade da tensão de saída ($2 \cdot V_o$), o conversor opera com razão cíclica menor que 0,5 e ocorre a não-sobreposição dos sinais de comando dos interruptores (*non-overlapping mode*). Estes modos de funcionamento são mostrados na Fig. 2.2. Com este princípio de funcionamento garante-se que o conversor emule uma carga resistiva pura.

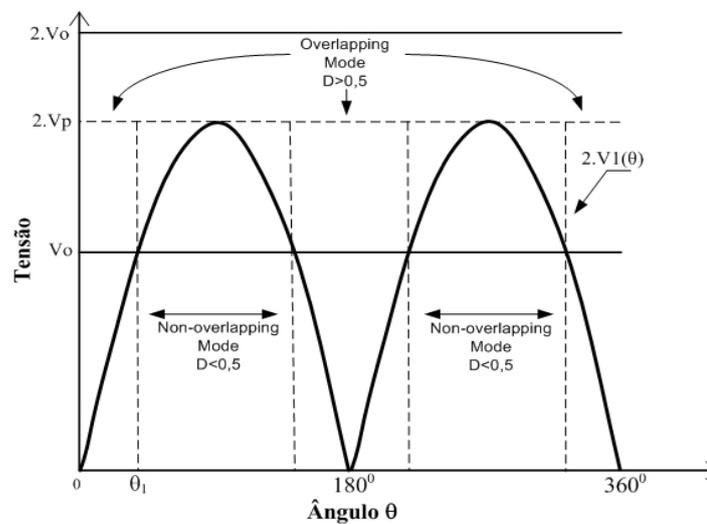


Fig. 2.2 – Modos de operação do conversor em um período da rede.

A tensão da rede é definida como:

$$2 \cdot V_1(\theta) = 2 \cdot V_p \cdot \text{sen}(\theta) \quad 0 \leq \theta \leq \pi. \quad (2.1)$$

Na análise, os intervalos de cada modo de operação em função do deslocamento angular θ são definidos da seguinte forma:

Modo de sobreposição dos sinais de comando dos interruptores: $0 \leq \theta \leq \theta_1$;

Modo de não-sobreposição dos sinais de comando dos interruptores: $\theta_1 \leq \theta \leq \pi - \theta_1$.

Para uma melhor compreensão do conversor PDC-CCTE proposto, para cada modo de operação (modo de sobreposição e modo de não-sobreposição dos sinais de comando dos interruptores) é feita a descrição das etapas de operação, a determinação do ganho estático, a determinação das ondulações de corrente e tensão e a análise dos esforços de corrente e tensão nos componentes do conversor em cada modo de operação. Feita essa análise, parte-se para uma análise completa do conversor feita para meio período da frequência da rede.

2.3 Análise para Razão Cíclica Menor que 0,5

Quando o conversor opera com razão cíclica menor que 0,5 os sinais de comando dos interruptores se encontram em não-sobreposição. Para a análise da operação do conversor com razão cíclica menor que 0,5 são realizadas as seguintes considerações:

- a tensão de entrada é constante e maior ou igual à metade da tensão de saída ($2 \cdot V_o$);
- a operação no semiciclo negativo da rede é análoga ao semiciclo positivo;
- o conversor opera em regime permanente e com carga linear resistiva;
- os componentes passivos e os ativos são ideais;
- a frequência de operação dos interruptores é constante com modulação PWM;
- os pulsos de comando dos interruptores estão defasados em 180° ;
- a relação de transformação dos autotransformadores é unitária;
- as correntes magnetizantes dos autotransformadores são muito menores que a corrente de carga.

2.3.1 Etapas de Operação e Principais Formas de Onda

Num período de comutação ocorrem quatro etapas de operação que são descritas a seguir.

1ª. Etapa ($t_0 \leq t \leq t_1$)

No instante t_0 , o interruptor S1 entra em condução e S2 permanece bloqueado. Os diodos D1 e D3 estão inversamente polarizados enquanto que os diodos D2 e D4 são diretamente polarizados. A corrente que circula através do indutor L1 é dividida entre os enrolamentos T1 e T2 do autotransformador. A tensão em cada enrolamento é de $V_o/2$. Uma parte da corrente flui através de T1, D2, D4 e T4 e, a outra parte flui através de T2, S1, T3, diminuindo-se, assim, os esforços de corrente nos interruptores. Através do indutor L2 circula a mesma corrente que percorre o indutor L1. Sendo o número de espiras de T1-T2, T3-T4 iguais, as correntes através dos enrolamentos são iguais ($I_{T1} = I_{T2}$; $I_{T3} = I_{T4}$). A corrente no indutor L1 cresce linearmente e energia é armazenada. A equação diferencial para esta etapa é expressa:

$$L \cdot \frac{dI_L}{dt} - V_1 + \frac{V_o}{2} = 0, \quad (2.2)$$

onde L é igual a L1 e L2, I_L a corrente no indutor L, V_1 é a metade da tensão de entrada total e V_o é a metade da tensão de saída total. Esta etapa de operação está ilustrada na Fig. 2.3, e o caminho da circulação da corrente é marcada em negrito. A etapa termina quando o interruptor S1 é bloqueado.

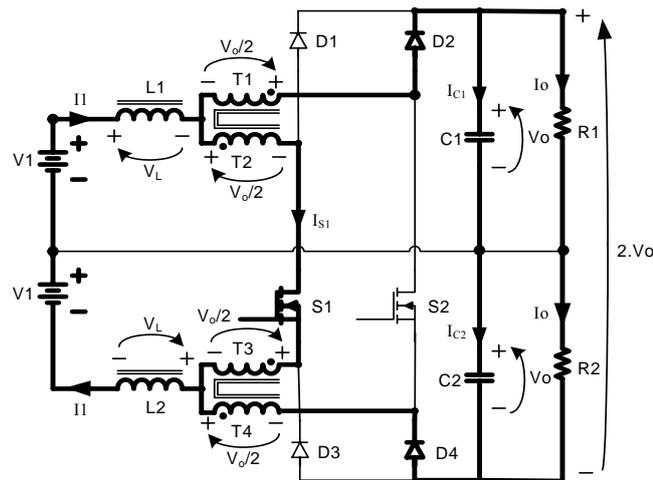


Fig. 2.3 – 1ª etapa de operação do conversor para o modo de não-sobreposição.

2ª Etapa ($t_1 \leq t \leq t_2$)

No instante t_1 , o interruptor S1 é comandado a bloquear e o interruptor S2 permanece bloqueado. As tensões sobre os indutores L1 e L2 são invertidas para manter a variação do fluxo magnético constante através dos núcleos. Os diodos D1 e D3 são diretamente polarizados e D2 e D4 permanecem diretamente polarizados. A circulação de correntes iguais nos enrolamentos dos autotransformadores, conforme a polaridade, gera um fluxo magnético nulo através do núcleo. A energia armazenada durante a etapa anterior nos indutores é transferida para a carga. A equação diferencial desta etapa é expressa por (2.3):

$$-L \cdot \frac{dI_L}{dt} - V_1 + V_o = 0. \quad (2.3)$$

Esta etapa de operação está ilustrada na Fig. 2.4. A etapa termina quando S2 é comandado a conduzir.

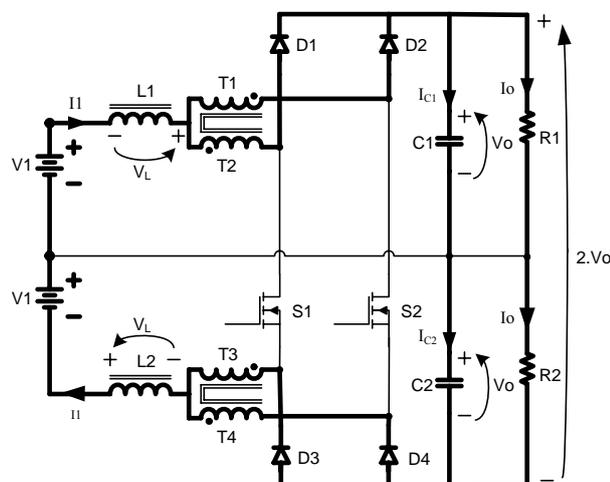


Fig. 2.4 – 2ª e 4ª etapa de operação do conversor para o modo de não-sobreposição.

3ª Etapa ($t_2 \leq t \leq t_3$)

Devido à simetria do circuito do conversor, esta etapa é semelhante à primeira, sendo que, o interruptor S2 é comandado a conduzir e S1 permanece bloqueado, os diodos D1 e D3 estão diretamente polarizados enquanto que os diodos D2 e D4 são inversamente polarizados e, as tensões sobre os enrolamentos dos autotransformadores invertem de polaridade.

Esta etapa de operação está ilustrada na Fig. 2.5, e o caminho da circulação de corrente é marcado em negrito. A etapa termina quando o interruptor S2 é bloqueado.

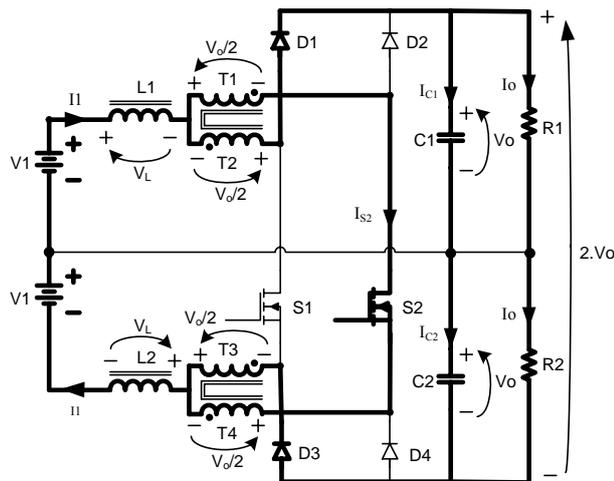


Fig. 2.5 – 3ª etapa de operação do conversor para o modo de não-sobreposição.

4ª Etapa ($t_3 \leq t \leq T$)

Esta etapa é idêntica à segunda etapa e o circuito é mostrado na Fig. 2.4, onde o caminho da circulação de corrente é marcado em negrito.

As principais formas de onda de tensão e corrente nos diferentes componentes do conversor estão mostradas na Fig. 2.6 para um período de comutação T . As formas de onda são traçadas segundo os pulsos de comando aplicado aos interruptores S1 e S2.

Neste modo de operação, 50% da potência de entrada é transferida diretamente à saída através dos autotransformadores e diodos sem circular pelos interruptores controlados. Assim, as perdas de condução e de comutação são menores e o rendimento do conversor aumenta.

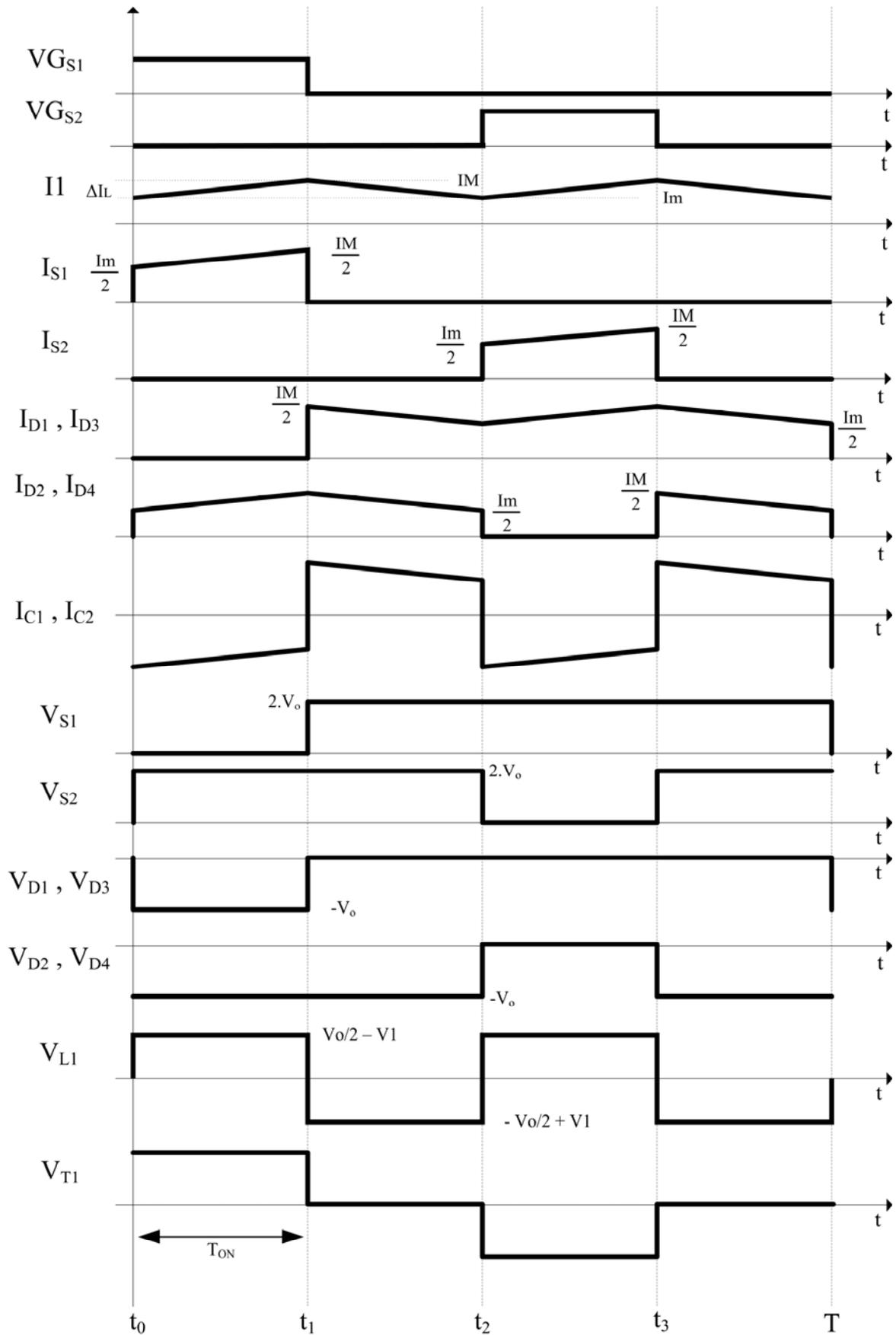


Fig. 2.6 – Principais formas de onda idealizadas para o modo de operação de não-sobreposição.

2.3.2 Determinação do Ganho Estático

O ganho estático é definido como a relação das tensões de saída e de entrada. A metodologia utilizada para determinar o ganho estático é baseada no valor médio da tensão V_L sobre o indutor L (lembrando que $L = L1 = L2$). No indutor a tensão média num período de comutação é nula. Como consequência, as variações de fluxo magnético em cada etapa de operação são iguais. Partindo desta definição, obtém-se a equação (2.4):

$$\Delta\Phi_{(t_1-t_0)} = \Delta\Phi_{(t_2-t_1)}. \quad (2.4)$$

Substituindo as variações de fluxo na equação (2.4), obtemos a equação (2.5):

$$(2 \cdot V1 - V0) \cdot (t_1 - t_0) = (V0 - V1) \cdot (t_2 - t_1). \quad (2.5)$$

A razão cíclica, D , é definida como a relação entre o intervalo de condução do interruptor num período de comutação:

$$D = \frac{T_{ON}}{T}, \quad (2.6)$$

onde T_{ON} é o intervalo de condução de um interruptor e T é o período de comutação. A frequência de comutação dos interruptores é definida pela equação (2.7):

$$f_s = \frac{1}{T}. \quad (2.7)$$

Os intervalos de tempo de cada etapa de operação em função da razão cíclica são apresentados abaixo:

$$\begin{cases} t_1 - t_0 = D \cdot T \\ t_2 - t_1 = \frac{T}{2} \cdot (1 - 2 \cdot D) \\ t_3 - t_2 = D \cdot T \\ T - t_3 = \frac{T}{2} \cdot (1 - 2 \cdot D) \end{cases}. \quad (2.8)$$

Utilizando as equações de (2.5) a (2.8), obtém-se o ganho estático do conversor para este modo de operação dado pela equação (2.9):

$$G_{est} = \frac{V0}{V1} = \frac{1}{1 - D}. \quad (2.9)$$

Na Fig. 2.7 é apresentada a relação das tensões de saída e de entrada em função da razão cíclica do conversor.

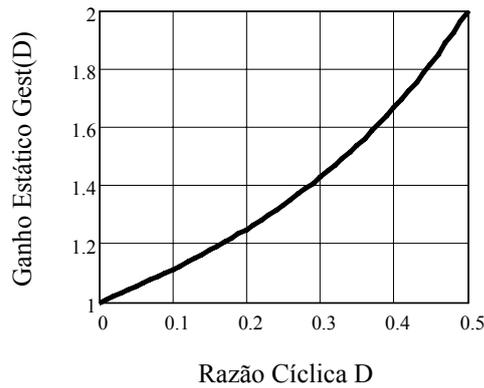


Fig. 2.7 – Ganho estático em função da razão cíclica para o modo de não-sobreposição.

2.3.3 Determinação da Ondulação de Corrente

A ondulação da corrente através dos indutores L1 e L2 é determinada com a ajuda da Fig. 2.6 e da equação (2.2). Desta forma, obtém-se a equação (2.10):

$$\Delta I_L = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot D}{2 \cdot f_s \cdot L} \cdot V_o. \quad (2.10)$$

A equação (2.10) é parametrizada com o objetivo de observar a máxima ondulação de corrente ΔI_L , conforme a equação (2.11):

$$\beta = \frac{2 \cdot f_s \cdot L \cdot \Delta I_L}{V_o} = (1 - 2 \cdot D) \cdot D. \quad (2.11)$$

A equação (2.11) é apresentada graficamente na Fig. 2.8. Observa-se que a máxima ondulação de corrente ocorre no ponto onde a razão cíclica é igual a 0,25 e o parâmetro β é igual a 0,125.

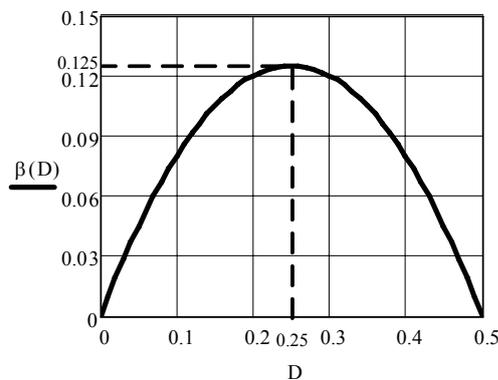


Fig. 2.8 – Ondulação da corrente parametrizada no indutor L para o modo de não-sobreposição.

O valor da indutância do indutor L pode ser calculado de acordo com a equação (2.12):

$$L = \frac{(1-2 \cdot D) \cdot D \cdot V_o}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_L} = \beta \cdot \frac{V_o}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_L}. \quad (2.12)$$

Substituindo-se o valor do parâmetro β do ponto de máxima ondulação, obtém-se a equação (2.13):

$$L = \frac{V_o}{16 \cdot \Delta I_L \cdot f_s}. \quad (2.13)$$

2.3.4 Determinação da Ondulação de Tensão

A quantidade de carga suprida para o capacitor é:

$$\Delta Q = \int_0^{(1-2 \cdot D) \cdot \frac{T}{2}} \left(I_M - \frac{V_1 \cdot D}{L \cdot (1-D)} \cdot t - I_o \right) dt. \quad (2.14)$$

A corrente máxima I_M através do indutor é definida como:

$$I_M = \frac{I_o}{1-D} + \frac{V_1 \cdot (1-2 \cdot D) \cdot D}{4 \cdot L \cdot f_s \cdot (1-D)}. \quad (2.15)$$

Substituindo (2.15) em (2.14) e solucionando essa equação, obtém-se:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_o \cdot (1-2 \cdot D) \cdot D}{f_s \cdot (1-D)}. \quad (2.16)$$

A ondulação da tensão em um capacitor está relacionada à carga que ele adquire. Assim, a ondulação da tensão é definida pela equação (2.17):

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C}. \quad (2.17)$$

A partir das equações (2.16) e (2.17), temos:

$$\Delta V = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_o \cdot (1-2 \cdot D) \cdot D}{C \cdot f_s \cdot (1-D)}. \quad (2.18)$$

O valor da capacitância pode ser calculado a partir da equação (2.18). Assim,

$$C \geq \frac{1}{2} \cdot \frac{I_o \cdot (1-2 \cdot D) \cdot D}{\Delta V \cdot f_s \cdot (1-D)}. \quad (2.19)$$

2.3.5 Análise dos Esforços de Tensão e Corrente no Conversor

Com o objetivo de provar o princípio de funcionamento do conversor para este modo de operação, são realizados cálculos matemáticos dos esforços tensão e corrente nos componentes do conversor.

2.3.5.1 Expressões Básicas no Domínio do Tempo

A seguir são descritas as expressões matemáticas no domínio do tempo das principais formas de onda de corrente através dos componentes do conversor, obtidas a partir da observação da Fig. 2.6. Estas expressões regem cada etapa de operação dentro de um período de comutação.

As correntes instantâneas através dos indutores L1 e L2 são definidas pela equação (2.20).

$$i_L(t) = \begin{cases} I_m + \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{2 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_M - \frac{V1 \cdot D}{L \cdot (1-D)} \cdot t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ I_m + \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{2 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ I_M - \frac{V1 \cdot D}{L \cdot (1-D)} \cdot t & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.20)$$

A corrente instantânea através do interruptor S1 é definida por (2.21):

$$i_{S1}(t) = \begin{cases} \frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.21)$$

A corrente instantânea através do interruptor S2 é definida por (2.22):

$$i_{S2}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.22)$$

A corrente instantânea através dos diodos D1 e D3 é definida por (2.23):

$$i_{D1}(t) = i_{D3}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot D}{2 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot D}{2 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.23)$$

A corrente instantânea através dos diodos D2 e D4 é definida por (2.24):

$$i_{D2}(t) = i_{D4}(t) = \begin{cases} \frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot D}{2 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.24)$$

A corrente instantânea através do enrolamento T1 do autotransformador é definida por (2.25):

$$i_{T1}(t) = \begin{cases} \frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot D}{2 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot D}{2 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.25)$$

A corrente instantânea através dos capacitores C1 e C2 é definida por (2.26):

$$i_{C1}(t) = i_{C2}(t) = \begin{cases} \frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t - I_o & t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_M - \frac{V1 \cdot D}{L \cdot (1-D)} \cdot t - I_o & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t - I_o & t_2 \leq t \leq t_3 \\ I_M - \frac{V1 \cdot D}{L \cdot (1-D)} \cdot t - I_o & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.26)$$

A corrente máxima I_M do indutor foi definida em (2.15) e, a corrente mínima I_m do indutor é definida como:

$$I_m = \frac{I_o}{1-D} - \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D) \cdot D}{4 \cdot L \cdot f_s \cdot (1-D)} \quad (2.27)$$

2.3.5.2 Esforços nos Componentes do Conversor

A determinação das expressões matemáticas que definem os esforços de tensão e de corrente dos componentes passivos e ativos são feitas com auxílio da Fig. 2.6.

Indutores L1 e L2

A corrente eficaz que circula através dos indutores L1 e L2 é definida por (2.28):

$$I_{efL1} = I_{efL2} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} \left[I_m + \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{2 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t \right]^2 dt + \frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{(1-2 \cdot D) \cdot T}{2}} \left[I_M - \frac{V1 \cdot D}{L \cdot (1-D)} \cdot t \right]^2 dt} \quad (2.28)$$

Solucionando-se a equação (2.28), obtém-se a equação (2.29):

$$I_{efL1} = I_{efL2} = \frac{1}{(1-D)} \sqrt{I_o^2 + \frac{V1^2 \cdot D^2 \cdot T^2 \cdot (1-2 \cdot D)^2}{48 \cdot L^2}} \quad (2.29)$$

A máxima corrente de pico através dos indutores é dada pela equação (2.30):

$$I_{pL1} = I_{pL2} = \frac{I_o}{1-D} + \frac{V1 \cdot T \cdot (1-2 \cdot D) \cdot D}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \quad (2.30)$$

Autotransformadores

A máxima tensão sobre os enrolamentos dos transformadores é apresentada em (2.31):

$$V_{T1} = V_{T2} = V_{T3} = V_{T4} = \frac{V_o}{2} \quad (2.31)$$

A corrente eficaz que circula através dos enrolamentos dos transformadores é definida pela equação (2.32):

$$I_{efT1} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} \left[\frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t \right]^2 dt + \frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{(1-2 \cdot D) \cdot T}{2}} \left[\frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot D}{2 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t \right]^2 dt} \quad (2.32)$$

Solucionando-se a equação (2.32), obtém-se a equação (2.33):

$$I_{efT1} = \frac{1}{(1-D)} \sqrt{\frac{I_o^2}{4} + \frac{V1^2 \cdot D^2 \cdot T^2 \cdot (1-2 \cdot D)^2}{192 \cdot L^2}} \quad (2.33)$$

A máxima corrente de pico através dos enrolamentos dos transformadores é dada pela equação (2.34):

$$I_{pT1} = \frac{I_o}{2 \cdot (1-D)} + \frac{V1 \cdot T \cdot (1-2 \cdot D) \cdot D}{8 \cdot L \cdot (1-D)} \quad (2.34)$$

Interruptores S1 e S2

A máxima tensão sobre os interruptores S1 e S2 do conversor é apresentada em (2.35):

$$V_{S1} = V_{S2} = 2 \cdot V_o \quad (2.35)$$

A corrente média dos interruptores S1 e S2 é definida pela equação (2.36). Este valor é definido com o objetivo de se utilizar interruptores do tipo IGBT.

$$I_{mdS1} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} \left[\frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1 - 2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1 - D)} \cdot t \right] dt. \quad (2.36)$$

Solucionando-se a equação (2.36), obtém-se a equação (2.37):

$$I_{mdS1} = \frac{I_o}{2} \cdot \frac{D}{(1 - D)}. \quad (2.37)$$

A corrente eficaz dos interruptores S1 e S2 é definida pela equação (2.38). Este valor é definido com o objetivo de se utilizar interruptores do tipo MOSFET.

$$I_{efS1} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} \left[\frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1 - 2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1 - D)} \cdot t \right]^2 dt}. \quad (2.38)$$

Solucionando-se a equação (2.38), obtém-se a equação (2.39):

$$I_{efS1} = \frac{1}{(1 - D)} \sqrt{\frac{I_o^2}{4} \cdot D + \frac{V1^2 \cdot D^2 \cdot T^2 \cdot (1 - 2 \cdot D)^2}{192 \cdot L^2}}. \quad (2.39)$$

A máxima corrente de pico através dos interruptores S1 e S2 é dada pela equação (2.40):

$$I_{pS1} = \frac{I_o}{2 \cdot (1 - D)} + \frac{V1 \cdot T \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot D}{8 \cdot L \cdot (1 - D)}. \quad (2.40)$$

Diodos D1, D2, D3 e D4

A máxima tensão sobre os diodos D1 a D4 do conversor é apresentada em (2.41):

$$V_{D1} = V_o. \quad (2.41)$$

A corrente média dos diodos é definida pela equação (2.42):

$$I_{mdD1} = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{(1-2 \cdot D) \cdot T}{2}} \left[\frac{I_M}{2} + \frac{V1 \cdot D}{2 \cdot L \cdot (1 - D)} \cdot t \right] dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} \left[\frac{I_m}{2} + \frac{V1 \cdot (1 - 2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1 - D)} \cdot t \right] dt. \quad (2.42)$$

Solucionando-se a equação (2.42), obtém-se a equação (2.43):

$$I_{mdD1} = \frac{I_o}{2}. \quad (2.43)$$

A máxima corrente de pico através dos diodos é dada pela equação (2.44):

$$I_{pD1} = \frac{I_o}{2 \cdot (1 - D)} + \frac{V1 \cdot T \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot D}{8 \cdot L \cdot (1 - D)}. \quad (2.44)$$

Capacitores C1 e C2

A máxima tensão sobre os capacitores C1 e C2 é apresentada em (2.45):

$$V_{C1} = V_{C2} = V_o. \quad (2.45)$$

A corrente eficaz que circula através dos capacitores C1 e C2 é definida pela equação (2.46). Este cálculo visa a determinação da resistência série equivalente do capacitor.

$$I_{efc1} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} \left[I_m + \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{2 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t - I_o \right]^2 dt + \frac{2}{T} \cdot \int_0^{(1-2 \cdot D) \cdot \frac{T}{2}} \left[I_M - \frac{V1 \cdot D}{L \cdot (1-D)} \cdot t - I_o \right]^2 dt} \quad (2.46)$$

Solucionando-se a equação (2.46), obtém-se a equação (2.47):

$$I_{efc1} = \sqrt{\frac{D \cdot (1-2 \cdot D)}{(1-D)^2} \cdot \frac{I_o^2}{2} + \frac{V1^2 \cdot D^2 \cdot T^2 \cdot (2-3 \cdot D) \cdot (1-2 \cdot D)^2}{96 \cdot L^2 \cdot (1-D)^2}} \quad (2.47)$$

A ondulação de corrente que circula nos capacitores é dada pela equação (2.48):

$$\Delta I_{c1} = \frac{I_o}{2 \cdot (1-D)} + \frac{3 \cdot V1 \cdot T \cdot (1-2 \cdot D) \cdot D}{8 \cdot L \cdot (1-D)} \quad (2.48)$$

A ondulação de tensão sobre os capacitores é dada pela equação (2.18).

$$\Delta V = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_o \cdot (1-2 \cdot D) \cdot D}{C \cdot f_s \cdot (1-D)}$$

2.4 Análise para Razão Cíclica Maior que 0,5

A análise do conversor PDC-CCTE no modo de condução contínua para uma razão cíclica maior que 0,5, onde os sinais de comando de ambos os interruptores são superpostos em determinados instantes (*overlapping mode*) é realizada com as mesmas considerações apresentadas para razão cíclica menor que 0,5, diferenciando apenas que a tensão de entrada é constante e menor ou igual à metade da tensão de saída (2.Vo).

2.4.1 Etapas de Operação e Principais Formas de Onda

Num período de comutação ocorrem, de forma análoga à análise anterior, quatro etapas de operação que são descritas a seguir.

1ª. Etapa ($t_0 \leq t \leq t_1$)

No instante $t = t_0$, o interruptor S1 entra em condução e S2 permanece conduzindo. Todos os diodos estão inversamente polarizados. Da corrente que circula através do indutor L1, uma parte flui através de T1 e S2 ($I_{T1} = I_{S2}$) e outra parte flui através de T2 e S1 ($I_{T2} = I_{S1}$). A corrente em L1 cresce linearmente e o indutor armazena energia. No indutor L2 percorre a mesma corrente que percorre no indutor L1. Se o número de espiras de T1-T2, T3-T4 é igual, as correntes através dos enrolamentos são iguais ($I_{T1} = I_{T2}$; $I_{T3} = I_{T4}$) e um fluxo magnético resultante é nulo, provocando tensão zero nos mesmos. Nesta etapa não há transferência de

energia da entrada para a carga, sendo o barramento CC, formado por C1 e C2, o responsável por fornecer energia para a carga. A equação diferencial desta etapa é expressa por (2.49):

$$L \frac{dI_L}{dt} - V1 = 0, \quad (2.49)$$

onde L é igual a L1 e L2, I_L é a corrente no indutor L e V1 é a metade da tensão de entrada total.

Esta etapa de operação está ilustrada na Fig. 2.9. A etapa termina quando S2 é bloqueado.

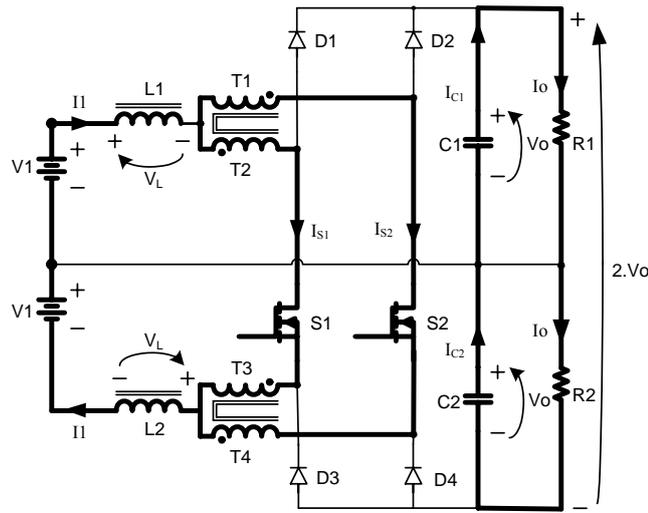


Fig. 2.9 – 1ª e 3ª etapa de operação do conversor para o modo de sobreposição.

2ª Etapa ($t_1 \leq t \leq t_2$)

No instante $t = t_1$, o interruptor S2 é comandado a bloquear e o interruptor S1 permanece conduzindo. As tensões sobre os indutores L1 e L2 são invertidas para manter a variação do fluxo magnético constante através do núcleo. No mesmo instante os diodos D2 e D4 são diretamente polarizados e D1 e D3 permanecem inversamente polarizados. A corrente I_{L1} que circula através do indutor L1, uma parte flui através de T2, S1 e T3 e outra parte flui através de T1, D2, D4 e T4. Se o número de espiras de T1-T2, T3-T4 é igual, as correntes através dos enrolamentos são iguais ($I_{T1} = I_{T2}$; $I_{T3} = I_{T4}$). A energia armazenada durante a etapa anterior nos indutores é transferida para a carga e as correntes decrescem linearmente. A equação diferencial desta etapa é expressa por (2.50):

$$-L \frac{dI_L}{dt} - V1 + \frac{V_o}{2} = 0. \quad (2.50)$$

Esta etapa de operação está ilustrada na Fig. 2.10. A etapa termina quando S2 é comandado a conduzir.

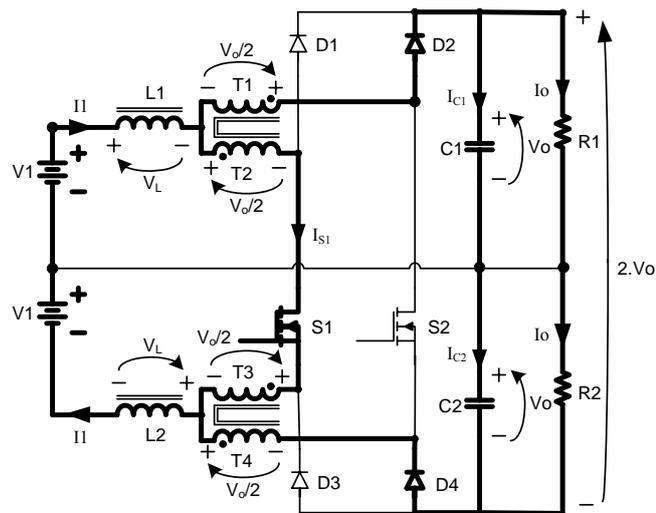


Fig. 2.10 – 2ª etapa de operação do conversor para o modo de sobreposição.

3ª Etapa ($t_2 \leq t \leq t_3$)

Devido à simetria do circuito do conversor, esta etapa é idêntica à primeira, sendo que o interruptor S2 entra em condução enquanto S1 permanece conduzindo. Todos os diodos estão inversamente polarizados. Não existe transferência de energia da entrada para a carga nesta etapa. Esta etapa de operação está ilustrada na Fig. 2.9, e o caminho da circulação de corrente é marcado em negrito. A etapa termina quando S1 é comandado a bloquear.

4ª Etapa ($t_3 \leq t \leq T$)

Esta etapa é similar à segunda etapa com a diferença que o interruptor S1 é bloqueado e o interruptor S2 permanece conduzindo. Os diodos D1 e D3 são diretamente polarizados enquanto os diodos D2 e D4 permanecem bloqueados. O circuito é mostrado na Fig. 2.11.

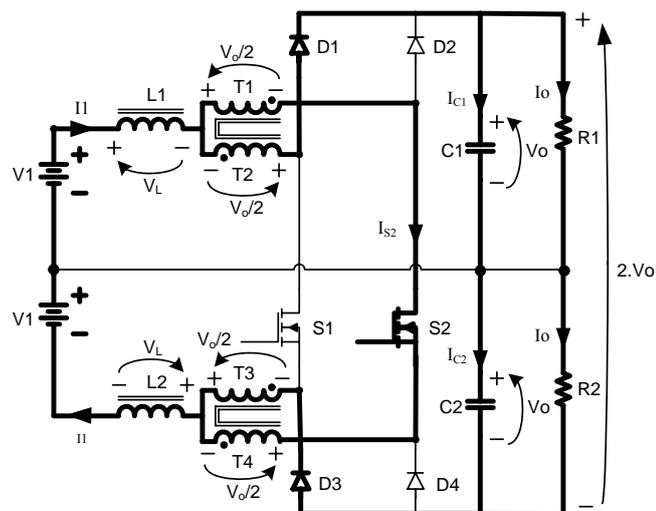


Fig. 2.11 – 4ª etapa de operação do conversor para o modo de sobreposição.

As principais formas de onda de tensão e corrente nos diferentes componentes do conversor são mostradas na Fig. 2.12 para um período de comutação T . As formas de onda são traçadas segundo os pulsos de comando aplicado aos interruptores S1 e S2.

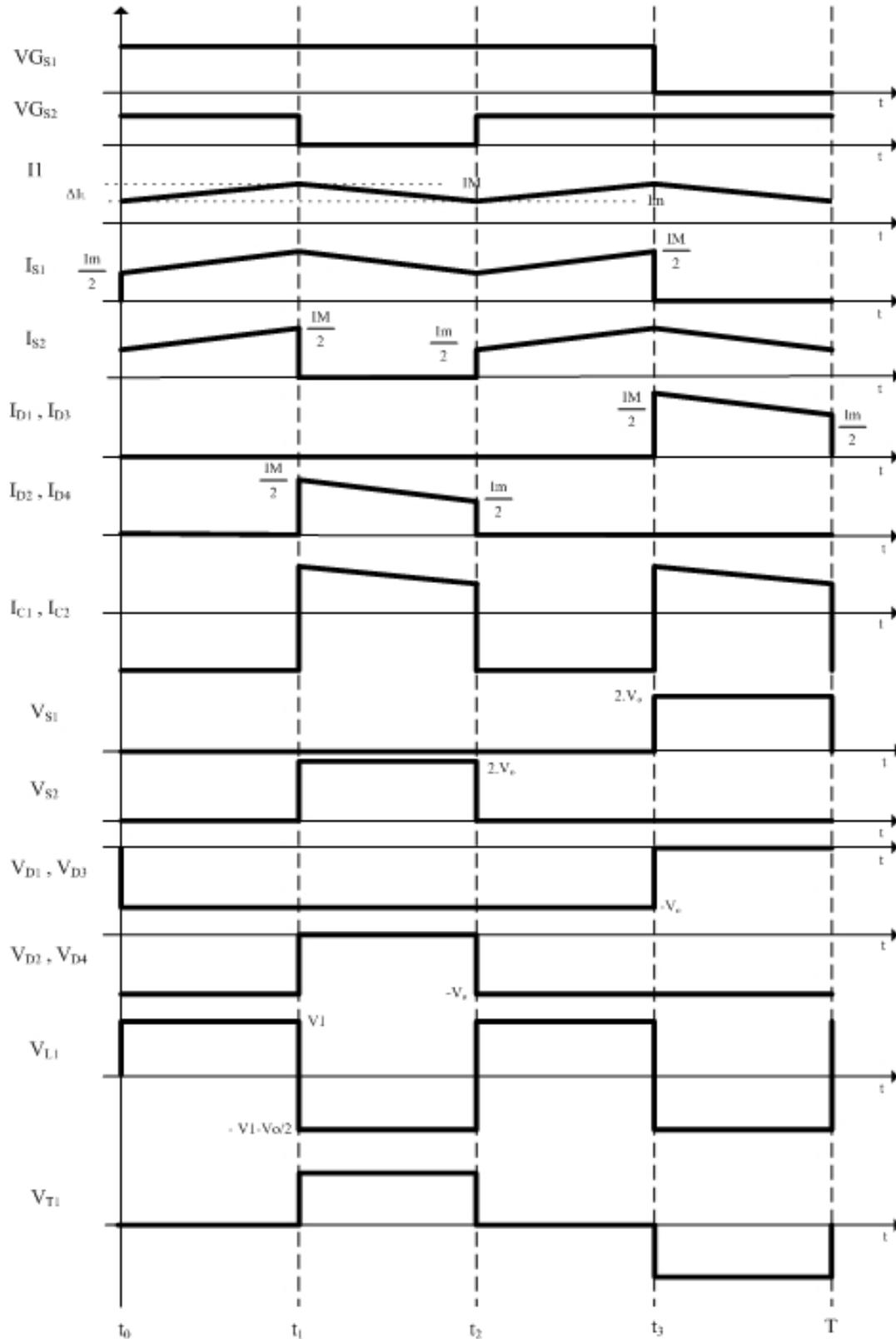


Fig. 2.12 – Principais formas de onda idealizadas para o modo de operação de sobreposição.

2.4.2 Determinação do Ganho Estático

A metodologia utilizada para a determinação do ganho estático do conversor neste modo de operação será a mesma utilizada na análise para razão cíclica menor que 0,5. Partindo da equação (2.4), substituindo as variações de fluxo obtém-se a equação (2.51):

$$V1 \cdot (t_1 - t_0) = \left(\frac{V_o}{2} - V1\right) \cdot (t_2 - t_1) . \quad (2.51)$$

Os intervalos de tempo de cada etapa de operação em função da razão cíclica são:

$$\begin{cases} t_1 - t_0 = \frac{T}{2} \cdot (2 \cdot D - 1) \\ t_2 - t_1 = T \cdot (1 - D) \\ t_3 - t_2 = \frac{T}{2} \cdot (2 \cdot D - 1) \\ T - t_3 = T \cdot (1 - D) \end{cases} . \quad (2.52)$$

Utilizando as equações de (2.51) e (2.52), obtém-se o ganho estático dado por (2.53):

$$G_{est} = \frac{V_o}{V1} = \frac{1}{1 - D} . \quad (2.53)$$

Observa-se que o ganho estático neste modo de operação é igual ao encontrado anteriormente para razão cíclica menor que 0,5.

Na Fig. 2.13 é apresentada a relação das tensões de saída e de entrada em função da razão cíclica do conversor.

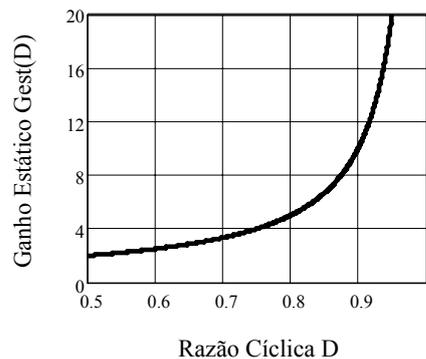


Fig. 2.13 – Ganho estático em função da razão cíclica para o modo de sobreposição.

2.4.3 Determinação da Ondulação de Corrente

A ondulação da corrente através dos indutores L1 e L2 é determinada com a ajuda da Fig. 2.12 e da equação (2.49). Desta forma, obtém-se a equação (2.54):

$$\Delta I_L = \frac{(2 \cdot D - 1) \cdot (1 - D)}{2 \cdot f_s \cdot L} \cdot V_o. \quad (2.54)$$

A equação (2.54) é parametrizada com o objetivo de observar a máxima ondulação de corrente ΔI_L , conforme a equação (2.55).

$$\beta = \frac{2 \cdot f_s \cdot L \cdot \Delta I_L}{V_o} = (2 \cdot D - 1) \cdot (1 - D). \quad (2.55)$$

A equação (2.55) é apresentada graficamente na Fig. 2.14. Observa-se que a máxima ondulação de corrente ocorre no ponto onde a razão cíclica é igual a 0,75 e o parâmetro β é igual a 0,125.

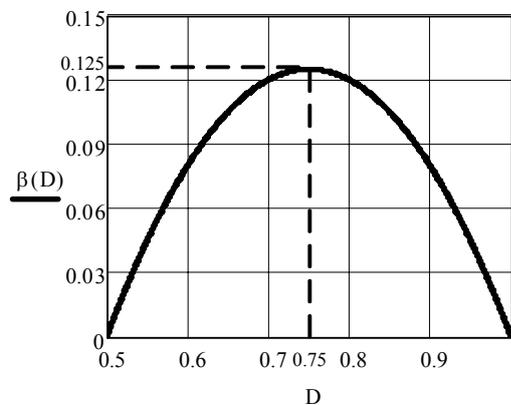


Fig. 2.14 – Ondulação da corrente parametrizada no indutor L para o modo de sobreposição.

O valor da indutância do indutor L pode ser calculado de acordo com a equação (2.56):

$$L = \frac{(2 \cdot D - 1) \cdot (1 - D) \cdot V_o}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_L} = \beta \cdot \frac{V_o}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_L}. \quad (2.56)$$

Substituindo-se o valor do parâmetro β do ponto de máxima ondulação, obtém-se (2.57):

$$L = \frac{V_o}{16 \cdot \Delta I_L \cdot f_s}. \quad (2.57)$$

Percebe-se que o valor encontrado para a indutância na equação (2.57) para razão cíclica maior que 0,5 é o mesmo valor encontrado em (2.12) para a razão cíclica menor que 0,5.

2.4.4 Determinação da Ondulação de Tensão

A determinação da ondulação de tensão é feita de forma análoga a realizada para razão cíclica menor que 0,5. A quantidade de carga suprida para o capacitor é:

$$\Delta Q = \int_0^{(1-D)T} \left(\frac{I_M}{2} - \frac{V_1 \cdot (2 \cdot D - 1)}{2 \cdot L \cdot (1 - D)} \cdot t - I_o \right) dt. \quad (2.58)$$

A solução para a equação (2.58) é:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_o \cdot (2 \cdot D - 1)}{f_s}. \quad (2.59)$$

A ondulação da tensão é definida pela equação (2.60)

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C}. \quad (2.60)$$

A partir das equações (2.59) e (2.60), temos:

$$\Delta V = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_o \cdot (2 \cdot D - 1)}{C \cdot f_s}. \quad (2.61)$$

2.4.5 Análises dos Esforços de Tensão e Corrente no Conversor

Neste item são realizados cálculos matemáticos dos esforços de tensão e de corrente nos componentes do conversor para este modo de operação.

2.4.5.1 Expressões Básicas no Domínio do Tempo

A seguir são descritas as expressões matemáticas no domínio do tempo das principais formas de onda de corrente através dos componentes do conversor, mostradas na Fig. 2.12. Estas expressões regem cada etapa de operação dentro de um período de comutação.

As correntes instantâneas através dos indutores L1 e L2 são definidas pela equação (2.62):

$$i_L(t) = \begin{cases} I_m + \frac{V1}{L} \cdot t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_M - \frac{V1 \cdot (1 - 2 \cdot D)}{2 \cdot L \cdot (1 - D)} \cdot t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ I_m + \frac{V1}{L} \cdot t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ I_M - \frac{V1 \cdot (1 - 2 \cdot D)}{2 \cdot L \cdot (1 - D)} \cdot t & t_3 \leq t \leq T \end{cases}. \quad (2.62)$$

A corrente máxima I_M e a corrente mínima I_m através dos indutores são definidas como:

$$I_M = \frac{I_o}{1 - D} + \frac{V1 \cdot T \cdot (1 - 2 \cdot D)}{4 \cdot L}, \quad (2.63)$$

$$I_m = \frac{I_o}{1 - D} - \frac{V1 \cdot T \cdot (1 - 2 \cdot D)}{4 \cdot L}. \quad (2.64)$$

A corrente instantânea através dos interruptores S1 e S2 são definidas por (2.65) e (2.66):

$$i_{s1}(t) = \begin{cases} \frac{I_m}{2} + \frac{V1}{2 \cdot L} \cdot t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_m}{2} + \frac{V1}{2 \cdot L} \cdot t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.65)$$

$$i_{s2}(t) = \begin{cases} \frac{I_m}{2} + \frac{V1}{2 \cdot L} \cdot t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_m}{2} + \frac{V1}{2 \cdot L} \cdot t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.66)$$

A corrente instantânea através dos diodos D1 e D3 é definida por (2.67):

$$i_{D1}(t) = i_{D3}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.67)$$

A corrente instantânea através dos diodos D2 e D4 é definida por (2.68):

$$i_{D2}(t) = i_{D4}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.68)$$

A corrente instantânea através do enrolamento T1 do autotransformador é definida por:

$$i_{T1}(t) = \begin{cases} \frac{I_m}{2} + \frac{V1}{2 \cdot L} \cdot t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_m}{2} + \frac{V1}{2 \cdot L} \cdot t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.69)$$

A corrente instantânea através dos capacitores C1 e C2 é definida por (2.70):

$$i_{C1}(t) = i_{C2}(t) = \begin{cases} -I_o & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t - I_o & t_1 \leq t \leq t_2 \\ -I_o & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot (1-2 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t - I_o & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.70)$$

2.4.5.2 Esforços nos Componentes do Conversor

A determinação das expressões matemáticas que definem os esforços de tensão e de correntes dos componentes passivos e ativos são feitas a partir da Fig. 2.12.

Indutores L1 e L2

A corrente eficaz que circula através dos indutores L1 e L2 é definida por (2.71):

$$I_{efL1} = I_{efL2} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{(2 \cdot D-1) \cdot \frac{T}{2}} \left[I_m + \frac{V1}{L} \cdot t \right]^2 dt + \frac{2}{T} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T} \left[I_M - \frac{V1 \cdot (2 \cdot D-1)}{2 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t \right]^2 dt} \quad (2.71)$$

Solucionando-se a equação (2.71), obtém-se a equação (2.72):

$$I_{efL1} = I_{efL2} = \sqrt{\frac{I_o^2}{(1-D)^2} + \frac{V1^2 \cdot D^2 \cdot T^2 \cdot (2 \cdot D-1)^2}{48 \cdot L^2}} \quad (2.72)$$

A máxima corrente de pico através dos indutores é dada pela equação (2.73):

$$I_{pL1} = I_{pL2} = \frac{I_o}{1-D} + \frac{V1 \cdot T \cdot (2 \cdot D-1)}{4 \cdot L} \quad (2.73)$$

Autotransformadores

A máxima tensão sobre os enrolamentos dos transformadores é apresentada em (2.74):

$$V_{T1} = V_{T2} = V_{T3} = V_{T4} = \frac{V_o}{2} \quad (2.74)$$

A corrente eficaz que circula através dos enrolamentos dos transformadores é definida pela equação (2.75):

$$I_{efT1} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{(2 \cdot D-1) \cdot \frac{T}{2}} \left[\frac{I_m}{2} + \frac{V1}{2 \cdot L} \cdot t \right]^2 dt + \frac{2}{T} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T} \left[\frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot (2 \cdot D-1)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t \right]^2 dt} \quad (2.75)$$

Solucionando-se a equação (2.75), obtém-se a equação (2.76):

$$I_{efT1} = \sqrt{\frac{I_o^2}{4 \cdot (1-D)^2} + \frac{V1^2 \cdot D^2 \cdot T^2 \cdot (2 \cdot D-1)^2}{192 \cdot L^2}} \quad (2.76)$$

A máxima corrente de pico através dos enrolamentos dos transformadores é dada pela equação (2.77):

$$I_{pT1} = \frac{I_o}{2 \cdot (1-D)} + \frac{V1 \cdot T \cdot (2 \cdot D - 1)}{8 \cdot L}. \quad (2.77)$$

Interruptores S1 e S2

A máxima tensão sobre os interruptores S1 e S2 do conversor é apresentada em (2.78):

$$V_{S1} = V_{S2} = 2 \cdot V_o. \quad (2.78)$$

A corrente média dos interruptores S1 e S2 é definida pela equação (2.79). Este valor é definido com o objetivo de se utilizar interruptores do tipo IGBT.

$$I_{mdS1} = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{(2-D) \cdot T}{2}} \left[\frac{I_m}{2} + \frac{V1}{2 \cdot L} \cdot t \right] dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T} \left[\frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot (2 \cdot D - 1)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t \right] dt. \quad (2.79)$$

Solucionando-se a equação (2.79), obtém-se a equação (2.80):

$$I_{mdS1} = \frac{I_o}{2} \cdot \frac{D}{(1-D)}. \quad (2.80)$$

A corrente eficaz dos interruptores S1 e S2 é definida pela equação (2.81). Este valor é definido com o objetivo de se utilizar interruptores do tipo MOSFET.

$$I_{efS1} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{(2-D) \cdot T}{2}} \left[\frac{I_m}{2} + \frac{V1}{2 \cdot L} \cdot t \right]^2 dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T} \left[\frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot (2 \cdot D - 1)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t \right]^2 dt}. \quad (2.81)$$

Solucionando-se a equação (2.81), obtém-se a equação (2.82):

$$I_{efS1} = \sqrt{\frac{I_o^2}{4} \cdot \frac{D}{(1-D)^2} + \frac{V1^2 \cdot D \cdot T^2 \cdot (2 \cdot D - 1)^2}{192 \cdot L^2}}. \quad (2.82)$$

A máxima corrente de pico através dos interruptores S1 e S2 é dada pela equação (2.83):

$$I_{pS1} = \frac{I_o}{2 \cdot (1-D)} + \frac{V1 \cdot T \cdot (2 \cdot D - 1)}{8 \cdot L}. \quad (2.83)$$

Diodos D1, D2, D3 e D4

A máxima tensão sobre os diodos D1 a D4 do conversor é expressa em (2.84):

$$V_{D1} = V_o. \quad (2.84)$$

A corrente média dos diodos é definida pela equação (2.85):

$$I_{mdD1} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T} \left[\frac{I_M}{2} + \frac{V1 \cdot (2 \cdot D - 1)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t \right] dt. \quad (2.85)$$

Solucionando-se a equação (2.85), obtém-se a equação (2.86):

$$I_{mdD1} = \frac{I_o}{2}. \quad (2.86)$$

A máxima corrente de pico através dos diodos é dada pela equação (2.87):

$$I_{pD1} = \frac{I_o}{2 \cdot (1-D)} + \frac{V1 \cdot T \cdot (2 \cdot D - 1)}{8 \cdot L}. \quad (2.87)$$

Capacitores C1 e C2

A máxima tensão sobre os capacitores C1 e C2 é apresentada em (2.88):

$$V_{C1} = V_{C2} = V_o. \quad (2.88)$$

A corrente eficaz que circula através dos capacitores C1 e C2 é definida por (2.89):

$$I_{efC1} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{(2-D) \cdot T}{2}} [-I_o]^2 dt + \frac{2}{T} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T} \left[\frac{I_M}{2} - \frac{V1 \cdot (2 \cdot D - 1)}{4 \cdot L \cdot (1-D)} \cdot t - I_o \right]^2 dt}. \quad (2.89)$$

Solucionando-se a equação (2.89), obtém-se a equação (2.90):

$$I_{efC1} = \sqrt{(1-D) \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot \left[\frac{I_o^2}{2} + \frac{V1^2 \cdot T^2 \cdot (2 \cdot D - 1)}{96 \cdot L^2 \cdot (1-D)^2} \right]}. \quad (2.90)$$

A ondulação de corrente que circula nos capacitores é dada pela equação (2.91):

$$\Delta I_{C1} = \frac{I_o}{2 \cdot (1-D)} + \frac{V1 \cdot T \cdot (2 \cdot D - 1)}{8 \cdot L}. \quad (2.91)$$

A ondulação de tensão sobre os capacitores é dada pela equação (2.61).

2.5 Análise do Conversor para Meio Período da Frequência da Rede

Baseado nas expressões dos ganhos estáticos obtidos nas seções 2.3.2 e 2.4.2 obtém-se a razão cíclica em função da tensão de entrada:

$$D = 1 - \frac{V1}{V_o}. \quad (2.92)$$

Substituindo a expressão (2.1) em (2.92) obtém-se a razão cíclica para o conversor em função do ângulo de condução da tensão de entrada, expressa em (2.93):

$$D(\theta) = 1 - \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\theta). \quad (2.93)$$

Definindo α como sendo a relação entre a tensão de saída e a tensão de pico da entrada,

$$\alpha = \frac{V_o}{V_p}. \quad (2.94)$$

Obtém-se:

$$D(\theta) = 1 - \frac{\text{sen}(\theta)}{\alpha}. \quad (2.95)$$

A razão cíclica máxima irá ocorrer na passagem por zero e em π radianos e a mínima ocorrerá em $\pi/2$ radianos da senóide da tensão de entrada. A Fig. 2.15 apresenta de forma gráfica a variação da razão cíclica em função de θ para meio período da tensão de entrada, considerando vários valores de α .

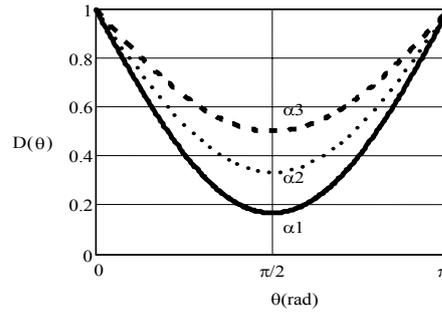


Fig. 2.15 – Variação da razão cíclica para meio período da rede.

2.5.1 Determinação da Ondulação de Alta Frequência da Corrente de Entrada

A ondulação de alta frequência da corrente através do indutor é obtida com a ajuda das expressões (2.10) e (2.55). Dessa forma, a variação da ondulação da corrente ao longo de meio período da tensão da rede é expressa por (2.96) para razão cíclica menor que 0,5 e expressa por (2.97) para razão cíclica maior que 0,5.

$$\Delta I_L(\theta) = \frac{(1 - 2 \cdot D(\theta)) \cdot D(\theta) \cdot V_o}{2 \cdot L \cdot f_s}, \quad (2.96)$$

$$\Delta I_L(\theta) = \frac{(2 \cdot D(\theta) - 1) \cdot (1 - D(\theta)) \cdot V_o}{2 \cdot L \cdot f_s}. \quad (2.97)$$

Parametrizando-se as expressões (2.96) e (2.97) têm-se:

$$\overline{\Delta I_L(\theta)} = \frac{\Delta I_L(\theta) \cdot L \cdot f_s}{V_o} = \frac{(2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha) \cdot (\alpha - \text{sen}(\theta))}{2 \cdot \alpha^2}, \quad (2.98)$$

$$\overline{\Delta I_L(\theta)} = \frac{\Delta I_L(\theta) \cdot L \cdot f_s}{V_o} = \frac{(\alpha - 2 \cdot \text{sen}(\theta)) \cdot \text{sen}(\theta)}{2 \cdot \alpha^2}. \quad (2.99)$$

A Fig. 2.16 apresenta de forma gráfica a variação da ondulação da corrente parametrizada da entrada em meio período da rede para diferentes valores de α .

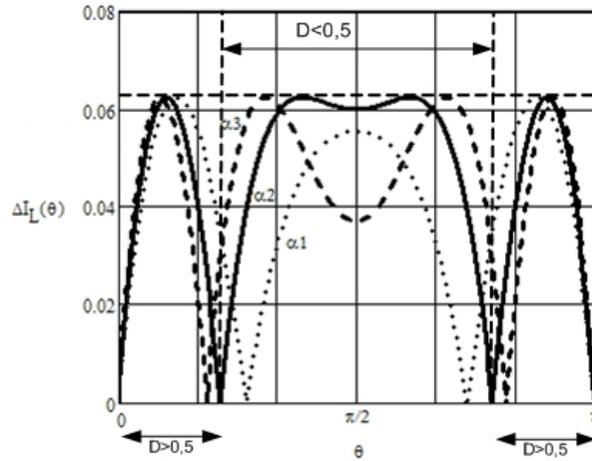


Fig. 2.16 – Variação da ondulação da corrente parametrizada para meio período da rede.

O máximo valor da ondulação de corrente parametrizada ocorre em:

$$\begin{aligned} \theta a &= \text{sen}^{-1}\left(\frac{3 \cdot \alpha}{4}\right) \quad \text{para } D \leq 0,5, \\ \theta b &= \text{sen}^{-1}\left(\frac{\alpha}{4}\right) \quad \text{para } D \geq 0,5. \end{aligned} \quad (2.100)$$

Percebe-se pela Fig. 2.16 que o máximo valor de ondulação parametrizada permanece constante para razão cíclica maior que 0,5. Para diferentes instantes de tempo seu valor também não muda, sendo que este tempo é definido pelo valor do parâmetro α .

Substituindo-se o valor de θb na equação (2.99), obtém-se o máximo valor da ondulação de corrente através do indutor dado pela equação (2.101).

$$\Delta I_{L_{\max}} = \overline{\Delta I_L}(\theta 2) \cdot \frac{V_o}{L \cdot f_s} = \frac{V_o}{16 \cdot L \cdot f_s}. \quad (2.101)$$

2.5.2 Determinação da Ondulação de Tensão

A ondulação da tensão de saída é determinada aplicando-se a metodologia apresentada em [19], expressa na equação (2.102). A ondulação de 120 Hz deve ser a mais baixa possível para garantir uma boa resposta dinâmica do conversor às variações de carga.

$$\Delta V_o = \frac{P_o}{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_o \cdot C}. \quad (2.102)$$

2.5.3 Estratégia de Controle e Técnica de Modulação

Para operar o conversor PDC-CCTE com CFP emulando uma carga resistiva será utilizado o princípio de controle modo corrente média e modulação por largura de pulso (PWM). Esta técnica de controle pode ser empregada utilizando-se o circuito integrado *UC3854BN* da *Texas Instruments* que é um controlador dedicado a aplicações CFP. A estratégia de controle proposta é apresentada na Fig. 2.17.

O funcionamento do circuito integrado *UC3854BN* baseia-se na comparação de uma corrente de referência (I_{ref}) com a corrente de entrada (I_1). Esta referência é resultado de um multiplicador/divisor com as seguintes entradas:

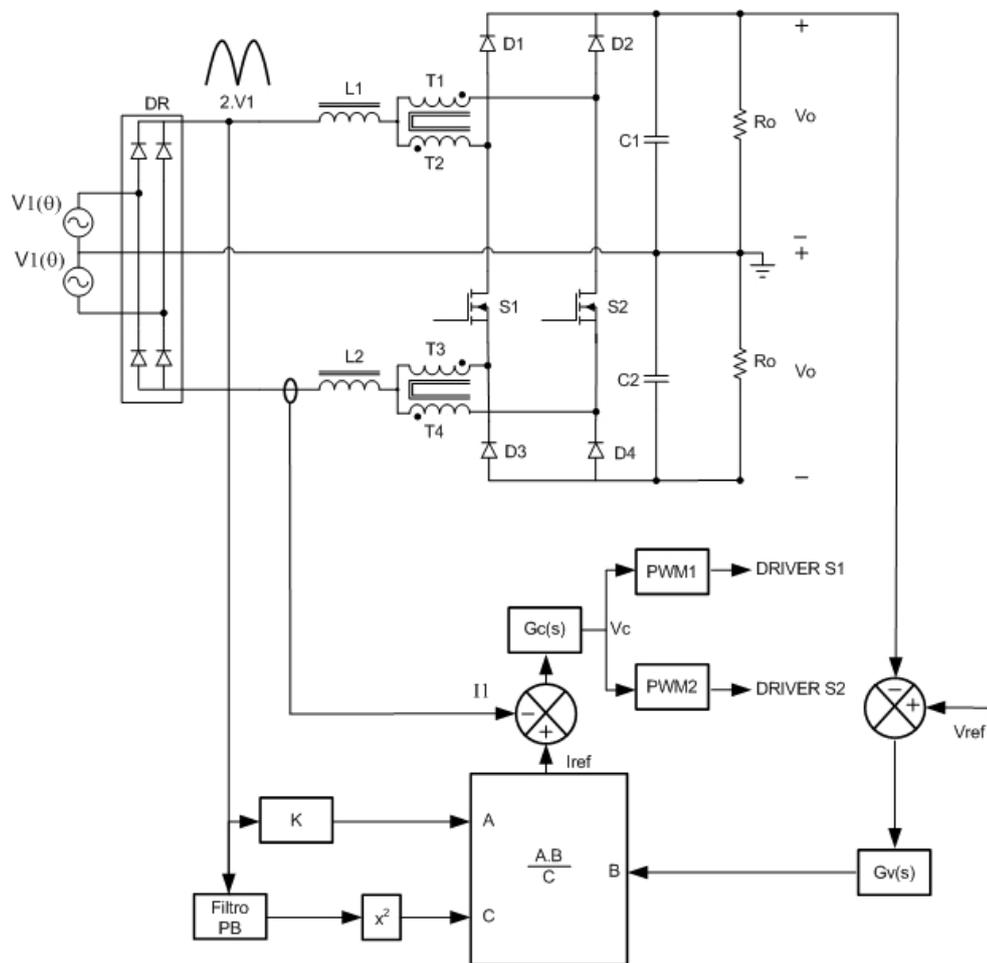


Fig. 2.17 – Diagrama esquemático do conversor PDC-CCTE com controle por modo corrente média.

Sincronismo (entrada A): define o formato e a frequência da corrente de referência e é obtido a partir da tensão retificada V_1 .

Sinal do regulador de tensão da saída $G_v(s)$ (entrada B): ajusta a amplitude da corrente de referência conforme a variação da carga.

Realimentação da tensão de entrada (entrada C): A tensão da rede retificada é atenuada e filtrada, informando ao multiplicador/divisor um nível de tensão CC proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada da rede. Através desta entrada ajusta-se a amplitude da corrente de referência conforme a variação da tensão de entrada da rede de alimentação.

Através de um sensor de corrente amostra-se a corrente de entrada que será comparada com a corrente de referência (malha de corrente). O resultado desta operação passa por um compensador e gera uma tensão de controle V_c que chega aos moduladores PWM1 e PWM2. O modulador PWM1 compara uma onda dente-de-serra com amplitude V_{pk} com o sinal de controle V_c . O modulador PWM2 compara o mesmo sinal de controle V_c com uma onda dente-de-serra defasada de 180° em relação à dente-de-serra do modulador PWM1 de mesma amplitude V_{pk} .

Quando a tensão de controle V_c é igual ou menor à metade do valor de V_{pk} o conversor opera no modo de não-sobreposição (*non-overlapping mode*) e, quando a tensão de controle V_c é igual ou maior à metade do valor de V_{pk} o conversor opera no modo de sobreposição (*overlapping mode*), conforme a Fig. 2.18. A Fig. 2.19 mostra a modulação PWM em meio período da rede para o interruptor S1.

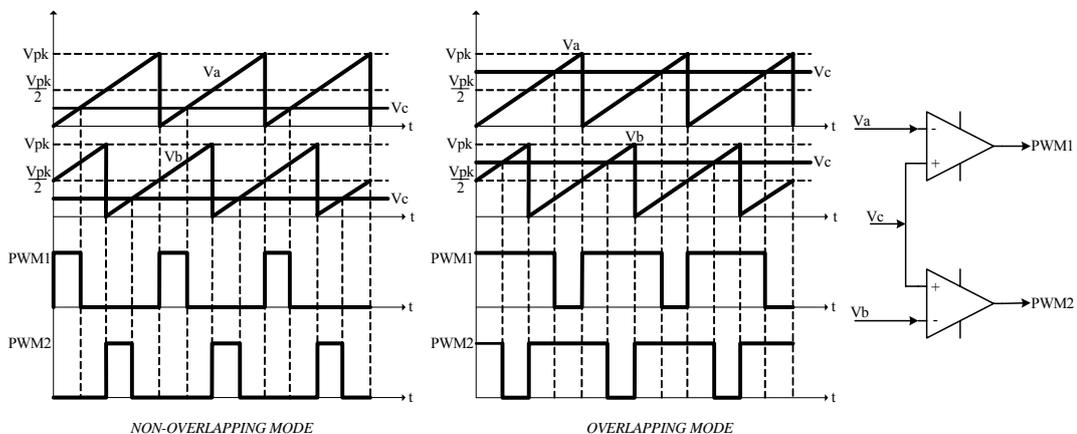


Fig. 2.18 – Estratégia de modulação dos interruptores do conversor.

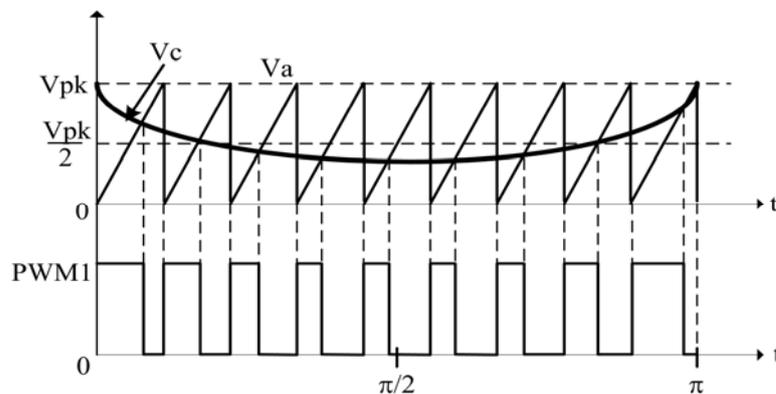


Fig. 2.19 – Modulação PWM em meio período de rede.

2.5.4 Metodologia de Projeto e Análises de Esforços nos Componentes

Cálculos matemáticos dos esforços de tensão e de corrente nos componentes do conversor PDC-CCTE no modo de condução contínua são realizados a fim de se apresentar uma metodologia de projeto.

2.5.5.1 Expressões Básicas

Será considerado para análise um fator de potência unitário. Assim, a tensão de entrada ($V_r(\theta)$) e a corrente de entrada ($I_r(\theta)$) são definidas como:

$$V_r(\theta) = V_p \cdot \text{sen}(\theta) \quad 0 \leq \theta \leq 2 \cdot \pi, \quad (2.103)$$

$$I_r(\theta) = I_p \cdot \text{sen}(\theta) \quad 0 \leq \theta \leq 2 \cdot \pi. \quad (2.104)$$

A tensão e a corrente total da rede retificadas são apresentadas em (2.105) e (2.106).

$$2 \cdot V_l(\theta) = 2 \cdot V_p \cdot \text{sen}(\theta) \quad 0 \leq \theta \leq \pi, \quad (2.105)$$

$$I_l(\theta) = I_p \cdot \text{sen}(\theta) \quad 0 \leq \theta \leq \pi. \quad (2.106)$$

A potência instantânea é definida como:

$$P_l(\theta) = V_p \cdot I_p \cdot \text{sen}^2(\theta). \quad (2.107)$$

Como a tensão de saída é mantida constante, a potência média de entrada P_l pode ser escrita em função da potência de saída, P_o , e o rendimento do conversor, η :

$$P_l = \frac{P_o}{\eta} = V_p \cdot I_p = \frac{2 \cdot V_o \cdot I_o}{\eta}. \quad (2.108)$$

Da equação (2.108), a corrente de pico é definida em função do parâmetro α dado por:

$$I_p = \frac{2 \cdot V_o \cdot I_o}{\eta \cdot V_p} = \frac{2 \cdot \alpha \cdot I_o}{\eta}. \quad (2.109)$$

2.5.5.2 Simplificações e Considerações para a Análise

Para a análise de esforços nos componentes do conversor PDC-CCTE são aproveitadas as análises realizadas nos modos de operação apresentados nas seções 2.3 e 2.4. São assumidas ainda, as seguintes considerações e simplificações:

- Das equações utilizadas para determinar as correntes média e eficaz para todos os componentes, somente será considerado o primeiro termo para ambos os modos de operação, pois os termos restantes não são significativos em relação ao primeiro. Esta

simplificação diminui substancialmente a complexidade das equações resultantes integradas em meio período da rede;

- Todos os esforços determinados anteriormente são colocados em função do ângulo $\theta = \omega \cdot t$, para cada modo de operação;
- A tensão de entrada V_1 dos modos anteriores é substituída por $V_1(\theta)$ dada pela equação (2.1);
- A razão cíclica é substituída, para cada modo de operação, pela equação (2.95);
- O ângulo de transição θ_1 é determinado igualando-se a tensão total retificada $2 \cdot V_1(\theta)$ a um meio da metade da tensão de saída total, V_o :

$$\theta_1 = \text{sen}^{-1} \left(\frac{V_o}{2 \cdot V_p} \right) = \text{sen}^{-1} \left(\frac{\alpha}{2} \right); \quad (2.110)$$

- Os esforços são calculados para razão cíclica maiores e menores que 0,5, e posteriormente integrados para obter o resultado final em meio período da rede do conversor. Para fins de simplificação, aproveitando-se a simetria da onda senoidal retificada, a análise é feita para um quarto de ciclo da rede CA;
- O período para os cálculos de esforços é igual a π .

Devido às simplificações consideradas, as correntes média e eficaz dos modos de operação já apresentadas ficarão iguais. Assim, diminui-se a complexidade do cálculo de esforços do conversor.

Indutores L1 e L2

A corrente eficaz em função de θ que circula através dos indutores para razão cíclica menor e maior que 0,5 é definida por (2.111).

$$i_{efL1}(\theta) = I_p \cdot \text{sen}(\theta). \quad (2.111)$$

A corrente eficaz que circula através dos indutores em meio ciclo da rede é definida por:

$$I_{efL1} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\theta_1} (i_{efL1}(\theta))^2 d\theta + \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\pi/2} (i_{efL1}(\theta))^2 d\theta}. \quad (2.112)$$

Resolvendo a equação (2.112), obtém-se a equação (2.113).

$$I_{efL1} = \frac{\sqrt{2} \cdot \alpha \cdot I_o}{\eta}. \quad (2.113)$$

O valor máximo da corrente de pico que circula através dos indutores é dado por (2.114).

$$I_{pL1} = \frac{2 \cdot \alpha \cdot I_o}{\eta}. \quad (2.114)$$

Autotransformadores

São definidos os esforços de tensão e corrente no enrolamento T1 do transformador, que são os mesmos para os enrolamentos T2, T3 e T4. A máxima tensão sobre os enrolamentos dos transformadores é definida por (2.115):

$$V_{T1} = V_{T2} = V_{T3} = V_{T4} = \frac{V_o}{2}. \quad (2.115)$$

A corrente eficaz em função de θ através do transformador, para razão cíclica menor e maior que 0,5, é definida por (2.116).

$$i_{efT1}(\theta) = \frac{I_p \cdot \text{sen}(\theta)}{2}. \quad (2.116)$$

A corrente eficaz através dos transformadores é definida por (2.117).

$$I_{efT1} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\theta_1} (i_{efT1}(\theta))^2 d\theta + \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\pi/2} (i_{efT1}(\theta))^2 d\theta}. \quad (2.117)$$

Resolvendo a equação (2.117), obtém-se a equação (2.118).

$$I_{efT1} = \frac{\sqrt{2} \cdot \alpha \cdot I_o}{2 \cdot \eta}. \quad (2.118)$$

O valor máximo da corrente de pico através do enrolamento T1 é dado por (2.119):

$$I_{pT1} = \frac{\alpha \cdot I_o}{\eta}. \quad (2.119)$$

Interruptores S1 e S2

São definidos os esforços de tensão e corrente do interruptor S1, que são os mesmos para o interruptor S2. A máxima tensão sobre os interruptores S1 e S2 é definida por (2.120):

$$V_{S1} = 2 \cdot V_o. \quad (2.120)$$

A corrente eficaz em função de θ através do interruptor, para razão cíclica menor e maior que 0,5, é definida por (2.121).

$$i_{efS1}(\theta) = \frac{I_p \cdot \text{sen}(\theta)}{2} \cdot \sqrt{\frac{(\alpha - \text{sen}(\theta))}{\alpha}}. \quad (2.121)$$

A corrente eficaz em meio ciclo da rede é definida por (2.122). Com isto pode-se especificar interruptores do tipo MOSFET.

$$I_{efS1} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\theta_1} (i_{efS1}(\theta))^2 d\theta + \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\pi/2} (i_{efS1}(\theta))^2 d\theta}. \quad (2.122)$$

Resolvendo a equação (2.122), obtém-se a equação (2.123).

$$I_{efS1} = \frac{I_o}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{\alpha \cdot (3 \cdot \pi \cdot \alpha - 8)}{6 \cdot \pi}}. \quad (2.123)$$

O valor máximo da corrente de pico repetitivo dos interruptores é dado por (2.124).

$$I_{pS1} = \frac{\alpha \cdot I_o}{\eta}. \quad (2.124)$$

A corrente média em função de θ através do interruptor, para razão cíclica menor e maior que 0,5, é definida por (2.125).

$$i_{mdS1}(\theta) = \frac{I_p \cdot \text{sen}(\theta) \cdot (\alpha - \text{sen}(\theta))}{2 \cdot \alpha}. \quad (2.125)$$

A corrente média em meio ciclo da rede é definida por (2.126). Com isto pode-se especificar interruptores do tipo IGBT.

$$I_{mdS1} = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\theta_1} (i_{mdS1}(\theta)) d\theta + \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\pi/2} (i_{mdS1}(\theta)) d\theta. \quad (2.126)$$

Resolvendo a equação (2.126), obtém-se a equação (2.127).

$$I_{mdS1} = \frac{(4 \cdot \alpha - \pi) \cdot I_o}{2 \cdot \pi \cdot \eta}. \quad (2.127)$$

Diodos D1, D2, D3 e D4

São definidos os esforços de tensão e corrente do diodo D1, que são os mesmos para os diodos D2, D3 e D4. A máxima tensão reversa sobre os diodos é definida por (2.128):

$$V_{D1} = V_o. \quad (2.128)$$

A corrente média em função de θ através do diodo, para razão cíclica menor e maior que 0,5, é definida por (2.129).

$$i_{mdD1}(\theta) = \frac{I_p \cdot \text{sen}^2(\theta)}{2 \cdot \alpha}. \quad (2.129)$$

A corrente média em meio ciclo da rede é definida por (2.130).

$$I_{mdD1} = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\theta_1} (i_{mdD1}(\theta)) d\theta + \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\pi/2} (i_{mdD1}(\theta)) d\theta. \quad (2.130)$$

Resolvendo a equação (2.130), obtém-se a equação (2.131).

$$I_{mdD1} = \frac{I_o}{2 \cdot \eta}. \quad (2.131)$$

O valor máximo da corrente de pico repetitivo dos diodos é dado por (2.132).

$$I_{pD1} = \frac{\alpha \cdot I_o}{\eta}. \quad (2.132)$$

Diodos da Ponte Retificadora

São definidos os esforços de tensão e corrente em um diodo da ponte retificadora de entrada. A máxima tensão reversa sobre os diodos é definida por (2.133):

$$V_{DR} = 2 \cdot V_p. \quad (2.133)$$

A corrente instantânea em função de θ de um diodo da ponte retificadora é definida por:

$$i_{DR}(\theta) = \begin{cases} I_p \cdot \text{sen}(\theta) & 0 \leq \theta \leq \pi \\ 0 & \pi \leq \theta \leq 2 \cdot \pi \end{cases}. \quad (2.134)$$

A corrente média é definida por (2.135).

$$I_{mdDR} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} (i_{DR}(\theta)) d\theta. \quad (2.135)$$

Resolvendo a equação (2.135), obtém-se a equação (2.136).

$$I_{mdDR} = \frac{2 \cdot \alpha \cdot I_o}{\pi \cdot \eta}. \quad (2.136)$$

O valor máximo da corrente de pico repetitivo através dos diodos é dado por (2.137).

$$I_{pDR} = \frac{2 \cdot \alpha \cdot I_o}{\eta}. \quad (2.137)$$

Capacitores C1 e C2

São definidos os esforços de tensão e corrente no capacitor de filtro C1, que são os mesmos para o capacitor C2. A máxima tensão sobre os capacitores é definida por (2.138):

$$V_{C1} = V_o. \quad (2.138)$$

A corrente eficaz em função de θ para razão cíclica menor que 0,5, é definida por (2.139).

$$i_{1efC1}(\theta) = \frac{I_p \cdot \text{sen}(\theta)}{\alpha} \cdot \sqrt{\frac{(\alpha - \text{sen}(\theta)) \cdot (2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha)}{2}}. \quad (2.139)$$

A corrente eficaz em função de θ para razão cíclica maior que 0,5, é definida por (2.140).

$$i_{2efC1}(\theta) = \frac{I_p \cdot \text{sen}(\theta)}{\alpha} \cdot \sqrt{\frac{(\alpha - 2 \cdot \text{sen}(\theta)) \cdot \text{sen}(\theta)}{2}}. \quad (2.140)$$

A corrente eficaz em meio ciclo da rede é definida por (2.141).

$$I_{efC1} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\theta_1} (i_{1efC1}(\theta))^2 d\theta + \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\pi/2} (i_{2efC1}(\theta))^2 d\theta}. \quad (2.141)$$

Resolvendo a equação (2.141), obtém-se a equação (2.142).

$$I_{efC1} = \frac{I_o}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{16 \cdot \alpha + 12 \cdot \alpha^2 \cdot \text{sen}^{-1}\left(\frac{\alpha}{2}\right) + \alpha \cdot \sqrt{4 - \alpha^2} \cdot (16 - \alpha^2) - 6 \cdot \pi \cdot \alpha^2 - 9 \cdot \pi}{6}} \quad (2.142)$$

2.6 Modelagem Dinâmica do Conversor PDC-CCTE

Para que possam ser projetadas as malhas de controle do conversor é necessária a determinação das funções de transferência da corrente através do indutor com relação à razão cíclica D e, da tensão de saída em relação à corrente através do indutor em relação à razão cíclica D . Estas funções de transferência são determinadas a seguir. O diagrama de blocos do sistema de controle no modo corrente média é apresentado na Fig. 2.20.

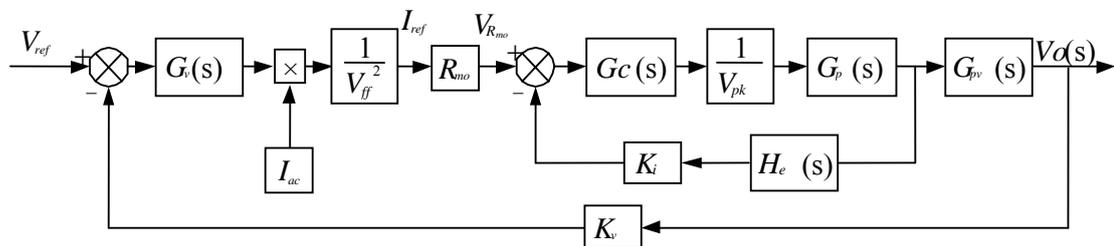


Fig. 2.20 – Diagrama de blocos do sistema de controle no modo corrente média.

2.6.1 Função de Transferência da Corrente no Indutor

Para se projetar a malha de corrente no controle modo corrente média é necessário determinar a função de transferência que relaciona a variável de controle (razão cíclica) e a corrente no indutor $L1$. O conversor pode ser modelado, de forma simplificada, como sendo um conversor *boost* clássico. Para a modelagem do conversor *boost* clássico utiliza-se a aplicação do modelo de pequenos sinais da chave PWM desenvolvido por *Vorpérian* [20]. Este modelo é apresentado na Fig. 2.21(a) de forma completa e na Fig. 2.21(b) de forma simplificada.

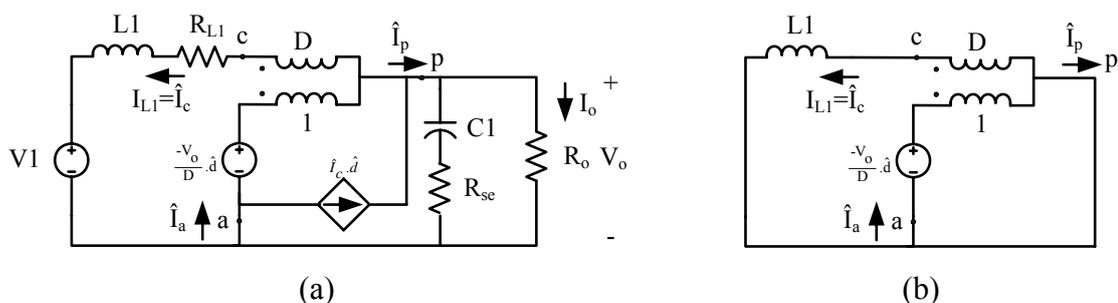


Fig. 2.21 – Modelo do conversor para determinação da função de transferência $G_p(s)$;

(a) completo, (b) simplificado.

Para a determinação da função de transferência será utilizado o modelo simplificado da Fig. 2.21(b), onde serão consideradas apenas as perturbações na razão cíclica e na corrente do indutor L1, sendo as demais grandezas consideradas invariantes no tempo. Além disso, será desconsiderada a resistência do indutor. Assim, a função de transferência do conversor operando em modo de condução contínua é dada pela equação (2.143).

$$G_p(s) = \frac{i_l(s)}{d(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L1}. \quad (2.143)$$

A diferença entre este modelo e o modelo simplificado do conversor *boost* clássico é a frequência de operação dos indutores, neste caso, o dobro da frequência de comutação dos interruptores. Esta função de transferência é conhecida como função de transferência simplificada e é válida somente para altas frequências [21].

2.6.2 Função de Transferência da Tensão de Saída

Para o controle da tensão no barramento CC é apresentado um estudo da malha de tensão que mantém a tensão de saída dentro de um valor especificado frente às variações de carga. Esta malha de tensão deverá ser lenta para não causar distorções na corrente de entrada. A Fig. 2.22 apresenta o diagrama de blocos da malha de tensão do conversor.

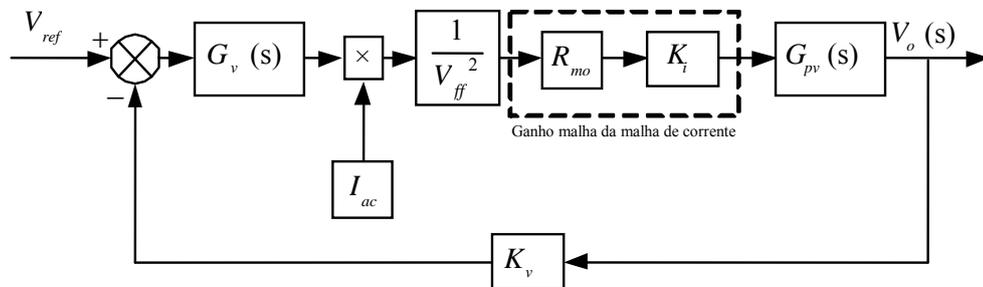


Fig. 2.22 – Diagrama de blocos da malha de tensão.

Para se projetar o compensador de tensão é necessário determinar a função de transferência que relaciona a tensão de saída e a corrente no indutor L1. A partir do modelo de pequenos sinais da chave PWM, apresenta-se na Fig. 2.23 o circuito equivalente para a obtenção da função de transferência desconsiderando-se as variações na razão cíclica e na tensão de entrada.

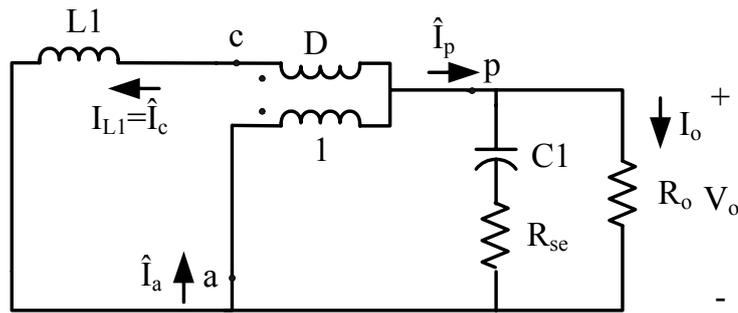


Fig. 2.23 – Modelo do conversor para determinação da função de transferência $G_{pv}(s)$.

Da análise do circuito da Fig. 2.23, resulta em:

$$G_{pv}(s) = (1 - D) \cdot \frac{Ro \cdot (1 + s \cdot Rse \cdot C1)}{1 + s \cdot (Ro + Rse) \cdot C1}. \quad (2.144)$$

Conforme a função de transferência em (2.144), o conversor apresenta como fontes de perturbação a razão cíclica e a carga. Variações de carga afetam o pólo e ganho do sistema, este último sendo sensível à razão cíclica. A resistência série equivalente do capacitor acrescenta um zero na função de transferência. Na equação (2.144) o valor da razão cíclica complementar corresponde ao seu valor médio durante um ciclo da tensão de entrada. A expressão da razão cíclica complementar para um ciclo da tensão de entrada é definida pela equação (2.145):

$$(1 - D)(\omega \cdot t) = \frac{1}{\alpha} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad 0 \leq \omega \cdot t \leq 2 \cdot \pi. \quad (2.145)$$

O valor médio da razão cíclica complementar para um ciclo da tensão de entrada é:

$$(1 - D)_{med} = \frac{2}{\alpha \cdot \pi}. \quad (2.146)$$

Assim, substituindo-se (2.146) em (2.144) temos que:

$$G_{pv}(s) = \frac{2}{\alpha \cdot \pi} \cdot \frac{Ro \cdot (1 + s \cdot Rse \cdot C1)}{1 + s \cdot (Ro + Rse) \cdot C1}. \quad (2.147)$$

A resistência série equivalente do capacitor é desprezada. Assim, (2.147) se torna igual a:

$$G_{pv}(s) = \frac{2}{\alpha \cdot \pi} \cdot \frac{Ro}{1 + s \cdot Ro \cdot C1}. \quad (2.148)$$

2.7 Controle Modo Corrente Média

Este item descreve a determinação das funções de transferência dos compensadores de corrente e tensão de saída com seus respectivos critérios de alocação de pólos e zeros, além de descrever a malha de *feedforward*. O controle modo corrente média foi descrito no item 2.5.3.

2.7.1 Malha de Corrente

O compensador de corrente mais indicado conforme [22] para este tipo de aplicação é uma rede RC de dois pólos e um zero apresentado na Fig. 2.24.

A função de transferência do compensador de corrente $G_c(s)$ é mostrada na equação (2.149)

$$G_c(s) = \frac{1 + s \cdot R_z \cdot C_z}{s \cdot R_i \cdot (C_p + C_z) \cdot \left(1 + \frac{s \cdot R_z \cdot C_p \cdot C_z}{C_p + C_z} \right)} \quad (2.149)$$

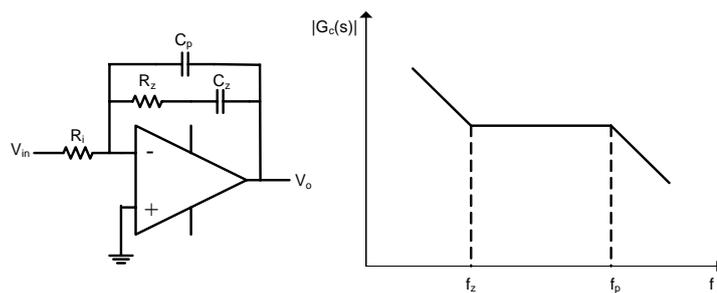


Fig. 2.24 – Compensador de corrente e resposta em frequência.

O compensador de corrente é projetado seguindo os seguintes critérios de alocação de pólos e zeros adotados por [15] com algumas modificações:

- A frequência de operação dos indutores é duas vezes a frequência de comutação dos interruptores;
- A frequência de cruzamento deve ser 1/10 da frequência de operação dos indutores;
- O primeiro pólo é alocado na origem para minimizar o erro estático em regime permanente;
- O segundo pólo é alocado na metade da frequência de operação dos indutores;
- O zero é alocado a 1/5 da frequência de cruzamento;
- O ganho do compensador deve ser ajustado de forma a satisfazer o critério da frequência de cruzamento do ganho (por volta de 18dB).

A Fig. 2.25 mostra o diagrama de blocos da malha da corrente do conversor, considerando o efeito de amostragem ($H_e(s)$), ganho de amostragem (K_i) e ganho do modulador ($1/V_{pk}$).

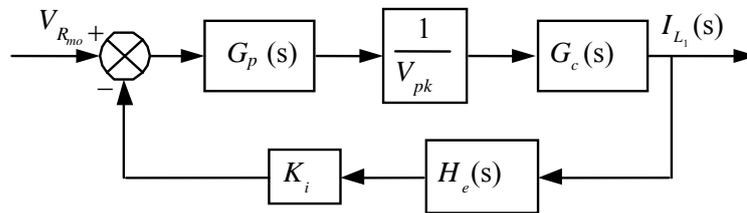


Fig. 2.25 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente no indutor.

2.7.2 Malha de Tensão

O compensador de tensão de saída utilizado é também uma rede RC de dois pólos e um zero com característica de filtro passa-baixa apresentado na Fig. 2.26. A frequência de cruzamento deve ser muito baixa para poder atenuar a frequência de 120 Hz na saída do compensador e não causar distorções na corrente de entrada.

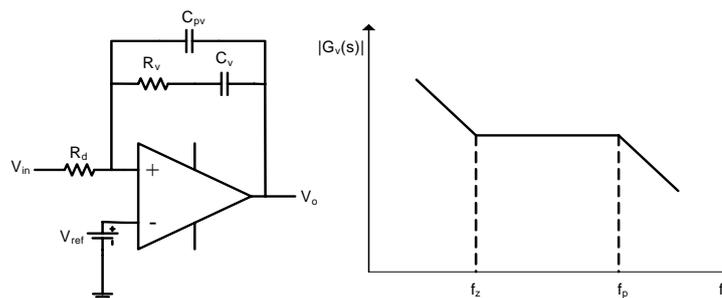


Fig. 2.26 – Compensador de tensão de saída e resposta em frequência.

A função de transferência do compensador de tensão $G_v(s)$ é mostrada na equação (2.150),

$$G_v(s) = \frac{1 + s \cdot R_v \cdot C_v}{s \cdot R_d \cdot (C_{pv} + C_v) \cdot \left(1 + \frac{s \cdot R_v \cdot C_{pv} \cdot C_v}{C_{pv} + C_v} \right)}. \quad (2.150)$$

O compensador de tensão é projetado seguindo os seguintes critérios de alocação de pólos e zeros adotados por [23]:

- A frequência de cruzamento deve estar a menos de 1/4 da frequência da tensão de entrada (usualmente entre 10 e 20Hz);
- O primeiro pólo é alocado na origem para minimizar o erro estático em regime permanente;
- O segundo pólo é alocado na frequência da tensão de entrada;

- O zero é alocado na mesma frequência do pólo da função de transferência da tensão de saída, $G_{pv}(s)$.

2.7.3 Malha de Feedforward

O compensador de tensão de entrada (ou compensador *feedforward*) tem como objetivo melhorar a resposta dinâmica do conversor diante das variações da tensão de entrada. O compensador é constituído de um filtro passa-baixa de maneira a atenuar com eficácia os harmônicos presentes, sem comprometer a resposta dinâmica do sistema. O circuito utilizado é um filtro passa-baixa de dois pólos mostrado na Fig. 2.27.

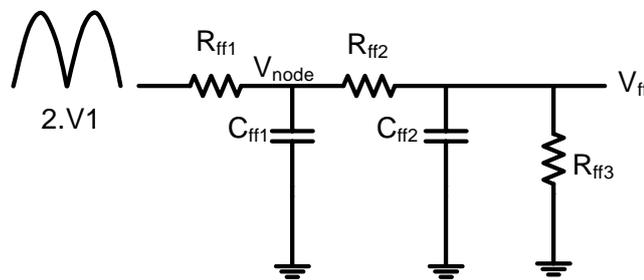


Fig. 2.27 – Compensador de tensão de entrada.

O projeto do compensador é realizado conforme as notas de aplicação do circuito integrado *UC3854BN*. Portanto, os parâmetros do compensador são calculados de acordo com as seguintes expressões:

$$V1_m = 0,9 \cdot V1, \quad (2.151)$$

$$V_{ff} = \frac{V1_m \cdot R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}}, \quad (2.152)$$

$$V_{node} = \frac{V1_m \cdot (R_{ff2} + R_{ff3})}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}}, \quad (2.153)$$

$$\frac{V_{ff}}{V_{node}} = \frac{R_{ff3}}{R_{ff2} + R_{ff3}}, \quad (2.154)$$

$$C_{ff1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{pff} \cdot R_{ff2}}, \quad (2.155)$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{pff} \cdot R_{ff3}}. \quad (2.156)$$

Para o cálculo do ganho do filtro é necessário definir a quantidade percentual de 3ª harmônica THDv que o compensador acrescentará à corrente de entrada. A componente de

segunda ordem presente na tensão de entrada é de 66,2% da tensão de entrada do conversor [22]. Dessa forma, o ganho do filtro é dado por (2.157):

$$G_{ff} = \frac{THDv(\%)}{66,2}. \quad (2.157)$$

A frequência do pólo é obtida a partir de (2.158):

$$f_{pff} = 2 \cdot f_r \cdot \sqrt{G_{ff}}. \quad (2.158)$$

2.8 Conclusões

Neste capítulo apresentou-se a análise qualitativa e quantitativa do conversor *boost* obtido a partir da célula de comutação de três estados operando como um pré-regulador com CFP, seguido da técnica de modulação e a modelagem dinâmica do conversor para o controle modo corrente média.

De toda a análise teórica realizada podem-se fazer as seguintes conclusões:

- A corrente de entrada e de saída são não-pulsadas, similar ao conversor *boost* clássico;
- A corrente que circula através dos interruptores será menor que no conversor *boost* clássico, vide Apêndice B;
- A frequência de operação dos indutores de armazenamento é o dobro da frequência de comutação dos interruptores, o que possibilita a redução do peso e volume do conversor;
- Apenas 50% da energia fornecida para a carga passa diretamente pelos interruptores devido ao acoplamento magnético dos transformadores, causando menores perdas por condução;
- A técnica de modulação aplicada é muito simples;
- A modelagem dinâmica do conversor pode ser aproximada para a modelagem de um conversor *boost* clássico.

CAPÍTULO 3

PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO

3.1 Introdução

É apresentado neste capítulo o procedimento de projeto do conversor PDC-CCTE proposto baseado na análise teórica realizada no Capítulo 2. O procedimento abordará os seguintes tópicos:

- Projeto e especificação dos componentes de potência do conversor PDC-CCTE;
- Projeto e especificação dos componentes dos circuitos de controle do conversor PDC-CCTE.

Os projetos dos estágios de potência e controle são realizados separadamente, sendo que uma especificação completa do sistema é apresentada e utilizada para o conversor. Um esquemático do estágio de potência proposto é apresentado na Fig. 3.1.

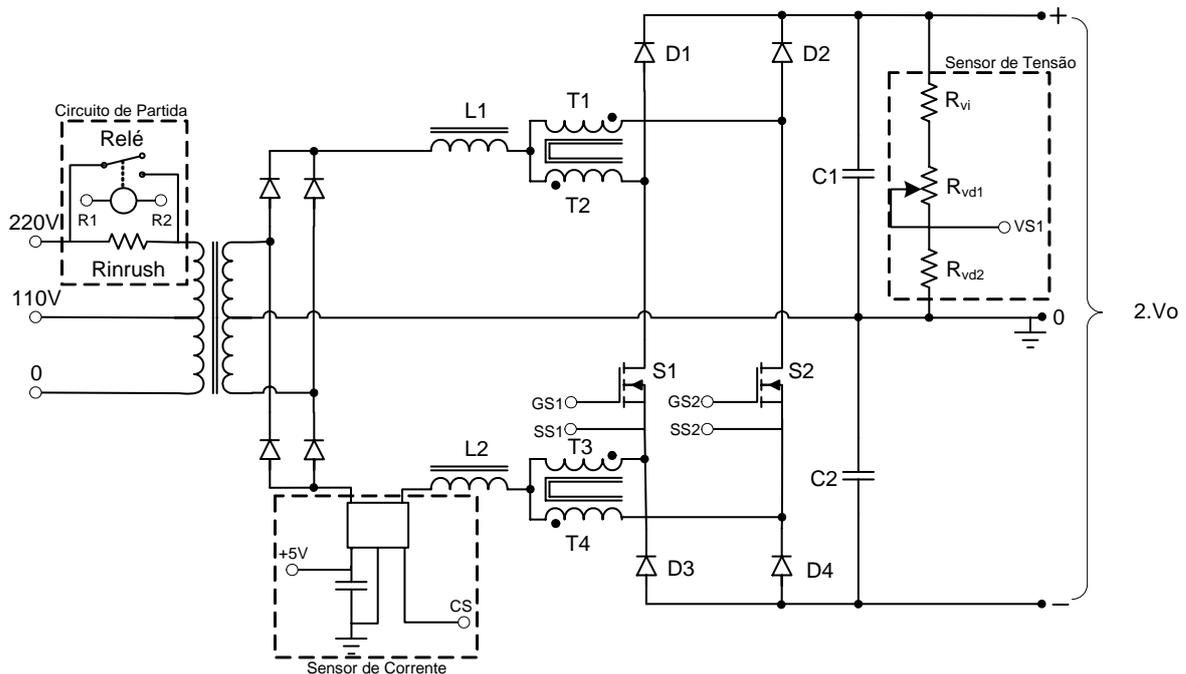


Fig. 3.1 – Estágio de potência do sistema proposto.

3.2 Especificações do Projeto

As especificações do protótipo proposto e os parâmetros de projeto adotados são apresentados na Tabela 3.1 e Tabela 3.2, respectivamente.

Tabela 3.1 – Especificações do Projeto.

Potência de saída total	$P_o = 1,5kW + 1,5kW$
Tensão eficaz de entrada	$V_1 = 110 / 220Vca$
Tensão eficaz de saída	$V_o = 200 + 200Vcc$
Frequência da rede	$f_r = 60Hz$
Fator de potência na entrada	$fp_{in} \cong 1$

Tabela 3.2 – Parâmetros Adotados do Projeto.

Frequência de comutação dos interruptores	$f_s = 50kHz$
Ondulação de tensão sobre cada capacitor na saída	$\Delta V_o = 1,5\% \cdot V_o$
Ondulação da corrente na entrada	$\Delta I_1 = 25\% \cdot I_{1_{pico}}$
Rendimento teórico esperado do sistema	$\eta = 0,97$

3.3 Projeto e Especificação do Conversor PDC-CCTE

São apresentados os procedimentos de projeto dos estágios de potência e controle do PDC-CCTE. As equações utilizadas nestes procedimentos foram demonstradas no Capítulo 2.

3.3.1 Projeto do Estágio de Potência

A Fig. 3.1 apresenta o circuito do estágio de potência do conversor PDC-CCTE que será projetado a seguir. O valor do parâmetro α é obtido a partir da equação (2.94):

$$\alpha = \frac{2 \cdot V_o}{2 \cdot V_p} = \frac{400}{311} = 1,286.$$

3.3.1.1 Indutores L1 e L2

É apresentado somente o projeto do indutor L1, pois L2 é igual. A indutância é calculada para a máxima ondulação de corrente ao longo de meio período da rede. Considerando-se uma ondulação de 25% do pico da corrente de entrada, o valor da indutância de L1 é obtido a partir da equação (2.101):

$$L1 = \frac{200}{16 \cdot 2,49 \cdot 50000} = 100,6\mu H.$$

Para o projeto adotou-se o valor de $100\mu\text{H}$. Assim, a nova ondulação de corrente no indutor é igual a:

$$\Delta I_{L1} = \frac{200}{16 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 50000} = 2,5\text{A}$$

Esforços de Corrente

A corrente eficaz que circula através do indutor L1 é calculada a partir de (2.113):

$$I_{efL1} = \frac{\sqrt{2} \cdot 1,286 \cdot 7,5}{0,97} = 14,058\text{A}.$$

O valor da corrente de pico que circula através de L1 é dada por (2.114):

$$I_{pL1} = \frac{2 \cdot 1,286 \cdot 7,5}{0,97} = 19,881\text{A}.$$

Projeto Físico do Indutor L1

Os parâmetros necessários para a realização do projeto físico do indutor L1 são definidos na Tabela 3.3 e o procedimento é feito conforme [24].

Tabela 3.3 – Parâmetros de Projeto do Indutor L1.

Indutância de L1	$L1 = 100\mu\text{H}$
Fator de utilização da área da janela	$k_w = 0,5$
Máxima densidade de corrente	$J_{\max} = 300\text{A}/\text{cm}^2$
Máxima densidade de fluxo magnético	$B_{\max} = 0,15\text{T}$
Permeabilidade magnética do vácuo	$\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}\text{H}/\text{m}$

A partir da definição desses parâmetros pode-se calcular o produto das áreas do núcleo e da janela pela equação (3.1) para a devida especificação do núcleo a ser utilizado.

$$A_e A_w = \frac{L1 \cdot I_{pL1} \cdot I_{efL1}}{k_w \cdot J_{\max} \cdot B_{\max}} \cdot 10^4 = 12,422 \quad [\text{cm}^4] \quad (3.1)$$

Para o produto de área calculado, o núcleo de ferrite disponível escolhido é o NEE-65/33/26-IP12 da *Thornton* com as seguintes dimensões:

$$A_e A_w = 28,546\text{cm}^4; A_e = 5,21\text{cm}^2; A_w = 5,478\text{cm}^2; MLT = 14,86\text{cm}; V_e = 72,334\text{cm}^3.$$

O número de espiras do indutor é dado por (3.2):

$$N_{L1} = \frac{L1 \cdot I_{pL1}}{A_e \cdot B_{\max}} \cdot 10^4 = 25,44\text{espiras}. \quad (3.2)$$

Para o projeto assumiu-se $N_{L1} = 26$ espiras. O entreferro é calculado dessa forma:

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot N_{L1}^2 \cdot A_e}{L1} \cdot 10^{-2} = 0,443cm. \quad (3.3)$$

Por (3.4) é calculada a seção do condutor para conduzir o nível de corrente desejado.

$$S_{L1} = \frac{I_{efL1}}{J_{max}} = 0,047cm^2. \quad (3.4)$$

Para o projeto é escolhido o fio 20 AWG que possui uma seção $S_{20AWG} = 0,0052cm^2$. Dessa forma, o número de fios em paralelo é dado por (3.5):

$$N_{fios} = \frac{S_{L1}}{S_{20AWG}} \cong 10fios. \quad (3.5)$$

O fator de utilização da janela é encontrado através da equação (3.6):

$$k_w = \frac{N_{fios} \cdot N_{L1} \cdot S_{20AWG}}{A_w} = 0,308. \quad (3.6)$$

A Tabela 3.4 apresenta o resumo do projeto do indutor L1.

Tabela 3.4 – Resumo do Projeto do Indutor L1.

Indutância de L1	$L1 = 100\mu H$
Núcleo escolhido	$NEE - 65/33/26$
Número de espiras	$N_{L1} = 26espiras$
Quantidade de fios em paralelos / bitola do fio	$N_{fios} = 10x20AWG$
Entreferro	$\frac{l_g}{2} = 0,221cm$

Cálculo das Perdas no Indutor L1

As perdas totais no indutor se caracterizam pelas perdas no núcleo de ferrite mais as perdas no cobre do enrolamento. A metodologia utilizada é encontrada em [15]. Estas perdas são determinadas após a definição dos parâmetros necessários apresentados na Tabela 3.5.

Tabela 3.5 – Parâmetros Necessários para o Cálculo das Perdas do Indutor.

Frequência de operação do indutor	$f_{L1} = 100kHz$
Variação de fluxo magnético	$\Delta B = 0,03T$
Coefficiente de perdas por histerese	$K_H = 4 \cdot 10^{-5}$
Coefficiente de perdas por correntes parasitas	$K_E = 4 \cdot 10^{-10}$
Resistividade do cobre a 70° C	$\rho = 2,078 \cdot 10^{-6}\Omega \cdot cm$

A equação (3.7) determina as perdas magnéticas do núcleo de ferrite:

$$P_{magL1} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_H \cdot f_{L1} + K_E \cdot f_{L1}^2) \cdot V_e = 0,128W . \quad (3.7)$$

As perdas no cobre são calculadas por (3.8):

$$P_{cuL1} = \rho \cdot MLT \cdot N_{L1} \cdot N_{fios} \cdot S_{20AWG} \cdot J_{max}^2 = 4,51W . \quad (3.8)$$

A resistência térmica do núcleo é determinada por (3.9):

$$R_{thL1} = 59,3 \cdot V_e^{-0,544} = 5,775^\circ C / W . \quad (3.9)$$

A elevação de temperatura é calculada pela equação (3.10):

$$\Delta T_{L1} = R_{thL1} \cdot (P_{magL1} + P_{cuL1}) = 26,785^\circ C . \quad (3.10)$$

3.3.1.2 Autotransformadores

São apresentados os cálculos dos esforços de tensão e corrente e o projeto físico dos autotransformadores, lembrando que será apresentado apenas um procedimento de projeto, pois os dois autotransformadores são iguais.

Esforços de Tensão e Corrente

A máxima tensão sobre os enrolamentos de um transformador é determinada a partir da equação (2.115):

$$V_{T1} = \frac{V_o}{2} = 100V .$$

A corrente eficaz que circula através de um enrolamento de um autotransformador é calculada pela equação (2.118):

$$I_{efT1} = \frac{\sqrt{2} \cdot 1,286 \cdot 7,5}{2 \cdot 0,97} = 7,029A .$$

A máxima corrente de pico através de um enrolamento de um autotransformador é dada por (2.119):

$$I_{pT1} = \frac{1,286 \cdot 7,5}{0,97} = 9,941A .$$

Projeto Físico dos Autotransformadores

O projeto do autotransformador é realizado considerando o valor da corrente de magnetização desprezível em relação à corrente de carga. O transformador apresenta as seguintes características:

- Relação de transformação unitária;
- O transformador processa somente 50% da potência envolvida.

Os parâmetros necessários para a realização do projeto físico do transformador são definidos na Tabela 3.6. A metodologia utilizada para a realização desse projeto é encontrada em [15].

Tabela 3.6 – Parâmetros de Projeto do Transformador.

Fator de topologia	$k_t = 1$
Fator de utilização da área da janela	$k_u = 0,4$
Máxima densidade de corrente	$J_{\max} = 300 A/cm^2$
Máxima densidade de fluxo magnético	$\Delta B_{\max} = 0,15 T$
Fator de utilização do primário	$k_p = 0,41$

O produto de áreas é definido pela equação (3.11):

$$A_e A_w = \frac{Po/2}{k_t \cdot k_u \cdot k_p \cdot J_{\max} \cdot \Delta B_{\max} \cdot (2 \cdot f_s)} \cdot 10^4 = 10,163 cm^4. \quad (3.11)$$

O núcleo de ferrite escolhido foi o NEE-55/28/21-IP12 da *Thornton* com as seguintes dimensões:

$$A_e A_w = 13,295 cm^4; A_e = 3,54 cm^2; A_w = 3,75 cm^2; MLT = 11,6 cm; V_e = 42,5 cm^3$$

O número de espiras é calculado pela equação (3.12):

$$N_{T1} = \frac{Vo/2}{4 \cdot A_e \cdot \Delta B_{\max} \cdot f_s} \cdot 10^4 = 9,41 \text{ espiras}. \quad (3.12)$$

Foi adotado para o projeto 10 espiras para cada enrolamento. A bitola do fio é definida considerando o efeito pelicular calculado pela equação (3.13):

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,034 cm. \quad (3.13)$$

O diâmetro do fio é definido pela equação (3.14):

$$d_{fio} = 2 \cdot \Delta = 0,067 cm. \quad (3.14)$$

Para o projeto do transformador foi escolhido o fio 20 AWG que possui uma seção de cobre $S_{20AWG} = 0,0052 cm^2$. A seção do condutor a ser utilizado nos enrolamentos do transformador é calculada pela equação (3.15):

$$S_{T1} = \frac{I_{efT1}}{J_{\max}} = 0,024 cm^2. \quad (3.15)$$

Assim, o número de fios em paralelo é dado por (3.16):

$$N_{fiosT1} = \frac{S_{T1}}{S_{20AWG}} \cong 5 \text{ fios} . \quad (3.16)$$

O fator de utilização da janela é encontrado através da equação (3.17):

$$k_u = 2 \cdot \frac{N_{fiosT1} \cdot N_{T1} \cdot S_{20AWG}}{A_w} = 0,222 . \quad (3.17)$$

O valor encontrado é menor que o valor assumido de 0,4. A Tabela 3.7 apresenta o resumo do projeto dos transformadores.

Tabela 3.7 – Resumo do Projeto dos Transformadores.

Núcleo escolhido	<i>NEE – 55 / 28 / 21</i>
Número de espiras por enrolamento	$N_{T1} = 10 \text{ espiras}$
Quantidade de fios em paralelo / bitola do fio	$N_{fiosT1} = 5 \times 20 \text{ AWG}$

Cálculo das Perdas em um autotransformador

As perdas de um autotransformador são determinadas utilizando a metodologia encontrada em [15]. A definição dos parâmetros necessários são apresentados na Tabela 3.8.

Tabela 3.8 – Parâmetros Necessários Para Cálculo das Perdas dos Transformadores.

Frequência de operação do transformador	$f_{T1} = 50 \text{ kHz}$
Variação de fluxo magnético	$\Delta B = 0,15 \text{ T}$
Coefficiente de perdas por histerese	$K_H = 4 \cdot 10^{-5}$
Coefficiente de perdas por correntes parasitas	$K_E = 4 \cdot 10^{-10}$
Resistividade do cobre a 70° C	$\rho = 2,078 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$

A equação (3.18) determina as perdas magnéticas do núcleo de ferrite:

$$P_{magT1} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_H \cdot f_{T1} + K_E \cdot f_{T1}^2) \cdot V_e = 1,343 \text{ W} . \quad (3.18)$$

As perdas no cobre são calculadas por (3.19):

$$P_{cuT1} = \rho \cdot MLT \cdot N_{T1} \cdot N_{fiosT1} \cdot S_{20AWG} \cdot J_{\max}^2 = 0,902 \text{ W} . \quad (3.19)$$

A resistência térmica do núcleo é determinada por (3.20):

$$R_{thT1} = 59,3 \cdot V_e^{-0,544} = 7,713^\circ \text{ C} / \text{W} . \quad (3.20)$$

A elevação de temperatura é calculada pela equação (3.21):

$$\Delta T_{T1} = R_{thT1} \cdot (P_{magT1} + P_{cuT1}) = 17,32^\circ \text{ C} . \quad (3.21)$$

3.3.1.3 Interruptores S1 e S2

São apresentados os cálculos dos esforços de tensão e corrente e sua respectiva especificação com o cálculo das perdas de apenas um interruptor, pois o outro interruptor está submetido aos mesmos esforços de tensão e corrente.

A máxima tensão sobre os interruptores é calculada a partir da equação (2.120):

$$V_{S1} = 2 \cdot V_o = 400V$$

A corrente média nos interruptores é calculada através da equação (2.127):

$$I_{mdS1} = \frac{(4 \cdot 1,286 - \pi) \cdot 7,5}{2 \cdot \pi \cdot 0,97} = 2,462A.$$

A corrente eficaz nos interruptores é calculada através da equação (2.123):

$$I_{efS1} = \frac{7,5}{0,97} \cdot \sqrt{\frac{1,286 \cdot (3 \cdot \pi \cdot 1,286 - 8)}{6 \cdot \pi}} = 4,097A.$$

A máxima corrente de pico repetitivo nos interruptores é dada pela equação (2.124):

$$I_{ps1} = \frac{1,286 \cdot 7,5}{0,97} = 9,941A$$

A partir das especificações acima para os esforços de tensão e corrente é escolhido o IRGP50B60PD1 da *International Rectifier* cujas especificações são dadas na Tabela 3.9.

Tabela 3.9 – Especificação dos Interruptores S1 e S2.

Máxima tensão coletor – emissor	$V_{CE} = 600V$
Máxima corrente de coletor	$I_C = 45A @ 100^\circ C$
Resistência térmica junção-cápsula	$R_{thjCS} = 0,32^\circ C / W$
Resistência térmica cápsula-dissipador	$R_{thcsS} = 0,5^\circ C / W$
Tempo de subida	$t_r = 15ns$
Tempo de descida	$t_f = 15ns$
Tensão de limiar	$V_{CEO} = 1V$
Tensão de saturação	$V_{CEN} = 2,95V$
Corrente de recuperação do diodo intrínseco	$I_{rr} = 7A$
Tempo de recuperação do diodo intrínseco	$t_{rr} = 30ns$
Derivada da corrente de recuperação reversa do diodo intrínseco	$di_c / dt = 200A / \mu s$

As perdas no IGBT são calculadas segundo [25]. As perdas por entrada em condução de cada interruptor são dadas por (3.22):

$$P_{onS1} = \left[(I_o + I_{rr}) \cdot (1, 2 \cdot t_r + t_a) \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot V_{s1} - \frac{1}{3} \cdot L_s \cdot \frac{di_c}{dt} \right) + t_b \cdot \left(V_{s1} - L_s \cdot \frac{di_c}{dt} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot I_o + \frac{1}{3} \cdot I_{rr} \right) \right] \cdot fs, \quad (3.22)$$

onde as constantes t_a e t_b são definidos nas equações (3.23) e (3.24) abaixo e L_s é a indutância do laço de corrente, considerada igual a $1\mu\text{H}$.

$$t_a = \frac{2}{3} \cdot t_{rr} \quad (3.23)$$

$$t_b = \frac{1}{3} \cdot t_{rr} \quad (3.24)$$

Substituindo-se os valores acima, a perda por entrada em condução calculada é igual a $P_{onS1} = 4,282\text{W}$. As perdas por condução são dadas pela equação (3.25):

$$P_{condS1} = I_{mdS1} \cdot V_{CEO} + \left[\frac{V_{CEN} - V_{CEO}}{I_{CN}} \right] \cdot I_{efS1}^2 = 3,19\text{W} . \quad (3.25)$$

As perdas por bloqueio do IGBT são calculadas pela equação (3.26):

$$P_{offS1} = (0,5 \cdot P_o \cdot t_{rv} + \xi \cdot P_o) \cdot fs . \quad (3.26)$$

Onde t_{rv} é o tempo de subida da tensão dado pela equação (3.27) e a constante ξ é calculada pela equação (3.28).

$$t_{rv} = \frac{2}{5} \cdot t_f \quad (3.27)$$

$$\xi = \frac{t_f}{\ln(P_o) - \ln(0,1 \cdot P_o)} \quad (3.28)$$

Substituindo-se os valores na equação (3.26) tem-se $P_{offS1} = 1,427\text{W}$. Assim, as perdas totais em cada interruptor são dadas pela equação (3.29):

$$P_{totalS1} = P_{onS1} + P_{condS1} + P_{offS1} = 8,899\text{W} . \quad (3.29)$$

3.3.1.4 Diodos D1, D2, D3 e D4

São apresentados os cálculos dos esforços de tensão e corrente e, das perdas do diodo D1, que são os mesmos para os demais diodos. A tensão reversa máxima sobre os diodos é obtida através de (2.128):

$$V_{D1} = V_o = 200\text{V} .$$

A corrente média que circula através dos diodos é dada pela equação (2.131):

$$I_{mdD1} = \frac{7,5}{2 \cdot 0,97} = 3,866A .$$

A corrente de pico nos diodos é dada pela equação (2.132):

$$I_{pD1} = \frac{1,286 \cdot 7,5}{0,97} = 9,941A .$$

Considerando-se os esforços de tensão e corrente escolhe-se o diodo CSD10030 da *CREE* com as seguintes especificações apresentadas na Tabela 3.10:

Tabela 3.10 – Especificação dos Diodos D1, D2, D3 e D4.

Máxima tensão reversa	$V_{RRM} = 300V$
Máxima corrente de condução direta	$I_F = 10A @ 100^\circ C$
Máxima queda de tensão em condução	$V_F = 1,8V @ 175^\circ C$
Resistência térmica junção-cápsula	$R_{thjC} = 1,9^\circ C / W$
Resistência térmica cápsula-dissipador	$R_{thcD} = 0,5^\circ C / W$

As perdas em condução do diodo são dadas pela equação (3.30):

$$P_{condD1} = V_F \cdot I_{mdD1} = 6,959W . \quad (3.30)$$

3.3.1.5 Diodos da Ponte Retificadora

São apresentados os cálculos dos esforços de tensão e corrente e, das perdas em um diodo da ponte retificadora de entrada. A tensão reversa máxima é obtida através de (2.133):

$$V_{DR} = 2 \cdot V_p = 311,127V .$$

A corrente média que circula através de cada diodo da ponte é dada pela equação (2.136):

$$I_{mdDR} = \frac{2 \cdot 1,286 \cdot 7,5}{\pi \cdot 0,97} = 6,328A .$$

A corrente de pico é dada pela equação (2.137):

$$I_{pDR} = \frac{2 \cdot 1,286 \cdot 7,5}{0,97} = 19,881A .$$

Considerando-se os esforços de tensão e corrente escolhe-se a ponte retificadora GPBC3508A da *International Rectifier* com as seguintes especificações apresentadas na Tabela 3.11:

Tabela 3.11 – Especificação da Ponte Retificadora.

Máxima tensão reversa	$V_{RRM} = 800V$
Máxima corrente de saída de condução direta	$I_F = 35A @ 55^\circ C$
Máxima queda de tensão em condução	$V_F = 1,1V @ 25^\circ C$
Resistência térmica junção-cápsula	$R_{thjcDR} = 1,4^\circ C / W$
Resistência térmica cápsula-dissipador	$R_{thcsDR} = 0,2^\circ C / W$

As perdas em condução do diodo são dadas pela equação (3.31):

$$P_{condDR} = V_F \cdot I_{mdDR} = 6,961W . \quad (3.31)$$

3.3.1.6 Cálculo Térmico

São apresentados os cálculos necessários para a especificação de um dissipador de calor que será usado para colocar todos os semicondutores de potência. Considerando-se uma temperatura ambiente, T_a , igual a $40^\circ C$, temperatura de junção, T_j , igual a $100^\circ C$, as resistências térmicas equivalentes dos diodos, interruptores e da ponte retificadora são dadas, respectivamente, por:

$$R_{theqD} = \frac{R_{thjcD} + R_{thcsD}}{4} = 0,6^\circ C / W , \quad (3.32)$$

$$R_{theqS} = \frac{R_{thjcS} + R_{thcsS}}{2} = 0,41^\circ C / W , \quad (3.33)$$

$$R_{theqDR} = R_{thjcDR} + R_{thcsDR} = 1,6^\circ C / W . \quad (3.34)$$

As perdas totais nos semicondutores são dadas por (3.35):

$$P_t = 2 \cdot P_{totalS1} + 4 \cdot P_{condD1} + 4 \cdot P_{condDR} = 73,477W . \quad (3.35)$$

Dessa forma, a resistência térmica dissipador – ambiente é obtida a partir de (3.36):

$$T_j - T_a = \left(\frac{R_{theqD} \cdot R_{theqS} \cdot R_{theqDR}}{R_{theqD} \cdot R_{theqS} + R_{theqS} \cdot R_{theqDR} + R_{theqD} \cdot R_{theqDR}} + R_{da} \right) \cdot P_t . \quad (3.36)$$

Resolvendo a equação (3.36) temos que:

$$R_{da} = 1,28^\circ C / W .$$

Para o calor calculado foi escolhido o dissipador térmico HS 14376 da *HS Dissipadores* de resistência térmica igual a $1,11^\circ C/W/4''$. O dissipador escolhido possui um comprimento igual a 8 polegadas. Com isso, utilizando-se do fator de correção do comprimento fornecido

pelo fabricante, tem-se uma resistência térmica igual a $0,8325^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Dessa forma, o uso de ventilação forçada faz-se necessário.

3.3.1.7 Capacitores C1 e C2

São apresentados os cálculos da capacitância e dos esforços de tensão e corrente do capacitor C1, que são os mesmos para C2. O valor da capacitância de C1 é dado pela equação (2.102):

$$C1 \geq \frac{1500}{4 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 200 \cdot 0,015} = 3316 \mu\text{F} .$$

A máxima tensão sobre o capacitor é dada pela equação (2.138):

$$V_{C1} = 200\text{V} .$$

A corrente eficaz que circula através do capacitor é definida pela equação (2.142):

$$I_{efC1} = \frac{I_o}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{16 \cdot \alpha + 12 \cdot \alpha^2 \cdot \text{sen}^{-1}\left(\frac{\alpha}{2}\right) + \alpha \cdot \sqrt{4 - \alpha^2} \cdot (16 - \alpha^2) - 6 \cdot \pi \cdot \alpha^2 - 9 \cdot \pi}{6}} = 5,688\text{A} .$$

Para o projeto foi especificado dois capacitores eletrolíticos de $3300\mu\text{F}/350\text{V}$.

3.3.1.8 Rendimento Teórico

Considerando as perdas teóricas calculadas nos itens anteriores, podem ser determinadas as perdas totais do conversor através da equação (3.37):

$$P_{total} = 2 \cdot (P_{magL1} + P_{cuL1}) + 2 \cdot (P_{magT1} + P_{cuT1}) + P_t = 87,244\text{W} . \quad (3.37)$$

O rendimento teórico do conversor em condições de plena carga pode ser calculado pela equação (3.38):

$$\eta_{teo} = \frac{2 \cdot P_o}{2 \cdot P_o + P_{total}} \cdot 100\% = 97,174\% . \quad (3.38)$$

3.3.1.9 Circuito de Partida

No momento da partida do conversor os capacitores estão descarregados. Para carregá-los é solicitada uma corrente muito elevada, excessiva para todos os componentes do conversor porque o capacitor se comporta como um curto-circuito. Para contornar este problema é especificado um circuito de partida que limita esta corrente de partida. Este circuito é

composto por um resistor, que limitará essa corrente de carga do capacitor durante um período de tempo, e um relé em paralelo com esse resistor, para curto-circuitar o resistor após o carregamento do capacitor. Para a especificação desse resistor foram levados em consideração os valores das correntes máximas admissíveis para pico repetitivo de cada componente do conversor. Assim, o maior valor de corrente máxima admissível seria de 50 A. O valor calculado do resistor é:

$$R_{inrush} = \frac{2 \cdot V_p \cdot 1,15}{I_{pm}} = \frac{311 \cdot 1,15}{50} = 7,15\Omega \quad (3.39)$$

Para este caso foram utilizados quatro resistores em paralelo de 56Ω/15W, sendo seu valor equivalente igual a 14Ω. O período de tempo em que o resistor limita a corrente de partida é obtido por um método aproximado levando em consideração a constante de tempo de um circuito RC. Este tempo foi estipulado em 250ms. O circuito de acionamento do relé é apresentado na Fig. 3.2. sendo que os valores dos componentes especificados foram ajustados em bancada.

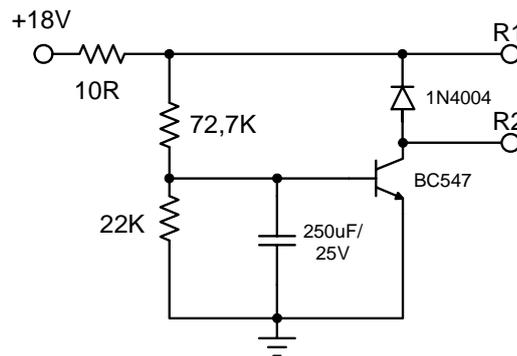


Fig. 3.2 – Circuito de acionamento do relé de partida.

3.3.2 Projeto do Estágio de Controle

A Fig. 3.3 apresenta um esquemático do circuito de controle, utilizando-se o CI *UC3854BN*, e seus respectivos componentes externos que são projetados a seguir. A metodologia utilizada é encontrada em [22] e [26].

Define-se a quantidade percentual da taxa de distorção harmônica THD_v correspondente à terceira harmônica que o compensador acrescentará à corrente de entrada como sendo igual a 1,5%. Assim, o ganho do filtro dado por (2.158) é:

$$G_{ff} = \frac{THD_v(\%)}{66,2} = \frac{1,5}{66,2} = 0,023.$$

A frequência do pólo do filtro é calculada a partir de (2.159):

$$f_{pff} = 2 \cdot 60 \cdot \sqrt{0,023} = 18,063.$$

Dessa forma, os capacitores C_{ff1} e C_{ff2} são calculados a partir das equações (2.156) e (2.157), respectivamente:

$$C_{ff1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 18,063 \cdot 47000} \cong 100nF,$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 18,063 \cdot 27000} \cong 220nF.$$

3.3.2.2 Resistor R_{vac}

Para uma melhor performance do multiplicador, conforme o fabricante, a corrente na entrada I_{ac} deve ser limitada em no máximo I_{ac} ≤ 250μA, valor instantâneo. Assim, o resistor R_{vac} é calculado a partir da equação (3.40):

$$R_{vac} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{1amostmax}}{I_{ac}}, \quad (3.40)$$

onde V_{1amostmax} é a tensão de entrada máxima, igual a 12V + 15%, e I_{ac} = 250μA. Substituindo-se os valores em (3.40), tem-se:

$$R_{vac} \cong 82k\Omega.$$

3.3.2.3 Resistência R_{mo}

A escolha do valor de R_{mo} é importante, pois seu valor é responsável pela limitação da potência de saída do conversor. Seu valor é calculado através da equação (3.41):

$$R_{mo} = \frac{V_{ff}^2 \cdot P_{lim} \cdot R_{vac} \cdot R_{sh}}{(V1 \cdot 0,85)^2 \cdot \eta \cdot (V_{ea} - 1,5)}, \quad (3.41)$$

onde P_{lim} é a potência limite para o conversor e é igual a 3,5kW, R_{sh} é o resistor *shunt* e V_{ea} é a tensão de saturação da malha de tensão que, para a condição de potência máxima é

considerada igual a 3V (seu valor nominal é de 6V). Como a leitura da corrente é feita através de um sensor *Hall* com saída em tensão e com um circuito de condicionamento de sinal, é calculado um resistor *shunt* teórico. A tensão de pico máxima vinda do sensor de corrente para corrente de pico no indutor é igual a $V_s = 1V$. Dessa forma, o resistor *shunt* teórico é calculado através de (3.42):

$$R_{sh} = \frac{V_s}{I_{pL1}} = 0,049\Omega. \quad (3.42)$$

Substituindo-se todos os valores na equação (3.41), obtemos:

$$R_{mo} = 3,3k\Omega.$$

3.3.2.4 Capacitor de Partida Progressiva

O capacitor de partida progressiva tem como função permitir o crescimento lento dos pulsos de comando dos interruptores. Para determinar este capacitor definiu-se um tempo de partida progressiva $t_{ss} = 250ms$. Logo:

$$C_{ss} = \frac{14 \cdot 10^{-6} \cdot t_{ss}}{V_{comp}} \cong 0,47\mu F. \quad (3.43)$$

3.3.2.5 Projeto da Malha de Corrente

Para a realização do projeto do compensador de corrente determina-se antes a função de transferência de malha aberta do conversor sem a presença do compensador e, a partir daí, de acordo com os critérios de alocação de pólos e zeros apresentados no Capítulo 2, determina-se os parâmetros do compensador. A função de transferência de malha aberta apresentada em (2.145) adequada ao parâmetro do ganho do modulador PWM é:

$$G_p(s) = \frac{V_o}{s \cdot L1} \cdot \frac{1}{V_{pk}}, \quad (3.44)$$

onde V_{pk} é a tensão de pico da onda dente-de-serra igual a 5,1V. Considerando-se também o efeito do ganho de amostragem e o resistor de amostragem (R_{sh}), temos que a função de transferência de malha aberta é:

$$FTMA_i(s) = G_p(s) \cdot H_e(s) \cdot R_{sh}, \quad (3.45)$$

onde $H_e(s)$ é dado por:

$$H_e(s) = 1 - \frac{s}{2 \cdot f_s} + \frac{s^2}{(f_s \cdot \pi)^2}. \quad (3.46)$$

Deste modo, o diagrama de *Bode* de malha aberta é apresentado na Fig. 3.4.

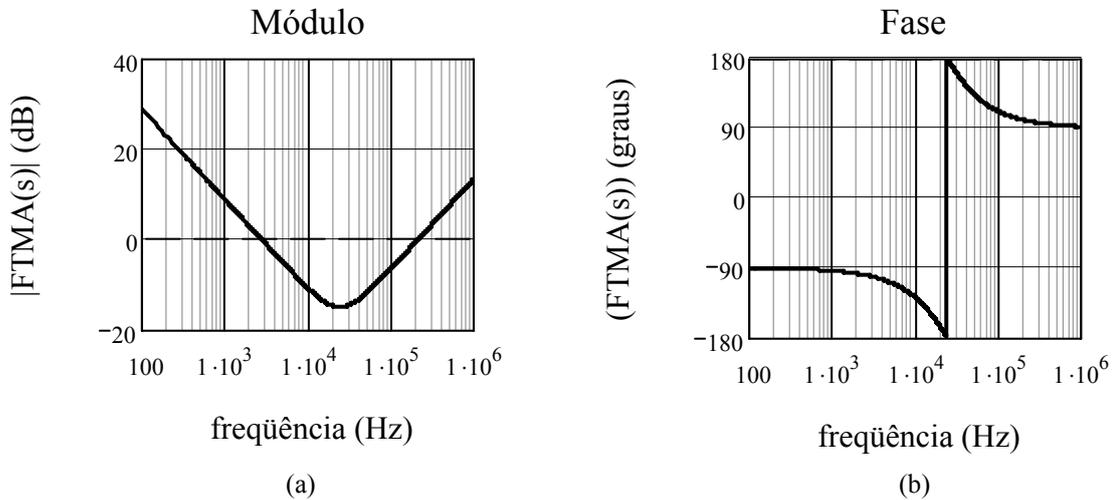


Fig. 3.4 – Diagrama de *Bode* da função de transferência FTMA(s). (a) Ganho, (b) Fase.

Seguindo os critérios recomendados no Capítulo 2, a frequência de cruzamento é 1/10 da frequência de operação dos indutores:

$$f_{ci} = \frac{2 \cdot 50000}{10} = 10 \text{kHz}. \quad (3.47)$$

Para alcançar esta frequência de cruzamento, o compensador deve possuir um ganho K_i , determinado por (3.48):

$$K_i = 10^{\frac{|20 \cdot \log(G_p(2 \cdot \pi \cdot f_{ci}))|}{20}} = 3,137. \quad (3.48)$$

Para satisfazer o critério da frequência de cruzamento, o ganho K_i é ajustado para um valor igual a 5. O zero do compensador é alocado a 1/5 da frequência de cruzamento:

$$f_{zi} = \frac{f_{ci}}{5} = 2 \text{kHz}. \quad (3.49)$$

O primeiro pólo do compensador é alocado na origem para minimizar o erro estático em regime permanente e, o segundo pólo é alocado na metade da frequência de operação dos indutores:

$$f_{pi2} = f_s = 50 \text{kHz}. \quad (3.50)$$

Sabendo-se que $R_i = R_{mo} = 3,3 \text{k}\Omega$, os demais componentes do compensador podem ser calculados como segue:

$$R_z = K_i \cdot R_i \cong 15 \text{k}\Omega, \quad (3.51)$$

$$C_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_z \cdot f_{zi}} \cong 5,6nF, \quad (3.52)$$

$$C_p = \frac{C_z}{2 \cdot \pi \cdot R_z \cdot f_{pz} \cdot (C_z - 1)} \cong 220pF. \quad (3.53)$$

A função de transferência do compensador foi apresentada em (2.151):

$$G_c(s) = \frac{1 + s \cdot R_z \cdot C_z}{s \cdot R_i \cdot (C_p + C_z) \cdot \left(1 + \frac{s \cdot R_z \cdot C_p \cdot C_z}{C_p + C_z}\right)}.$$

A função de transferência de laço aberto incorporando o compensador de corrente é definida como:

$$FTLA_i(s) = FTMA(s) \cdot G_c(s). \quad (3.54)$$

Os diagramas de *Bode* das funções de transferência do compensador e de laço aberto da malha de corrente são apresentados na Fig. 3.5.

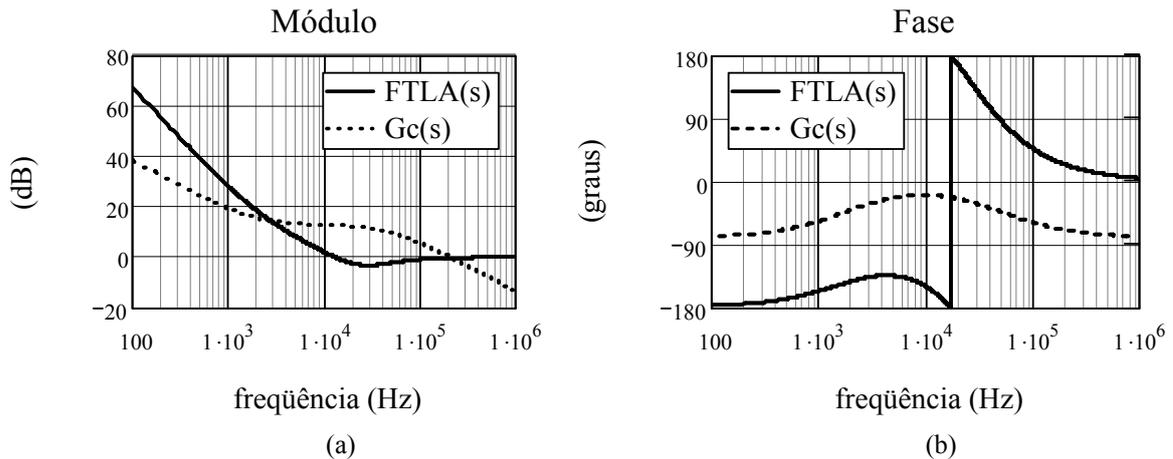


Fig. 3.5 – Diagramas de *Bode* das funções de transferência $FTLA(s)$ e $G_c(s)$. (a) Ganho, (b) Fase.

A frequência de cruzamento está próxima da desejada, aproximadamente 12kHz, devido aos valores comerciais adotados e, a margem de fase é de 31,19°.

3.3.2.6 Projeto da Malha de Tensão

O projeto da malha de tensão é feito de forma análoga ao procedimento anterior. A função de transferência de malha aberta é dada por (3.55):

$$FTMA_v(s) = G_{pv}(s) \cdot K_o \cdot I_{ref} \cdot G_i, \quad (3.55)$$

onde $G_{pv}(s)$ é a função de transferência que relaciona tensão de saída com a corrente no indutor dada em (2.150), K_v é o ganho do sensor de tensão, I_{ref} é a corrente de referência e G_i é o ganho da malha de corrente. O ganho do sensor de tensão é dado por (3.56):

$$K_v = \frac{V_{ref}}{V_o} = \frac{3}{200} = 0,015. \quad (3.56)$$

A corrente de referência é obtida a partir de (3.57):

$$I_{ref} = \frac{I_{ac}}{V_{ff}^2} = 63,07 \mu A. \quad (3.57)$$

O ganho da malha de corrente é dado por (3.58):

$$G_i = \frac{R_{mo}}{R_{sh}} = 67795. \quad (3.58)$$

Dessa forma, o diagrama de *Bode* de malha aberta de $FTMA_v(s)$ é apresentado na Fig. 3.6.

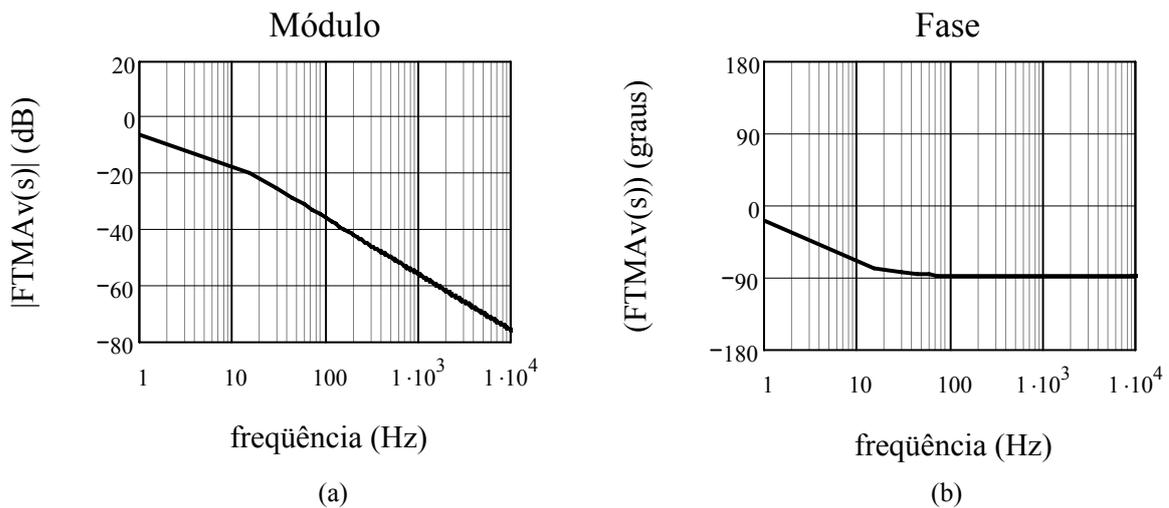


Fig. 3.6 – Diagrama de *Bode* da função de transferência $FTMA_v(s)$. (a) Ganho, (b) Fase.

Seguindo os critérios recomendados no Capítulo 2, a frequência de cruzamento deve ser a menos de 1/4 da frequência da tensão de entrada (usualmente entre 10 e 20Hz):

$$f_{cv} = \frac{f_r}{6} = 10Hz. \quad (3.59)$$

Para se alcançar esta frequência de cruzamento, o compensador PI com filtro mostrado no item 2.7.2 deve possuir um ganho K_{vi} , determinado por (3.60):

$$K_{vi} = 10^{\frac{|20 \cdot \log(|FTMA_v(2 \cdot \pi \cdot f_{cv})|)|}{20}} = 6,557. \quad (3.60)$$

O zero é alocado na mesma frequência do pólo da função de transferência $G_{pv}(s)$:

$$f_{zv} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_o \cdot C1} = 0,934Hz. \quad (3.61)$$

O primeiro pólo do compensador é alocado na origem para minimizar o erro estático em regime permanente e, o segundo pólo é alocado na frequência da tensão de entrada:

$$f_{pv2} = f_r = 60\text{Hz} . \quad (3.62)$$

Assumindo um valor para $R_{vi} = 47\text{k}\Omega$, os demais componentes do compensador podem ser calculados como segue:

$$R_{zv} = K_v \cdot R_{vi} \cong 330\text{k}\Omega , \quad (3.63)$$

$$C_{zv} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{zv} \cdot f_{zv}} \cong 520\text{nF} , \quad (3.64)$$

$$C_{pv} = \frac{C_{zv}}{2 \cdot \pi \cdot R_{zv} \cdot f_{pv2} \cdot (C_{zv} - 1)} \cong 8,2\text{nF} . \quad (3.65)$$

A função de transferência do compensador de tensão foi apresentada em (2.152). A função de transferência de laço aberto com o compensador de tensão é definida como:

$$FTLA_v(s) = FTMA_v(s) \cdot G_v(s) . \quad (3.66)$$

Os diagramas de bode das funções de transferência do compensador e de laço aberto da malha de corrente são apresentados na Fig. 3.7.

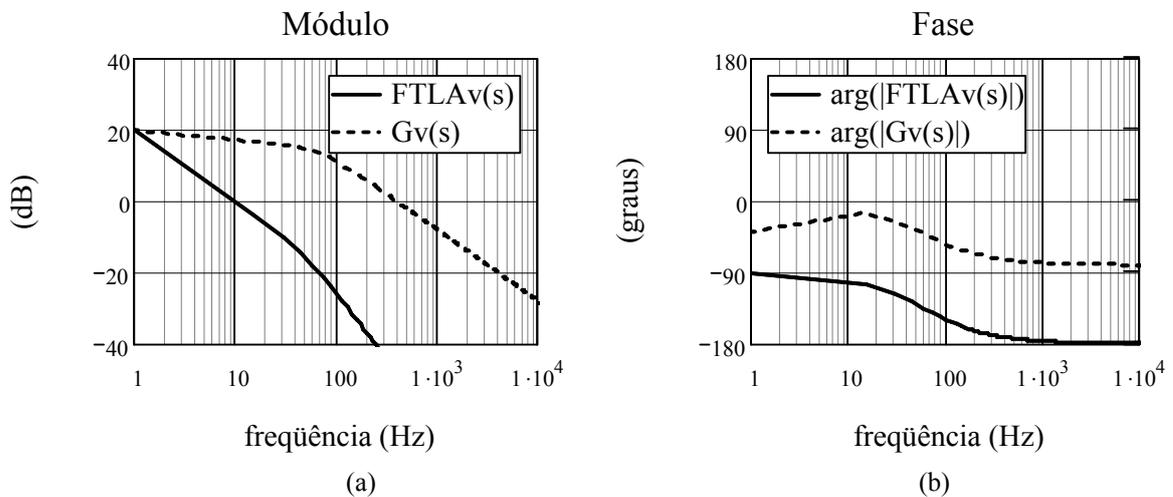


Fig. 3.7 – Diagramas de *Bode* das funções de transferência $FTLA_v(s)$ e $G_v(s)$. (a) Ganho, (b) Fase.

A frequência de cruzamento está em torno de 10Hz, próximo ao desejado e, a margem de fase é de $75,707^\circ$.

3.3.3 Circuitos de Comando: Gerador dente de serra, modulador PWM e Drivers

Os circuitos de comando foram utilizados em [19]. A Fig. 3.8 apresenta um esquemático contendo os circuitos gerador de dente-de-serra, modulador PWM e *drivers* do IGBT.

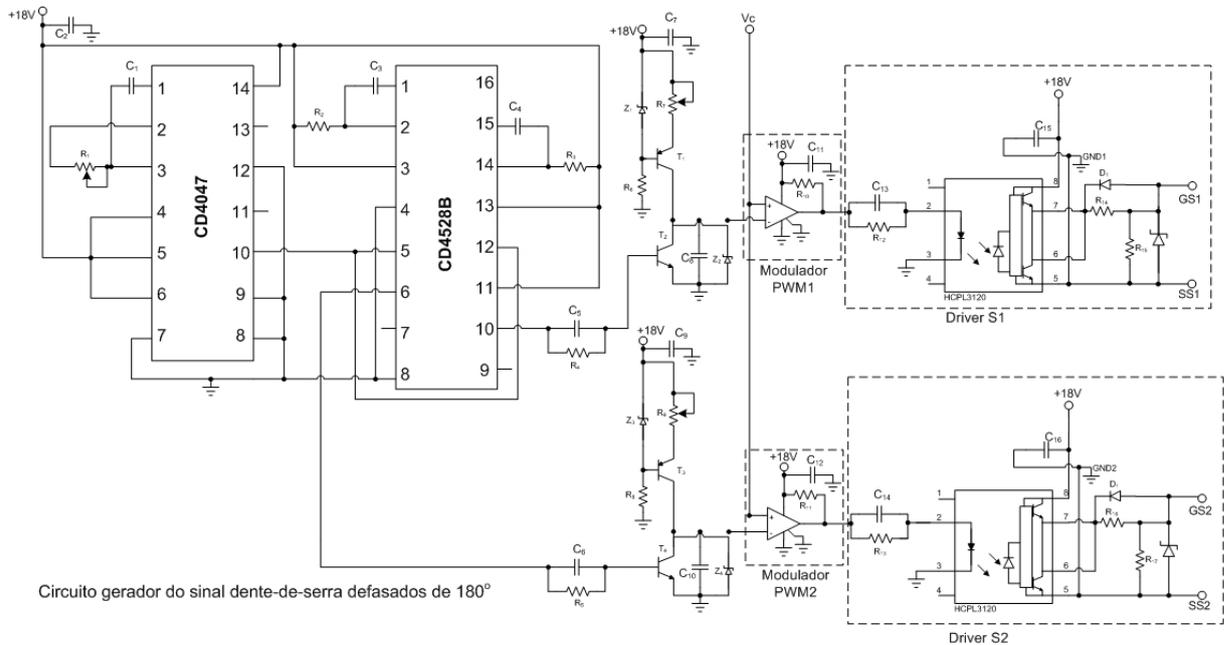


Fig. 3.8 – Gerador dente de serra, modulador PWM e *drivers* do IGBT.

Para se gerar o sinal dente de serra carrega-se os capacitores C_8 e C_{10} através de fonte de corrente, no caso como são dois sinais dente de serra são duas fontes de corrente, e, no instante desejado esses capacitores são descarregados. A descarga dos capacitores (C_8 e C_{10}) é feita através do curto-circuito por meio dos transistores T_2 e T_4 que estão em paralelo com os capacitores e são comandados por pulsos de curta duração. Estes pulsos são obtidos com um circuito integrado composto de um multivibrador monoestável duplo *CD4528B*. Estes pulsos acontecem no transitório de subida e descida de um trem de pulsos originários de um circuito integrado composto de um multivibrador astável *CD4047*. A frequência do multivibrador astável deve ser ajustada para a mesma frequência de comutação dos interruptores do conversor através do resistor R_1 (potenciômetro de precisão) e do capacitor C_1 . Considerando $R_1 = 100\text{k}\Omega$, C_1 é determinado pela equação (3.67):

$$C_1 = \frac{1}{f_s \cdot 4,4 \cdot R_1} \cong 47 \text{ pF} \quad (3.67)$$

A largura dos pulsos do *CD4528B* é definida pelos resistores R_2 e R_3 e pelos capacitores C_3 e C_4 . Dessa forma, definiu-se a largura do pulso para 500ns. Assim, conforme a curva

fornecida pelo fabricante, os valores dos resistores e capacitores externos são, respectivamente, $10\text{k}\Omega$ e 47pF .

Para os *drivers* são utilizados circuitos integrados foto acopladores, pois os interruptores S1 e S2 não apresentam a mesma referência de terra.

3.4 Conclusões

Neste capítulo realizou-se o procedimento de projeto para a implementação prática do conversor PDC-CCTE proposto nesse trabalho. Deste procedimento listam-se as seguintes conclusões:

- A partir da análise teórica realizada no Capítulo 2, todos os componentes do conversor foram dimensionados de forma correta;
- Realizado o cálculo teórico das perdas, espera-se que o conversor obtenha rendimento acima de 97%;
- As frequências de cruzamento e margens de fase obtidas para as malhas de corrente e tensão demonstram ser satisfatórias com a adoção de valores comerciais de resistência e capacitância dos compensadores;
- Os circuitos de comando são de simples implementação.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

4.1 Introdução

Apresentam-se neste capítulo os resultados de simulação e experimentais para o conversor PDC-CCTE projetado no Capítulo 3.

Os resultados de simulação foram obtidos através do software *OrCAD*[®] versão 15.7 e o circuito simulado é baseado no esquemático completo do conversor que é apresentado no Apêndice A onde são utilizados modelos reais dos componentes especificados no Capítulo 3. Durante o decorrer dos resultados de simulação são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente de entrada, tensão e corrente nos semicondutores de potência, tensão e corrente nos componentes magnéticos, tensão e corrente de saída e principais sinais de controle.

Os resultados experimentais coletados contemplam o funcionamento completo do conversor proposto. Durante o decorrer dos resultados experimentais são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente de entrada, tensão e corrente nos interruptores, tensão e corrente de saída e tensão de controle, a fim de que sejam validadas.

Ao final é apresentada uma análise dos resultados obtidos através de uma tabela comparativa entre os valores teóricos, de simulação e experimentais, de forma que, a metodologia de projeto e análise teórica apresentada nos capítulos anteriores seja validada.

4.2 Resultados de Simulação

Para a simulação, as formas de onda apresentadas foram adquiridas para o conversor proposto funcionando com tensão nominal de entrada, operando à plena carga e em regime permanente. A Fig. 4.1 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de entrada. Pode-se observar que o conversor opera com alto fator de potência na entrada e baixa distorção harmônica da corrente. A corrente de entrada na Fig. 4.1 está multiplicada por cinco e seu valor eficaz e de pico correspondente são de 13,9A e 20,79A, respectivamente. A potência de entrada do conversor é de 3,058kW.

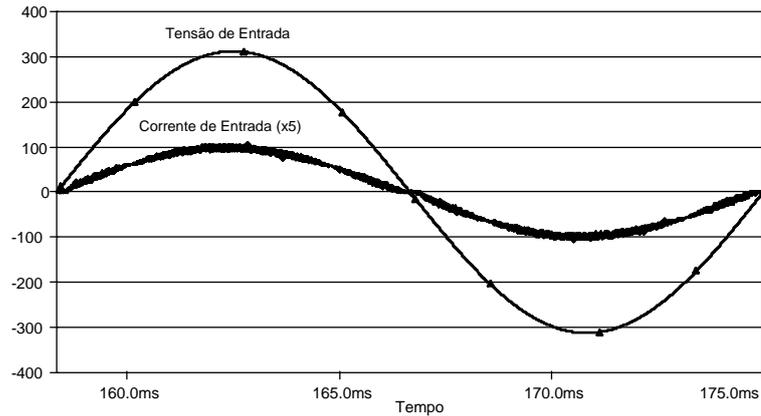


Fig. 4.1 – Formas de onda da tensão e corrente de entrada.

A Fig. 4.2 apresenta o espectro harmônico da corrente de entrada obtida para a forma de onda da Fig. 4.1. A taxa de distorção harmônica da corrente de entrada foi de 3,47%.

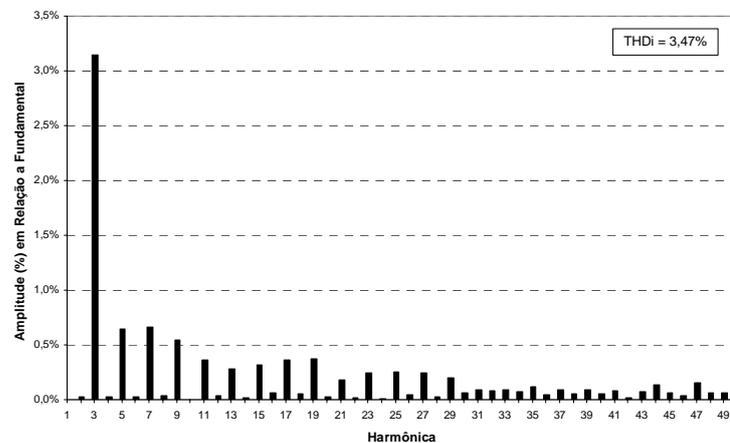


Fig. 4.2 – Espectro harmônico da corrente de entrada.

A Fig. 4.3 apresenta as formas de onda da tensão e corrente no interruptor S1 para um ciclo de rede. Os valores da corrente média, eficaz e de pico do interruptor S1 são, respectivamente, 2,41A, 4,07A e 11,32A. O valor da máxima tensão sobre o interruptor S1 é de 412,5V.

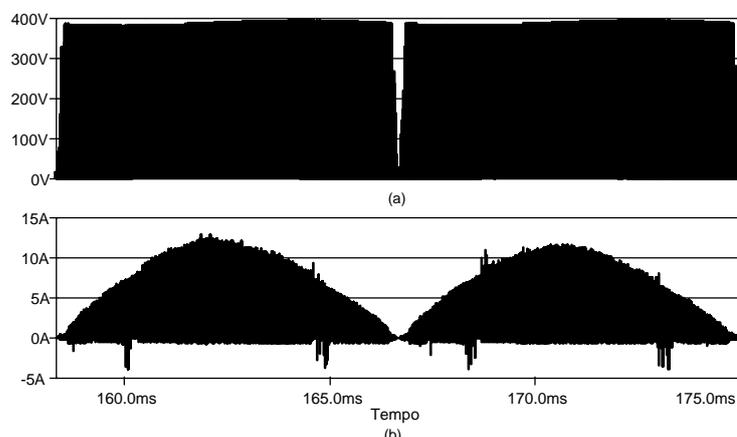


Fig. 4.3 – Formas de onda: (a) da tensão e (b) corrente no interruptor S1 para um ciclo de rede.

A Fig. 4.4 apresenta as formas de onda da tensão e corrente do interruptor S1 na frequência de comutação. A Fig. 4.4(a) para o modo de não-sobreposição (*non-overlapping mode*), e a Fig. 4.4(b) para o modo de sobreposição (*overlapping mode*). As correntes na Fig. 4.4 estão multiplicadas por 20.

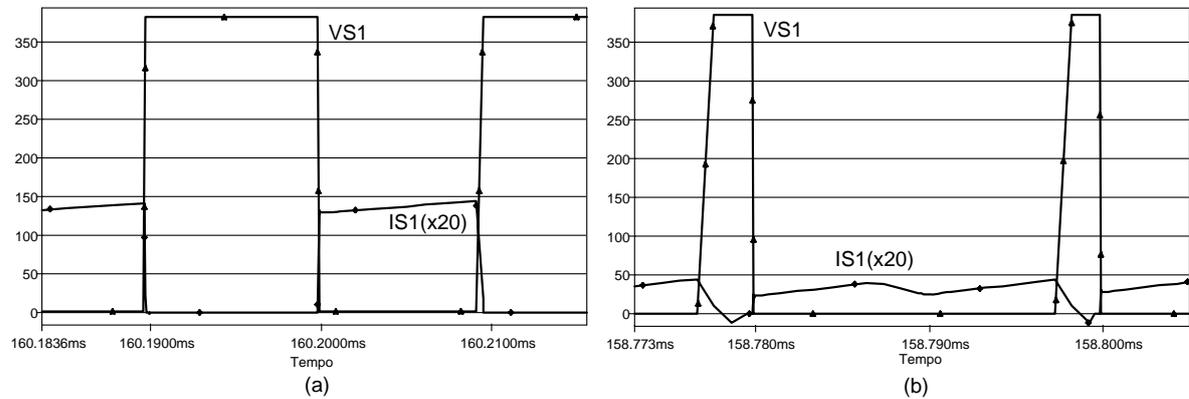


Fig. 4.4 – Formas de onda da tensão e corrente no interruptor S1 na frequência de comutação: (a) modo de não-sobreposição; (b) modo de sobreposição.

A Fig. 4.5 apresenta as formas de onda da tensão e corrente no diodo D1 para um ciclo de rede. Os valores da corrente média e de pico do diodo D1 são, respectivamente, 3,97A e 11,445A. O valor da máxima tensão reversa sobre o diodo D1 é de 203,1V.

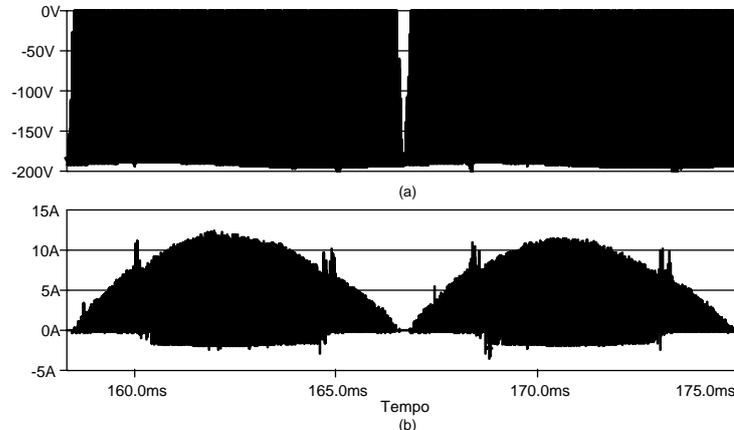


Fig. 4.5 – Formas de onda: (a) da tensão e (b) corrente no diodo D1 para um ciclo de rede.

A Fig. 4.6 apresenta as formas de onda da tensão e corrente no diodo D1 na frequência de comutação. A Fig. 4.6(a) para o modo de não-sobreposição e, a Fig. 4.6(b) para o modo de sobreposição. As tensões na Fig. 4.6 estão divididas por 10.

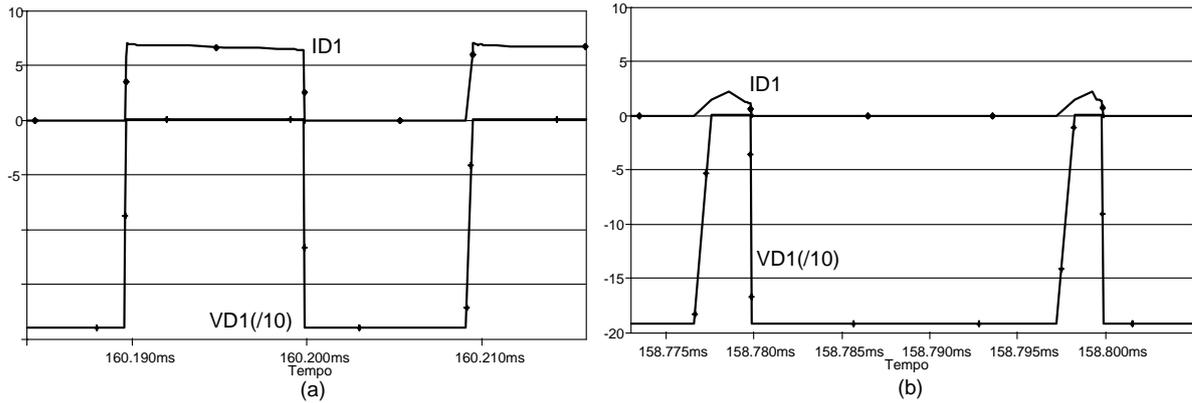


Fig. 4.6 – Formas de onda da tensão e corrente no diodo D1 na frequência de comutação:
(a) modo de não-sobreposição; (b) modo de sobreposição.

A Fig. 4.7 apresenta as formas de onda da tensão e corrente no indutor L1 em um ciclo de rede. Os valores da corrente eficaz e de pico do indutor são os mesmos da corrente de entrada.

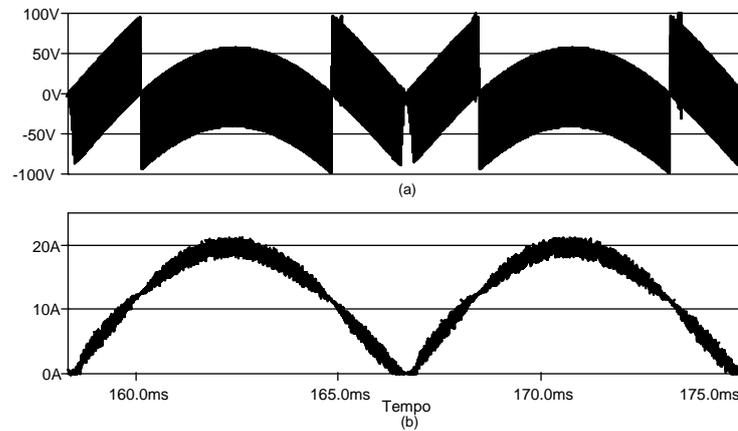


Fig. 4.7 – Formas de onda: (a) da tensão e (b) corrente no indutor L1 para um ciclo de rede.

A Fig. 4.8 apresenta as formas de onda da tensão e corrente no indutor L1 na frequência de comutação para os modos, Fig 4.8(a), de não-sobreposição e, Fig. 4.8(b), de sobreposição.

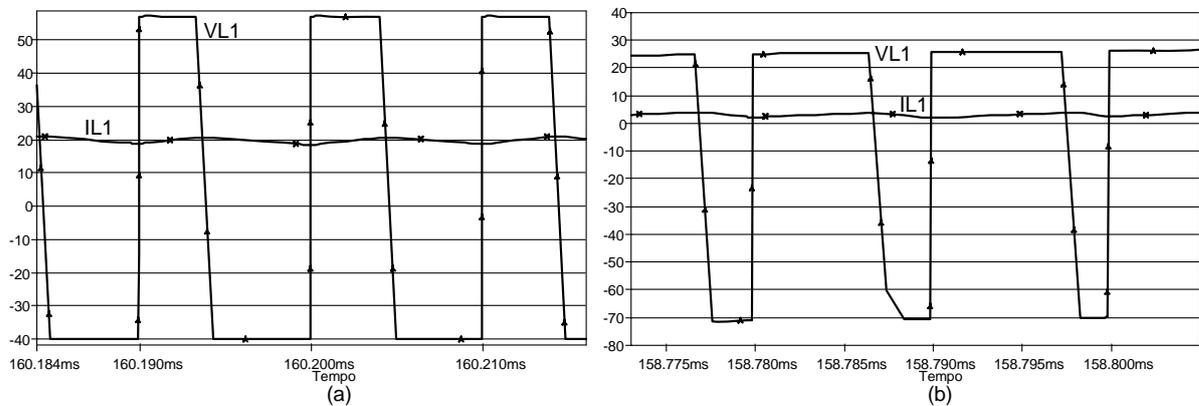


Fig. 4.8 – Formas de onda da tensão e corrente no indutor L1 na frequência de comutação:
(a) modo de não-sobreposição; (b) modo de sobreposição.

A Fig. 4.9 apresenta as formas de onda da tensão e corrente sobre o enrolamento T1 do autotransformador em um ciclo de rede. Os valores da corrente eficaz e de pico no enrolamento T1 são 7,16A e 11,74A, respectivamente. O valor da máxima tensão sobre o enrolamento T1 é de 101,01V.

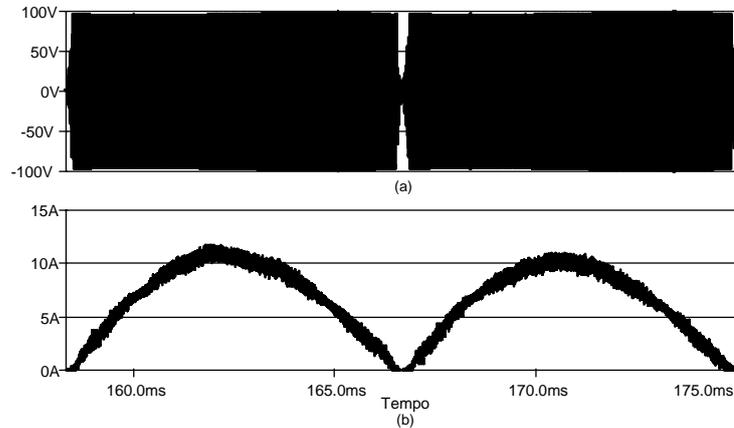


Fig. 4.9 – Formas de onda no enrolamento T1 para um ciclo de rede: (a) tensão; (b) corrente.

Na Fig. 4.10 mostra-se as formas de onda da tensão e corrente no enrolamento T1 na frequência de comutação para os modos, Fig 4.10(a), de não-sobreposição e, Fig. 4.10(b), de sobreposição. As correntes na Fig. 4.10 estão multiplicadas por 3.

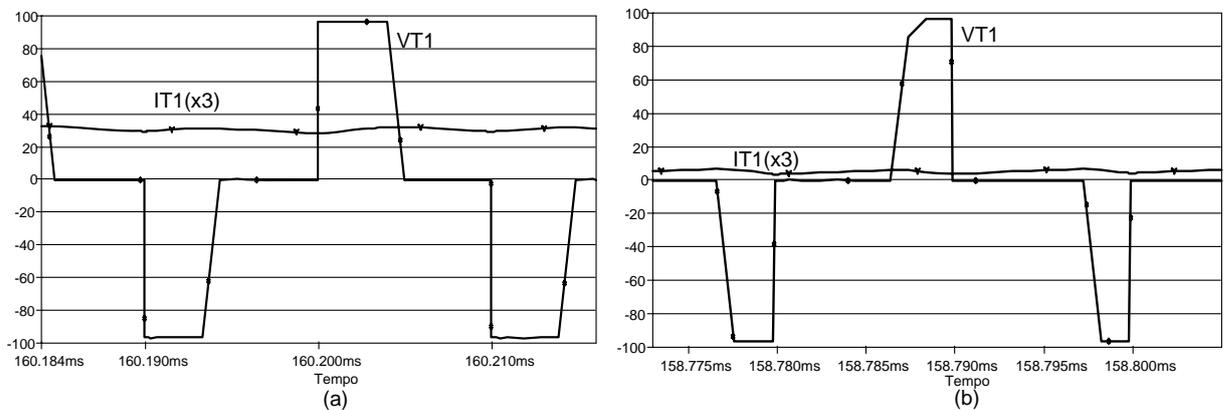


Fig. 4.10 – Formas de onda da tensão e corrente no enrolamento T1 na frequência de comutação:
(a) modo de não-sobreposição; (b) modo de sobreposição.

Na Fig. 4.11 são mostradas as formas de onda da tensão de saída do barramento CC e da corrente de carga. Observa-se que a tensão possui ondulação especificada e está regulada em torno do valor médio de saída de 400V. A corrente média de saída é de 7,5A. A potência de saída é de 3kW. O rendimento do conversor simulado é de 98,1%.

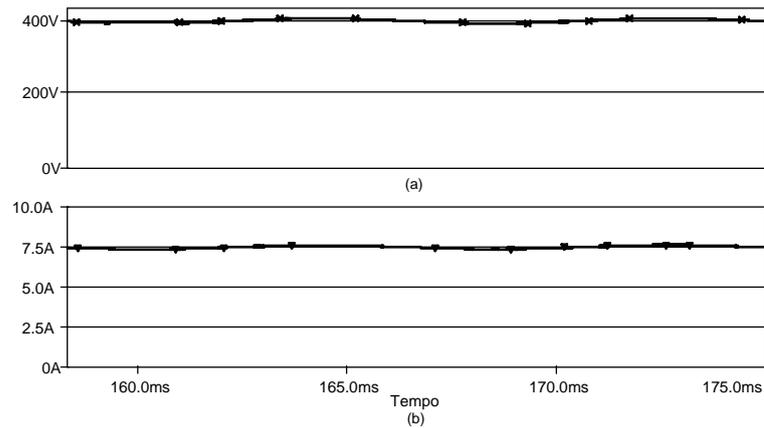


Fig. 4.11 – Formas de onda (a) da tensão e (b) da corrente de saída do conversor para plena carga.

A Fig. 4.12(a) apresenta a forma de onda da tensão de controle do conversor para um ciclo da rede e na Fig. 4.12(b) têm-se as formas de onda das ondas triangulares, V_a e V_b , defasadas entre si de 180° e a tensão de controle, V_c , na frequência de comutação.

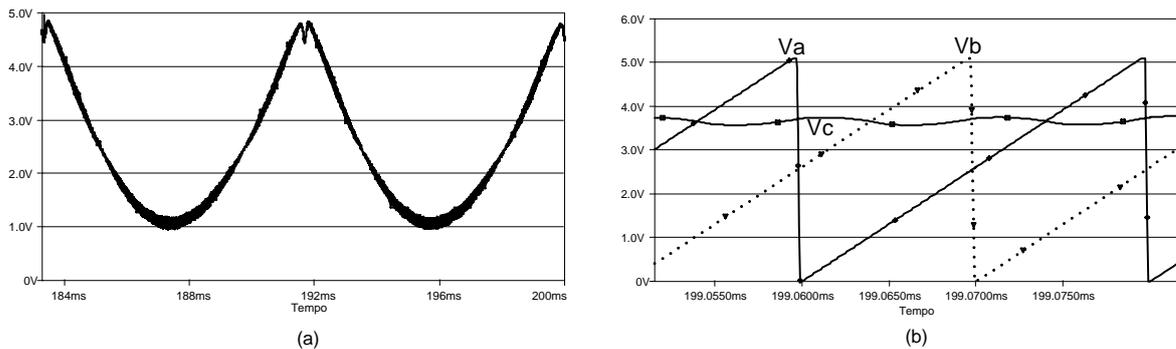


Fig. 4.12 – (a) Forma de onda da tensão de controle para um ciclo da rede e (b) Formas de onda das ondas triangulares V_a e V_b e da tensão de controle V_c na frequência de comutação.

4.3 Resultados Experimentais

Para validação do princípio de funcionamento e simulação do conversor PDC-CCTE um protótipo de 3kW de potência foi implementado em laboratório e é mostrado na Fig. 4.13. O diagrama esquemático completo deste protótipo contendo o circuito de potência, controle e fonte auxiliar são encontrados no Apêndice A.

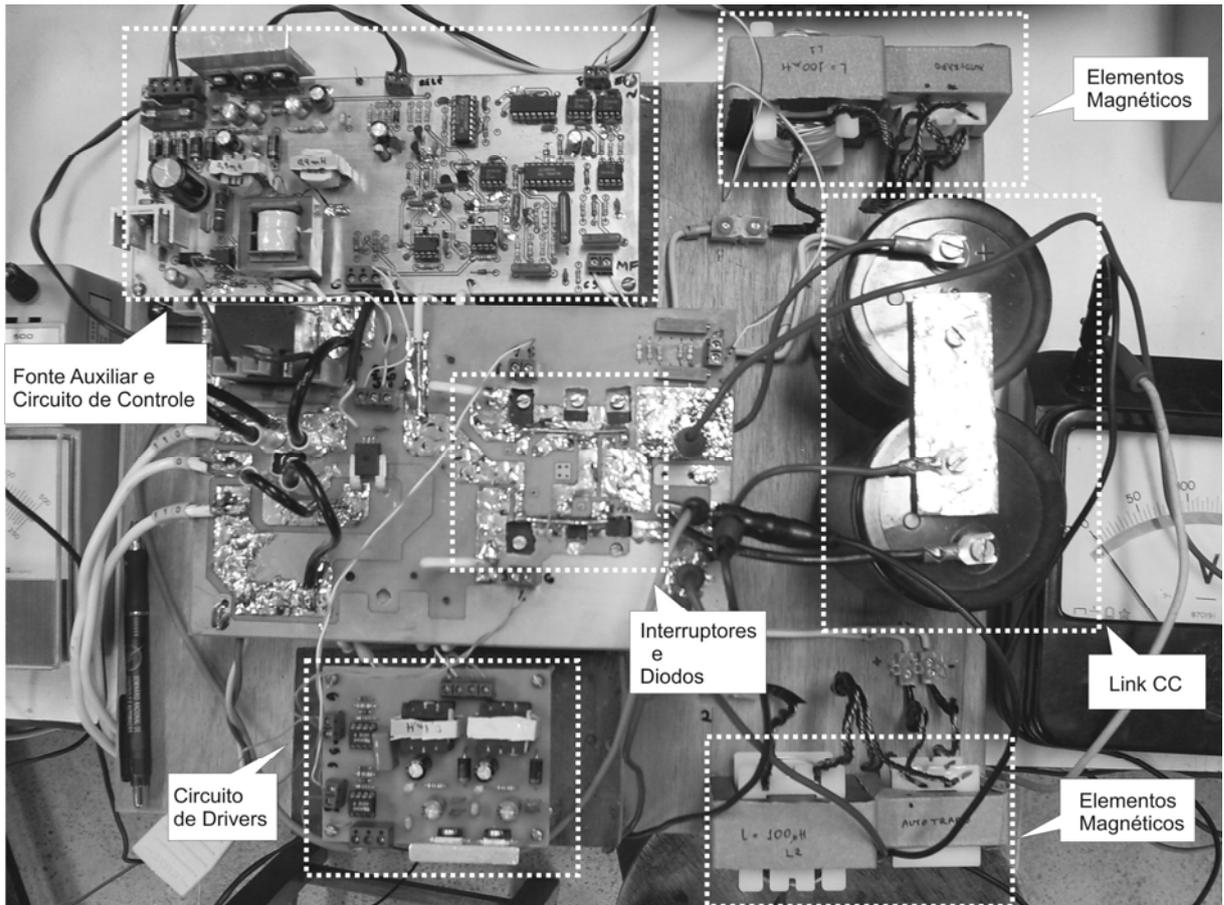


Fig. 4.13 – Vista geral do protótipo implementado em laboratório.

A Fig. 4.14 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de entrada. Pode-se perceber a correção do fator de potência que ficou com um valor de 0,981. A corrente de entrada possui um valor eficaz de 13,9A e um valor de pico de 21,7A. A potência de entrada é de 3,06kW.

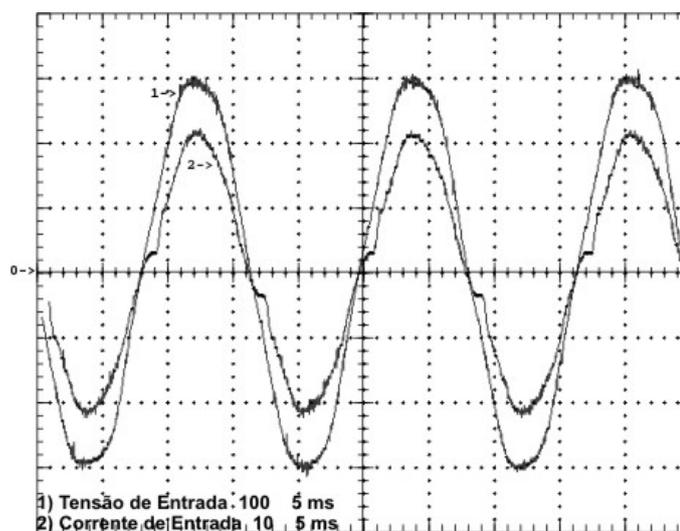


Fig. 4.14 – Formas de onda da tensão e corrente de entrada (100V/div, 10A/div, 5ms/div).

A Fig. 4.15(a) apresenta o espectro harmônico da tensão de entrada e a Fig 4.15(b) o espectro harmônico da corrente de entrada. A taxa de distorção harmônica da tensão de entrada foi de 3,425% e da corrente de entrada foi de 9,403%.

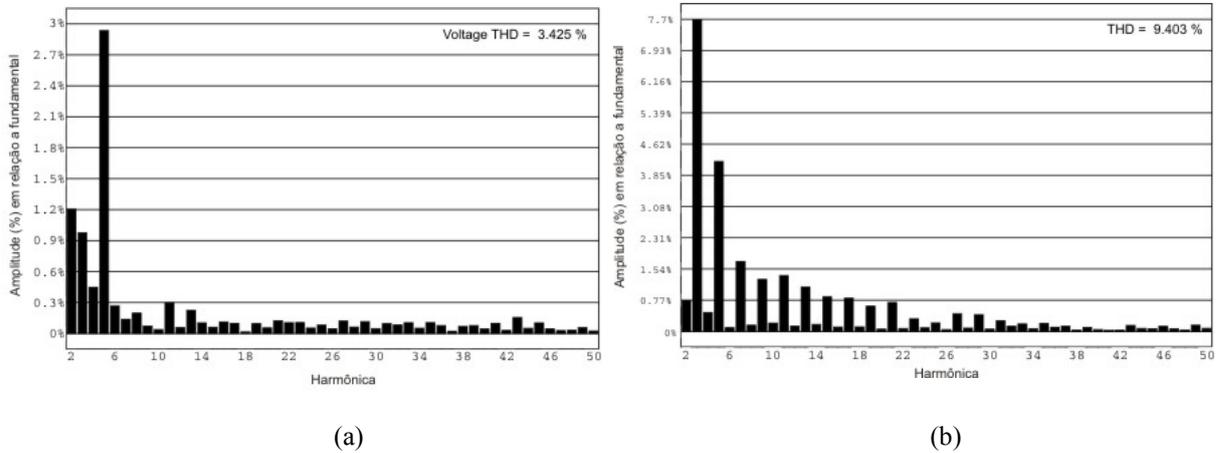


Fig. 4.15 – (a) Espectro harmônico da tensão de entrada e (b) espectro harmônico da corrente de entrada.

A Fig. 4.16 apresenta as formas de onda da tensão e corrente do interruptor S1 na frequência de comutação, Fig 4.16(a), para o modo de não-sobreposição e, Fig. 4.16(b), para o modo de sobreposição.

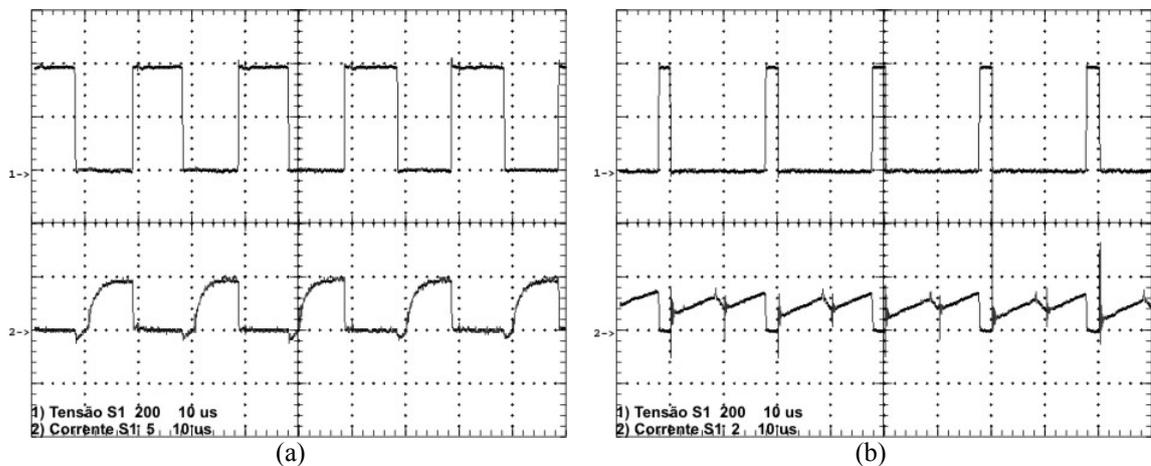


Fig. 4.16 – Formas de onda da tensão e corrente no interruptor S1 na frequência de comutação:
 (a) modo de não-sobreposição (200V/div, 5A/div); (b) modo de sobreposição(200V/div, 2A/div).
 Tempo (10μs/div).

A Fig. 4.17 apresenta as formas de onda da tensão e corrente do diodo D1 na frequência de comutação, Fig 4.17(a), para o modo de não-sobreposição e, Fig. 4.17(b), para o modo de sobreposição.

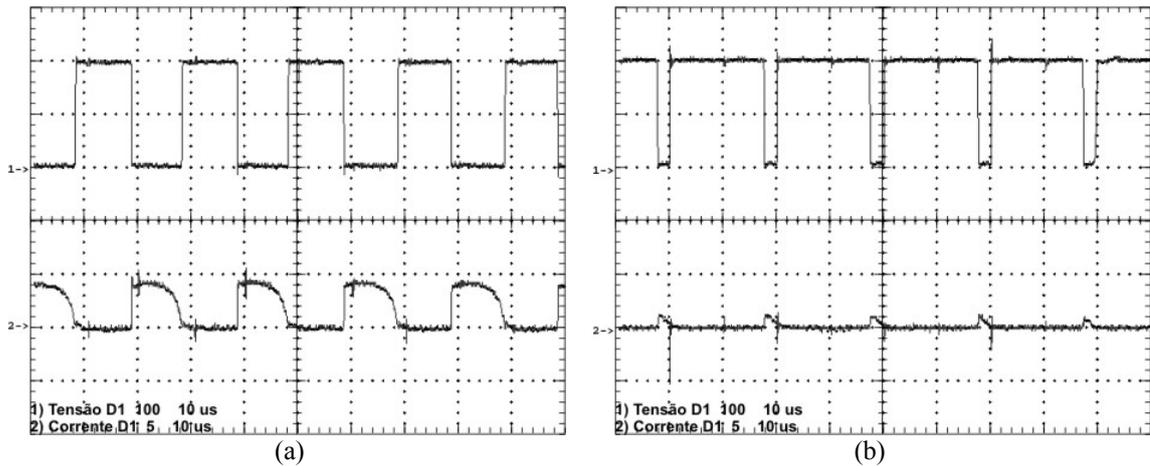


Fig. 4.17 – Formas de onda da tensão e corrente no diodo D1 na frequência de comutação:
 (a) modo de não-sobreposição (100V/div, 5A/div); (b) modo de sobreposição(100V/div, 5A/div).
 Tempo (10µs/div).

A Fig. 4.18 apresenta as formas de onda da tensão e corrente do indutor L1 na frequência de comutação, Fig 4.18(a), para o modo de não-sobreposição e, Fig. 4.18(b), para o modo de sobreposição.

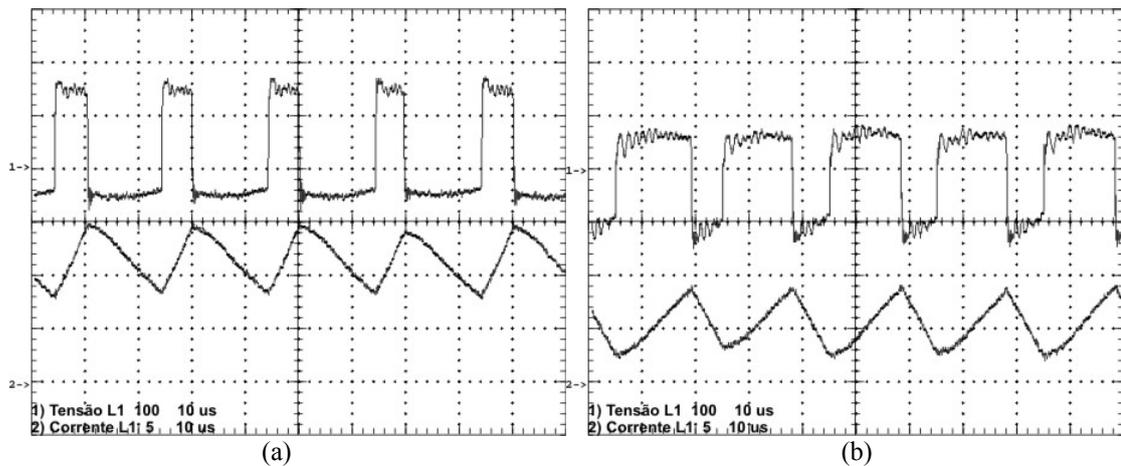


Fig. 4.18 – Formas de onda da tensão e corrente no indutor L1 na frequência de comutação:
 (a) modo de não-sobreposição (100V/div, 5A/div); (b) modo de sobreposição(100V/div, 5A/div).
 Tempo (10µs/div).

Na Fig. 4.19 são mostradas as formas de onda da tensão de saída do barramento CC e da corrente de carga. A tensão ficou regulada em 400V e a corrente média de carga é de 7,45A. A potência de saída é de 2,98kW. A Fig. 4.20 apresenta a forma de onda da tensão de controle do conversor na frequência da rede.

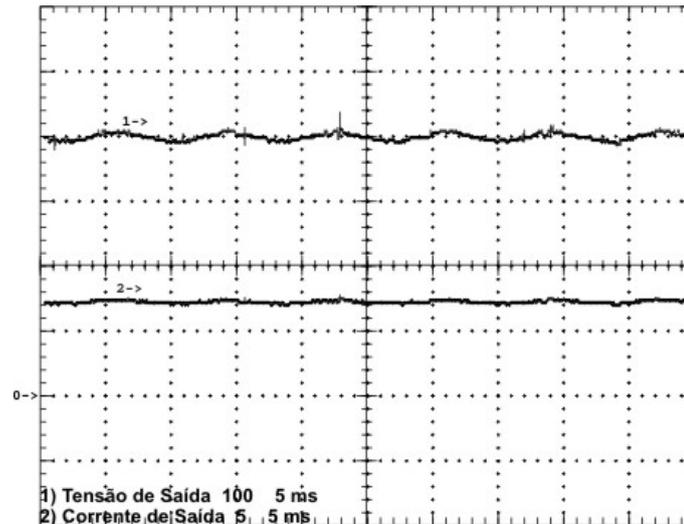


Fig. 4.19 – Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor (100V/div, 5A/div, 5ms/div).

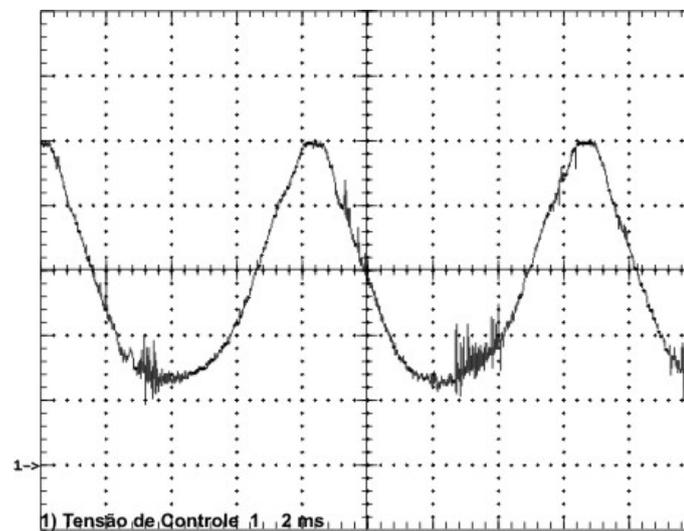


Fig. 4.20 – Forma de onda da tensão de controle do conversor (1V/div, 2ms/div).

Na Fig. 4.21 tem-se a curva de rendimento do conversor. Percebe-se que o rendimento a partir de 1kW de potência fica sempre em torno de 97%.

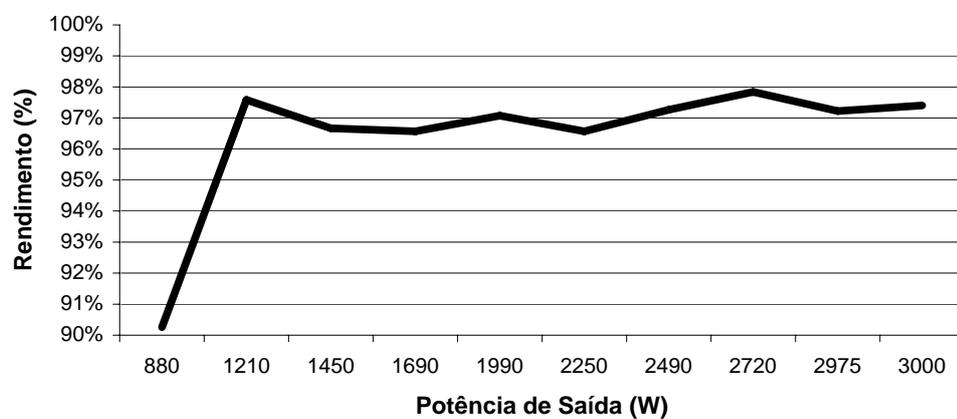


Fig. 4.21 – Curva de rendimento do PDC-CCTE.

4.4 Análise dos Resultados

Para uma melhor compreensão dos resultados obtidos neste trabalho apresenta-se na Tabela 4.1 uma comparativa entre os resultados teóricos, de simulação e experimentais para carga nominal. Vale ressaltar que os resultados apresentados equivalem somente a um dos componentes de cada categoria, pois os demais são simétricos (por exemplo, $L1 = L2$, $S1 = S2$, ...).

Tabela 4.1 – Comparativa entre os Resultados Teóricos, de Simulação e Experimentais Obtidos.

Parâmetro	Resultado Teórico	Resultado de Simulação	Resultado Experimental
Corrente eficaz no indutor	$I_{efL1} = 14,058 \text{ A}$	$I_{efL1} = 13,9 \text{ A}$	$I_{efL1} = 13,9 \text{ A}$
Corrente de pico do indutor	$I_{pL1} = 19,881 \text{ A}$	$I_{pL1} = 20,79 \text{ A}$	$I_{pL1} = 21,7 \text{ A}$
Tensão máxima sobre o interruptor S1	$V_{S1} = 400\text{V}$	$V_{S1} = 412,5\text{V}$	$V_{S1} = 408\text{V}$
Corrente média através do interruptor S1	$I_{mdS1} = 2,462\text{A}$	$I_{mdS1} = 2,41\text{A}$	$I_{mdS1} = 2,5\text{A}$
Corrente eficaz através do interruptor S1	$I_{efS1} = 4,097\text{A}$	$I_{efS1} = 4,07\text{A}$	$I_{efS1} = 4,2\text{A}$
Corrente de pico através do interruptor S1	$I_{pS1} = 9,941\text{A}$	$I_{pS1} = 11,32\text{A}$	$I_{pS1} = 10,1\text{A}$
Tensão máxima sobre o diodo D1	$V_{D1} = 200\text{V}$	$V_{D1} = 203,1\text{V}$	$V_{D1} = 206\text{V}$
Corrente média através do diodo D1	$I_{mdD1} = 3,866\text{A}$	$I_{mdD1} = 3,97\text{A}$	$I_{mdD1} = 4,1\text{A}$
Corrente de pico através do diodo D1	$I_{pD1} = 9,941\text{A}$	$I_{pD1} = 11,445\text{A}$	$I_{pD1} = 10,1\text{A}$
Corrente de saída	$I_o = 7,5^a$	$I_o = 7,5\text{A}$	$I_o = 7,45\text{A}$
Tensão de saída	$V_o = 400\text{V}$	$V_o = 400\text{V}$	$V_o = 400\text{V}$
Potência de saída	$P_o = 3\text{kW}$	$P_o = 3\text{kW}$	$P_o = 2,98\text{kW}$
THD da corrente de entrada	THD < 5%	THD = 3,47%	THD = 9,4%
Rendimento do conversor	$\eta = 97,174\%$	$\eta = 98,1\%$	$\eta = 97,39\%$

4.5 Conclusões

Neste capítulo apresentaram-se os resultados de simulação e experimentais para o conversor PDC-CCTE proposto neste trabalho. Dos resultados obtidos pode-se concluir que:

- A simulação do conversor validou as especificações realizadas no Capítulo 3 e toda análise teórica realizada no Capítulo 2;
- Os resultados experimentais obtidos comprovam também o princípio de funcionamento do conversor, onde se percebem um alto fator de potência na entrada, regulação de tensão na saída e a operação do conversor nos dois modos de operação durante meio período da rede;
- O alto rendimento do PDC-CCTE, acima de 97%, comprova as reduzidas perdas por condução, resultando em dissipadores de dimensões reduzidas e um reduzido peso e volume do conversor;
- A elevada distorção harmônica da corrente de entrada se deve ao fato da elevada distorção harmônica da tensão de entrada.

CONCLUSÃO GERAL

Na contínua busca, dentro do universo da eletrônica de potência, por conversores estáticos que satisfaçam requerimentos de elevada potência, elevada eficiência e reduzido volume para aplicações em *no-breaks* e fontes de telecomunicações, existe uma procura por novas configurações topológicas aplicando-se variadas técnicas como: paralelismo de conversores, cascadeamento série de conversores, aplicação de células de comutação, dentre outras. Dessa forma, uma nova opção de conversor com derivação central, que facilita o uso de *by-pass*, operando como pré-regulador e com características de correção de fator de potência baseado na célula de comutação de três estados foi desenvolvida neste trabalho.

No Capítulo 1 apresentaram-se as desvantagens de se ter um baixo fator de potência no sistema elétrico e suas soluções. Dentro dessas soluções tivemos a apresentação de diversas topologias de conversores CFP com suas respectivas vantagens e desvantagens. Desta abordagem conclui-se que, para elevadas potências e para aplicações em *no-breaks*, as topologias mais viáveis são aquelas que operam como dobrador de tensão, ou seja, a tensão total de cada saída do barramento CC deverá ser maior que o valor de pico máximo da tensão de entrada. No entanto, para aplicações em 220V, estas topologias se tornariam inviáveis, o que não acontece com a topologia proposta que pode operar tanto em 110V como em 220V.

No Capítulo 2 é realizada uma análise qualitativa e quantitativa do conversor PDC-CCTE no modo de condução contínua aplicando-se a técnica de controle por valores médios de corrente. É apresentado o princípio de funcionamento, esforços de tensão e corrente dos componentes de potência, estratégia de controle, técnica de modulação e modelagem dinâmica do PDC-CCTE. No princípio de funcionamento do conversor demonstra-se que o mesmo funciona, dentro de meio período da rede, com dois modos de operação: modo de não-sobreposição e modo de sobreposição dos interruptores. Uma análise detalhada de cada modo de operação é realizada e concluem-se que o ganho estático do conversor é semelhante ao ganho estático do conversor *boost* clássico, que os indutores de armazenamento passam a operar com o dobro da frequência de comutação dos interruptores e que a determinação da ondulação de corrente é igual para ambos os modos de operação do PDC-CCTE. Na análise dos esforços de corrente e tensão dos componentes do conversor, percebe-se um menor esforço de corrente para os semicondutores de potência, se forem comparados aos esforços de

corrente de conversores clássicos, reduzindo as perdas por condução e elevando a eficiência do sistema. A estratégia de controle baseia-se na técnica de controle por valores médios utilizando-se o CI *UC3854BN*. Nesta aplicação, para realizar-se a técnica de modulação, necessita-se de duas ondas triangulares externas ao CI e defasadas entre si de 180° . E, por fim, na modelagem dinâmica do PDC-CCTE, pode-se perceber que o mesmo pôde ser modelado como sendo um conversor *boost* clássico com funções de transferência já bem conhecidas, com diferenças na definição da razão cíclica complementar e na frequência de operação dos indutores.

No Capítulo 3 tem-se a especificação e dimensionamento do conversor PDC-CCTE onde também é realizado o cálculo teórico das perdas dos componentes de potência do conversor, obtendo assim um rendimento teórico superior a 97% e, o cálculo de todos os componentes de controle, com suas malhas de controle e respectivos diagramas de *Bode*. Apresentam-se ainda os circuitos de comando do conversor que, como pôde ser visto, são de simples implementação.

No Capítulo 4 são apresentados os resultados de simulação e experimentais do conversor. Na simulação foram utilizados modelos reais dos componentes especificados no Capítulo 3 e o resultado foi de acordo com o dimensionamento realizado e validou toda a análise teórica realizada no Capítulo 2 com um rendimento teórico de simulação acima de 97% e distorção harmônica da corrente de entrada de 3,47%. Os resultados experimentais obtidos comprovam o princípio de funcionamento do conversor na prática, onde se percebe as principais características do conversor: elevado fator de potência na entrada, reduzidas perdas por condução resultando num rendimento acima de 97% e reduzido peso e volume dos componentes magnéticos. Verifica-se ainda, a ausência de sobre tensões e sobre correntes nos interruptores e diodos. Dessa forma, conclui-se que o conversor se torna uma alternativa viável para a aplicação em elevadas potências (acima de 1kW) e como estágio de entrada em *no-breaks*.

Como sugestão de continuação do trabalho, propõe-se a construção de um *No-break* completo incluindo-se o estágio inversor de tensão para se avaliar a atratividade dessa topologia proposta para uso comercial e também a viabilidade de utilizar-se da técnica de controle de um ciclo (OCC) por ser composta por menos componentes externos, diminuindo-se assim a complexidade do controle do conversor.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BRASIL. Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL. *Resolução Nº. 456, de 29 de Novembro de 2000*, art. 49, nov. 2000.
- [2] KLEIN, J.; NALBANT M. K. “*Power Factor Correction – Incentives, Standards and Techniques*”, PCIM, p. 26–31, jun. 1990.
- [3] DEWAN, S. B. “*Optimum Input and Output Filters for a Single-Phase Rectifier Power Supply*”, IEEE Trans. On Industry Applications, v. IA-17, n. 3, mai./jun. 1981.
- [4] PRASAD, A. R.; ZIOGAS, P. D.; MANIAS, S. “*A Novel Passive Waveshaping Method for Single-Phase Diode Rectifiers*”, in: IECON’90 – 16th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, v. 2, p. 1041–1050, nov. 1990.
- [5] GOHR JR., R.; PERIN, A. J. “*Three-Phase Rectifier Filters Analysis*”, in: COBEP’91 – Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, p. 281-286, 1991.
- [6] LAI, Z.; SMEDLEY, K. M. “*A Family of Continuous-Conduction-Mode Power-Factor-Correction Controllers Based on the General Pulse-Width Modulator*”, IEEE Trans. On Power Electronics, v. 13, n. 3, p. 501-510, mai. 1998.
- [7] BROWN, R.; SOLDANO, M. *PFC Converter Design with IR1150 One Cycle Control IC*, Application Note AN-1077, <http://www.irf.com>, 2007.
- [8] MAKSIMOVIC, D.; ERICKSON, R. “*Universal-Input, High-Power-Factor, Boost Doubler Rectifiers*”, in: APEC’95 – Applied Power Electronics Conference and Exposition, v. 1, p. 459–465, mar. 1995.
- [9] MARTINS, A. S.; KASSICK, E. V.; BARBI, I. “*Control Strategy for the Double-Boost Converter in Continuous Conduction Mode Applied to Power Factor Correction*”, in: PESC’96 – Power Electronics Specialists Conference, v. 2, p. 1066-1072, jun. 1996.
- [10] BRAGA, H. A. C.; BARBI, I. “*A 3-kW Unity-Power-Factor Rectifier Based on a Two-Cell Boost Converter Using a New Parallel-Connection Technique*”, IEEE Trans. On Power Electronics, v. 14, n. 1, p. 209-217, jan. 1999.
- [11] MIWA, B. A.; OTTEN, D. M.; SCHLETCHT, M. F. “*High Efficiency Power Factor Correction Using Interleaving Techniques*”, in: APEC’92 – Applied Power Electronics Conference and Exposition, p. 557–568, 1992.
- [12] LASLO, B.; REDL, R. “*Power Factor Correction with Interleaved Boost Converters in Continuous-Inductor-Current Mode*”, in: APEC’93 – Applied Power Electronics Conference and Exposition, p. 168–174, 1993.
- [13] PINTO, J. A. C.; PEREIRA, A. A.; FARIAS, V. J.; DE FREITAS, L. C.; VIEIRA, J. B., JR. “*A power factor correction preregulator AC-DC interleaved boost with soft-commutation*”, in: PESC’97 – Power Electronics Specialists Conference, v. 1, p. 121-125, jun. 1997.
- [14] BASTOS, G. H. A. *Retificador Monofásico com Alto Fator de Potência com Conexão Comum entre Entrada e Saída*, Fortaleza, 2006. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza.
- [15] BASCOPE, G. V. T.; *Nova Família de Conversores CC-CC PWM Não Isolados Utilizando Células de Comutação de Três Estados*, Florianópolis, 2001. Tese

- (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- [16] BASCOPE, G. V. T.; BARBI, I. “*Generation of A Family of Non-Isolated DC-DC PWM Converters Using New Three-State Switching Cells*”, in IEEE Power Electronic Specialists Conference PESC’00, v.2, p.858-863, jun. 2000.
- [17] BASCOPE, G.V.T.; BARBI, I. “*A Single Phase PFC 3 kW Converter Using a Three-State Switching Cell*”, in: PESC’04 - Power Electronics Specialists Conference, v.5, p. 4037-4042, jun. 2004.
- [18] CÂMARA, R. A.; MENEZES, L. M.; OLIVEIRA, H. A.; CRUZ, C. M. T.; BASCOPE, R. P. T. “*Voltage Pre-regulator Based on Three State Switching Cells For Application in UPS System*”, in: V SNCA – Seminário Nacional de Controle e Automação, jun. 2007.
- [19] BASCOPE, G.V.T.; BARBI, I. “*Isolated Flyback-Current-Fed Push-Pull Converter for Power Factor Correction*”, in: PESC’96 - Power Electronics Specialists Conference, v.2, p. 1184-1190, jun. 1996.
- [20] VORPERIAN, V. “*Simplified analysis of PWM converters using the model of the PWM switch: parts I and II*”. In: IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, v. AES-26, pp. 490-505, 1990.
- [21] PÖTTKER, F. *Correção do Fator de Potência de Cargas Não-Lineares Monofásicas Empregando Filtro Ativo*, Florianópolis, 1997. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- [22] TODD, Philip C.. “*UC3854 controlled power correction circuit design*” UNITRODE, Application Note U-134, p. 9-362 - 9-381, 1994.
- [23] MENEZES, L. M.; *Projeto Inversol – Desenvolvimento de uma Fonte Ininterrupta de Energia com Possibilidade de Uso em Sistema Fotovoltaico*, Fortaleza, 2007. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza.
- [24] BARBI, I.; *Eletrônica de potência: projetos de fontes chaveadas*. Florianópolis. Editora do Autor, 2001.
- [25] TORRICO-BASCOPE, R. P.; PERIN, A. J. *O Transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência*. Porto Alegre. Sagra Luzzato, 1997.
- [26] BALOGH, L. *UC3854A/B and UC3855A/B provide power limiting with sinusoidal Input current for PFC Front Ends*. Unitrode Design Notes DN-66, 2001.
- [27] ERICKSON, Robert; MAKSIMOVIC, W. *Fundamentals of Power Electronics*. 2 Ed.
- [28] DIXON, Lloyd. “*Average current control of switching power supplies*”. UNITRODE, Application Note U-140, p.9-457 - 9-470, 1994.
- [29] SILVA, C.S.. “*Power factor correction with the UC3854*”. Application Note, UNITRODE. Lexington, MA, USA, 1991.
- [30] RASHID, M. H. *Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações*, São Paulo, Makron Books, 1999.
- [31] MARTINS, D. C. *Eletrônica de potência: introdução ao estudo dos conversores CC-CA*, Florianópolis, Editora dos autores, 2005.

- [32] POWER INTEGRATIONS, *TOPSwitch-GX Flyback Design Methodology*, Application Note AN-32, <http://www.powerint.com>, 2007.
- [33] INTERNATIONAL RECTIFIER. *Catálogo de Diodos, MOFETs e IGBTs*. <http://www.irf.com>, 2007.
- [34] CREE. *Catálogo de Diodos*. <http://www.cree.com>, 2007.
- [35] THORNTON. *Catálogo de Núcleos de Ferrite*. <http://www.thornton.com.br>, 2007.
- [36] HS DISSIPADORES. *Catálogo de Dissipadores*. <http://www.hsdissipadores.com.br>, 2007.
- [37] ALLEGRO MICROSYSTEMS, *Managing Noise Levels in the ACS75X Current Sensors*, Application Note ACS75X-AN1, <http://www.allegromicro.com>, 2007.
- [38] HASCO. *Catálogo de Relés*, <http://www.hasco.com.br>, 2007.

APÊNDICE A

(Esquemático completo)

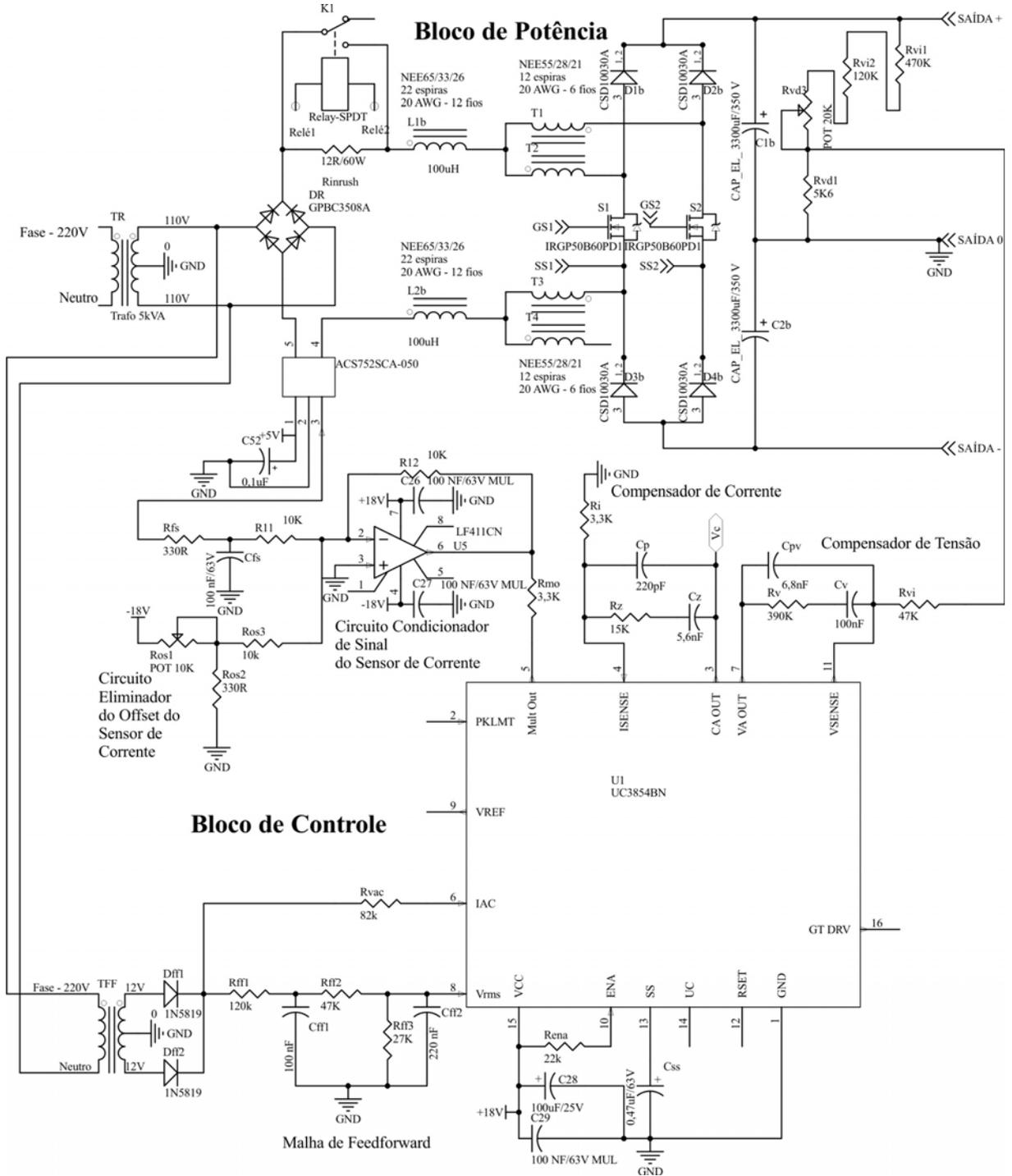


Fig. A.1 – Esquemático do circuito de potência e controle do conversor.

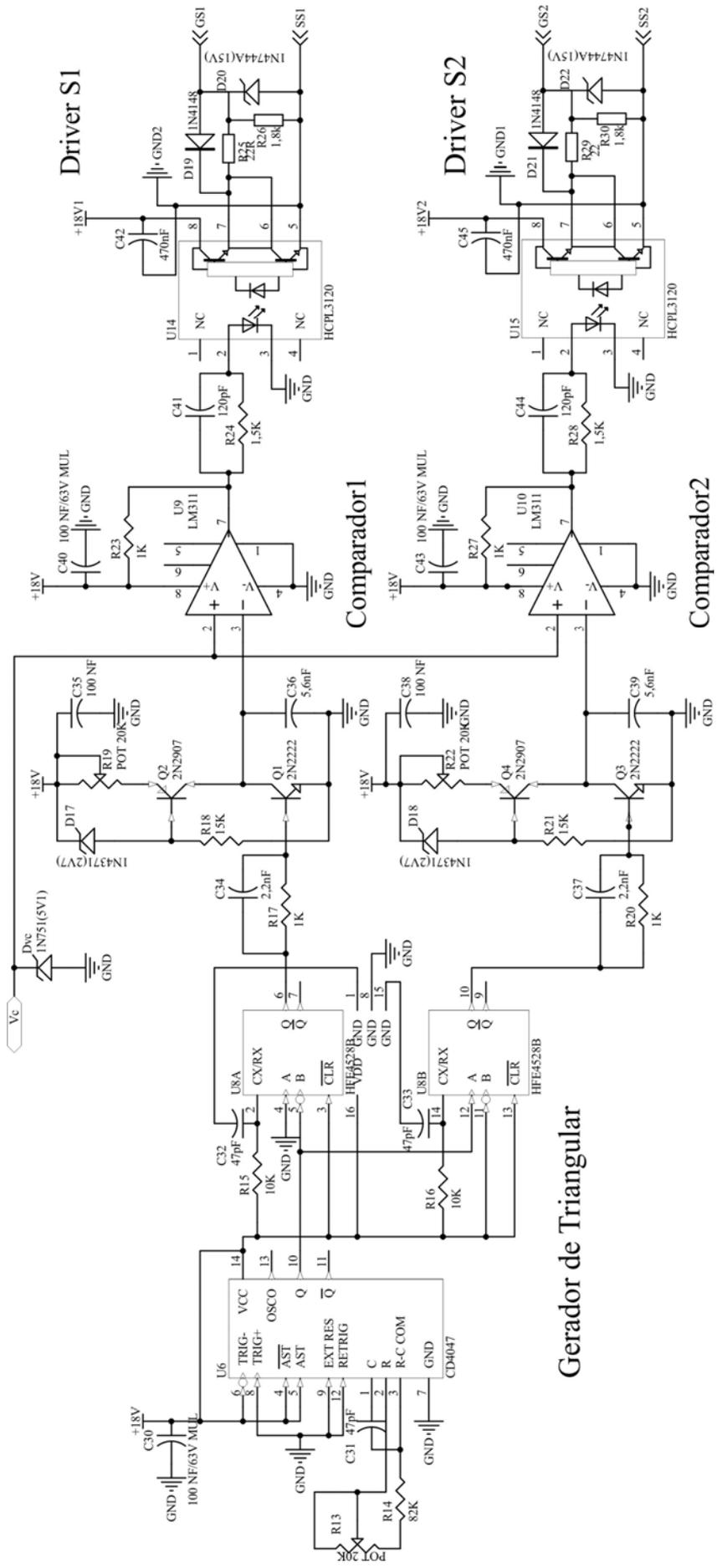
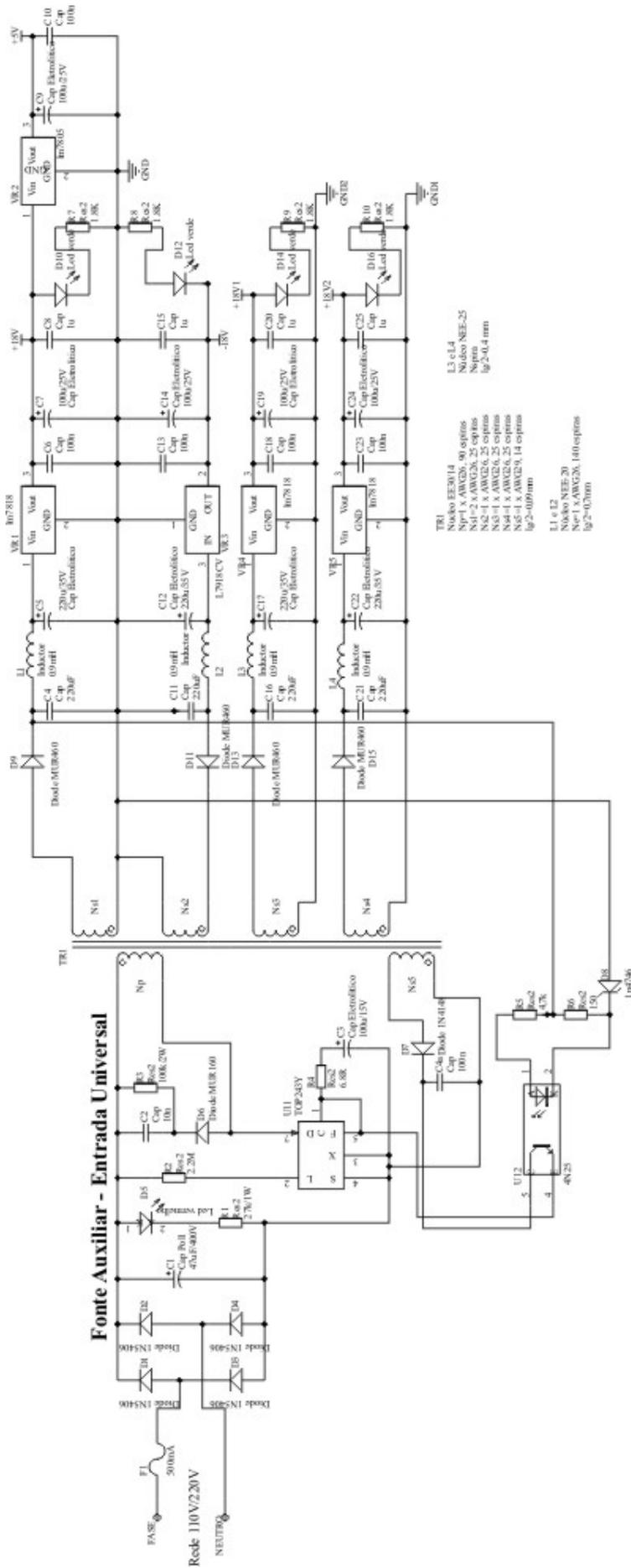


Fig. A.2 – Esquemático dos circuitos de comando: geradora de triangular, comparador PWM e drivers.



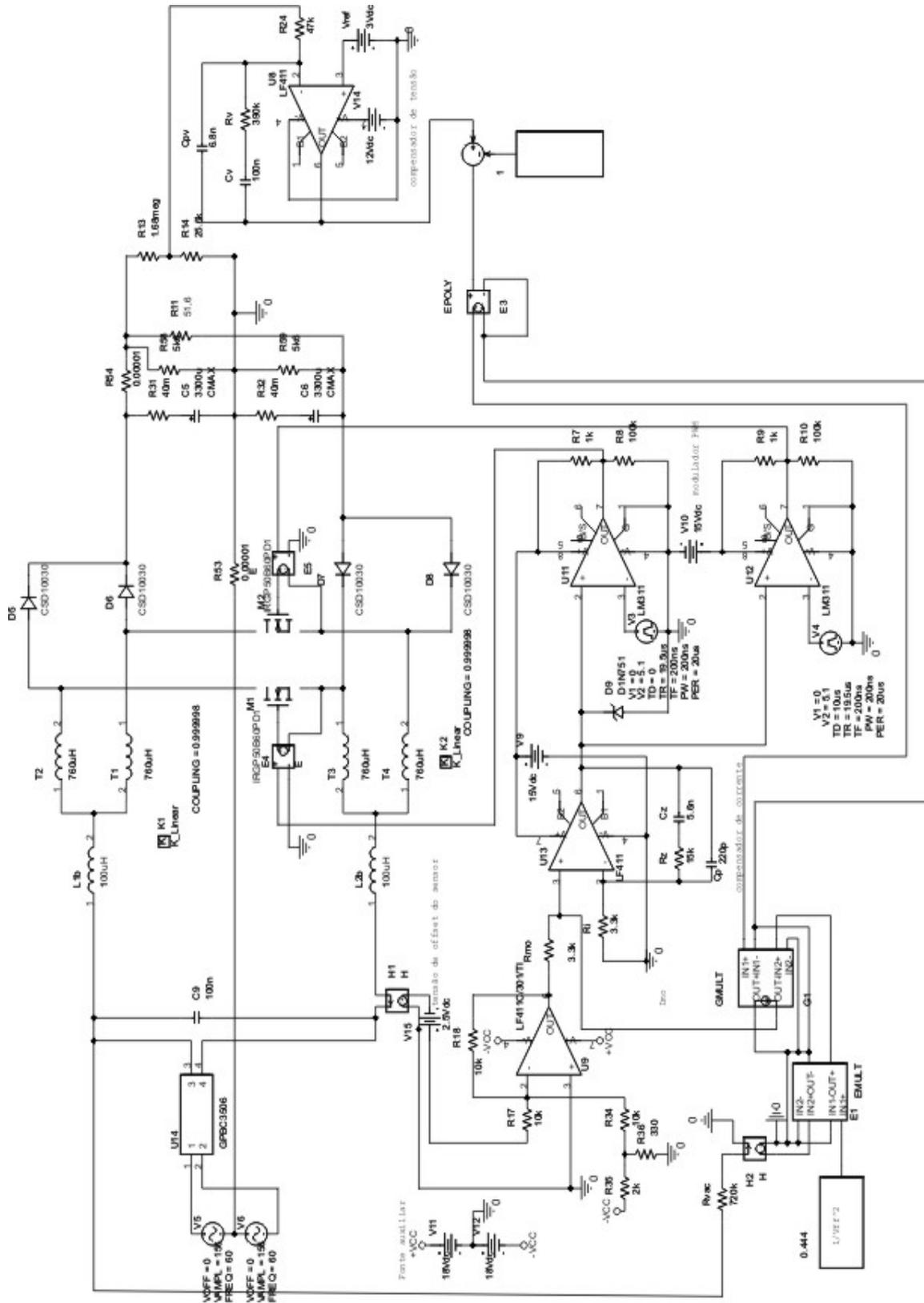


Fig. A.4 – Esquemático do circuito de simulação do conversor.

APÊNDICE B

(Projeto do Conversor *Boost* Clássico com CFP)

PROJETO DO CONVERSOR *BOOST* CLÁSSICO COM CFP

B.1 Introdução

A metodologia de projeto do conversor *boost* clássico com CFP é apresentada neste Apêndice com o objetivo de se comparar vários aspectos entre o conversor PDC-CCTE proposto neste trabalho e o conversor *boost* clássico. Somente o estágio de potência será considerado e este conversor será projetado para as mesmas especificações de potência e tensão do PDC-CCTE.

A topologia do conversor *boost* com CFP é mostrada na Fig. B.1. O conversor é composto de uma fonte de entrada V_{in} , uma ponte retificadora, um indutor de armazenamento L_b , um interruptor controlado S , um diodo de transferência D_b e um capacitor de saída C_o .

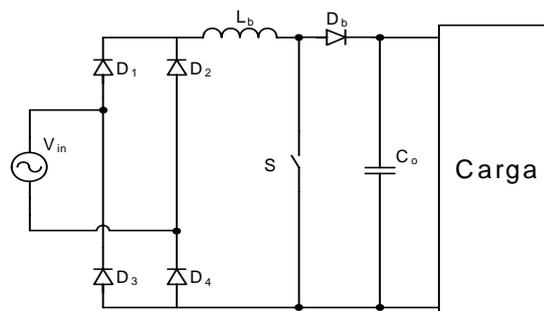


Fig. B.1 – Topologia do conversor *boost* clássico com CFP.

B.2 Metodologia de Projeto

As especificações do conversor *boost* clássico com CFP são apresentadas na Tabela B.1.

Tabela B.1 – Especificações de Projeto do Conversor *Boost*.

Potência de saída	$P_o = 3kW$
Tensão eficaz de entrada	$V_1 = 220Vca$
Tensão eficaz de saída	$V_o = 400Vcc$
Frequência da rede	$f_r = 60Hz$
Fator de potência na entrada	$fp_{in} \cong 1$

Para realizar o projeto são adotados os parâmetros apresentados na Tabela B.2.

Tabela B.2 – Parâmetros Adotados do Projeto.

Frequência de comutação dos interruptores	$f_s = 50kHz$
Ondulação de tensão sobre cada capacitor na saída	$\Delta V_o = 1,5\% \cdot V_o$
Ondulação da corrente na entrada	$\Delta I_{in} = 25\% \cdot I_{pico}$
Rendimento teórico esperado do sistema	$\eta = 0,95$

B.2.1 Indutor L_b

A corrente de entrada e a corrente de pico são calculadas a partir das equações (B.1) e (B.2), respectivamente:

$$I_{efin} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_1} = \frac{3000}{0,95 \cdot 220} = 14,354A, \quad (B.1)$$

$$I_p = I_{efin} \cdot \sqrt{2} = 20,3A. \quad (B.2)$$

Considerando-se uma ondulação de 25% do pico da corrente de entrada, tem-se:

$$\Delta I_{in} = 25\% \cdot I_p = 5,075A. \quad (B.3)$$

Assim, o valor da indutância de L_b é obtido a partir da equação (B.4):

$$L_b = 0,32 \cdot \frac{V_{in} \cdot \sqrt{2}}{\Delta I_{in} \cdot f_s} = 392,363\mu H. \quad (B.4)$$

Para a realização do projeto físico a indutância é assumida como sendo igual a $390\mu H$. Os parâmetros necessários são definidos na Tabela B.3.

Tabela B.3 – Parâmetros de Projeto do Indutor L_b .

Indutância de L_b	$L_1 = 390\mu H$
Fator de utilização da área da janela	$k_w = 0,5$
Máxima densidade de corrente	$J_{max} = 300A/cm^2$
Máxima densidade de fluxo magnético	$B_{max} = 0,15T$
Permeabilidade magnética do vácuo	$\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H/m$

A partir da definição desses parâmetros pode-se calcular o produto das áreas do núcleo e da janela pela equação (B.5) para a devida especificação do núcleo a ser utilizado.

$$A_e A_w = \frac{L_b \cdot I_{pin} \cdot I_{efin}}{k_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \cdot 10^4 \quad [cm^4] \quad (B.5)$$

Substituindo-se os valores em (B.5) tem-se que:

$$A_e A_w = 50,506 \text{ cm}^4.$$

Para o produto de área calculado, o núcleo de ferrite apropriado escolhido é o NEE-65/33/52-IP12 da *Thornton* com as seguintes dimensões:

$$A_e A_w = 55,4 \text{ cm}^4; A_e = 10,113 \text{ cm}^2; A_w = 5,478 \text{ cm}^2; MLT = 19,942 \text{ cm}; V_e = 140,382 \text{ cm}^3.$$

O número de espiras do indutor é dado por (B.6):

$$N_{L_b} = \frac{L_b \cdot I_{pin}}{A_e \cdot B_{max}} \cdot 10^4 \cong 53 \text{ espiras}.$$

O entreferro é calculado dessa forma:

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot N_{L_b}^2 \cdot A_e}{L_b} \cdot 10^{-2} = 0,915 \text{ cm}. \quad (\text{B.7})$$

Por (B.8) é calculada a seção do condutor para conduzir o nível de corrente desejado.

$$S_{L_b} = \frac{I_{efin}}{J_{max}} = 0,048 \text{ cm}^2. \quad (\text{B.8})$$

Para o projeto é escolhido o fio 20 AWG que possui uma seção $S_{20AWG} = 0,0052 \text{ cm}^2$. Dessa forma, o número de fios em paralelo é dado por:

$$N_{fios} = \frac{S_{L_b}}{S_{20AWG}} \cong 10 \text{ fios}. \quad (\text{B.9})$$

O fator de utilização da janela é encontrado através da equação (B.10):

$$k_w = \frac{N_{fios} \cdot N_{L_b} \cdot S_{20AWG}}{A_w} = 0,5. \quad (\text{B.10})$$

A Tabela B.4 apresenta o resumo do projeto do indutor L_b .

Tabela B.4 – Resumo do Projeto do Indutor L_b .

Indutância de L_b	$L_b = 390 \mu H$
Núcleo escolhido	<i>NEE – 65/33/52</i>
Número de espiras	$N_{L1} = 53 \text{ espiras}$
Quantidade de fios em paralelos / bitola do fio	$N_{fios} = 10 \times 20 \text{ AWG}$
Entreferro	$\frac{l_g}{2} = 0,458 \text{ cm}$

B.2.2 Interruptor S

São apresentados os cálculos dos esforços de tensão e corrente do interruptor S. A máxima tensão sobre o interruptor é:

$$V_S = V_O = 400V . \quad (\text{B.11})$$

A corrente eficaz no interruptor é calculada através da equação (B.12):

$$I_{efS} = \sqrt{I_{efin}^2 - \frac{3}{8} \cdot \left(\frac{V_{in} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{pin}}{V_o} \right)^2} = 10,609A . \quad (\text{B.12})$$

A máxima corrente de pico repetitivo no interruptor é dada pela equação (B.13):

$$I_{pS} = I_p = 20,3A . \quad (\text{B.13})$$

B.2.3 Diodo D_b

São apresentados os cálculos dos esforços de tensão e corrente do diodo D_b. A máxima tensão sobre o diodo é:

$$V_{D_b} = V_O = 400V . \quad (\text{B.14})$$

A corrente média através do diodo é calculada através da equação (B.15):

$$I_{mdD_b} = \frac{P_o}{V_o} = 7,5A . \quad (\text{B.15})$$

A máxima corrente de pico repetitivo no diodo é dada pela equação (B.16):

$$I_{pD_b} = I_p = 20,3A . \quad (\text{B.16})$$

B.2.4 Ponte Retificadora

São apresentados os cálculos dos esforços de tensão e corrente para uma ponte retificadora. A máxima tensão sobre a ponte retificadora é:

$$V_{DR} = V_p \cong 311V . \quad (\text{B.17})$$

A corrente média através do diodo é calculada através da equação (B.18):

$$I_{mdDR} = \frac{I_p}{\pi} = 6,462A . \quad (\text{B.18})$$

A corrente de pico na ponte retificadora é dada pela equação (B.19):

$$I_{pDR} = I_p = 20,3A . \quad (\text{B.19})$$

B.2.5 Capacitor de Saída

Considerando a ondulação de tensão especificada na Tabela B.2, o valor de capacitância do capacitor do filtro de saída é dado pela equação (B.20);

$$C_o = \frac{P_o}{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_o \cdot \Delta V_o} = 1658 \mu F. \quad (\text{B.20})$$

Assim, podem ser utilizados quatro capacitores eletrolíticos em paralelo de 470 μ F/600V, totalizando um capacitor equivalente de 1880 μ F/600V.

B.3 Análise Comparativa

Feito o projeto do conversor *boost* clássico, apresenta-se na Tabela B.5 uma comparativa entre os conversores PDC-CCTE e *boost* clássico.

Tabela B.5 – Comparativa entre os Conversores PDC-CCTE e *Boost* Clássico.

Parâmetro	PDC-CCTE	<i>Boost</i> Clássico
Indutância	2x100 μ H	390 μ H
Corrente eficaz no indutor	$I_{\text{efL1}} = 14,058 \text{ A}$	$I_{\text{efL}} = 14,354 \text{ A}$
Corrente de pico do indutor	$I_{\text{pL1}} = 19,881 \text{ A}$	$I_{\text{pL}} = 20,3 \text{ A}$
Tensão máxima sobre o interruptor	$V_{\text{S1}} = 400 \text{ V}$	$V_{\text{S}} = 400 \text{ V}$
Corrente eficaz através do interruptor	$I_{\text{efS1}} = 4,097 \text{ A}$	$I_{\text{efS}} = 10,609 \text{ A}$
Corrente de pico através do interruptor	$I_{\text{pS1}} = 9,941 \text{ A}$	$I_{\text{pS}} = 20,3 \text{ A}$
Tensão máxima sobre o diodo	$V_{\text{D1}} = 200 \text{ V}$	$V_{\text{D}} = 400 \text{ V}$
Corrente média através do diodo	$I_{\text{mdD1}} = 3,866 \text{ A}$	$I_{\text{mdD}} = 7,5 \text{ A}$
Corrente de pico através do diodo	$I_{\text{pD1}} = 9,941 \text{ A}$	$I_{\text{pD1}} = 20,3 \text{ A}$
Tensão máxima sobre a ponte retificadora	$V_{\text{DR}} = 311 \text{ V}$	$V_{\text{DR}} = 311 \text{ V}$
Corrente média através da ponte retificadora	$I_{\text{mdDR}} = 6,328 \text{ A}$	$I_{\text{mdDR}} = 6,462 \text{ A}$
Corrente de pico através da ponte retificadora	$I_{\text{pDR}} = 19,881 \text{ A}$	$I_{\text{pD1}} = 20,3 \text{ A}$
Capacitância	2x3300 μ F/350V	1880 μ F/600V
Transformador em alta frequência	Sim	Não
Possibilidade de <i>by-pass</i>	Sim	Não

B.4 Conclusões

Neste Apêndice foi apresentada uma metodologia de projeto para um conversor *boost* clássico de 3kW em modo de condução contínua. Comparando este projeto com o conversor PDC-CCTE pode-se concluir que:

- O valor de indutância no *boost* clássico é maior que no conversor PDC-CCTE, exigindo um núcleo de maior volume e peso;
- Os esforços de corrente dos semicondutores de potência do conversor *boost* clássico são praticamente o dobro dos esforços de corrente do PDC-CCTE, aumentando as perdas por condução;
- Considerando uma capacitância de saída equivalente no PDC-CCTE, temos uma igualdade de valores de capacitância entre os conversores. No entanto, os esforços de tensão no *boost* clássico são bem maiores que no conversor PDC-CCTE.