Este trabalho apresenta o estudo de um retificador com elevado fator de potência no controle eletrônico de um refrigerador destinado aos mercados norte-americano e europeu, o qual faz uso de um compressor com tecnologia linear. Apresenta-se uma comparação entre diferentes soluções, dentre as quais duas foram selecionadas mantendo-se a mesma plataforma. Estas soluções são conhecidas como *bridgeless* e integram as etapas de retificação e conversão CC-CC em um único estágio, possibilitando a diminuição das perdas por condução. Foi selecionada a técnica conhecida como *One Cycle Control* (OCC) devido a simplificação dos circuitos auxiliares necessários.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes

Joinville, 2015

ANO
2015

CLAUDIO BRUNING | RETIFICADOR BRIDGELESS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO ONE CYCLE CONTROL PARA APLICAÇÃO EM

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
CURSO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

RETIFICADOR BRIDGELESS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO *ONE CYCLE CONTROL* PARA APLICAÇÃO EM REFRIGERADORES DOMÉSTICOS

CLAUDIO BRUNING

JOINVILLE, 2015

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA - UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CLAUDIO BRUNING

RETIFICADOR BRIDGELESS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO ONE CYCLE CONTROL PARA APLICAÇÃO EM REFRIGERADORES DOMÉSTICOS

JOINVILLE

2015

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA - UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CLAUDIO BRUNING

RETIFICADOR BRIDGELESS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO ONE CYCLE CONTROL PARA APLICAÇÃO EM REFRIGERADORES DOMÉSTICOS

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador:
Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes

JOINVILLE

2015

B897r Bruning, Claudio
Retificador bridgeless com elevado fator de potência utilizando one cycle control para aplicação em refrigeradores domésticos/ Claudio Bruning. – 2015.
268 p. : il. ; 21 cm

Orientador: Yales Rômulo de Novaes
Bibliografia: p. 257-262
Dissertação (mestrado) – Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2015.

1. Acionamentos Elétricos. 2. Controle de Fator de Potência. 3. Compressor Linear. 4. Conversor Bridgeless. 5. One Cycle Control
I. Novaes. Yales Rômulo de. II. Universidade do Estado de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título

CDD 621.46 – 23.ed.

CLAUDIO BRUNING

RETIFICADOR BRIDGELESS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO *ONE CYCLE CONTROL* PARA APLICAÇÃO EM REFRIGERADORES DOMÉSTICOS

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Profissional em Engenharia Elétrica como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de concentração "Automação de Sistemas".

Banca Examinadora

Orientador:

Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
CCT/UDESC

Membros

Prof. Dr. Márcio Silveira Ortmann
UFSC

Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerdt
CCT/UDESC

Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
CCT/UDESC

Joinville,SC, 23 de setembro de 2015.

Dedico este trabalho à minha família.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer o meu orientador Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes, por todo o conhecimento transmitido, por confiar no meu potencial e especialmente pela paciência e respeito com as adversidades encontradas durante este estudo.

Aos professores do curso de pós-graduação que contribuíram no meu desenvolvimento durante as disciplinas ministradas e pelas dúvidas sanadas.

Aos meus pais Silvio e Elizabete, por todo apoio, dedicação e atenção durante todos estes anos.

À minha namorada Mirian pelas palavras de incentivo e motivação além da sua ajuda nas revisões da documentação escrita.

Aos doutorandos e mestrandos do *nPEE* pelo suporte, em especial ao Felipe Zimann pela imensa ajuda neste estudo.

À *UDESC*, pela infraestrutura concedida.

À *Whirlpool Latin America* pelo suporte e parceria na execução desta pesquisa.

No que diz respeito ao empenho, ao compromisso,
ao esforço, à dedicação, não existe meio termo.
Ou você faz uma coisa bem feita ou não faz.
Ayrton Senna (1960-1994)

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo de um retificador com elevado fator de potência no controle eletrônico de um refrigerador destinado aos mercados norte-americano e europeu, o qual faz uso de um compressor com tecnologia linear. A demanda decorre dos requisitos normativos exigidos por estes mercados, os quais possivelmente a partir de 2017 só poderão ser atendidos com a utilização de circuitos retificadores com elevado fator de potência. Apresenta-se uma comparação entre diferentes soluções, dentre as quais duas foram selecionadas mantendo-se a mesma plataforma. Estas soluções são conhecidas como *bridgeless* e integram as etapas de retificação e conversão *CC-CC* em um único estágio, possibilitando a diminuição das perdas por condução. Foi selecionada a técnica conhecida como *One Cycle Control (OCC)* devido a simplificação dos circuitos auxiliares necessários. Para a implementação do protótipo, é realizada a modelagem dinâmica e a análise quantitativa dos conversores, bem como a definição de todos os componentes necessários. Os conversores são desenvolvidos para atuar até $300\ W$ com tensão de barramento de $390\ V$ e tensão eficaz de entrada entre $97\ V - 140\ V$ e $180\ V - 264\ V$. O protótipo é avaliado em condições de regime permanente, transitória, verificação da eficiência, avaliação térmica e atendimento das normas necessárias.

Palavras-chaves: Controle de fator de potência. Compressor Linear. Conversor *Bridgeless*. One cylce control.

ABSTRACT

In 2017 the standards organization(s) in the North American and European markets are reducing the allowable limits for harmonic distortion which may increase the need for PFC circuits; therefore, this paper presents study on a rectifier design with high power factor applied in a home appliance refrigerator that meets the requirements of North American and European markets. The electronic board must drive a refrigerator compressor that uses a linear technology. A comparison between different solutions is presented from which two were selected for implementation. These solutions, known as bridgeless PFC, integrate the rectification and the *CC-CC* conversion in the same stage reducing the conduction losses. The One Cycle Control *(OCC)* technique was selected due to its simpler auxiliary circuit requirements. Dynamic modeling and quantitative analysis of the converter was performed and a design methodology was derived. This methodology was used to design and build a $300W$ prototype with a bus voltage of $390V$ and input voltage with two different ranges, $97V$ up to $140V$ and $180V$ up to $264V$. The results include steady state and transient analyses, efficiency, thermal performance and harmonics standards analyses.

Key-words: Power factor correction. Linear Compressor. Bridgeless converter. One cycle control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Diagrama de blocos do controle eletrônico do refrigerador. 47

Figura 2.1 – Fluxograma de definição de classe de equipamentos. 55

Figura 2.2 – Limites de corrente harmônica (entre 2^a e 11^a) para as quatro classes com tensão de entrada de 120 V e potência de saída 25 W. 56

Figura 2.3 – Limites de corrente harmônica (entre 2^a e 11^a) para as quatro classes com tensão de entrada de 120 V e potência de saída 300 W. 56

Figura 2.4 – Limites de corrente harmônica (entre 12^a e 40^a) para as quatro classes com tensão de entrada de 120 V e potência de saída 25 W. 57

Figura 2.5 – Limites de corrente harmônica (entre 12^a e 40^a) para as quatro classes com tensão de entrada de 120 V e potência de saída 300 W. 57

Figura 2.6 – Circuito retificador monofásico dobrador de tensão. 58

Figura 2.7 – Corrente e tensão de entrada de um circuito retificador ideal dobrador de tensão operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W. 60

Figura 2.8 – Componentes harmônicas da corrente de entrada do retificador ideal dobrador de tensão operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W. 61

Figura 2.9 – Curva da impedância dos transformadores de distribuição (*WEG S/A*) pela potência nominal. 63

Figura 2.10 – Componentes harmônicas da corrente de entrada do retificador dobrador de tensão considerando a impedância dos transformadores da rede de alimentação operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W. 64
Figura 2.11 – Componentes harmônicas de corrente de entrada do retificador dobrador considerando a impedância dos transformadores operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W e limites normativos IEC61000-3-2 (2006) para as classes A e D. 65

Figura 3.1 – Sistema mecânico equivalente do compressor linear com 2 graus de liberdade. 68
Figura 3.2 – Circuito elétrico do atuador linear. 69
Figura 3.3 – Modelo mecânico simplificado do compressor linear. 71
Figura 3.4 – Diagrama de bloco do funcionamento do compressor linear controlado por pulso único. 76
Figura 3.5 – Etapas de operação do inversor do compressor linear controlado por pulso único. 77
Figura 3.6 – Formas de onda das etapas de operação do controle do compressor linear controlado por pulso único. 77
Figura 3.7 – Inversor monofásico ponte *H* com configuração dobrador de tensão. 78
Figura 3.8 – Corrente do compressor linear operando com tensão do barramento *CC* de 310 V e potência elétrica de 160 W. 79
Figura 3.9 – Potência elétrica do compressor linear operando com tensão do barramento *CC* de 310 V e potência elétrica de 160 W. 80
Figura 3.10 – Posição e velocidade do compressor linear operando com tensão do barramento *CC* de 310 V e potência elétrica de 160 W. 81

Figura 3.11 – Tensão V_{BMF} do compressor linear operando com tensão do barramento *CC* de 310 V e potência elétrica de 160 W. 82

Figura 3.12 – Força e pressão do cilindro do compressor linear operando com tensão do barramento *CC* de 310 V e potência elétrica de 160 W. 83

Figura 3.13 – Corrente do compressor linear operando com tensão do barramento *CC* de 310 V e potência elétrica de 100 W. 83

Figura 3.14 – Corrente do compressor linear operando com tensão do barramento *CC* de 310 V e potência elétrica de 40 W. 84

Figura 4.1 – Triângulo retângulo das potências. 87

Figura 4.2 – Tetraedro das potências. 88

Figura 4.3 – Circuito retificador dobrador com indutor à montante. 89

Figura 4.4 – Corrente e tensão de entrada e tensão de saída do retificador dobrador com indutor à montante operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W. 91

Figura 4.5 – Harmônicas de corrente de entrada do retificador dobrador com indutor à montante e limites da IEC operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W. 92

Figura 4.6 – Circuito retificador dobrador de tensão com indutores à jusante. 92

Figura 4.7 – Corrente e tensão de entrada e tensão de saída do retificador dobrador com indutor à jusante operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W. 93

Figura 4.8 – Harmônicas de corrente de entrada do retificador dobrador com indutor à jusante e limites da IEC operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W. 94
Figura 4.9 – Circuito retificador dobrador com filtro *LC*. 94
Figura 4.10 – Corrente e tensão de entrada e tensão de saída do retificador dobrador com filtro *LC* operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W. 96
Figura 4.11 – Harmônicas de corrente de entrada do retificador dobrador com filtro *LC* e limites da IEC operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W. 97
Figura 4.12 – Harmônicas de corrente de entrada do retificador dobrador com filtro *LC* e limites da IEC operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 25 W. 97
Figura 4.13 – Circuito retificador *Boost Clássico*. 98
Figura 4.14 – Corrente e tensão de entrada e tensão de saída do *Boost* clássico (BC) operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W. . . 100
Figura 4.15 – Harmônicas de corrente de entrada do *Boost* clássico (BC) e limites da IEC operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W. . . 100
Figura 4.16 – Harmônicas de corrente de entrada do *Boost* clássico (BC) e limites da IEC operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 25 W. . . . 101

Figura 5.1 – Circuito retificador Boost bridgeless *(CB)*. 104
Figura 5.2 – Circuito retificador *Boost bridgeless* dobrador de tensão #1 (*CBD#1*). 106
Figura 5.3 – Circuito retificador *Boost bridgeless* dobrador de tensão #2 (*CBD#2*). 107

Figura 5.4 – Circuito retificador *Buck-Boost* (*CBB*). 107
Figura 5.5 – Circuito retificador *Buck-Boost bridgeless (CBBB)*. . 108
Figura 5.6 – Perdas por condução e comutação dos retificadores ativos avaliados operando com tensão de entrada $V_{in} = 120$ V e potência de saída $P_{out} = 300$W. 111
Figura 5.7 – Perdas elétricas totais dos retificadores ativos avaliados operando com tensão de entrada $V_{in} = 120$ V e potência de saída $P_{out} = 300$ W. 112
Figura 5.8 – Perdas percentuais nos retificadores ativos considerando-se variação de carga entre 25 W e 300 W com tensão de entrada $V_{in} = 120$ V. 114
Figura 5.9 – Perdas por condução e comutação dos retificadores ativos avaliados operando com tensão de entrada $V_{in} = 230$ V e potência de saída $P_{out} = 300$W. 114
Figura 5.10 – Perdas elétricas totais dos retificadores ativos avaliados operando com tensão de entrada $V_{in} = 230$ V e potência de saída $P_{out} = 300$ W. 115
Figura 5.11 – Pontuação da matriz de decisão da seleção do retificador ativo a ser utilizado. 117
Figura 5.12 – Circuito *Totem-Pole Boost Brigeless*. 118
Figura 5.13 – Conversor selecionado completo. 119
Figura 5.14 – Conversor final com configuração do *CBD* para 120V.119
Figura 5.15 – Conversor final com configuração do *CB* para 230 V. 120

Figura 6.1 – Circuito *Boost Brigeless (CB)*. 124
Figura 6.2 – Circuito *Boost Brigeless* Dobrador *(CBD)*. 124
Figura 6.3 – Circuito do *CB* operando na primeira etapa de funcionamento. 126
Figura 6.4 – Circuito do *CB* operando na segunda etapa de funcionamento. 127
Figura 6.5 – Principais formas de onda do *CB* durante primeira e segunda etapas de funcionamento. 128

Figura 6.6 – Circuito do *CB* operando na terceira etapa de funcionamento. 129
Figura 6.7 – Circuito do *CB* operando na quarta etapa de funcionamento. 130
Figura 6.8 – Principais formas de onda do *CB* durante terceira e quarta etapas de funcionamento. 131
Figura 6.9 – Comportamento da razão cíclica no *CB*. 132
Figura 6.10 – Circuito do *CBD* operando primeira etapa de funcionamento. 136
Figura 6.11 – Circuito do *CBD* operando na segunda etapa de funcionamento. 137
Figura 6.12 – Principais formas de onda do *CBD* durante primeira e segunda etapas de funcionamento. 138
Figura 6.13 – Circuito do *CBD* operando na terceira etapa de funcionamento. 139
Figura 6.14 – Circuito do *CBD* operando na quarta etapa de funcionamento. 140
Figura 6.15 – Principais formas de onda do *CBD* durante terceira e quarta etapas de funcionamento. 141
Figura 6.16 – Comportamento da razão cíclica no *CBD*. 142
Figura 6.17 – Circuito e modelo de pequenos sinais do *CB*. 145
Figura 6.18 – Circuito e modelo de pequenos sinais do *CBD*. . . . 146
Figura 6.19 – Validação das respostas dos modelos de pequenos sinais do *CB* e *CBD* comparados com os valores médios quase instantâneos simulados no software *PSIM*: (a) variação da tensão de saída (V_{out}) em função da variação de 6% na razão cíclica; (b) variação da corrente de entrada (I_{in}) em função da variação de 6% na razão cíclica. 147
Figura 6.20 – Diagrama de bode das plantas de corrente do *CB* e *CBD* (H_{i1} e H_{i2}). 148
Figura 6.21 – Diagrama de bode das plantas de tensão do *CB* e *CBD* (H_{v1} e H_{v2}). 149

Figura 6.22 – Circuito equivalente da planta de desequilíbrio da tensão do barramento *CC*. 149
Figura 6.23 – Representação da lógica de controle do *OCC*. . . . 151
Figura 6.24 – Circuito equivalente do controlador *OCC*. 152
Figura 6.25 – Principais sinais do *OCC* operando com razão cíclica máxima, média e mínima. 153
Figura 6.26 – Diagrama de bloco do *BC* utilizando a estratégia clássica de controle. 153
Figura 6.27 – Diagrama de bloco do *BC* utilizando a estratégia *OCC*. 153
Figura 6.28 – Circuito equivalente do *BC* utilizando o *OCC*. 154
Figura 6.29 – Circuito de potência e sensores dos conversores propostos utilizando *OCC*. 154
Figura 6.30 – Circuito de potência e sensores para os conversores propostos utilizando *OCC* com controle de desbalanço de tensão do barramento. 155

Figura 7.1 – Corrente média instantânea do capacitor de saída C_{out1} do *CBD*. 165

Figura 8.1 – Diagrama geral do protótipo. 171
Figura 8.2 – Layout da placa do conversor. 172
Figura 8.3 – Vista superior do conversor *CB* 230 V (120 mm X 200 mm). 173
Figura 8.4 – Circuito ativo de potência do *CBD*. 182
Figura 8.5 – Circuito ativo de potência do *CB*. 183
Figura 8.6 – Tensão de entrada V_{in} e tensão de saída do circuito de detecção de polaridade V_{polar}. 184
Figura 8.7 – Circuito de detecção da polaridade da tensão de entrada. 185
Figura 8.8 – Circuito de condicionamento do sinal de *gate* para o *CB*. 186
Figura 8.9 – Circuito de condicionamento do sinal de *gate* para o *CBD*. 187

Figura 8.10 – Primeiro estágio de condicionamento do sinal de corrente com o *AmpOp* operando em modo diferencial. 190
Figura 8.11 – Segundo estágio de condicionamento do sinal de corrente com o *AmpOp* operando com retificador de precisão invertido. 191
Figura 8.12 – Circuito sensor da tensão de saída do conversor. . 192
Figura 8.13 – Modelo de pequenos sinais do circuito de potência do *BC*: (a) modelo considerando carga de resistência constante; (b) modelo considerando carga de potência constante. 193
Figura 8.14 – Diagrama do circuito de controle de tensão do *OCC*. 194
Figura 8.15 – Circuito compensador de tensão ($H_2(s)$). 195
Figura 8.16 – Diagramas de Bode da *FTMA* para $V_{in} = 85$ V. . . . 197
Figura 8.17 – Diagramas de Bode da *FTMA* para $V_{in} = 264$ V. . . 198
Figura 8.18 – Circuito do controlador *IR1155*. 198
Figura 8.19 – Diagrama de blocos da malha de desequilíbrio da tensão de saída. 199
Figura 8.20 – Circuito de controle de desbalanço de tensão. . . . 200
Figura 8.21 – Diagramas de Bode da *FTMA* da malha de desequilíbrio de tensão. 202

Figura 9.1 – Corrente de entrada I_{in} (CH1) e sinal de corrente condicionado V_{SNS} (CH2): (a) ciclo completo da rede; (b) detalhe dos sinais. 206
Figura 9.2 – Tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de polaridade V_{polar} (CH4). 207
Figura 9.3 – Sinais de saída do controlador - sinal de saída do controlador *IR1155* (CH2), sinal de entrada do *gate drive* V_{gate} (CH3) e sinal de polaridade V_{polar} (CH4): (a) resultado para condição de V_{in} negativa; (b) resultado para condição de V_{in} positiva. 208

Figura 9.4 – Detalhe dos sinais de saída do controlador - sinal de gatilho de S_2 (CH1), sinal de gatilho do S_1 (CH2) e sinal de entrada do *gate drive* (CH3). 209

Figura 9.5 – Sinais de saída do controlador - sinal de gatilho de S_2 (CH1), sinal de gatilho do S_1 (CH2) e sinal de entrada do *gate drive* (CH3): (a) *Turn-on* S_1 *e Turn-off* S_2; (b) *Turn-on* S_2 *e Turn-off* S_1. 209

Figura 9.6 – Detalhes dos sinais de saída do controlador - sinal de gatilho de S_2 (CH1), sinal de gatilho de S_1 (CH2), tensão (V_{ce}) sobre o interruptor S_2 (CH3) e tensão (V_{ce}) sobre o interruptor S_1 (CH4): (a) *Turn-on* S_1 *e Turn-off* S_2; (b) *Turn-on* S_2 *e Turn-off* S_1. . . 210

Figura 9.7 – *Soft-start* do *IR1155* - Corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de saída V_{out} (CH3). 211

Figura 9.8 – Operação em regime permanente com tensão de entrada $V_{in} = 97$ V e potência de saída $P_{out} = 25$ W - Corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2), tensão de saída V_{out} (CH3) e ondulação da tensão de saída ΔV_{out} (CH4): (a) tensão de saída medida com osciloscópio em modo *CC*; (b) tensão de saída medida com osciloscópio em modo *CA*. 212

Figura 9.9 – Detalhe da corrente no indutor L_b na condição de $V_{in} = 97$ V e $P_{out} = 25$ W - Corrente do indutor I_{LB} (CH1) e tensão do indutor V_{Lb} (CH2). 213

Figura 9.10 – Harmônicas de corrente de entrada I_{in} para a condição de $V_{in} = 97$ V e $P_{out} = 25$ W. 213

Figura 9.11 – Operação em regime permanente com tensão de entrada $V_{in} = 242$ V e potência de saída $P_{out} = 25$ W - Corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de saída V_{out} (CH3). . 214

Figura 9.12 – Harmônicas de corrente de entrada I_{in} para a condição de $V_{in} = 242$ V e $P_{out} = 25$ W. 214

Figura 9.13 – Operação em regime permanente com potência de saída $P_{out} = 120$ W - Corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de saída V_{out} (CH3): (a) tensão de entrada $V_{in} = 120$ V; (b) tensão de entrada $V_{in} = 230$ V. 215

Figura 9.14 – Harmônicas de corrente de entrada I_{in} para a condição de $V_{in} = 120$ V e $P_{out} = 120$ W. 215

Figura 9.15 – Harmônicas de corrente de entrada I_{in} para a condição de $V_{in} = 230$ V e $P_{out} = 120$ W. 216

Figura 9.16 – Operação em regime permanente com tensão de entrada $V_{in} = 120$ V e potência de saída $P_{out} = 300$ W - Corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de saída V_{out} (CH3): (a) ciclo completo da corrente de entrada; (b) detalhe da ondulação de corrente no indutor. 217

Figura 9.17 – Harmônicas de corrente de entrada I_{in} para a condição de $V_{in} = 120$ V e $P_{out} = 300$ W. 217

Figura 9.18 – Operação em regime permanente com tensão de entrada $V_{in} = 230$ V e potência de saída $P_{out} = 300$ W - Corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de saída V_{out} (CH3). . 218

Figura 9.19 – Harmônicas de corrente de entrada I_{in} para a condição de $V_{in} = 230$ V e $P_{out} = 300$ W. 218

Figura 9.20 – Teste de variação de carga com tensão de entrada $V_{in} = 120$ V - Corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de saída V_{out} (CH3): (a) degrau de carga de 25 W para 300 W; (b) degrau de carga de 300 W para 25 W. 220

Figura 9.21 – Teste de variação da tensão de entrada - Corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de saída V_{out} (CH3): (a) variação da tensão de entrada de 120 V para 230 V com potência de 25 W; (b) variação da tensão de entrada de 230 V para 120 V com potência de 300 W. 222
Figura 9.22 – Avaliação da eficiência do *CB* com variação da carga entre 25 W e 360 W nas duas condições de tensão de entrada nominais (120 V e 230 V). 223
Figura 9.23 – Avaliação da eficiência do *CB* com variação da tensão de entrada entre 120 V e 230 V com potência de saída de 300 W. 223
Figura 9.24 – Imagem térmica do *CB* operando em 300 W com tensão de entrada de 180 V e temperatura ambiente de 25^oC. 224
Figura 9.25 – Imagem térmica do *CB* operando em 300 W com tensão de entrada de 97 V e temperatura ambiente de 25^oC. 225
Figura 9.26 – Avaliação do circuito de controle de desbalanço de tensão dos capacitores - Tensão do capacitor C_{out_1} (CH2), tensão do capacitor C_{out_2} (CH3) e tensão de saída V_{out} (CH4): (a) *CBD* sem controle de desbalanço de tensão; (b) *CBD* com controle de desbalanço de tensão. 226
Figura 9.27 – Avaliação do *CBD* em regime permanente com $V_{in} = 12$ V e $P_{out} = 3,2$ W - Corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de saída V_{out} (CH4). 227

Figura 10.1 – Modelo dos transdutores e lógica do *OCC*. 230
Figura 10.2 – Comportamento da razão cíclica (D_{CD}) e V_m para condição da passagem por zero da corrente de entrada (I_{in}). 231

Figura 10.3 – Modelo do controlador *IR1155* no *PSIM*. 232
Figura 10.4 – Resultados de simulação dos sinais de controle e corrente do *IR1155*: (a) condição de razão cíclica D_{CD} máxima; (b) condição de razão cíclica D_{CD} mínima. 233
Figura 10.5 – Resultados de simulação do *CB* controlado pelo *IR1155* com potência de 300 W e tensão de entrada de 97 V. 234
Figura 10.6 – Simulação de variação de carga de 25 W para 300 W no *CB* controlado pelo *IR1155* com tensão de entrada de 97 V. 235
Figura 10.7 – Simulação de variação de carga de 300 W para 25 W no *CB* controlado pelo *IR1155* com tensão de entrada de 97 V. 236
Figura 10.8 – Avaliação da razão cíclica do *CB* operando com potência de 300 W e tensão de entrada de 97 V. . . . 237
Figura 10.9 – Avaliação da influência das dinâmicas das cargas reais no funcionamento do *CB* operando com tensão de entrada de 120 V, potência do compressor de 160 W e potência da *SMPS* variando entre 25 W e 128 W. 239
Figura 10.10 – Avaliação da influência das dinâmicas das cargas reais no funcionamento do *CB* operando com tensão de entrada de 120 V, potência do compressor variando entre 0 W e 160 W e potência da *SMPS* variando entre 25 W e 128 W. 240
Figura 10.11 – Resultados de simulação do *CBD* controlado pelo *IR1155* com tensão de entrada de 97 V: (a) operando com potência de saída de 300 W; (b) operando com potência de saída de 25 W. 241
Figura 10.12 – Avaliação da razão cíclica do *CBD* operando com potência de saída de 300 W e tensão de entrada de 97 V. 242

Figura 10.13 – Avaliação em detalhe dos principais sinais do *CBD* durante a passagem por zero da corrente de entrada (I_{in}) com tensão de entrada de 97 V e potência de saída de 300 W. 243
Figura 10.14 – Avaliação da razão cíclica do *CBD* operando com potência de saída de 300 W e tensão de entrada de 97 V com novo valor do capacitor C_{int} ($C_{int,sol}$). 244
Figura 10.15 – Avaliação em detalhe dos principais sinais do *CBD* durante a passagem por zero da corrente de entrada (I_{in}) com tensão de enrada de 97 V e potência de saída de 300 W com novo valor do capacitor C_{int} ($C_{int,sol}$). 246

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Requisitos básicos do retificador. 48

Tabela 2.1 – Limites de distorção harmônica para equipamentos da classe A (IEC61000-3-2 (2006)). 52
Tabela 2.2 – Limites de distorção harmônica para equipamentos da classe B (IEC61000-3-2 (2006)). 53
Tabela 2.3 – Limites de distorção harmônica para equipamentos da classe C (IEC61000-3-2 (2006)). 53
Tabela 2.4 – Limites de distorção harmônica para equipamentos da classe D (IEC61000-3-2 (2006)). 54
Tabela 2.5 – Requisitos do retificador a diodos passivo avaliado. 59
Tabela 2.6 – Características do transformador de 75 kVA da WEG. 62

Tabela 3.1 – Parâmetros de simulação do compressor linear. . . 79

Tabela 4.1 – Requisitos do sistema avaliado com *PFC* ativo . . . 98

Tabela 5.1 – Capacitores e indutores dos retificadores ativos avaliados. 109
Tabela 5.2 – Resistência e perdas magnéticas dos indutores. . . 111
Tabela 5.3 – Perdas elétricas dos retificadores ativos avaliados operando com tensão de entrada $V_{in} = 120$ V e potência de saída $P_{out} = 300$ W. 112
Tabela 5.4 – Perdas elétricas dos retificadores ativos avaliados operando com tensão de entrada $V_{in} = 230$ V e potência de saída $P_{out} = 300$ W. 115

Tabela 8.1 – Requisitos elétricos do *CB* e *CBD*. 170
Tabela 8.2 – Grandezas elétricas do *CB* e *CBD*. 170
Tabela 8.3 – Coeficientes utilizados na aproximação das características de tensão dos semicondutores. 178

Tabela 8.4 – Perdas elétricas nos semicondutores. 179
Tabela 8.5 – Área de cobre necessária para dissipação de calor dos semicondutores e as respectivas resistências térmicas. 180
Tabela 8.6 – Tabela verdade porta lógica *XNOR* utilizada no *CB*. 184
Tabela 8.7 – Tabela verdade da lógica utilizada no *CBD*. 186

Tabela 9.1 – Principais grandezas elétricas do *CB* nas condições de $P_{out} = 120$ W e $P_{out} = 300$ W considerando $V_{in} = 120$ V e $V_{in} = 230$ V. 216

Tabela 10.1 – Parâmetro utilizados no modelo do *IR1155*. 232

Tabela B.1 – Matriz de Decisão da seleção do retificador ativo a ser utilizado 268

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AN	*Application notes*
ATX	*Advanced Technology Extended*
BC	Boost *clássico*
CA	*Corrente alternada*
CB	*Conversor boost bridgeless*
CBB	*Conversor buck-boost*
CBBB	*Conversor buck-boost bridgeless*
CBD#1	*Conversor boost bridgeless dobrador configuração #1*
CBD#2	*Conversor boost bridgeless dobrador configuração #2*
CBD	*Conversor boost bridgeless dobrador*
CC	*Corrente contínua*
CCM	*Modo de condução contínua*
CE	*Conformité Européenne*
EU	*European Union*
DHT	*Distorção harmônica total*
FCEM	*Força contra-eletromotriz*
FP	*Fator de potência*
FT	*Função de transferência*
FTMA	*Função de transferência de malha aberta*
IEC	*International Electrotechnical Commission*

IGBT	*Insulated Gate Bipolar Transistor*
MOSFET	*Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor*
NAR	*North America Region*
OCC	*One Cycle Control*
ONAN	*Oil Natural Air Natural*
PFC	*Power Factor Correction*
PI	*Proporcional Integral*
PWM	*Pulse Width Modulation*
SiC	*Silicon Carbide*
SMPS	*Switched Mode Power Supply*
UL	*Underwriters Laboratories*
VDE	*Verband der Elektrotechnik*
ZVT	*Zero voltage transition*

LISTA DE SÍMBOLOS

A_{PT}	Área do pistão
C_{out}	Capacitor de saída
$C_{out}eq$	Capacitor equivalente de saída do *CBD*
D	Razão cíclica
$D_{CB}(t)$	Razão cíclica *CB*
$D_{CBD}(t)$	Razão cíclica *CBD*
D_{LIM}	Distância entre o ponto de repouso e o limite superior
DS_{ref}	Referência de deslocamento máximo do cilindro
DS_E	Erro de deslocamento
$DSmax$	Deslocamento máximo
$Eoff_{D_{S1}}$	Energia de bloqueio do diodo D_{S1}
$Eoff_{S1}$	Energia de bloqueio do interruptor S_1
Eon_{S1}	Energia de entrada em condução do interruptor S_1
$F_{AM}(d(t))$	Força do amortecedor equivalente do atuador linear
$F_G(d(t))$	Força de pressão do gás sobre o pistão
$F_G(v(t))$	Força exercida pelo gás sobre o pistão
$F_{ML}(d(t))$	Força da mola do atuador linear
$F_{MT}(i(t))$	Força do atuador linear
$FHd_{fs}(s)$	*FTMA* da malha de desequilíbrio da tensão de saída
FV	Fator de tensão

$G(s)$	Planta dos conversores *CB* e *CBD* operando com a carga mista
$G_{cont_P}(s)$	Planta do *BC* operando com carga de potência constante
$G_{cont_R}(s)$	Planta do *BC* operando com carga de resistência constante
$G_{V_{comp}}(s)$	FTMA do circuito de controle da tensão de saída
Gd_{fs}	Planta de desequilíbrio da tensão dos capacitores de saída do *CBD*
H	Componente de potência formada pela TDH
H_{i1}	Planta de corrente do *CB*
H_{i2}	Planta de corrente do *CBD*
H_{v1}	Planta de tensão do *CB*
H_{v2}	Planta de tensão do *CBD*
$H_1(s)$	Sensor de tensão de saída
$H_2(s)$	Compensador de tensão
$H_3(s)$	Modulador *OCC*
$Hd_{fs}(s)$	Compensador de tensão de desequilíbrio
I_{in}	Corrente de entrada
$I_{cc_{med}}$	Corrente média de curto circuito
I_{sec}	Corrente do secundário do sensor de corrente *CSNX25*
K_{AM}	Coeficiente de força de amortecimento
K_{FMT}	Coeficiente de força do atuador linear
K_{ML}	Coeficiente de força da mola ressonante

K_{MT}	Coeficiente do atuador linear
K_{VMT}	Coeficiente de força contra-eletromotriz do atuador linear
Kd_{dr}	Ganho de saída do controlador de desequilíbrio
Ki_{fs}	Ganho do sensor de corrente do circuito de desequilíbrio
L_{MOTOR}	Indutância da bobina do atuador linear
$L_{s_{T_{75}}}$	Indutância do transformador de $75KVA$
$P_{D_{S1},cond}$	Perdas por condução no diodo D_{S1}
P_D	Pressão de descarga do compressor
$P_{D1,cond}$	Perdas por condução no diodo D_1
$P_G(d(t))$	Pressão do gás no interior do cilindro
$P_{in,CC-CA}$	Potência de entrada do conversor *CC-CA*
$P_{in,CC-CC}$	Potência de entrada do conversor *CC-CC*
P_{in}	Pressão inicial do gás no interior do cilindro
P_{Motor}	Potência elétrica do motor
P_{MOTOR}	Potência elétrica do motor
$P_{out,CC-CA}$	Potência de saída do conversor *CA-CC*
P_{out}	Potência de saída
P_S	Pressão de sucção do compressor
$P_{S1,cond}$	Perdas por condução no interruptor S_1
P_{sw}	Perda por comutação do conjunto S_1 e D_{S1}
P_L	Perdas elétricas no indutor *boost* (L_b)

P_T	Perdas elétricas totais de cada semicondutor
Q	Componente de potência devido a defasagem entre as fundamentais da tensão e corrente
R_{ca}	Resistência térmica entre o encapsulamento do componente e o ambiente
R_G	Constante do gás
R_{jc}	Resistência térmica entre junção e encapsulamento
R_{MOTOR}	Resistência da bobina do atuador linear
R_{out}	Resistência equivalente de carga para os conversores
R_{s_T}	Resistência dos transformadores
$R_{sensor}(max)$	Resistência máxima permitida no secundário do sensor de corrente *CSNX25*
S_{b_T}	Potência base monofásica para os transformadores
$T_{amb,max}$	Temperatura ambiente máxima
T_D	Temperatura de descarga do compressor
T_{in}	Temperatura inicial do gás no interior do cilindro
T_{rede}	Período da tensão da rede de alimentação
T_S	Temperatura de sucção do compressor
T_{sw}	Período de comutação
T_j	Temperatura máxima de junção
TDH_i	Taxa de distorção harmônica de corrente
V_{b_T}	Tensão base para os transformadores
V_{des}	Diferença de tensão entre os capacitores de barramento C_{out1} e C_{out2}

$V_{ENT}(t)$ Tensão na entrada do atuador linear

V_G Volume do cilindro

$V_{I_{SNS(max)}}$ Tensão máxima no pino de leitura da corrente do *IR1155* antes de iniciar a proteção por sobrecorrente

$V_{I_{SNS}}$ Tensão no pino de leitura da corrente do *IR1155*

$V_{in,EU}$ Tensão de entrada - Europa

$V_{in,NAR}$ Tensão de entrada - Norte-americana

$V_{in_{max}}$ Tensão máxima de entrada

$V_{in_{min}}$ Tensão mínima de entrada

$V_{L_{MOTOR}}(i(t))$ Tensão na indutância própria do enrolamento do atuador linear

V_{Lb} Tensão no indutor *boost*

$V_{MT}(v(t))$ Força contra-eletromotriz do atuador linear

$V_{out_{min}}$ Tensão mínima de saída

$V_{out_{OVP}}$ Tensão de proteção por sobre tensão

V_{out} Tensão do barramento *CC*

$V_{R_{MOTOR}}(t)$ Tensão na resistência do enrolamento do atuador linear

VA Potência aparente

Var Potência reativa

Vol_{in} Volume inicial no interior do cilindro

W Potência real

X_{L_T} Reatância indutiva dos transformadores

Z_{b_T}	Impedância base para os transformadores
Z_{LC}	Impedância característica do filtro *LC*
Z_{s_T}	Impedância dos transformadores
$d(t)$	Posição do conjunto móvel do atuador linear
$ds(t)$	Deslocamento do conjunto móvel
f_{MOTOR}	Frequência da corrente elétrica do atuador linear
f_{po}	Frequência do polo do compensador da malha de tensão
$f_{rede,EU}$	Frequência da rede - Europa
$f_{rede,NAR}$	Frequência da rede - Norte-americana
f_{rede}	Frequência da rede de alimentação
f_{sw}	Frequência de comutação
fcd_{fs}	Frequência de corte da malha de controle do circuito de desequilíbrio
$i(t)$	Corrente no enrolamento do atuador linear
$i_{C_{out,ef_n}}(t)$	Corrente eficaz no capacitor de saída C_{out1} quando a tensão de entrada é negativa
$i_{C_{out,ef_p}}(t)$	Corrente eficaz no capacitor de saída C_{out1} quando a tensão de entrada é positiva
$i_{C_{out}}$	Corrente do capacitor de saída
$i_{D_{S1}}$	Corrente no diodo D_{S1}
i_{D_1}	Corrente no diodo D_1
i_{S1}	Corrente no interruptor S_1
k_1	Ganho do circuito diferencial

k_2	Ganho do circuito retificador de precisão invertido
$k_{i_{sensor}}$	Ganho do sensor de corrente *CSNX25*
k_i	Ganho total do circuito de corrente
k_v	Ganho do sensor de tensão de saída
k_{v2}	Ganho do sensor de tensão do capacitor C_{out2}
k_j	Constante para cálculo dos indutores à jusante
kd_{fs}	Ganho do sensor de tensão do circuito de desequilíbrio
m	Massa do conjunto móvel
m_G	Massa do gás
n	Ordem da harmônica de corrente
$v(t)$	Velocidade do conjunto móvel do atuador linear
ΔI_{L_b}	Ondulação de corrente no indutor
$\Delta v_{C_{out}}(t)$	Ondulação de tensão no capacitor de saída
η	Coeficiente de expansão adiabática
ϕ	Ângulo de fase da carga
ϕ_1	Ângulo de fase entre as fundamentais da tensão e corrente
ρ_{in}	Densidade inicial do gás

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 45

2 REQUISITOS NORMATIVOS PARA ELETRODOMÉSTICOS . . 51

2.1 LIMITES HARMÔNICOS DE CORRENTE EM APLICAÇÕES DOMÉSTICAS 51

2.2 DEFINIÇÃO DA CLASSE E REQUISITOS PARA O TRABALHO PROPOSTO 58

2.2.1 Avaliação dos níveis de correntes harmônicas no retificador dobrador de tensão 59

2.2.2 Avaliação da influência da impedância dos transformadores nos níveis de correntes harmônicas do retificador dobrador de tensão 61

2.3 CONCLUSÃO 65

3 DESCRIÇÃO, MODELAGEM E PARAMETRIZAÇÃO DA CARGA 67

3.1 COMPRESSOR LINEAR 67

3.1.1 Modelo elétrico 69

3.1.2 Modelo mecânico 70

3.1.3 Modelo da força do gás 72

3.1.4 Acionamento por pulso único 75

3.2 VALIDAÇÃO DO MODELO PROPOSTO 75

3.3 CONCLUSÃO 84

4 AVALIAÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA DE RETIFICADORES COM CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA PASSIVOS E RETIFICADOR BOOST 87

4.1 RETIFICADOR MONOFÁSICO COM INDUTOR À MONTANTE 89

4.2 RETIFICADOR MONOFÁSICO COM INDUTOR À JUSANTE 90

4.3 RETIFICADOR MONOFÁSICO COM FILTRO LC 93

4.4 RETIFICADOR BOOST 96
4.5 CONCLUSÃO 101

5 AVALIAÇÃO COMPARATIVA ENTRE RETIFICADORES ATIVOS COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA 103
5.1 RETIFICADOR BOOST BRIDGELESS (*CB*) 103
5.2 RETIFICADORES BRIDGELESS DOBRADOR DE TENSÃO (*CBD#1* e *CBD#2*) 104
5.3 RETIFICADOR BUCK-BOOST *(CBB)* 106
5.4 RETIFICADOR BUCK-BOOST BRIDGELESS *(CBBB)* . . . 106
5.5 AVALIAÇÃO DAS PERDAS POR CONDUÇÃO E COMUTAÇÃO NOS COMPONENTES DE POTÊNCIA DOS CONVERSORES ATIVOS 108
5.6 MATRIZ DE DECISÃO 116
5.7 SOLUÇÃO SELECIONADA 117
5.8 CONCLUSÃO 119

6 ANÁLISE E METODOLOGIA DE PROJETO DOS CONVERSORES BOOST BRIDGELESS (*CB*) e BOOST BRIDGELESS DOBRADOR (*CBD*) 123
6.1 CONVERSOR BOOST BRIDGELESS *(CB)* 125
6.1.1 Etapas de funcionamento 125
6.1.1.1 Primeira etapa ($t_0 \leq t \leq t_1$) 125
6.1.1.2 Segunda etapa ($t_1 \leq t \leq T$) 126
6.1.1.3 Terceira etapa ($t_2 \leq t \leq t_3$) 126
6.1.1.4 Quarta etapa ($t_3 \leq t \leq T$) 127
6.1.2 Modelagem do Conversor *Bridgeless (CB)* 129
6.1.2.1 Modelo de pequenos sinais do *CB* 132
6.2 CONVERSOR BOOST BRIDGELESS DOBRADOR *(CBD)* 135
6.2.1 Etapas de funcionamento 135
6.2.1.1 Primeira etapa ($t_0 \leq t \leq t_1$) 135
6.2.1.2 Segunda etapa ($t_1 \leq t \leq t_2$) 136
6.2.1.3 Terceira etapa ($t_2 \leq t \leq t_3$) 137
6.2.1.4 Quarta etapa ($t_3 \leq t \leq t_4$) 138

6.2.2 Modelagem do Conversor *Bridgeless* Dobrador de Tensão *CBD* 139
6.2.2.1 Modelo de pequenos sinais do *CBD* . . . 142
6.3 VALIDAÇÃO DOS MODELOS DE PEQUENOS SINAIS DO *CB* E *CBD* 144
6.4 MODELO DA PLANTA DE DESEQUILÍBRIO DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC 146
6.5 DEFINIÇÃO DOS CONTROLADORES 148
6.5.1 *One cycle control* (*OCC*) 150
6.5.2 Controle de desbalanço de tensão 155
6.6 CONCLUSÃO 155

7 ANÁLISE DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DOS CONVERSORES *BRIDGELESS (CB)* E *BRIDGELESS* DOBRADOR *(CBD)* . . . 157
7.1 ANÁLISE DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO *CB* 157
7.1.1 Cálculo do indutor L_b do conversor 157
7.1.2 Cálculo da capacitância de saída C_{out} 158
7.1.3 Esforços de corrente e tensão nos semicondutores 159
7.1.3.1 Interruptores S_1 e S_2 159
7.1.3.2 Diodos D_{S1} e D_{S2} 160
7.1.3.3 Diodos D_1 e D_2 161
7.1.4 Perdas elétricas nos semicondutores 161
7.1.4.1 Perdas por condução 161
7.1.4.2 Perdas por comutação 162
7.2 ANÁLISE DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO *CBD* 163
7.2.1 Cálculo do indutor L_b do Conversor 163
7.2.2 Dimensionamento dos capacitores de saída C_{out1} e C_{out2} 164
7.2.3 Esforços de corrente nos semicondutores 166
7.2.3.1 Interruptores S_1 e S_2 166
7.2.3.2 Diodos D_{S1} e D_{S2} 166
7.2.4 Perdas nos semicondutores 167
7.2.4.1 Perdas por condução 167

7.2.4.2 Perdas por comutação 167
7.3 CONCLUSÃO 167

8 PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO 169
8.1 ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA 171
8.1.1 Indutor L_b 171
8.1.2 Capacitor de saída C_{out} 174
8.1.3 Semicondutores 175
8.1.4 Perdas dos Semicondutores 177
8.1.5 Dissipadores 178
8.2 CIRCUITOS AUXILIARES 180
8.2.1 Fontes auxiliares de tensão 180
8.2.2 Módulo de acionamento de potência 180
8.2.3 Condicionamento do sinal de *gate* 181
8.2.4 Sensor de corrente 186
8.2.5 Sensor de tensão 189
8.2.6 Definição da frequência de operação do *IR1155* . . 191
8.2.7 Circuito controlador da tensão de saída 192
8.2.8 Sensor e controlador de desbalanço de tensão . . . 197
8.3 CONCLUSÃO 202

9 RESULTADOS EXPERIMENTAIS 205
9.1 FUNCIONAMENTO DOS CIRCUITOS AUXILIARES 205
9.1.1 Sensor de corrente e condicionamento de sinais de controle 205
9.1.2 Circuito e sinais de comutação 207
9.2 FUNCIONAMENTO DOS CONVERSORES 208
9.2.1 Conversor Boost Bridgeless (*CB*) 210
9.2.2 Eficiência do conversor *CB* 221
9.2.3 Resultados térmicos do *CB* 222
9.2.4 Conversor Boost Bridgeless Dobrador (*CBD*) 225
9.3 CONCLUSÃO 227

10 AVALIAÇÃO DAS LIMITAÇÕES DO CONTROLADOR *IR1155* . 229
10.1 MODELAGEM DO *OCC* 229
10.1.1 Validação do modelo do *IR1155* (*PSIM*) 233
10.1.2 Investigação das limitações do *IR1155* aplicado no *CBD* 238
10.1.3 Solução proposta 244
10.2 CONCLUSÃO 247

11 CONCLUSÃO 249

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 255

Apêndices 261

APÊNDICE A ARQUIVO *DLL* DE SIMULAÇÃO DO COMPRESSOR LINEAR 263

APÊNDICE B MATRIZ DE DECISÃO 267

1 INTRODUÇÃO

Os avanços tecnológicos relacionados especialmente a conectividade e acesso a informação, tem elevado os requisitos dos eletrodomésticos atualmente comercializados. O processamento de dados e por consequência a integração de sistemas operacionais, aumentam cada vez mais as potências envolvidas nos controles eletrônicos. Da mesma forma, o apelo visual e melhoria de eficiência, vem introduzindo soluções de *LED* e a transformação de cargas de tensão alternada tais como ventiladores e válvulas de água em cargas de tensão contínua (FANARA, 2005).

Na mesma linha de transformação e evolução, o compressor, a principal carga dos refrigeradores, também vem sofrendo alterações onde a procura por soluções com capacidade variável cresce de forma expressiva e acelerada. Esta tendência se deve aos melhores níveis de eficiência, ruído acústico e desempenho de refrigeração com o uso desta tecnologia (SCHWARZ, 2001). As soluções com capacidade variável fazem uso de conversores de tensão, normalmente implementados em dois estágios de conversão *CA-CC* e *CC-CA*.

Todas estas mudanças nas soluções aplicadas, em refrigeradores demandam cada vez mais energia dos retificadores monofásicos (*CA-CC*), os quais normalmente são cargas não lineares. Estas cargas impõem elevados níveis de correntes harmônicas nas linhas de distribuição, elevando as perdas de todo o sistema elétrico integrado (RAWA, 2014). Órgãos regulamentadores definem limites para a distorção harmônica de corrente para praticamente todos os equipamentos eletroeletrônicos, com critérios específicos para cada país e região.

O aumento dos níveis de potência dos equipamentos vêm pressionando os fabricantes a apresentarem soluções mais eficientes e com menores distorções na corrente de entrada. Uma parcela importante deste

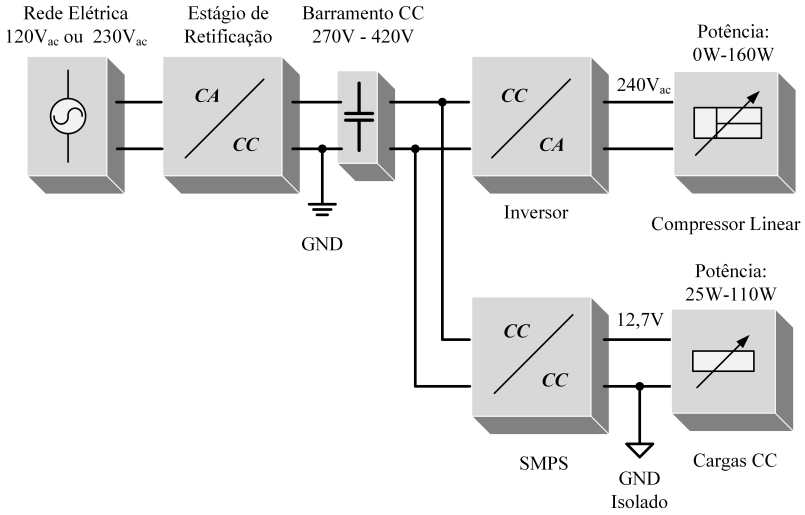
ganho de eficiência se deve à correção do fator de potência, resultando na diminuição da Distorção Harmônica Total *(DHT)*, melhoria do fator de potência *(FP)*, redução da corrente eficaz e perdas da rede de distribuição. As perdas por condução e comutação adicionadas pelos circuitos de correção de fator de potência (*CFP*) podem ser inferiores aos ganhos proporcionados por estes (FORTENBERY B.; KOOMEY, 2006), possibilitando assim o aumento da eficiência.

Este trabalho é dedicado ao projeto de um retificador com correção de fator de potência a ser utilizado em uma placa de controle de um refrigerador, constituído de cargas *CC* e um compressor de capacidade variável com tecnologia linear. O projeto visa atender aos requisitos dos mercados norte-americano e europeu, desta forma deve atender a duas faixas de tensão distintas (120 V / 230 V). O foco fica restrito em selecionar uma topologia que atenda aos requisitos normativos de fator de potência e níveis das correntes harmônicas, sendo a melhor solução diante diferentes critérios tais como, eficiência, complexidade, volume, entre outros.

Na Figura 1.1 é apresentado um diagrama geral do conversor a ser atendido. O primeiro estágio constitui o retificador da tensão de entrada *(CA-CC)*, o qual gera o barramento de tensão *CC*. O inversor (*CC-CA*) garante o fornecimento de tensão alternada para o compressor linear, tensão esta que varia em frequência e valor eficaz. A fonte de tensão chaveada, também conhecida como *Switched-Mode Power Supply (SMPS)*, converte a tensão de barramento *CC* em uma baixa tensão destinada ao controle de cargas tais como ventiladores, resistências, *LEDs* e *displays*. Na Tabela 1.1 são apresentados os requisitos gerais de tensão e potência das cargas, nas quais já são consideradas as perdas dos conversores *CC-CA* e *CC-CC*. O trabalho aqui proposto irá se concentrar no estudo do retificador *(CA-CC)*, considerando os demais conversores como cargas *CC*.

Além dos atuais requisitos das regiões norte-americana e européia, é feita também uma avaliação para os requisitos futuros que devem ser implementados em 2017. A norma IECIEC61000-3-2 (2014) de-

Figura 1.1 – Diagrama de blocos do controle eletrônico do refrigerador.



Fonte: Produção do autor.

termina que refrigeradores e freezers com compressores de velocidade variável passam a integrar a classe *D*, a qual é mais exigente que a atualmente utilizada (classe *A*). Esta norma foi publicada em 2014, todavia passará a ser exigida na Europa somente em 2017 (INTERTEK, 2015). Atualmente a norma válida é a IEC61000-3-2 (2006).

No Capítulo 2 são apresentadas as normas exigidas em cada um dos mercados considerados no escopo da pesquisa, bem como os níveis exigidos por estas. Primeiramente é verificado se o retificador a diodo dobrador de tensão com filtro capacitivo atende aos requisitos normativos. Nesta análise é considerado o retificador dobrador visto que a tensão de saída especificada (Tabela 1.1) é maior que a tensão de pico de entrada para o caso do mercado norte-americano. Além disso, nesta configuração ($V_{in,NAR}$) tem-se a maior corrente de entrada em comparação com a versão 230 V, a qual não demanda dobrador de tensão. Na sequência é feita uma avaliação das influências da impedância dos transformadores

Tabela 1.1 – Requisitos básicos do retificador.

Tensão de entrada - Norte-americana $V_{in,NAR} = 120$ V	$97\ V \leq V_{in,NAR} \leq 140$ V
Tensão de entrada - Europa $V_{in,EU} = 230$ V	$180\ V \leq V_{in,EU} \leq 264$ V
Frequência da rede - Norte-americana	$f_{r,NAR} = 60$ Hz
Frequência da rede - Europa	$f_{r,EU} = 50$ Hz
Tensão do barramento *CC*	$270\ V \leq V_{out} \leq 420$ V
Potência de entrada do conversor *CC-CA*	$0\ W \leq P_{in,CC-CA} \leq 172$ W
Potência de entrada do conversor *CC-CC*	$25\ W \leq P_{in,CC-CC} \leq 128$ W
Potência de saída do conversor *CA-CC*	$25\ W \leq P_{out,CC-CA} \leq 300$ W

Fonte: Adaptado dos requisitos de projeto da *Whirlpool Latin America*.

das linhas de distribuição no comportamento da corrente de entrada do retificador.

O Capítulo 3 aborda a modelagem da *SMPS* e do conjunto inversor-compressor linear, necessária para a definição das características da corrente drenada do retificador. O modelo do compressor linear é implementado no software *PSIM* e validado através do comparativo com um modelo completo de propriedade da *Whirlpool Latin America*.

Conhecendo-se o comportamento da carga do retificador, no Capítulo 4 são apresentados circuitos passivos e o retificador *Boost* atuando na correção do fator de potência do retificador em questão. É feita a avaliação dos mesmos diante dos limites normativos, tanto na condição de carga máxima (300 W) quanto mínima (25 W).

No Capítulo 5 são apresentadas diferentes soluções ativas para a correção do fator de potência com intuito de definir a melhor solução para

este tipo de aplicação. A escolha é feita através de uma matriz de decisão, na qual busca-se identificar os principais critérios a serem atendidos com o conversor. São escolhidos os conversores *bridgeless (CB)* e conversor *bridgeless* dobrador *(CBD)*, cada qual para uma faixa de tensão de entrada. Ambos possuem estrutura de montagem semelhante, permitindo o uso de uma mesma placa de circuito impresso.

No Capítulo 6 é apresentada a modelagem completa das soluções selecionadas, onde são obtidas as plantas que permitem a definição das malhas de controle necessárias. Na sequência é definida a técnica de controle, que inclui o controle da corrente de entrada, tensão de saída e desbalanço de tensão entre os capacitores. Finalmente é definido o componente integrado a ser utilizado no circuito de controle, onde optou-se por um circuito integrado comercial que utiliza modulação e estratégia de controle conhecidas como *One Cycle Control (OCC)*.

O equacionamento dos esforços sobre os componentes de potência é apresentado no Capítulo 7. Isso inclui a análise quantitativa do conversor, obtendo-se as equações para cálculo dos esforços de corrente e definição das capacitâncias e indutâncias. Da mesma forma, são apresentadas as equações para definição das perdas por condução e comutação dos componentes de potência.

No Capítulo 8 é apresentado o projeto e implementação do protótipo dos conversores selecionados. É feita a seleção de todos os componentes de potência, a definição de todos os circuitos, esquemático, *layout* da placa e dissipador de calor.

O Capítulo 9 é dedicado a apresentação dos resultados experimentais, incluindo degrau de carga, variação de tensão, regime permanente, eficiência e análises harmônicas de corrente para ambos os conversores (*CB* e *CBD*). Por fim é apresentado o comportamento térmico do conversor.

No Capítulo 10 é feita uma investigação das limitações apresentadas pelo controlador selecionado (*IR1155*) quando utilizado no *CBD*.

Inicialmente é feita uma modelagem do controlador visando identificar as causas das limitações encontradas. Na sequência é proposta uma solução, a qual é validada através de simulação e sugerida para implementação em projetos futuros.

O último capítulo apresenta a conclusão geral do trabalho e as contribuições para possíveis trabalhos futuros.

2 REQUISITOS NORMATIVOS PARA ELETRODOMÉSTICOS

Os requisitos normativos a serem seguidos pelos equipamentos eletrônicos são definidos individualmente por países ou blocos econômicos. Um mesmo produto aprovado para comercialização em determinado país pode não ser liberado para um segundo mercado consumidor e vice-versa. Normalmente o mercado europeu, delimitado pela União Europeia *(EU)*, apresenta as maiores exigências para os níveis de correntes harmônicas que o equipamento pode impor na rede de distribuição.

A definição dos requisitos a serem atendidos pelos equipamentos eletrônicos são determinados pelos órgão regulamentadores, os quais normalmente utilizam como base normas internacionais.

2.1 LIMITES HARMÔNICOS DE CORRENTE EM APLICAÇÕES DOMÉSTICAS

A *International Electrotechnical Commission (IEC)* se destaca na definição dos limites de correntes harmônicas que um equipamento pode impor na rede de distribuição. Na Europa é esta a referência utilizada pelos órgãos certificadores para definir seus próprios limites de aceitação e aprovação de equipamentos. O descumprimento dos requisitos impostos, impedem a obtenção dos selos de aprovação da *Verband der Elektrotechnik* (VDE) e *Conformité Européene (CE)*, necessários para a comercialização de equipamentos eletrônicos neste mercado.

A principal norma que define os limites a serem atendidos pelos eletrodomésticos é a IEC61000-3-2 (2006). O retificador aqui estudado se enquadra na mesma pois sua corrente de entrada é inferior à 16 A e sua tensão de alimentação nominal é de 120 V e 230 V. A afirmação sobre a corrente pode ser feita visto que a potência máxima de saída do retificador é de 300 W. Neste trabalho serão considerados os requisitos

dessa norma para ambas as tensões de aplicação (120 V e 230 V), visando ter uma solução preparada para possíveis mudanças normativas do mercado norte-americano.

A IEC61000-3-2 (2006) define os limites de correntes harmônicas entre a segunda e a quadragésima harmônica para equipamentos com corrente de entrada inferior a 16 A, subdivididos em quatro classes distintas. Na Figura 2.1 é apresentado um fluxograma que permite definir em qual classe o equipamento em análise se enquadra. Os limites harmônicos de cada uma das classes são apresentados nas Tabela 2.1, 2.2, 2.3 e 2.4.

Tabela 2.1 – Limites de distorção harmônica para equipamentos da classe A (IEC61000-3-2 (2006)).

Harmônica n	Máxima corrente harmônica permitida (A)
Harmônicas Ímpares	
3	$2,30$
5	$1,14$
7	$0,77$
9	$0,40$
11	$0,33$
13	$0,21$
$15 \leq n \leq 39$	$0,15\frac{15}{n}$
Harmônicas Pares	
2	$1,08$
4	$0,43$
6	$0,30$
$8 \leq n \leq 40$	$0,23\frac{8}{n}$

Fonte: Adaptado de (61000-3-2, 2006).

As classe A e B possuem valores absolutos para cada harmônica, sem depender da potência ou valor eficaz da corrente do equipamento. Já a classe C define valores relativos para cada uma das harmônicas dependendo do fator de potência, além disso seus limites são propor-

Tabela 2.2 – Limites de distorção harmônica para equipamentos da classe B (IEC61000-3-2 (2006)).

Harmônica n	Máxima corrente harmônica permitida (A)
Harmônicas Ímpares	
3	$3,45$
5	$1,71$
7	$1,15$
9	$0,60$
11	$0,49$
13	$0,31$
$15 \leq n \leq 39$	$0,225\frac{15}{n}$
Harmônicas Pares	
2	$1,62$
4	$0,65$
6	$0,45$
$8 \leq n \leq 40$	$0,35\frac{8}{n}$

Fonte: Adaptado de (61000-3-2, 2006).

Tabela 2.3 – Limites de distorção harmônica para equipamentos da classe C (IEC61000-3-2 (2006)).

Harmônica n	Máxima corrente harmônica permitida (% da fundamental)
3	2
5	$30 \cdot \lambda$
7	10
9	7
$11 \leq n \leq 39$	5
λ é o fator de potência do circuito	

Fonte: Adaptado de (61000-3-2, 2006).

Tabela 2.4 – Limites de distorção harmônica para equipamentos da classe D (IEC61000-3-2 (2006)).

Harmônica n	Máxima corrente harmônica permitida por Watts (mA/W)	Máxima corrente harmônica permitida (A)
3	$3,40$	$2,30$
5	$1,90$	$1,14$
7	$1,000$	$0,77$
9	$0,50$	$0,40$
11	$0,35$	$0,33$
$13 \leq n \leq 39$	$\frac{3,85}{n}$	igual à classe A

Fonte: Adaptado de (61000-3-2, 2006).

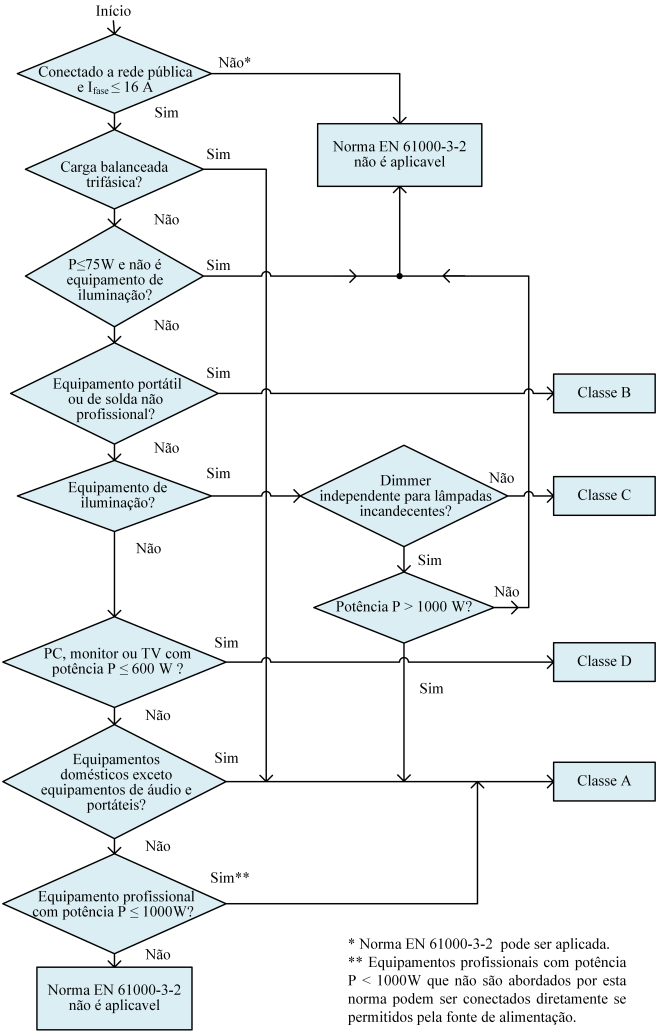
cionais a sua corrente fundamental. Por fim, na classe D além dos valores absolutos possui também uma dependência da potência do sistema, ou seja, deve ser atendido o menor nível entre os dois critérios.

Uma comparação entre as diferentes classes permite definir qual delas é a mais severa e a mais branda. Para isso, são utilizadas as condições de carga máxima e mínima para o retificador conforme apresentado na Tabela 1.1. Em ambas as análises considerou-se o *FP* de $0,7$ resultando em uma corrente de 250 mA para a potência de 25 W e 3 A para a potência máxima de 300 W.

A comparação é subdivida e avaliada entre duas faixas de harmônicas, da segunda até a décima terceira, e desta até a quadragésima. A relação de severidade entre as classes apresenta dois cenários para as duas potências avaliadas, entre à 2^{a} e 11^{a} os maiores níveis de harmônicas são aceitos para a classe *B* seguida por *A*, *D* e *C*, sendo a classe *C* a mais rigorosa. Nas Figura 2.2 e Figura 2.3 são apresentados os resultados para 25 W e 300 W respectivamente.

Entre a 12^{a} e 40^{a} harmônica, também existe uma relação de severidade, porém para estas harmônicas as classes com os limites mais elevados são *B*, *A*, *C* e finalmente *D*. Nas Figura 2.4 e Figura 2.5 são

Figura 2.1 – Fluxograma de definição de classe de equipamentos.

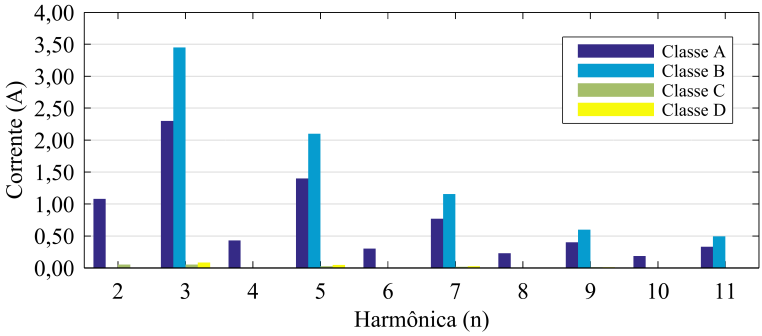


Fonte: Adaptado de (61000-3-2, 2006).

apresentados os limites para cada uma das classes.

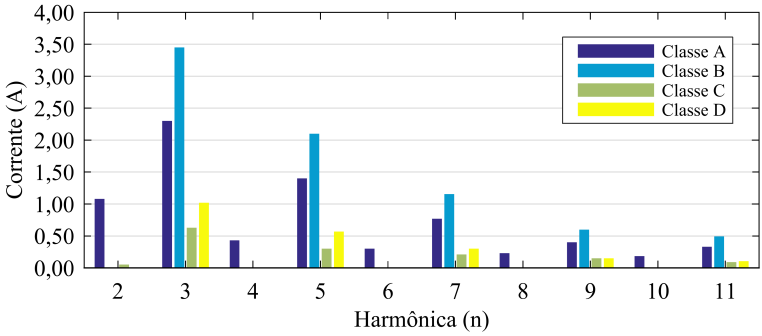
Calculando-se a *DHT* para as quatro classes em ambas as po-

Figura 2.2 – Limites de corrente harmônica (entre 2^a e 11^a) para as quatro classes com tensão de entrada de 120 V e potência de saída 25 W.



Fonte: Produção do autor.

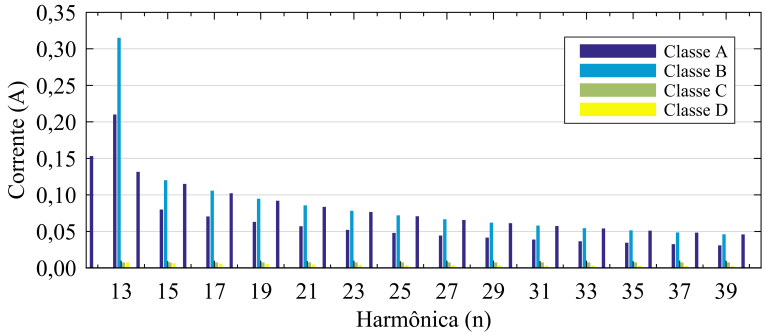
Figura 2.3 – Limites de corrente harmônica (entre 2^a e 11^a) para as quatro classes com tensão de entrada de 120 V e potência de saída 300 W.



Fonte: Produção do autor.

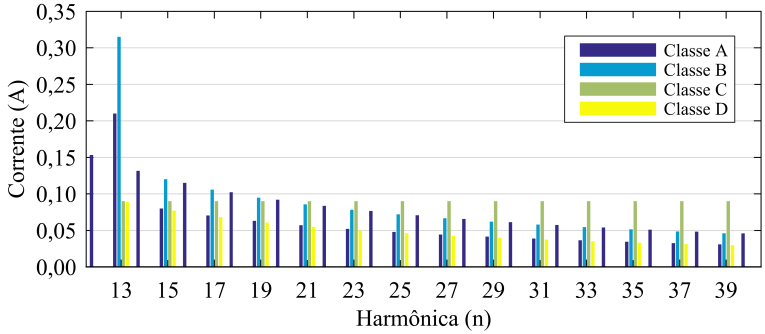
tências de operação verificar-se que a classe mais rígida é a classe *C* seguida pela *D*, *A* e *B*. A ordem se mantém a mesma quando avalia-se as harmônicas dominantes, ou seja, as harmônicas de mais baixa frequência requerem filtros mais volumosos devido as suas amplitudes. Para as

Figura 2.4 – Limites de corrente harmônica (entre 12^{a} e 40^{a}) para as quatro classes com tensão de entrada de 120 V e potência de saída 25 W.



Fonte: Produção do autor.

Figura 2.5 – Limites de corrente harmônica (entre 12^{a} e 40^{a}) para as quatro classes com tensão de entrada de 120 V e potência de saída 300 W.



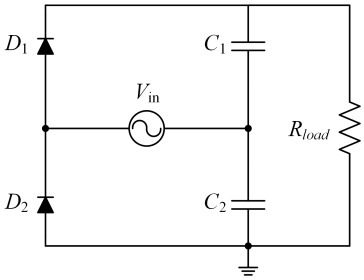
Fonte: Produção do autor.

harmônicas de maior ordem as classes *C* e *D* tem seus limites muito próximos, onde a relação entre estas se altera com variação na potência e fator de potência do equipamento em análise.

2.2 DEFINIÇÃO DA CLASSE E REQUISITOS PARA O TRABALHO PROPOSTO

Para definir os requisitos normativos que o refrigerador em análise deve atender, é considerado um retificador a diodo com configuração dobrador de tensão. É feita esta escolha visto que a tensão de saída especificada (Tabela 1.1) é maior que a tensão de pico de entrada para o caso do mercado norte-americano. Além disso, nesta configuração ($V_{in,NAR}$) tem-se a maior corrente de entrada em comparação com a versão 230 V, a qual não demanda dobrador de tensão. Na Figura 2.6 é apresentado o circuito do retificador dobrador de tensão, o qual será considerado em toda a análise deste capítulo. O retificador será avaliado nas condições especificadas na Tabela 2.5.

Figura 2.6 – Circuito retificador monofásico dobrador de tensão.



Fonte: Produção do autor.

A regulamentação norte americana é feita pela Underwriters Laboratories (*UL*), a qual não possui qualquer definição para limites harmônicos e *DHT* ou mesmo fator de potência (FP). Já o mercado europeu conforme já abordado, é regulamentado pela IEC(61000-3-2, 2006). Por se tratar de um sistema com corrente de entrada inferior à 16 A, potência superior à 75 W, não ser um equipamento portátil ou soldagem, não tratar-se de sistema de iluminação, monitor ou televisão, este se enquadra na classe *A* conforme Figura 2.1.

A definição da classe do equipamento altera os níveis aceitáveis

Tabela 2.5 – Requisitos do retificador a diodos passivo avaliado.

Potência de saída máxima	$P_{out} = 300$ W
Potência de saída mínima	$P_{out} = 25$ W
Tensão de saída nominal	$V_{out} = 310$ V
Tensão mínima de saída	$V_{out_{min}} = 270$ V
Tensão eficaz de entrada	$V_{in_{min}} = 120$ V
Frequência da rede	$f_r = 60$ Hz
Capacitores de Barramento	$C_1 = C_2 = 560\mu F$

Fonte: Produção do autor.

para cada uma das harmônicas de corrente geradas pelo retificador entre a 2^{a} à 40^{a}. Entretanto a IEC61000-3-2 (2006) não define qualquer limite para a *DHT* ou mesmo *FP*, ou seja, o sistema deve atender exclusivamente os limites especificados na Tabela 2.1. Na última versão desta norma, a IECIEC61000-3-2 (2014), consta uma exceção com relação a refrigeradores e freezers com compressores de velocidade variável, os quais devem atender as critérios da classe *D*. Todavia, a IECIEC61000-3-2 (2014) passará a ser exigida pelos órgãos regulamentadores somente em 2017 de acordo com o relatório (INTERTEK, 2015).

Para a análise da real necessidade de alguma forma de correção para o sistema avaliado, se faz necessário definir os níveis obtidos (harmônicas de corrente) com o retificador dobrador de tensão. Na sequência é apresentado o comportamento deste retificador em comparação com os limites normativos.

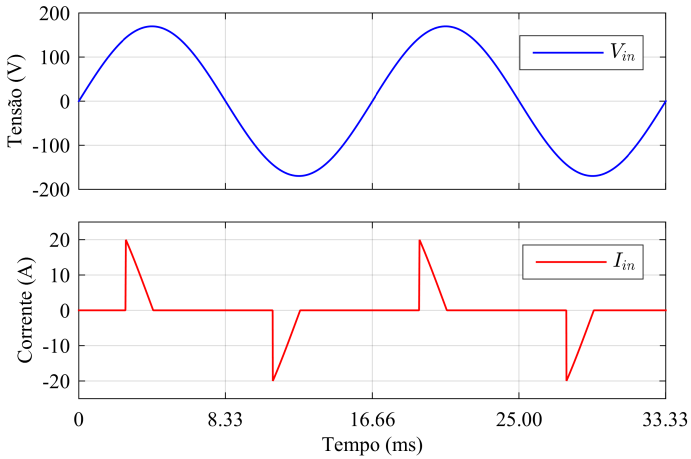
2.2.1 Avaliação dos níveis de correntes harmônicas no retificador dobrador de tensão

Os retificadores a diodos são largamente utilizados em aparelhos eletrodomésticos, tais como televisores, refrigerador, condicionares de ar, nos computadores e carregadores de baterias para eletrônicos portáteis cada vez mais presentes na vida diária das pessoas.

De modo geral, os retificadores a diodo com filtro capacitivo, tais como retificador ponte completa, meia ponte e dobrador de tensão transformam a tensão alternada em contínua. Entretanto essa conversão ocorre apenas quando a tensão de entrada é superior à tensão dos capacitores de saída. A corrente na entrada destes circuitos terá uma elevada distorção harmônica, conforme observado na Figura 2.7. Nesta simulação foram considerados os parâmetros do retificador dobrador de tensão operando com uma carga de potência constante de 300 W, além disso, não foi considerada qualquer impedância de linha, fato que será discutido na sequência.

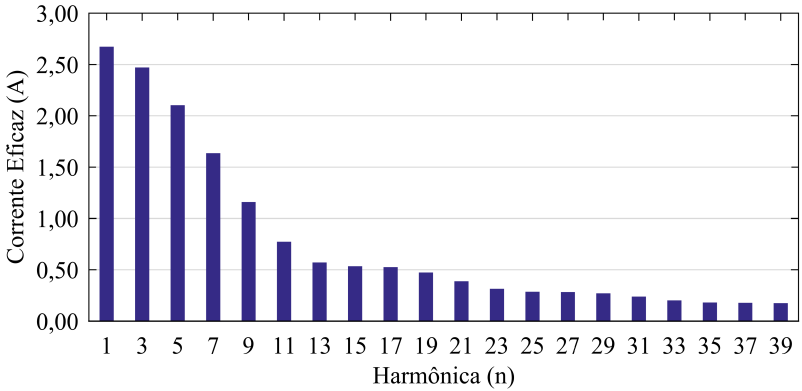
Na avaliação das quarenta primeiras harmônicas da corrente de entrada, obtêm-se o resultado da Figura 2.8, no qual é possível verificar o elevado nível de distorção, onde a 3^a harmônica possui magnitude similar à fundamental.

Figura 2.7 – Corrente e tensão de entrada de um circuito retificador ideal dobrador de tensão operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W.



Fonte: Produção do autor.

Figura 2.8 – Componentes harmônicas da corrente de entrada do retificador ideal dobrador de tensão operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W.



Fonte: Produção do autor.

2.2.2 Avaliação da influência da impedância dos transformadores nos níveis de correntes harmônicas do retificador dobrador de tensão

Apesar de ser largamente utilizada, a simplificação de circuitos retificadores conforme a Figura 2.6, implica em picos de corrente normalmente não observados nos circuitos reais avaliados em laboratório. A divergência está associada principalmente a impedância do transformador e da linha de distribuição.

A impedância do transformador de alimentação é definida pelas suas características construtivas. Normalmente sua impedância é especificada como um valor percentual da impedância base do transformador, assim como a relação entre indutância e resistência. Neste caso a relação será definida como 20% sendo relativo à resistência e os outros 80% à reatância indutiva (CUNHA, 2015).

Considerando-se um transformador de 75 kVA ($13,8$ kV/220 V) do

fabricante *WEG S/A* com os dados apresentados na Tabela 2.6, calcula-se a impedância base do transformador baseado na tensão de fase (2.1) e potência monofásica (2.2) resultando em (2.3). A impedância é definida por (2.4) onde $3,5\%$ é informação disponibilizada na folha de dados do transformador. Através desta equação define-se a resistência (2.5) e indutância (2.7) do mesmo.

Tabela 2.6 – Características do transformador de 75 kVA da WEG.

Potência Trifásica	75 kVA
Norma de Fabricação	NBR 5440
Refrigeração	ONAN
Classe de Tensão	15 kV
Tensão Primário	$13,8/13,2/12,6$ kV
Tensão Secundário	$220/127$ V
Primário	Triângulo (delta)
Secundário	Estrela com neutro acessível
Deslocamento Angular	30º
Frequência Nominal (f_N)	60 Hz
Elevação de Temperatura	65 ºC
Impedância a 75^oC	$3,5$ %

Fonte: Adaptado de (WEG, 2015)

$$V_{b_{T75}} = 127V \tag{2.1}$$

$$S_{b_{T75}} = \frac{75kVA}{3} = 25kVA \tag{2.2}$$

$$Z_{b_{T75}} = \frac{{V_{b_{T75}}}^2}{S_{b_{T75}}} = 0,645\Omega \tag{2.3}$$

$$Z_{s_{Tr_{75kVA}}} = 3,5\% \cdot Z_{b_{T75}} = 22,51m\Omega \tag{2.4}$$

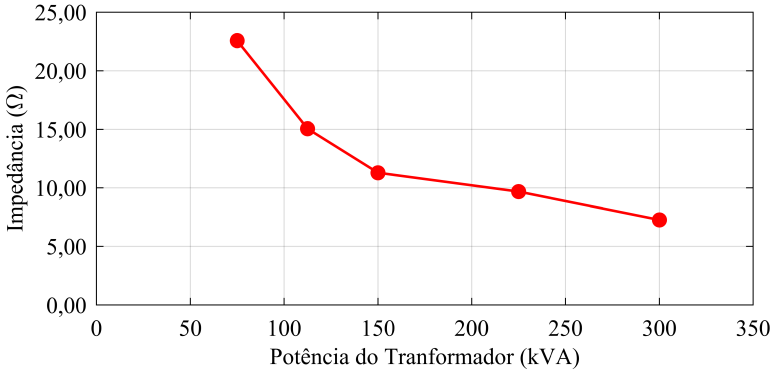
$$R_{s_{Tr_{75kVA}}} = 20\% \cdot Z_{s_{Tr_{75kVA}}} = 4,52m\Omega \tag{2.5}$$

$$X_{L_{Tr_{75kVA}}} = \sqrt{{Z_{s_{Tr_{75kVA}}}}^2 - {R_{s_{Tr_{75kVA}}}}^2} = 22,23m\Omega \tag{2.6}$$

$$L_{s_{Tr_{75kVA}}} = \frac{X_{L_{Tr_{75kVA}}}}{2 \cdot \pi \cdot f_N} = 58,68\mu H \tag{2.7}$$

Estendendo a análise para outros quatro transformadores do fabricante *WEG S/A* de $112,5$ kVA, 150 kVA, 225 kVA e 300 kVA, é possível definir a impedância para toda a faixa utilizada em linhas de distribuição. Na Figura 2.9 é possível verificar que a impedância é inversamente proporcional a potência do transformador utilizado. Desta forma, a impedância em série com o sistema depende diretamente do transformador selecionado. Em um sistema real além da impedância do transformador existem as impedâncias dos cabos da rede de distribuição e da própria instalação elétrica, todavia a avaliação destes se torna muito subjetiva e dependente do ponto de conexão. Por este motivo elas não serão tratadas nas análises subsequentes.

Figura 2.9 – Curva da impedância dos transformadores de distribuição (*WEG S/A*) pela potência nominal.

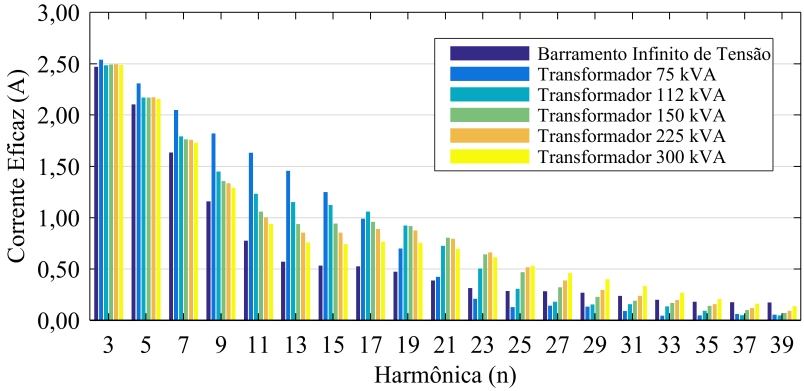


Fonte: Produção do autor.

Considerando estes cinco transformadores no retificador dobrador aqui avaliado (Figura 2.6), obtêm-se resultados distintos para cada

uma das quarenta correntes harmônicas. Na Figura 2.10 são apresentados os resultados para um retificador dobrador de tensão com carga de potência constante de 300 W.

Figura 2.10 – Componentes harmônicas da corrente de entrada do retificador dobrador de tensão considerando a impedância dos transformadores da rede de alimentação operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W.

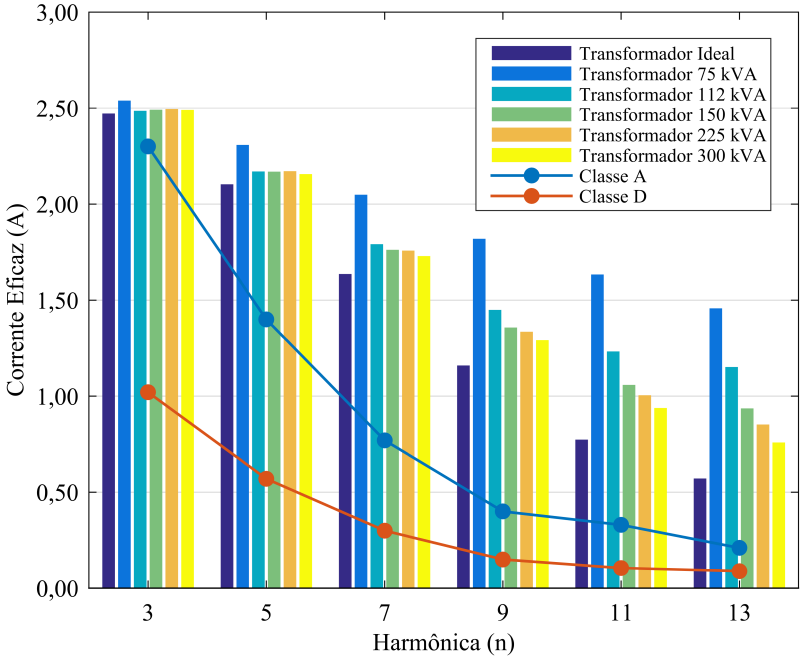


Fonte: Produção do autor.

Vale destacar que o barramento infinito apresentou os menores níveis de correntes harmônicas para as baixas frequências. Todavia nas altas frequências esta relação se inverte (Figura 2.10), resultado em uma *DHT* similar a do transformador de 75 kVA. Assim como ocorre para o caso da impedância, quão maior o transformador menor também será a *DHT* apresentada na corrente do retificador em análise.

Fica evidenciado que o retificador dobrador sem correção, quando conectado à rede através de qualquer um dos transformadores avaliados, não atendem aos requisitos da IEC61000-3-2 (2006), conforme pode ser verificado na Figura 2.11. Por este motivo é clara a necessidade de se projetar um circuito que reduza as componentes harmônicas deste sistema.

Figura 2.11 – Componentes harmônicas de corrente de entrada do retificador dobrador considerando a impedância dos transformadores operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W e limites normativos IEC61000-3-2 (2006) para as classes A e D.



Fonte: Produção do autor.

2.3 CONCLUSÃO

Neste Capítulo foi realizada uma revisão das normas que definem os limites de distorção harmônica de corrente para eletrodomésticos. Além da definição da norma IEC61000-3-2 (2006), é crucial definir a classe à qual o equipamento deve ser inserido. Dentre as categorias, a mais rígida é a classe *C*, seguida pela *D*, *A* e finalmente *B*, está última com os limites mais elevados para as corrente harmônicas permitidas.

Os órgãos regulamentadores e suas normas vem sofrendo atualizações constantes na direção de restringir cada vez mais os níveis de distorções nos equipamentos eletroeletrônicos. Por este motivo, este estudo terá como requisito atender tanto os limites definidos para a classe *A* atualmente em vigência, quanto a classe *D*, a qual deve ser a classe exigida já em 2017 (INTERTEK, 2015).

Também foi realizada a avaliação do retificador dobrador de tensão, de acordo com os requisitos de projeto apresentados na Tabela 2.5, verificando a necessidade ou não de um circuito de correção de fator de potência. Considerando o circuito ideal, ou mesmo adicionando a impedância de linha dos transformadores disponíveis no mercado brasileiro, foi confirmada a necessidade de um circuito de correção de fator de potência, pois em nenhum dos casos avaliados o sistema passa pelos requisitos normativos de ambas as classes em análise.

3 DESCRIÇÃO, MODELAGEM E PARAMETRIZAÇÃO DA CARGA

A modelagem da carga é necessária para a avaliação de possíveis interações entre os controladores do retificador a ser projetado e a mesma. Conforme apresentado na Figura 1.1, a carga do retificador é subdividida em dois conversores, a fonte chaveada *(SMPS)* e o inversor *(CC-CA)* que controla o compressor linear. As cargas *CC* conectadas na *SMPS*, consomem entre 25 W e 140 W (já considerando as perdas do conversor $CC - CC$), sendo 25 W a menor potência possível. O compressor pode consumir entre 40 W e 160 W, sendo 0 W o menor valor possível na condição onde o compressor encontra-se desligado.

A *SMPS* atua em uma frequência elevada da ordem de 100 kHz. Esta frequência é muito superior a frequência de ondulação da tensão de saída de um retificador monofásico a diodo (120 Hz). Variações de tensão no barramento *CC* são rapidamente compensadas pela malha de controle da *SMPS*, atuando diretamente na razão cíclica e no nível de corrente drenada do barramento *CC*. Devido a este comportamento a mesma pode ser considerada como uma carga de potência constante do ponto de vista do retificador.

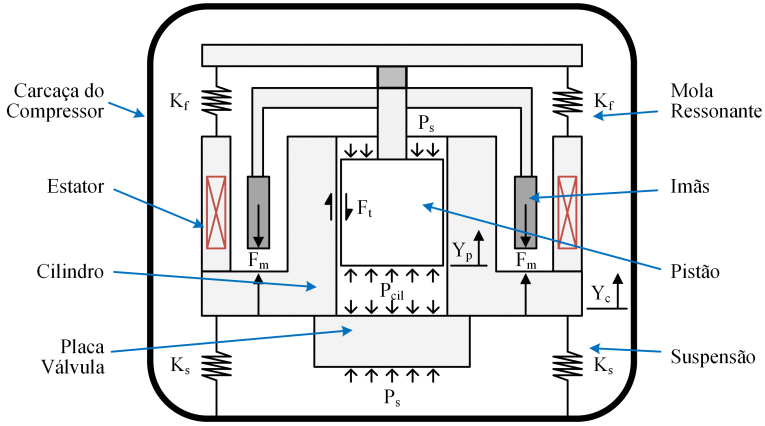
3.1 COMPRESSOR LINEAR

O compressor linear é composto por um conjunto móvel ligado através de molas a uma estrutura de sustentação, a qual pode ser vertical ou mesmo horizontal. A estrutura de sustentação é formada pelo cilindro, placa-válvula e o enrolamento do estator. A parte móvel por sua vez, é formada pelo eixo munido de imãs, juntamente com a mola formam o conjunto ressonante do compressor linear, apresentado na Figura 3.1.

O atuador linear é formado pelo enrolamento de estator e os imãs permanentes que juntos fornecem a energia para o movimento oscilante

do pistão. Conforme demonstrado por Dainez (2010), se o sistema mecânico for acionado na frequência de ressonância mecânica do conjunto ressonante e a corrente estiver em fase com o movimento do eixo (imã), a relação entre deslocamento do pistão e a corrente será máxima, ou seja, terá sua condição de máxima eficiência eletromecânica.

Figura 3.1 – Sistema mecânico equivalente do compressor linear com 2 graus de liberdade.



Fonte: Adaptado de (HüLSE, 2008).

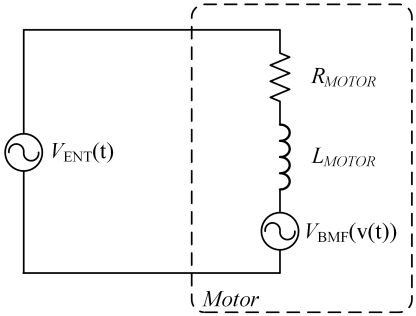
A modelagem dinâmica completa do compressor linear será feita avaliando o modelo elétrico e mecânico. Este segundo engloba o sistema massa-mola, além de todo o processo de bombeamento de gás.

Com o intuito de simplificar o equacionamento do compressor linear, as grandezas elétricas e mecânicas serão representadas por letras maiúsculas com exceção das grandezas bases para o funcionamento do sistema, ou seja, a velocidade $v(t)$ e a posição $d(t)$ do sistema móvel, bem como a corrente do estator $i(t)$.

3.1.1 Modelo elétrico

Conforme proposto por Boldea e Nasar (1985), onde as perdas magnéticas e no ferro são desprezadas, o circuito elétrico pode ser descrito por uma resistência (R_{MOTOR}) e uma indutância (L_{MOTOR}) representando a bobina do estator ligadas em série com uma fonte controlada de tensão (Figura 3.2). Esta fonte de tensão é gerada pelo movimento do imã no interior da bobina, ou seja, é a variação do fluxo concatenado pela bobina, também conhecida como força contra-eletromotriz (V_{BMF}).

Figura 3.2 – Circuito elétrico do atuador linear.



Fonte: Adaptado de (DAINEZ, 2010).

Assim como proposto por Dokonal (2001), este modelo simplificado considera que a permeabilidade do imã é próxima a do ar, além disso, considera-se que o material magnético é linear não saturável, sendo o fluxo uma função linear da posição do imã. A equação do circuito da Figura 3.2 pode ser descrita conforme (3.1), onde $V_{R_{MOTOR}}(t)$ representa a tensão sobre a resistência do enrolamento do estator, a tensão na indutância própria do enrolamento é definida por $V_{L_{MOTOR}}(t)$, $V_{BMF}(t)$ a força contra-eletromotriz do atuador linear, $V_{ENT}(t)$ a tensão na entrada do atuador linear, $v(t)$ a velocidade do conjunto móvel e $i(t)$ a corrente no enrolamento do estator.

$$V_{ENT}(t) = V_R(t) + V_L(t) + V_M T(t) \tag{3.1}$$

As tensões sobre cada um dos componentes existentes no circuito da Figura 3.2 podem serem representadas pelas equações (3.2), (3.3) e (3.4), onde o coeficiente da força contra-eletromotriz do atuador linear é representada por K_{VMT}.

$$V_{R_{MOTOR}}(t) = R_{MOTOR} \cdot i(t) \tag{3.2}$$

$$V_{L_{MOTOR}}(t) = L_{MOTOR}\frac{d}{dt}i(t) \tag{3.3}$$

$$V_{BMF}(t) = K_{VMT} \cdot v(t) \tag{3.4}$$

Aplicando (3.2), (3.3) e (3.4) em (3.1) chega-se à (3.5). Pode ser observado que este modelo é idêntico a tensão de fase de um motor de imã permanente conforme apresentado por Boldea e Nasar (1985).

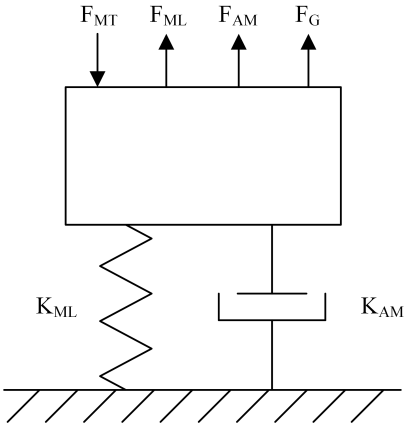
$$V_{ENT}(t) = R_{MOTOR} \cdot i(t) + L_{MOTOR}\frac{d}{dt}i(t) + K_{VMT} \cdot v(t) \tag{3.5}$$

3.1.2 Modelo mecânico

O modelo mecânico completo de um compressor linear é apresentado na Figura 3.1 onde é composto basicamente por três massas acopladas por molas e amortecedores. A primeira massa representa o pistão e os imãs, a segunda massa representa a estrutura de sustentação formada pelo cilindro, placa válvula e estator e uma terceira massa representando a carcaça do compressor. A mola ressonante faz a ligação entre o pistão e a estrutura de sustentação, já a ligação da estrutura de sustentação à carcaça do compressor é feita pela suspensão do sistema.

O sistema é avaliado sem considerar a ligação do mesmo a um referencial externo, visto que essa análise seria de maior interesse na avaliação sonora e vibrações, tópicos não analisados nesse trabalho. Tanto a mola ressonante como a suspensão são modelados por mola em paralelo como um amortecedor, este representando as perdas do sistema.

Figura 3.3 – Modelo mecânico simplificado do compressor linear.



Fonte: Adaptado de (DAINEZ, 2010).

O sistema com três graus de liberdade torna-se muito complexo do ponto de vista matemático. Além disso, os amortecedores são projetados para minimizar a transmissão de vibração para a carcaça do compressor. Assim, a movimentação da estrutura é significativamente menor que o movimento do pistão permitindo considerar o compressor linear ressonante como um sistema com grau de liberdade unitário. Este sistema é composto por uma única massa ligada ao referencial pela mola ressonante de acordo com a Figura 3.3, esta simplificação também é proposta por Dainez (2010).

A partir do modelo da Figura 3.3 pode-se obter a equação do sistema mecânico conforme mostrado em (3.6), sendo este um sistema massa mola ressonante com grau de liberdade unitário (3.6). A $F_{MT}(t)$ representa a força do motor, $F_{ML}(t)$ a força da mola, $F_G(v(t))$ a força exercida pelo gás sobre o pistão, $F_{AM}(t)$ a força do amortecedor, $d(t)$ a posição do sistema móvel e m a massa do conjunto móvel. A força do motor pode ser simplificada conforme (3.7), sendo K_{FMT} o coeficiente

de força do atuador linear.

$$m\frac{d^2}{dt^2}d(t) = F_{MT}(t) - F_{ML}(t) - F_{AM}(t) - F_G(t) \tag{3.6}$$

$$F_{MT}(t) = K_{FMT} \cdot i(t) \tag{3.7}$$

Tanto a equação da força da mola ressonante como a força de amortecimento podem ser modeladas respectivamente pelas equações (3.8) e (3.9) conforme Hülse (2008). A constante K_{ML} representa o coeficiente de força da mola ressonante e K_{AM} o coeficiente de força de amortecimento.

$$F_{ML}(t) = K_{ML} \cdot d(t) \tag{3.8}$$

$$F_{AM}(t) = K_{AM} \cdot v(t) \tag{3.9}$$

Aplicando as equações (3.8) e (3.9) em (3.6) chega-se a (3.10).

$$m\frac{d^2}{dt^2}d(t) = K_{FMT} \cdot i(t) - K_{ML} \cdot d(t) - K_{AM} \cdot v(t) - F_G(t) \tag{3.10}$$

Conforme proposto por Dokonal (2001), o coeficiente de força contra-eletromotriz do atuador linear K_{VMT} e o coeficiente de força do atuador linear K_{FMT} devem ser iguais. Assim, simplifica-se esses dois coeficientes como coeficiente do atuador linear K_{MT} (3.11).

$$K_{MT} = K_{VMT} = K_{FMT} \tag{3.11}$$

3.1.3 Modelo da força do gás

Dentro do cilindro ocorre a compressão do gás do sistema de refrigeração. O controle de entrada e saída do gás no cilindro é feito pelas válvulas de sucção e descarga, as quais normalmente estão localizadas na placa válvula montadas em frente ao pistão.

Apesar de possuírem resistência ao movimento e uma força mínima de abertura e fechamento, o controle das válvulas se faz pelas diferenças de pressões entre os três ambientes envolvidos. Quando a pressão no interior do cilindro for inferior a pressão de evaporação, ou seja, a pressão de entrada do compressor, a válvula de sucção abrirá liberando a entrada de gás para o interior do cilindro. Porém quando a pressão no interior do cilindro ultrapassar a pressão de condensação (a pressão na saída do compressor), a válvula de descarga abrirá, permitindo que o gás comprimido pelo pistão saia do cilindro.

Estas válvulas são descritas por Hülse (2008) como um sistema massa/mola. Todavia nesse trabalho serão modeladas como ideais, ou seja, abrem e fecham sem nenhuma perda e atraso (DAINEZ, 2014).

A força de pressão do gás sobre o pistão é definida pela diferença entre a pressão no interior do cilindro e a pressão na sucção do mesmo (visto que esta é a pressão inicial no interior do cilindro), multiplicado pela área do pistão conforme pode ser verificado em (3.12). A pressão do gás no interior do cilindro é representada por $P_G(t)$, P_S a pressão de sucção do compressor e A_{PT} a área do pistão.

$$F_G(t) = A_{PT} \cdot (P_G(t) - P_S) \tag{3.12}$$

O processo de compressão do gás no interior do cilindro pode ser considerado adiabático, ou seja, sem transferência de calor entre o gás e o meio externo e reversível. Assim, o processo de compressão pode ser considerado um processo isoentrópico, descrito em Çengel e Boles (2006) e apresentado em (3.13). A pressão inicial do gás no interior do cilindro é definida como P_{in}, V_G representa ao volume do cilindro, Vol_{in} o volume inicial no interior do cilindro e η o coeficiente de expansão adiabática.

$$P_G(t) \cdot V_G(t)^{\eta} = P_{in} \cdot Vol_{in}^{\eta} \tag{3.13}$$

O volume inicial pode ser substituído pela razão entre a massa do gás e sua densidade na temperatura inicial (3.14), já o volume do cilindro

pode ser obtido a partir da posição do pistão (3.15). A massa do gás é representada por m_G, ρ_{in} representa a densidade inicial do gás e D_{LIM} a distância entre o ponto de repouso e o limite superior.

$$Vol_{in} = \frac{m_G}{\rho_{in}} \tag{3.14}$$

$$V_G(t) = A_{PT} \cdot (D_{LIM} - d(t)) \tag{3.15}$$

A densidade do gás pode ser obtida através de tabelas de propriedades termodinâmicas ou através da equação (3.16). Substituindo as equações (3.15) e (3.14) em (3.13) obtêm-se (3.17). A constante do gás é representada por R_G e T_{in} é a temperatura inicial do gás no interior do cilindro.

$$\rho_{in} = \frac{P_{in}}{R_G \cdot T_{in}} \tag{3.16}$$

$$P_G(t) = P_{in} \cdot \left(\frac{m_G}{\rho_{in} \cdot A_{PT} \cdot (D_{LIM} - d(t))} \right)^{\eta} \tag{3.17}$$

A equação (3.17) só é válida quando as válvulas de sucção e descarga estiverem fechadas. Quando a pressão do gás for superior a pressão de descarga, a válvula de descarga abrirá permitindo que haja fluxo de gás do interior do cilindro para o condensador do sistema de refrigeração. Da mesma forma, quando a pressão do gás no interior do cilindro for inferior a pressão de sucção, a válvula de sucção abrirá, permitindo que haja um fluxo de gás do evaporador do sistema de refrigeração para o interior do cilindro.

Assim, quando a pressão do gás for maior que a pressão de descarga ou menor que pressão de sucção ocorrerá saída e entrada de gás respectivamente no cilindro. Durante estas etapas a massa de gás presente no interior do cilindro pode ser calculado isolando-se m_G na equação (3.17) resultando em (3.18). No processo de descarga, P_G deve ser substituída pela pressão de descarga (P_D), já no processo de carga a mesma deve ser substituída pela pressão de sucção do sistema (P_S).

$$m_G = \rho_{in} \cdot A_{PT} \cdot (D_{LIM} - d(t)) \cdot (\frac{P_G}{P_{in}})^{\frac{1}{\eta}} \tag{3.18}$$

3.1.4 Acionamento por pulso único

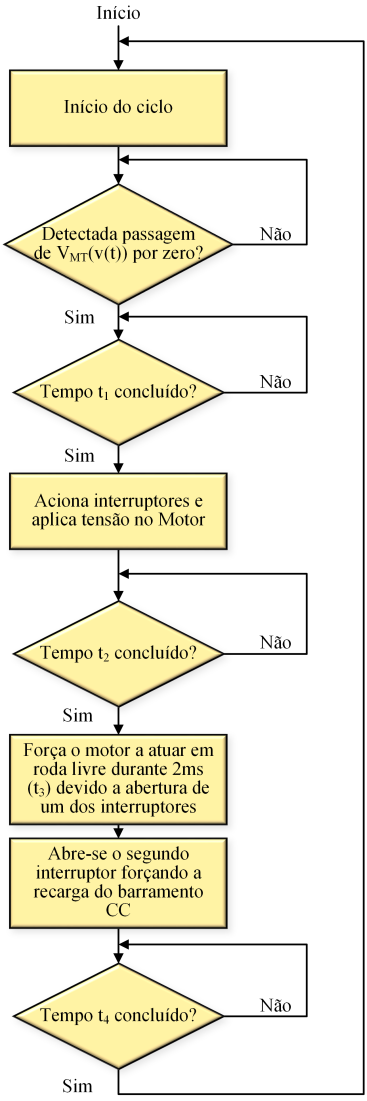
O acionamento do compressor linear é feito através de modulação por pulso único, solução proposta na patente MCGILL Ian C.; TIAN (2001) da empresa *Fisher & Paykel*. O controle aplica um único pulso de corrente por semiciclo de operação, de modo a centralizar a corrente entre dois cruzamentos por zero consecutivos da V_{BMF}, mantendo automaticamente a corrente em fase com a velocidade do atuador. Na Figura 3.4 é apresentado o diagrama de bloco do acionamento do compressor linear onde um novo ciclo inicia-se com a passagem da $V_{BMF}(t)$ por zero. Para a leitura da passagem por zero da $V_{BMF}(t)$ é necessário que a corrente no compressor seja descontínua conforme apresentado na Figura 3.5(a) e Figura 3.6 entre t_2 e t_3, permitindo a leitura da tensão sobre os terminais do motor.

No *software* de controle são definidas 4 variáveis de tempo (t_1, t_2, t_3 e t_4), as quais garantem o deslocamento desejado do conjunto móvel do compressor. As 4 variáveis de tempo definem a duração das etapas de operação do inversor para cada semi-cilco conforme demonstrado na Figura 3.5 e Figura 3.6.

3.2 VALIDAÇÃO DO MODELO PROPOSTO

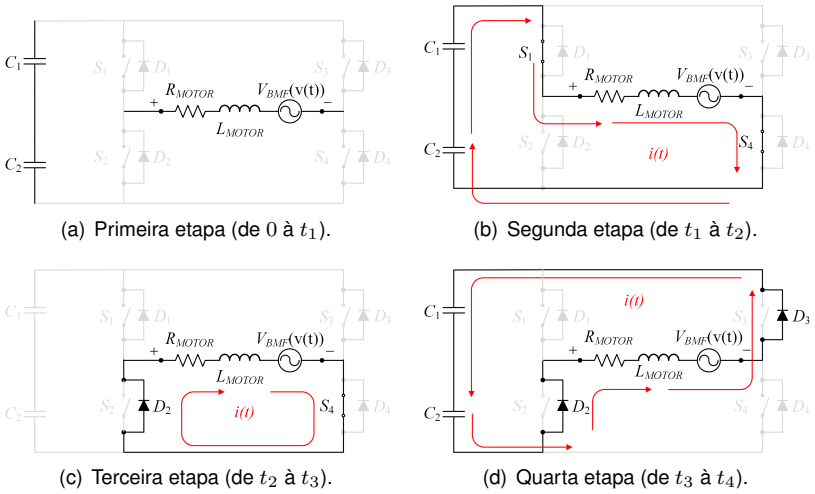
A validação do modelo proposto tem como objetivo garantir que o mesmo seja uma boa representação do sistema real em análise, neste caso o compressor linear ressonante. Uma validação relativamente simples seria possível através de comparativos com teste prático, todavia isso demandaria uma estrutura complexa, com software, hardware e compressor funcional nesta etapa do estudo. Atualmente já existe um modelo para o compressor linear em desenvolvimento, o qual foi validado com ensaios experimentais e realimentado com constantes que garantem a fidelidade ao sistema real. Entretanto, este modelo não considera o sistema massa mola simplificado de primeira ordem e leva em conta características específicas do sistema de compressão, além disso faz uso de dados sigilosos

Figura 3.4 – Diagrama de bloco do funcionamento do compressor linear controlado por pulso único.



Fonte: Produção do autor.

Figura 3.5 – Etapas de operação do inversor do compressor linear controlado por pulso único.



(a) Primeira etapa (de 0 à t_1).

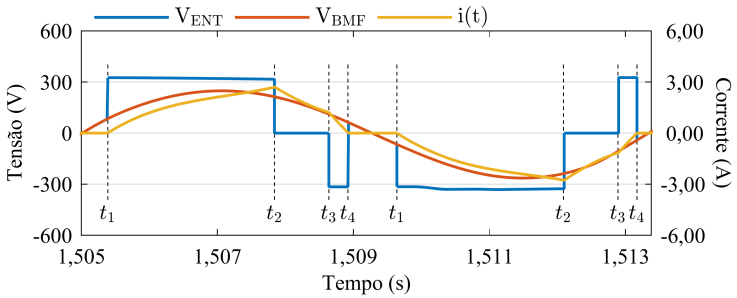
(b) Segunda etapa (de t_1 à t_2).

(c) Terceira etapa (de t_2 à t_3).

(d) Quarta etapa (de t_3 à t_4).

Fonte: Produção do autor.

Figura 3.6 – Formas de onda das etapas de operação do controle do compressor linear controlado por pulso único.



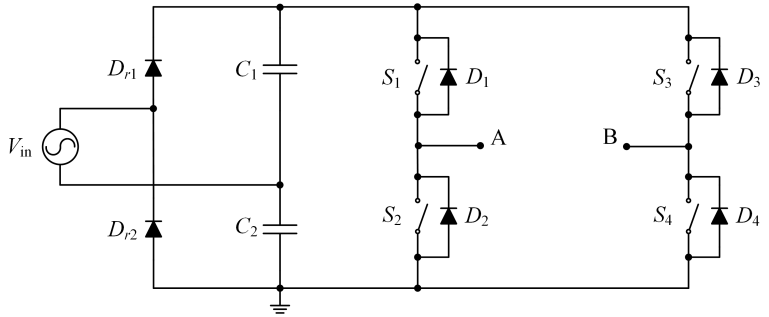
Fonte: Produção do autor.

e de conhecimento do autor deste trabalho. Por este motivo o modelo completo não será profundamente abordado nesta pesquisa, sendo utilizado apenas como referência de comparação para o modelo aqui pro-

posto.

Através da comparação dos resultados apresentados pelos modelos simplificado e completo é possível validar as simplificações aqui propostas. Para tanto, foi utilizado um circuito implementado no software *PSIM*, constituído por um retificador dobrador passivo monofásico e um inversor bifásico explorado por Dainez (2010) (Figura 3.7).

Figura 3.7 – Inversor monofásico ponte *H* com configuração dobrador de tensão.



Fonte: Produção do autor.

Para essa comparação foi utilizado o mesmo arquivo de simulação em PSIM, variando-se apenas o modelo do motor, ou seja, apenas o arquivo *dll*. Desta forma, as tensões, controladores e principalmente carga, foram mantidos iguais para os dois modelos. Sabe-se que os resultados não serão completamente iguais, mesmo porque, como já descrito previamente, foram feitas aproximações e simplificações no modelo aqui proposto que geram pequenas diferenças. Todavia estas não devem inviabilizar a utilização do mesmo neste trabalho. A nomenclatura para os resultados destas simulações seguirá o termo completo para o modelo referência e simplificado para o modelo aqui proposto.

Os dados necessários para a construção do modelo do compressor são apresentados na Tabela 3.1 e o código para simulação (*.dll*) é apresentado no Apêndice A.

Tabela 3.1 – Parâmetros de simulação do compressor linear.

Coeficiente	Valor	Unidade
R_{MOTOR}	$12,9$	Ω
L_{MOTOR}	750	mH
K_{MT}	70	$V \cdot s/m$
K_{ML}	75000	N/m
K_{AM}	1	$N \cdot s/m$
m	$0,821$	Kg
$DSmax$	$10,6$	mm
A_{PT}	$572,5$	mm^2
R_G	$0,143$	$kPa \cdot m^3/Kg \cdot K$
P_{in}	$58,14$	kPa
T_{in}	$333,2$	K
η	$1,08$	
T_S	$329,15$	K
T_D	$383,15$	K
Gás	R134a	

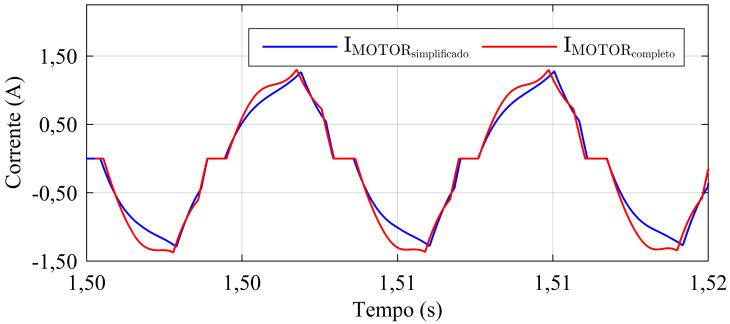
Fonte: Adaptado de (DAINEZ, 2010).

Na Figura 3.8 são apresentadas as correntes no motor para os dois modelos. O valor eficaz da corrente do modelo completo é de 892 mA e no caso do modelo simplificado é 867 mA.

A potência elétrica é controlada através de um controlador proporcional integral (PI), o qual atua diretamente no tempo de condução (t_2) das chaves da ponte H . Desta forma, para ambas as simulações foram utilizados os mesmos ganhos visando confirmar a similaridade dos modelos. Na Figura 3.9 é possível observar que ambos resultados apresentam o mesmo comportamento dinâmico, em especial do ponto de vista de frequência, todavia as amplitudes diferem em aproximadamente 1%.

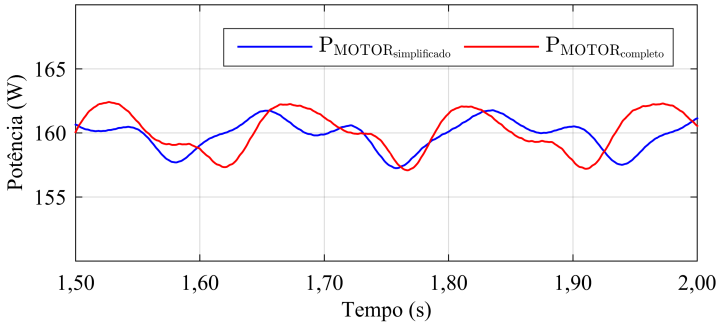
Na Figura 3.10 são apresentadas a posição e velocidade do pistão. A V_{BMF} bem como a tensão aplicada no motor (V_{MOTOR}) são apresentadas na Figura 3.11, onde verifica-se uma grande diferença entre os resultados da V_{BMF}. O motivo se dá pelo fato de o modelo simplificado

Figura 3.8 – Corrente do compressor linear operando com tensão do barramento *CC* de 310 V e potência elétrica de 160 W.



Fonte: Produção do autor.

Figura 3.9 – Potência elétrica do compressor linear operando com tensão do barramento *CC* de 310 V e potência elétrica de 160 W.

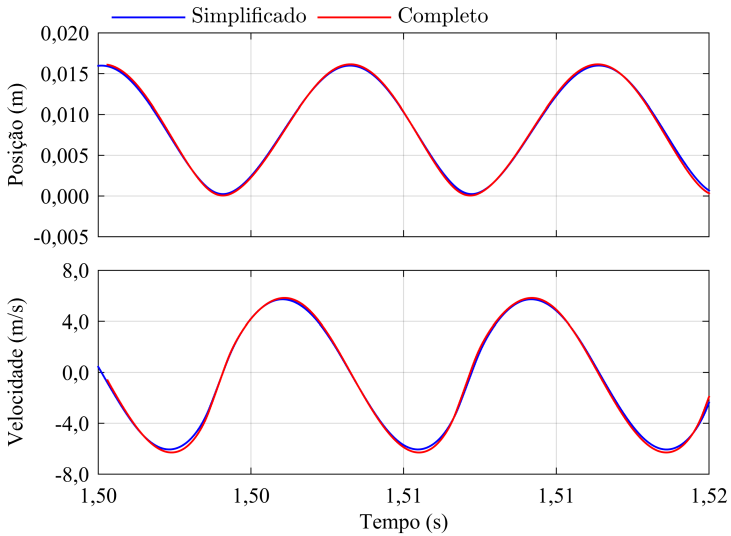


Fonte: Produção do autor.

considerar a V_{BMF} senoidal conforme Equação 3.4, já o modelo completo utiliza uma função de 8^{o} grau para definir a V_{BMF} do motor.

As forças aplicadas sobre o pistão através do atuador elétrico e da mola ressonante são apresentadas na Figura 3.12. Na mesma figura verifica-se que a pressão no interior do cilindro apresenta a mesma di-

Figura 3.10 – Posição e velocidade do compressor linear operando com tensão do barramento *CC* de 310 V e potência elétrica de 160 W.



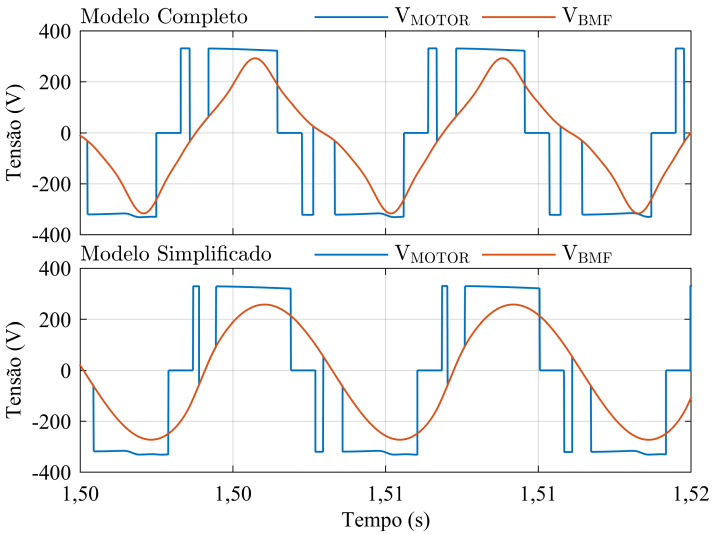
Fonte: Produção do autor.

nâmica, fato já esperado visto que existe uma relação linear entre essas grandezas definida pela área do pistão que neste caso é constante. A diferença observada no máximo da força e pressão se dá pelas simplificações adotadas para a abertura, fechamento e vazamento das válvulas do sistema de compressão.

Nesta condição de operação (Tabela 3.1), pode-se considerar que o sistema simplificado apesar de possuir pequenas diferenças é uma boa representação do sistema em questão, mesmo porque, a dinâmica do sistema é muita lenta e a corrente do motor, principal ponto de interesse nessa análise, apresenta fidelidade com os resultados do modelo completo.

Buscando garantir a confiabilidade e robustez do modelo simplificado, o mesmo foi avaliado em diferentes condições de potência, potên-

Figura 3.11 – Tensão V_{BMF} do compressor linear operando com tensão do barramento *CC* de 310 V e potência elétrica de 160 W.



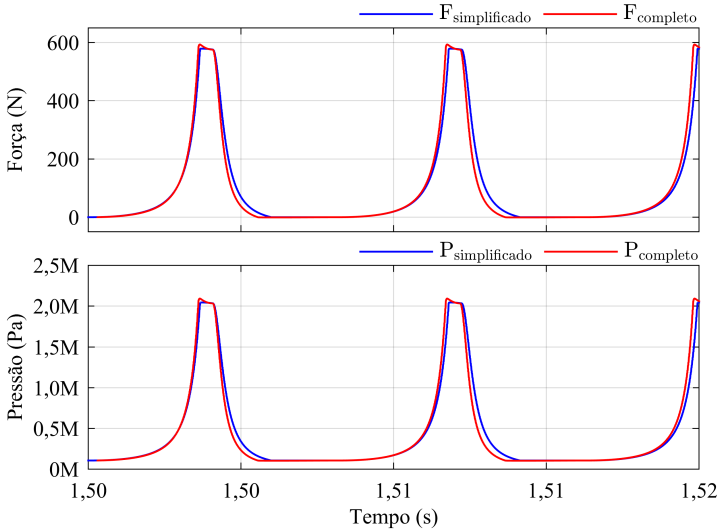
Fonte: Produção do autor.

cia média ($P_{MOTOR} = 100$ W) e mínima ($P_{MOTOR} = 40$ W), condições estas existentes na aplicação deste dispositivo. Todavia, neste ponto foi avaliada apenas a corrente do motor.

Conforme resultados apresentados nas Figura 3.13 e Figura 3.14, as diferenças entre os modelos permanecem pequenas, onde as correntes mantém a frequência fundamental em torno de $f_{MOTOR} = 120$ Hz sem grandes distorções.

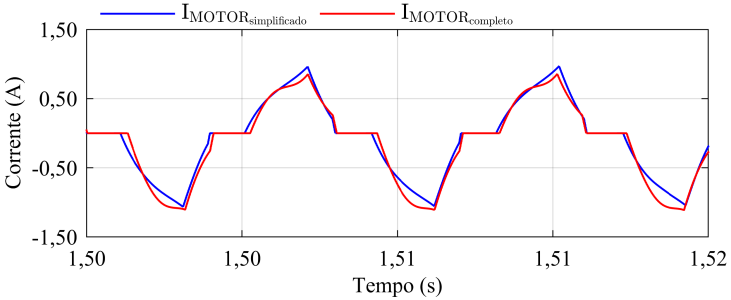
Com a redução da potência e por consequência da corrente, fica evidente a não simetria da corrente I_{MOTOR}, ou seja, quão menor a corrente, maior será a sua assimetria devido a diferença entre as forças exercidas sobre a mola durante os semiciclos positivos e negativos. O nível *CC* na corrente do motor impede o uso de inversores com conexão em ponto médio, como o meia-ponte, sob risco de desequilibrar a tensão dos

Figura 3.12 – Força e pressão do cilindro do compressor linear operando com tensão do barramento *CC* de 310 V e potência elétrica de 160 W.



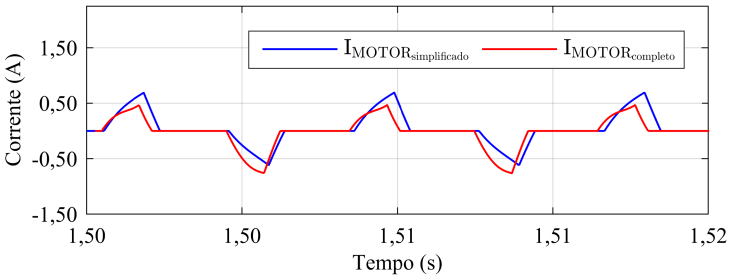
Fonte: Produção do autor.

Figura 3.13 – Corrente do compressor linear operando com tensão do barramento *CC* de 310 V e potência elétrica de 100 W.



Fonte: Produção do autor.

Figura 3.14 – Corrente do compressor linear operando com tensão do barramento *CC* de 310 V e potência elétrica de 40 W.



Fonte: Produção do autor.

capacitores e ou impedir o acionamento adequado do motor.

3.3 CONCLUSÃO

Todos os resultados comparativos obtidos demonstram que o modelo aqui proposto tem uma boa fidelidade com o modelo completo do sistema, principalmente do ponto de vista elétrico. Considerando as mesmas condições externas, tais como tensão, carga e controle, ambos apresentam o mesmo comportamento. Apesar da diferença na fase dos sinais de potência (Figura 3.9), a amplitude e a frequência são similares, logo o modelo simplificado e de menor complexidade pode ser utilizado para representar o compressor linear.

Além disso, do ponto de vista termodinâmico os resultados também podem ser considerados bons, visto que o foco aqui é manter as características termodinâmicas inalteradas.

O conversor *CC-AC* tem dinâmica muito lenta, bem como não apresenta modulação por largura de pulso (PWM) em alta frequência, não afetando a dinâmica do retificador a ser projetado. Variações na tensão de barramento influenciam proporcionalmente na corrente do motor devido

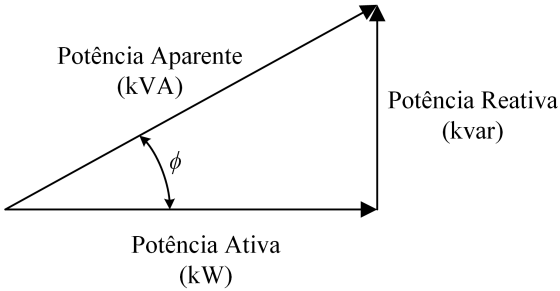
as contantes de tempo do sistema mecânica e da topologia de controle selecionada. Desta forma, pode-se considerar o conjunto compressor-inversor como uma resistência constante do ponto de vista do barramento CC.

Por outro lado, a *SMPS* operada em alta frequência e com resposta dinâmica rápida, se assemelha a uma carga de potência constante para o retificador. O modelo combinado das duas cargas será abordado no Capítulo 8.

4 AVALIAÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA DE RETIFICADORES COM CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA PASSIVOS E RETIFICADOR BOOST

A correção do fator de potência em sistema lineares normalmente é feita utilizando-se banco de capacitores associados em paralelo com as cargas. Neste cenário destacam-se cargas indutivas tais como motores, para as quais é válido utilizar o triângulo de potência conforme apresentado na Figura 4.1 e (4.1).

Figura 4.1 – Triângulo retângulo das potências.



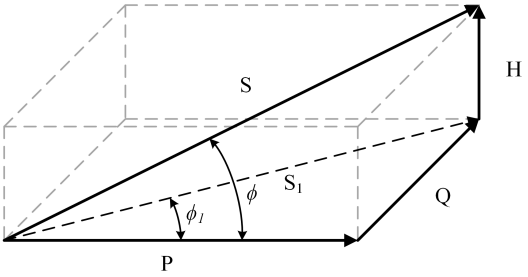
Fonte: Produção do autor.

$$FP = \frac{kW}{kVA} = \cos\phi = \cos\left(\arctan\frac{kVAr}{kW}\right) \tag{4.1}$$

Os retificadores monofásicos normalmente são formados por diodos e filtro de saída capacitivos, caracterizados assim como cargas não lineares. Para este tipo de carga a forma geométrica que pode definir a relação das potências é formada por um *tetraedro*. Conforme a Figura 4.2, onde H é a componente formada pela distorção harmônica e Q a componente devido a defasagem entre as fundamentais de tensão e corrente, chega-se a expressão (4.2), equação esta válida para tensão senoidal e corrente distorcida. O ângulo ϕ_1 representa a fase entre as componentes

de corrente e tensão na frequência fundamental e DHT é a distorção harmônica total da corrente .

Figura 4.2 – Tetraedro das potências.



Fonte: Produção do autor.

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + DHT^2}} cos\phi_1 \tag{4.2}$$

Do ponto de visto da IEC61000-3-2 (2006), os sistemas com comportamento linear, por exemplo cargas exclusivamente indutivas, não demandam correção de fator de potência, visto que não possuem qualquer distorção harmônica de corrente. Além disso, essa norma não define qualquer limitação de FP ou mesmo DHT, simplesmente limita os valores máximos de cada uma das harmônicas de corrente envolvidas na avaliação (entre a 2ª e 40ª harmônicas de corrente).

No sistema em análise podem ser abordadas diferentes topologias de correção de fator de potência, cada qual com suas próprias características, vantagens e desvantagens. O principal objetivo é selecionar a solução que além de atender a IEC61000-3-2 (2006) apresente a melhor relação entre custo, eficiência e complexidade.

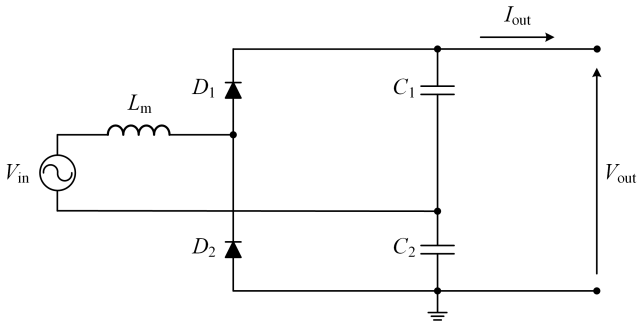
Na sequência serão apresentadas as soluções indutor à montante, indutor à jusante, filtro *LC* e o conversor *Boost* clássico *(BC)* atuando na correção do fator de potência do retificador em estudo (Tabela 2.5). Exceto o *BC*, os demais circuitos serão avaliados na configuração dobra-

dor de tensão devido aos níveis das tensões de entrada e saída especificadas.

4.1 RETIFICADOR MONOFÁSICO COM INDUTOR À MONTANTE

Este circuito consiste basicamente de um retificador monofásico com a adição de um indutor em série com a fonte de entrada conforme apresentado na Figura 4.3. Apesar da configuração com dobrador de tensão, o projeto é similar ao caso do retificador à 4 diodos.

Figura 4.3 – Circuito retificador dobrador com indutor à montante.



Fonte: Produção do autor.

Segundo (MATAKAS, 1983), o fator de tensão FV, a resistência e corrente equivalentes da carga visto pela entrada podem ser calculas pelas expressões (4.3) à (4.5). E através de um ábaco apresentado por este autor, podem ser calculadas a corrente de curto-circuito, a corrente da carga, a indutância, o fator de potência e a distorção harmônica total do sistema proposto, através das expressões (4.6) à (4.9) respectivamente.

$$FV = \frac{V_{out_{passivo}}}{2 \cdot \sqrt{2} V_{in}} = 0,913 \tag{4.3}$$

$$R_{out_{passivo}} = \frac{\left(\sqrt{2} V_{in} \cdot F_V\right)^2}{P_{out}} = 80\Omega \tag{4.4}$$

$$I_{out_{passivo}} = \frac{\sqrt{2}V_{in} \cdot F_V}{R_{out_{passivo}}} = 1,92A \tag{4.5}$$

$$\frac{I_{out_{passivo}}}{I_{cc_{med-m}}} = 0,016 \tag{4.6}$$

$$L_m = \frac{\sqrt{2}V_{in}}{\pi^2 \cdot f_r \cdot I_{cc_{med-m}}} = 2,39mH \tag{4.7}$$

$$FP_m = 0,70 \tag{4.8}$$

$$DHT_m = 80\% \tag{4.9}$$

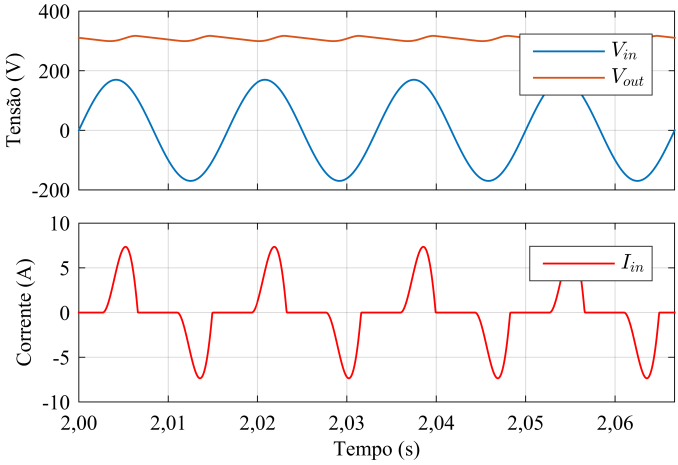
A tensão e corrente de entrada do retificador dobrador de tensão com indutor à montante podem ser observadas na Figura 4.4. As componentes harmônicas de corrente são apresentadas na Figura 4.5, ambas obtidas através de simulações feitas no software *PSIM*. Além isso, o circuito apresentou: $FP_m = 0,706$ e $DHT_m = 76,10\%$.

Os limites da classe *A* são atendidos sem qualquer problemas, inclusive para a condição de carga máxima visto que seus limites são absolutos e não relativos (níveis de correntes harmônicas). No caso da classe *D* (Tabela 2.4), os limites são dependentes dos níveis de potência da carga no momento de verificação. Todavia mesmo para a condição de carga máxima os limites não são respeitados, dispensando avaliações em diferentes condições de carga.

4.2 RETIFICADOR MONOFÁSICO COM INDUTOR À JUSANTE

Este circuito se diferencia do caso anterior pela posição do indutor. Da mesma forma, o indutor visa minimizar as harmônicas de corrente e melhorar o *FP*. A necessidade de se ter a configuração dobrador de tensão requer a utilização de dois indutores em série com os diodos retificadores conforme Figura 4.6. O procedimento de cálculo dos indutores é similar ao do caso dos retificadores sem sobrador de tensão, diferindo

Figura 4.4 – Corrente e tensão de entrada e tensão de saída do retificador dobrador com indutor à montante operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W.



Fonte: Produção do autor.

pelo fato de a corrente eficaz sobre os indutores ser aproximadamente 30% inferior devido a soma quadrática das correntes.

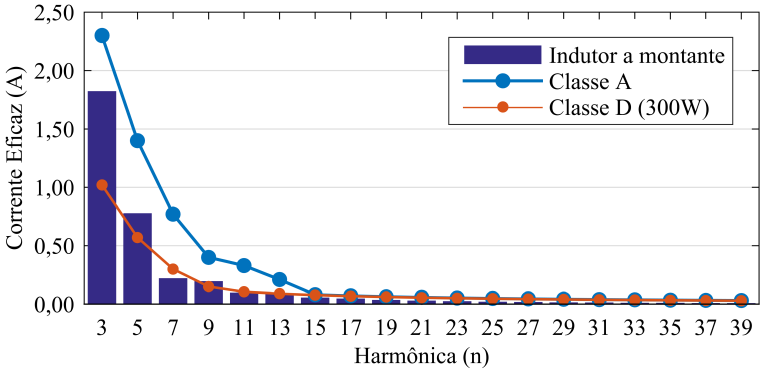
Similar ao caso de indutor à montante, o procedimento de cálculo segue a mesma linha de raciocínio diferindo apenas pelo ábaco a ser utilizado (MATAKAS, 1983). Utilizando o mesmo fator de tensão FV (4.3), resistência equivalente da carga (4.4) e definindo o valor de k_j (4.10) através dos ábacos, chega-se ao valor dos indutores (4.11), fator de potência (4.12) e a a taxa de distorção harmônica (4.13).

$$k_j = 0,003 \tag{4.10}$$

$$L_j = \frac{k_j \cdot R_{out_{passivo}}}{2 \cdot f_r} = 2,0mH \tag{4.11}$$

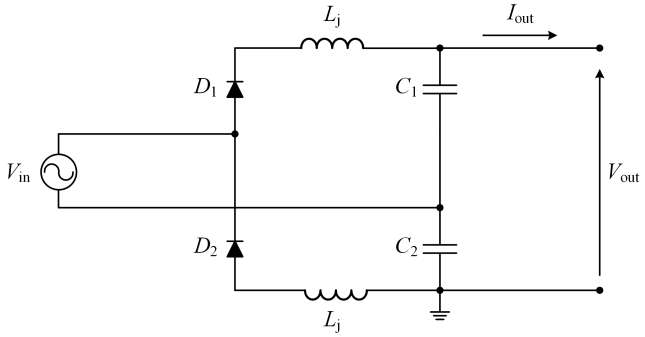
$$FP_j = 0,69 \tag{4.12}$$

Figura 4.5 – Harmônicas de corrente de entrada do retificador dobrador com indutor à montante e limites da IEC operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W.



Fonte: Produção do autor.

Figura 4.6 – Circuito retificador dobrador de tensão com indutores à jusante.



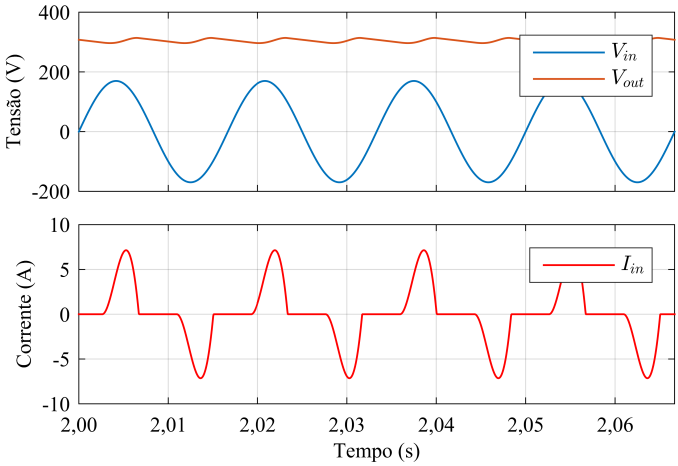
Fonte: Produção do autor.

$$DHT_j = 95\% \tag{4.13}$$

A tensão e a corrente de entrada do retificador dobrador de ten-

são com indutor à jusante podem ser observadas na Figura 4.7, bem como as componentes harmônicas de corrente na Figura 4.8. Por simulação o circuito apresentou: $FP_j = 0,69$ e a $DHT_j = 99,3\%$.

Figura 4.7 – Corrente e tensão de entrada e tensão de saída do retificador dobrador com indutor à jusante operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W.



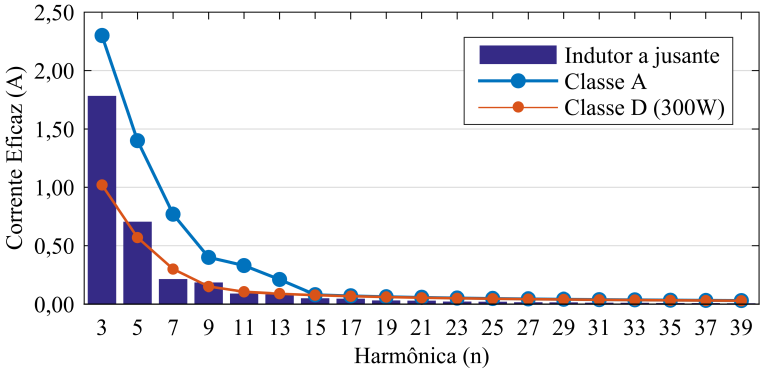
Fonte: Produção do autor.

As componentes de corrente harmônica deste conversor tem comportamento similar ao circuito com indutor à montante, ou seja, atendem sem limitações os requisitos da classe *A*, porém não atendem os requisitos para a classe *D* em nenhuma condição.

4.3 RETIFICADOR MONOFÁSICO COM FILTRO LC

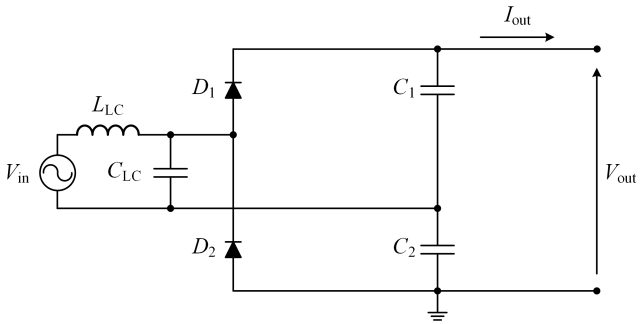
Este circuito caracteriza-se pela adição de um filtro de primeira ordem formado por um capacitor e um indutor na entrada do retificador (Figura 4.9). O projeto baseia-se na definição da frequência de corte e o fator de tensão a serem selecionados.

Figura 4.8 – Harmônicas de corrente de entrada do retificador dobrador com indutor à jusante e limites da IEC operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W.



Fonte: Produção do autor.

Figura 4.9 – Circuito retificador dobrador com filtro *LC*.



Fonte: Produção do autor.

A definição dos componentes se inicia pela seleção da frequência de corte do conversor $f_{corte_{LC}}$, selecionada em 150 Hz, prezando pelo fator de tensão (4.3) e resultando em (4.14). Através dos ábacos apresentados por Batschauer (2002), define-se a razão (4.15) e na sequência a indutância (4.16), capacitância (4.17), *FP* (4.18) e impedância caracterís-

tica (4.19).

$$a_{LC} = \frac{f_{corte_{LC}}}{f_r} = 2,5 \tag{4.14}$$

$$I_{cc_{med-LC}} = \frac{I_{out_{passivo}}}{0,55} = 6,45A \tag{4.15}$$

$$L_{LC} = \frac{\sqrt{2}V_{in}}{\pi^2 \cdot f_r \cdot I_{cc_{med-LC}}} = 44mH \tag{4.16}$$

$$C_{LC} = \frac{\left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot a_{LC}}\right)^2}{L_{LC}} = 25\mu F \tag{4.17}$$

$$FP_{LC} = 0,96 \tag{4.18}$$

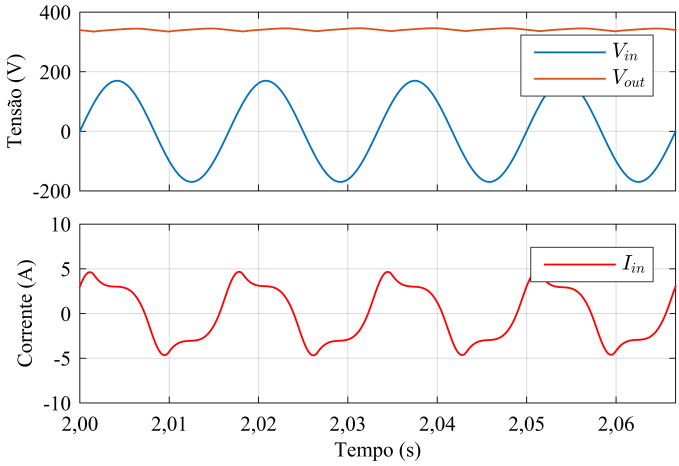
$$Z_{LC} = \sqrt{\frac{L_{LC}}{C_{LC}}} = 41,95\Omega \tag{4.19}$$

A tensão e a corrente de entrada do retificador dobrador de tensão com filtro *LC* podem ser observadas na Figura 4.10, bem como as componentes harmônicas de corrente na Figura 4.11. O circuito apresentou: $FP_{LC} = 0,94$ e $DHT_{LC} = 26,00\%$.

As componentes de corrente harmônica deste conversor apresentam melhores resultados, ou seja, atendem sem nenhuma limitação ambas as classes (A e D) para a condição de carga máxima. Todavia na condição de carga mínima ($P_{out} = 25$ W), existem harmônicas acima dos limites da *IEC* conforme apresentado na Figura 4.12.

Considerando um indutor duas vezes maior, seria possível atender os requisitos normativos. Todavia essa solução demanda um componente fisicamente inviável, além disso o nível de corrente é demasiadamente elevado, prejudicando a eficiência e o gerenciamento térmico dos componentes do retificador. Além disso, o ângulo de fase (ϕ_1) entre as fundamentais da tensão e corrente seria muito elevado, prejudicando o FP e elevando os níveis de corrente do retificador.

Figura 4.10 – Corrente e tensão de entrada e tensão de saída do retificador dobrador com filtro *LC* operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W.



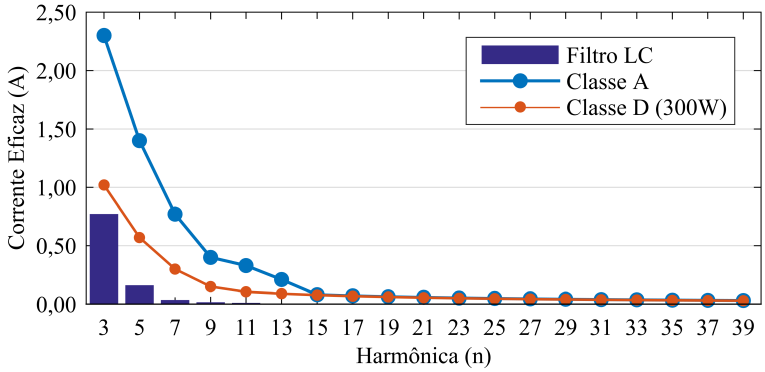
Fonte: Produção do autor.

Desta forma, pode-se observar que nenhum dos circuitos passivos propostos atendem adequadamente aos requisitos da IECIEC61000-3-2 (2014) (classe *D*), demandando-se assim o estudo e projeto de circuitos de correção de fator de potência ativos.

4.4 RETIFICADOR BOOST

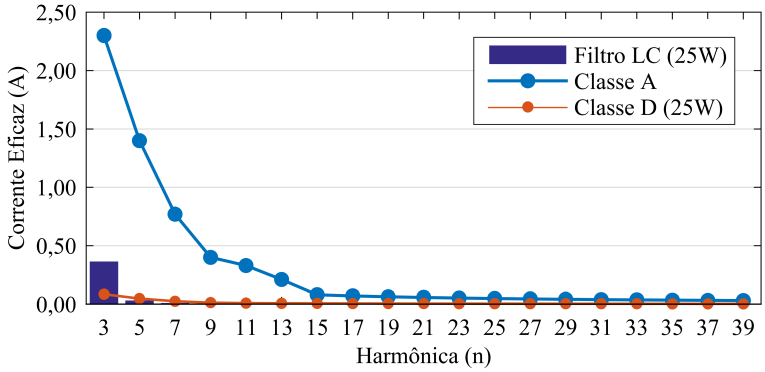
Uma topologia vastamente utilizada em retificadores ativos com elevado fator de potência são os conversores elevadores de tensão (*Boost*). Estes conversores são compostos basicamente por um retificador a diodo clássico em série com um conversor *Boost* conforme Figura 4.13. Por se tratar de uma configuração elevadora de tensão, o retificador pode ser de onda completa onde a limitação deixa de ser a tensão máxima de saída e passa a ser a tensão mínima, ou seja, a tensão de saída deve ser maior ou igual a tensão de pico de entrada subtraída da queda de

Figura 4.11 – Harmônicas de corrente de entrada do retificador dobrador com filtro *LC* e limites da IEC operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W.



Fonte: Produção do autor.

Figura 4.12 – Harmônicas de corrente de entrada do retificador dobrador com filtro *LC* e limites da IEC operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 25 W.

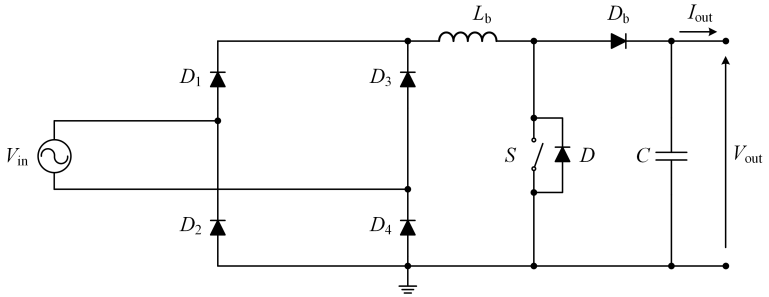


Fonte: Produção do autor.

tensão no indutor L_b. Por esse motivo, no caso dos conversores ativos a tensão de saída será readequada para $V_{out} = 390$ V. Os requisitos

para os conversores ativos são apresentados na Tabela 4.1. A frequência de comutação f_{sw}, foi definida buscando minimizar o volume do indutor necessário no conversor sem aumentar demasiadamente as perdas por comutação.

Figura 4.13 – Circuito retificador *Boost Clássico*.



Fonte: Produção do autor.

Tabela 4.1 – Requisitos do sistema avaliado com *PFC* ativo

Pout	$P_{out} = 300$ W
Vout	$V_{out} = 390$ V
Vout mínima	$V_{out_{min}} = 360$ V
Vin mínima	$V_{in_{min}} = 95$ Vac
Vin máxima	$V_{in_{max}} = 264$ Vac
Frequência da Rede	$f_r = 50/60$ Hz
Frequência de Chaveamento	$f_{sw} = 65$ kHz
Máxima Ondulação de Corrente	$\Delta I_{in_{max}} = 12\%$
Máxima Ondulação de Tensão	$\Delta V_{out} = 5\%$

Fonte: Produção do autor.

O conversor *Boost* atua controlando a corrente de entrada em tempo real, tendo como referência a tensão senoidal de entrada. O controle por corrente garante que para quase toda a faixa de potência, I_{in} seja senoidal, todavia como a ondulação de corrente é absoluta, impactando no *FP* em baixas cargas.

O projeto do conversor inicia com o cálculo do indutor (L_b) a ser utilizado em função da máxima ondulação de corrente definida nos requisitos do conversor. Para isso é definida a máxima corrente de entrada dada por (4.20), bem como seu valor de pico por (4.21) e posteriormente a máxima variação de corrente através da expressão (4.22).

$$I_{in_{max}} = \frac{Pout}{V_{in_{min}}} = 2,5A \tag{4.20}$$

$$I_{in_{max-pico}} = \sqrt{2} \cdot I_{in_{max}} = 3,54A \tag{4.21}$$

$$\Delta I_{in_{max}} = 12\% \cdot I_{in_{max-pico}} = 424mA \tag{4.22}$$

Para o conversor *Boost* a máxima ondulação de corrente ocorre no pico da tensão de entrada, a qual coincide com a mínima razão cíclica do conversor (4.23) . Assim, a indutância L_b é definida em função do pico da corrente de entrada e mínima razão cíclica (4.24). O capacitor de saída C pode ser obtido utilizando-se a expressão (4.25).

$$D_{b_{min}} = \frac{V_{out} - V_{in_{min}}\sqrt{2}}{V_{out}} = 0,63 \tag{4.23}$$

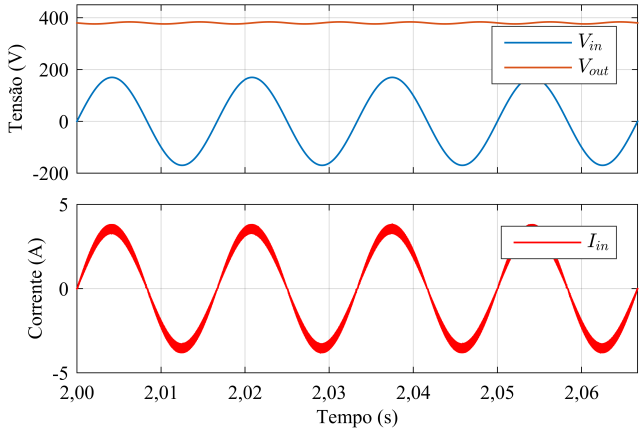
$$L_b = \frac{V_{in_{min}}\sqrt{2} \cdot D_{b_{min}}}{\Delta I_{in_{max}} \cdot f_{sw}} = 2,4mH \tag{4.24}$$

$$C = \frac{Pout}{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_{out} \cdot \Delta V_{out}} = 52\mu F \tag{4.25}$$

A tensão e corrente de entrada do *Boost* clássico (BC) podem ser observadas na Figura 4.14, bem como as componentes harmônicas de corrente na Figura 4.15. O conversor apresentou: $FP_{Boost} = 0,998$ e $DHT_{Boost} = 0,60\%$.

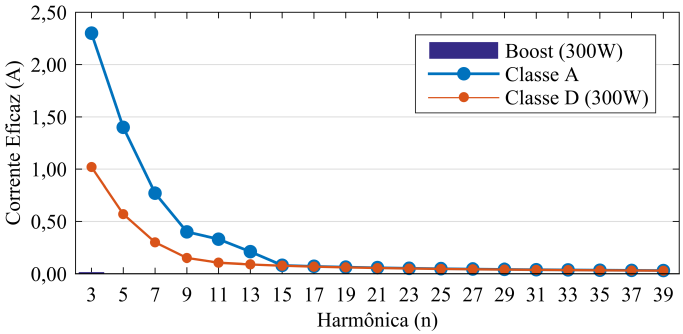
As harmônicas de corrente do conversor *Boost* tanto na condição de potência máxima (Figura 4.15) como mínima (Figura 4.16), apresentam valores muito abaixo dos limites definidos pelas classes *A* e *D*. As

Figura 4.14 – Corrente e tensão de entrada e tensão de saída do *Boost* clássico (BC) operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W.



Fonte: Produção do autor.

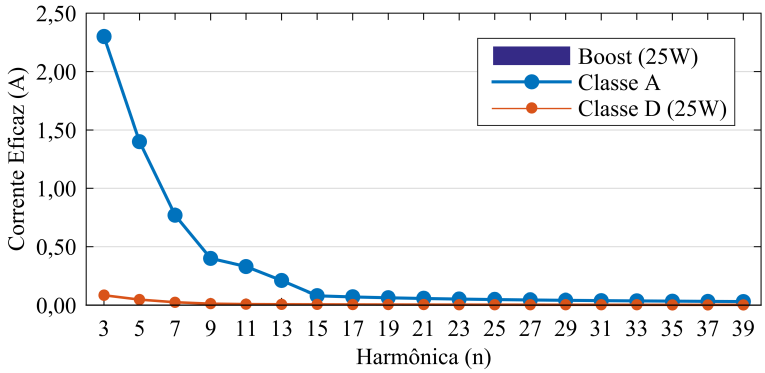
Figura 4.15 – Harmônicas de corrente de entrada do *Boost* clássico (BC) e limites da IEC operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 300 W.



Fonte: Produção do autor.

harmônicas ficam concentradas nas frequências múltiplas de comutação do conversor, entretanto seus valores são muito baixos. Além disso as normas vigentes se limitam a regulamentar limites até a quadragésima harmônica, ou seja, estes não são relevantes para esta avaliação.

Figura 4.16 – Harmônicas de corrente de entrada do *Boost* clássico (BC) e limites da IEC operando com tensão de entrada de 120 V e potência de saída de 25 W.



Fonte: Produção do autor.

4.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram mostrados três conversores passivos com características de dobrador de tensão e correção do fator de potência. Todos atendem aos requisitos normativos para IEC61000-3-2 (2006) classe *A*, todavia nenhum atende adequadamente aos requisitos da classe *D* conforme proposto para este projeto.

Por esse motivo foi avaliado também o conversor *Boost* clássico (BC), o qual atende ambas as classes em todas as condições de cargas propostas. Finalmente conclui-se que somente soluções ativas podem atender adequadamente aos requisitos deste projeto, dentre as quais existem diferentes propostas e comportamentos que serão avaliados no próximo capítulo.

5 AVALIAÇÃO COMPARATIVA ENTRE RETIFICADORES ATIVOS COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

Com o intuito de melhorar a eficiência, ter a melhor relação entre complexidade, benefício e desempenho, foram avaliados diferentes circuitos retificadores ativos com correção de fator de potência. Vale recapitular que no projeto aqui proposto, somente soluções ativas atendem adequadamente os requisitos da IEC61000-3-2 (2006) nas classes *A* e *D*.

Serão apresentados e comparados o retificador *Boost* clássico (BC) e conversor *Buck-Boost* (CBB), porém com maior foco nas soluções (*bridgeless*) tais como: retificador *Boost Bridgeless* (CB), retificador *Boost Bridgeless* dobrador de tensão em duas configuração (CBD#1 e CBD#2) e o retificador *Buck-Boost bridgeless* (CBBB). A seleção dos mesmos se fez na busca de soluções alternativas que atendam as demandas do sistema com algum diferencial, seja ele simplicidade, flexibilidade em tensão ou mesmo desempenho.

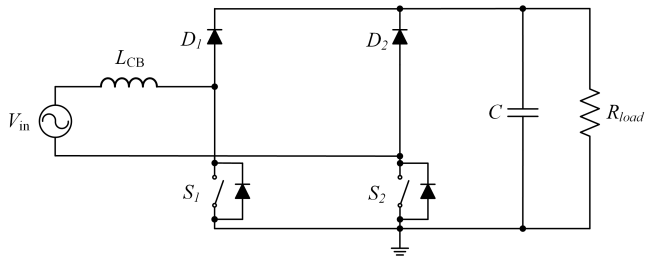
O conversor *BC* já foi avaliado no Capítulo 4, desta forma, o primeiro conversor a ser avaliado será o *CB*.

5.1 RETIFICADOR BOOST BRIDGELESS (*CB*)

Este conversor inicialmente proposto por Enjeti e Martinez (1993) tem como diferencial não possuir dois estágios, diferente do retificador *Boost* clássico onde há uma retificação a diodos e na sequência o estágio de elevação de tensão, neste caso, ambas as etapas ocorrem simultaneamente. A principal vantagem é o fato de possuir dois ao invés de três semicondutores no caminho da corrente. Além disso, os interruptores utilizam as mesmas referências, simplificando os circuitos de comando conforme pode ser observado na Figura 5.1.

Apesar dos benefícios descritos, este conversor apresenta elevado nível de ruído eletromagnético devido ao seu modo de operação.

Figura 5.1 – Circuito retificador Boost bridgeless *(CB)*.



Fonte: Produção do autor.

A comutação dos interruptores faz com que a referência de saída seja alterada constantemente, variando a tensão entre o *neutro* de (V_{in}) e o barramento *CC*. Estas comutações geram elevadas derivadas de tensão e por consequência picos de correntes parasitas (HUBER, 2008), (BING, 2007).

Uma possível solução pode ser implementada considerando o circuito proposto por Souza e Barbi (1999). Neste, os autores propõem a adição de dois diodos e o uso de dois indutores reduzindo o ruído de modo comum, além disso apresentam uma solução para a leitura da corrente dos indutores. Todavia esta solução é mais complexa, em especial pelo volume adicionado pelo segundo indutor. Assim, o retificador *CB* será avaliado na sua configuração original (Figura 5.1).

5.2 RETIFICADORES BRIDGELESS DOBRADOR DE TENSÃO (*CBD#1* E *CBD#2*)

Conversores com configuração *bridgeless* dobrador de tensão foram inicialmente abordados por Choi, Kwon e Kwon (2008), Choi, Choi e Yoo (2011) e Lu e Wang (2011). Estes circuitos além de possuírem apenas um estágio, têm o ganho mínimo igual a dois, ou seja, são também dobradores de tensão. Em virtude do comportamento do ganho, a tensão mínima de saída será duas vezes a tensão de pico de entrada (5.1), li-

mitando a aplicações para tensão nominal de 120 V (Tabela 1.1). Mesmo que estes conversores possam ser utilizados apenas na faixa inferior de tensão (120 V), eles serão avaliados devido a sua simplicidade.

$$V_{out_{CBD\#1,\#2}} = 2\sqrt{2} \cdot V_{in} \tag{5.1}$$

No *CBD#1* apresentado na Figura 5.2 ocorre a transferência de energia entre os dois capacitores de barramento (C_1 e C_2), fato que eleva as suas perdas. A transferência de energia entre os capacitores deste conversor serão abordadas no Capítulo 6. Devido o posicionamento dos interruptores, estes possuem referências de tensão distintas. Uma proposta utilizada no comando dos interruptores é o circuito com capacitor flutuante (ou capacitor de *bootstrap*), este não demanda fontes de tensão auxiliares.

Apesar de existir a possibilidade de se conectar a carga no ponto médio dos capacitores, isso não se aplica nesse projeto, pois conforme visto no Capítulo 2, a carga em determinadas condições apresenta valor médio de corrente diferente de zero.

O desbalanço entre a tensão nos capacitores não poderia ser compensada, visto que os limites normativos de corrente *CC* nas redes de distribuição é $0,5\%$ do valor de corrente nominal. O projeto, etapas de operação e equacionamento deste conversor serão apresentados no próximo capítulo.

O segundo circuito é apresentado na Figura 5.3, que difere do primeiro pelo fato de não ocorrer transferência de energia entre os capacitores C_1 e C_2. Entretanto, demanda componentes adicionais, além de apresentar dois semicondutores em série ao invés de um. Do ponto de vista de comando dos interruptores, necessita de sinais referenciados distintos aos potenciais da carga, demandando no mínimo uma fonte isolada adicional.

5.3 RETIFICADOR BUCK-BOOST *(CBB)*

Este retificador possui um conversor *Buck-Boost* conectado em série com um retificador a diodos conforme Figura 5.4 (NISHIDA, 1995). Sua principal vantagem em relação aos demais conversores está na possibilidade de elevar ou reduzir a tensão de saída em relação a entrada.

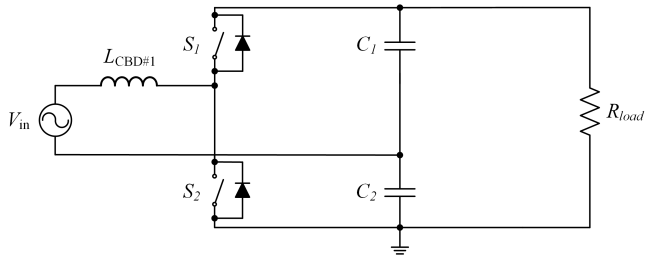
Com relação ao número de componentes envolvidos na conversão de tensão, é igual ao *BC*. Por não se tratar de uma configuração *Boost*, demanda adição de um filtro LC pois a corrente de entrada é pulsada.

5.4 RETIFICADOR BUCK-BOOST BRIDGELESS *(CBBB)*

Seguindo a mesma linha dos conversores já apresentados, o conversor *CBBB* apresenta número reduzido de componentes se comparado ao *(CBB)*. Na Figura 5.5 é apresentado o conversor onde observa-se que são dois ao invés de três componentes em série quando um dos interruptores está em condução. (WEI, 2008) Similar ao *CBB*, este demanda um filtro LC de entrada.

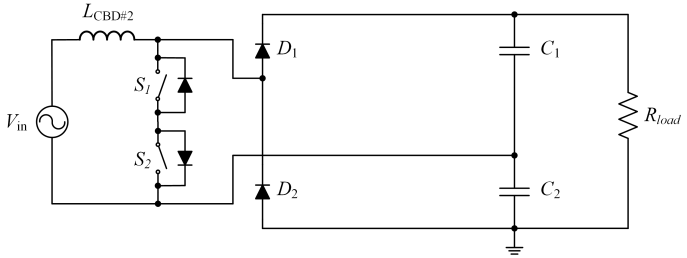
Os interruptores ativos neste conversor devem ter a capacidade de bloquear tensões negativas, ou seja, não podem ser interruptores com

Figura 5.2 – Circuito retificador *Boost bridgeless* dobrador de tensão #1 (*CBD#1*).



Fonte: Produção do autor.

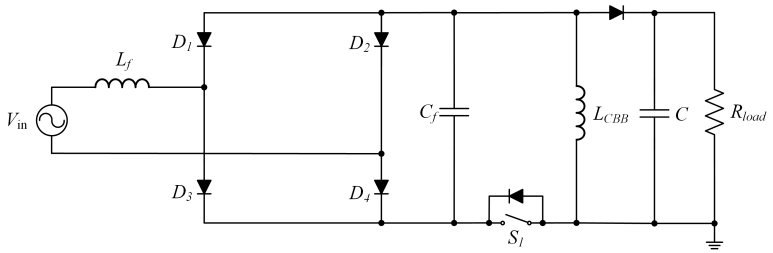
Figura 5.3 – Circuito retificador *Boost bridgeless* dobrador de tensão #2 (*CBD#2*).



Fonte: Produção do autor.

diodos internos. Todavia, para esta faixa de tensão, potência e aplicação usualmente indica-se a utilização de Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor (MOSFET) com diodo em série devido a inexistência de *IGBTs* com esta característica (para esta faixa de tensão e potência). Nesta configuração, tanto as perdas por condução como por comutação serão maiores.

Figura 5.4 – Circuito retificador *Buck-Boost* (*CBB*).



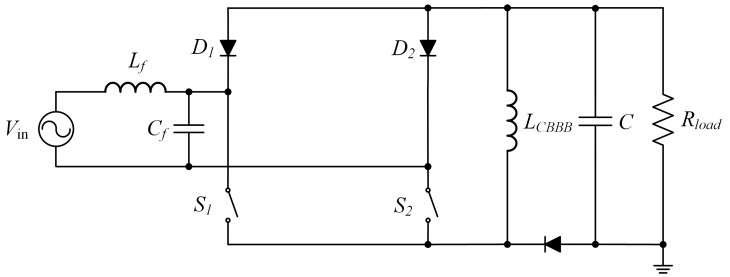
Fonte: Produção do autor.

5.5 AVALIAÇÃO DAS PERDAS POR CONDUÇÃO E COMUTAÇÃO NOS COMPONENTES DE POTÊNCIA DOS CONVERSORES ATIVOS

Buscando avaliar as perdas de cada uma das soluções ativas, foram consideradas as mesmas condições de operação para todos os conversores conforme apresentado na Tabela 4.1. Foram mantidos os mesmos diodos e interruptores para todos os conversores, bem como a frequência de comutação f_{sw}, ondulação da corrente de entrada $\Delta I_{in_{max}}$ e de tensão de saída ΔV_{out}.

Os indutores necessários para cada um dos conversores foram obtidos através de simulações numéricas do software *PSIM*, onde foi buscado manter os mesmos níveis de ondulação de corrente para todos os conversores. Os capacitores de barramento são considerados os mesmos para todos os conversores visto que a ondulação de tensão apresenta pouca variação entre os conversores. Para os caso dos conversores com configuração dobrador de tensão, foram utilizados dois capacitores em série onde a capacitância equivalente se manteve inalterada. Os indutores (L_f) e capacitores (C_f) dos filtros *LC*, também foram definidos por simulações numéricas. As indutâncias e capacitâncias para cada um dos conversores avaliados são apresentados na Tabela 5.1.

Figura 5.5 – Circuito retificador *Buck-Boost bridgeless (CBBB)*.



Fonte: Produção do autor.

Tabela 5.1 – Capacitores e indutores dos retificadores ativos avaliados.

Componente	Valor
Capacitância equivalente	$C_{out} = 270\mu F$
Indutância *(CB)*	$L_{CB} = 3,2mH$
Indutância *CBD#1*	$L_{CBD\#1} = 3,2mH$
Indutância *CBD#2*	$L_{CBD\#2} = 1,2mH$
Indutância *(CBB)*	$L_{CBB} = 3,8mH$
Indutância *(CBBB)*	$L_{CBBB} = 3,8mH$
Indutância do Filtro *LC*	$L_f = 70\mu H$
Capacitor do Filtro *LC*	$C_f = 1\mu F$

Fonte: Produção do autor.

O projeto dos controladores necessários para estes conversores não serão abordados neste momento, visto que trata-se apenas da comparação em regime permanente e as dinâmicas dos conversores não serão avaliadas. Desta forma, os mesmos foram definidos de forma empírica buscando ter a melhor resposta do ponto de vista da corrente de entrada. No Capítulo 6 serão apresentadas a modelagem e controle do conversor selecionado para este projeto, bem como, a definição das malhas e dinâmicas do sistema, controladores e esforços nos componentes.

Os critérios de definição das perdas por condução e comutação foram mantidos os mesmos para todos os conversores conforme apresentado abaixo:

- Perdas de condução nos diodos retificadores: foram considerados os mesmos diodos para todos os conversores (*Diodes* - $GBJ2006-J$). Além disso, as perdas foram calculadas através das curvas de tensão por corrente.

- Perdas elétricas nos indutores: todos os indutores foram projetados independentemente, foram escolhidos núcleos de ferro-silício para os indutores que operam em baixa frequência e toroidal com tecnologia *Powder Core* no caso de alta frequência. Foram definidas

as resistências elétricas com as quais é possível calcular as perdas (BARBI I. E FONT, 2002).

- Perdas magnéticas: a informação das perdas magnéticas foram obtidas nos catálogos dos fabricantes a partir dos gráficos que definem as perdas em função da variação do fluxo magnético pela massa e frequência de operação (MAGNETICS, 2015). Foram considerados os piores casos, ou seja, a máxima variação de fluxo magnético na frequência de comutação, visto que em baixa frequência as perdas magnéticas são desprezíveis. Considera-se a máxima variação de corrente e fluxo magnético em todas as condições de operação.

- Perdas de condução nos diodos de alta frequência: foram considerados os mesmos diodos para todos os conversores (Vishay - $MUR460$). Além disso, as perdas foram calculadas através das curvas de tensão por corrente.

- Perdas por condução nos interruptores: foram utilizados os mesmos interruptores em todos os conversores (ST Micro -$STX25NM60ND$). As perdas foram definidas através da resistência equivalente ($190m\Omega$ em 100^oC) e suas respectivas correntes eficazes.

- Perdas por comutação nos interruptores e diodos: foram calculadas considerando o tempo de subida (t_r) e descida (t_f) dos interruptores, bem como, a corrente de recuperação reversa (I_{rr}) e tempo de bloqueio dos diodos (t_{rr}).

- Perdas nos capacitores de barramento: estas foram calculadas utilizando a resistência série apresentadas nas folhas de dados. Foram utilizados dois capacitores distintos, um para os casos com dobrador de tensão (Nippon Chemicon -$EKMM251VSN561 - 560\mu F$) e outro para os conversores sem dobrador (Nippon Chemicon - $EKMM401VSN271 - 270\mu F$).

No primeiro momento foram feitas as avaliações de perdas considerando a tensão de entrada em $V_{in} = 120$ V, desta forma todos os conversores podem ser comparados. Na Tabela 5.2 são apresentadas as perdas magnéticas e a resistência elétrica de cada um dos indutores avaliados para a condição de tensão de entrada $V_{in} = 120$ V e potência de saída $P_{out} = 300$ W.

Tabela 5.2 – Resistência e perdas magnéticas dos indutores.

Componente	**Resistência**	**Perdas Magnéticas ($f_{sw} = 65kHz$)**
L_{CB}	$323m\Omega$	134 mW
$L_{CBD\#1}$	$323m\Omega$	134 mW
$L_{CBD\#2}$	$198m\Omega$	21 mW
L_{CBB}	$354m\Omega$	194 mW
L_{CBBB}	$354m\Omega$	194 mW
L_f	$6m\Omega$	8 mW

Fonte: Produção do autor.

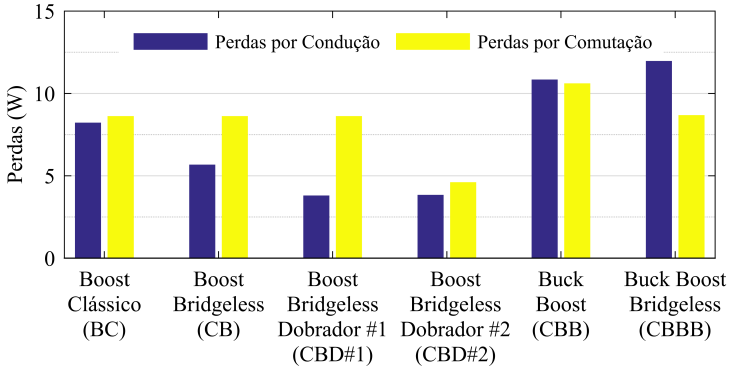
As perdas por condução e comutação de todos os retificadores ativos avaliados são apresentadas na Figura 5.6 e Figura 5.7. Da mesma forma são apresentadas naTabela 5.3.

Tabela 5.3 – Perdas elétricas dos retificadores ativos avaliados operando com tensão de entrada $V_{in} = 120$ V e potência de saída $P_{out} = 300$ W.

Topologia Conversor	**Perdas por Condução**	**Perdas por Comutação**	**Perdas Totais**
BC	$8,23$ W	$8,62$ W	$16,85$ W
CB	$5,68$ W	$8,62$ W	$14,30$ W
CBD#1	$3,80$ W	$8,62$ W	$12,43$ W
CBD#2	$3,84$ W	$4,61$ W	$8,45$ W
CBB	$10,84$ W	$10,61$ W	$21,46$ W
CBBB	$11,97$ W	$8,68$ W	$20,66$ W

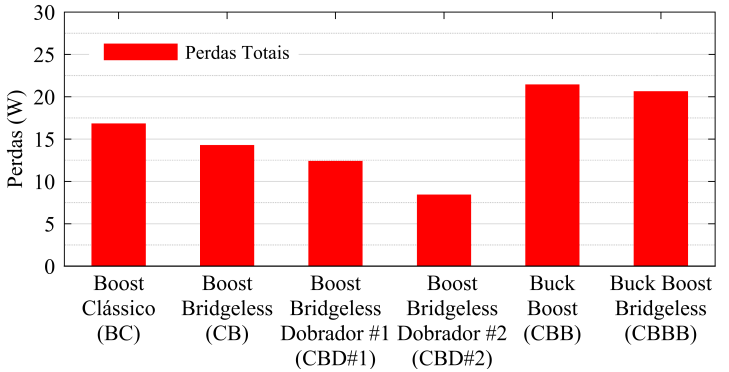
Fonte: Produção do autor.

Figura 5.6 – Perdas por condução e comutação dos retificadores ativos avaliados operando com tensão de entrada $V_{in} = 120$ V e potência de saída $P_{out} = 300$W.



Fonte: Produção do autor.

Figura 5.7 – Perdas elétricas totais dos retificadores ativos avaliados operando com tensão de entrada $V_{in} = 120$ V e potência de saída $P_{out} = 300$ W.



Fonte: Produção do autor.

Na Figura 5.7 é possível observar que o *CBD#2* apresenta as menores perdas seguido por *CBD#1*. Apesar do *CBD#2* possuir duas chaves em série (S_1 e S_2), suas perdas por condução são similares ao

CBD#1 devido as menores perdas por condução no indutor $L_{CBD\#2}$ em comparação com $L_{CBD\#1}$. Os dois conversores com menor eficiência são o *CBB* e *CBBB*, este segundo prejudicado principalmente pela adição dos diodos em série com os interruptores visando solucionar o problema de tensão de bloqueio reversa. O *BC* apresentou resultado intermediário, onde suas perdas por condução são as mais elevadas entre as topologias *Boost* (Figura 5.6).

As perdas por comutação e magnéticas apresentam pequena variação entre os conversores com destaque especial para o *CBD#2*. Este conversor apesar de requerer o bloqueio de diodos tanto no bloqueio como na entrada em condução dos interruptores, apresenta tensão de bloqueio 50% inferior aos demais. Além disso, esse conversor demanda uma indutância muito inferior (Tabela 5.1), fato este que influencia diretamente nas perdas e volume do indutor. Vale destacar que as perdas por comutação sofrem variações com o *layout* do conversor, bem como com a temperatura de operação e particularidades dos componentes envolvidos, todavia a análise aqui feita atua de forma comparativa e não absoluta, ou seja, todos os conversores são avaliados sobre as mesmas condições e considerações.

As perdas por condução estão ligadas diretamente ao número de componentes no caminho da corrente, bem como o ganho dos conversores. Como os conversores *CBD#1* e *CBD#2* apresentam os menores ganhos de tensão, seus esforços de corrente e consequentemente suas perdas serão menores.

Variando-se a carga entre seu valor máximo e mínimo, observa-se que a relação de perdas não sofre qualquer alteração entre os conversores. Na Figura 5.8 tem-se um gráfico que representa a variação das perdas dos conversores $(\%)$ pela variação da potência de saída, onde a eficiência destes é máxima na condição de máxima carga. Este fato é interessante visto que refrigerador funcionará na maioria do tempo na potência máxima.

O mesmo comparativo é feito para a tensão de entrada de 230 V,

todavia nesta condição os conversores dobradores de tensão não podem ser utilizados, pois sua tensão mínima de saída seria superior a especificação. Os resultados são apresentados na Tabela 5.4, Figura 5.9 e Figura 5.10.

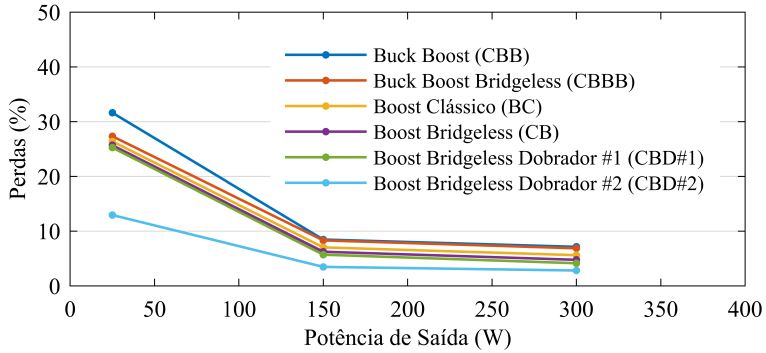
Tabela 5.4 – Perdas elétricas dos retificadores ativos avaliados operando com tensão de entrada $V_{in} = 230$ V e potência de saída $P_{out} = 300$ W.

Topologia Conversor	Perdas por Condução	Perdas por Comutação	Perdas Totais
BC	$3,68$ W	$7,36$W	$11,04$ W
CB	$2,404$ W	$7,36$ W	$9,76$ W
CBB	$5,28$ W	$10,97$ W	$16,25$ W
CBBB	$6,28$ W	$7,42$ W	$13,71$ W

Fonte: Produção do autor.

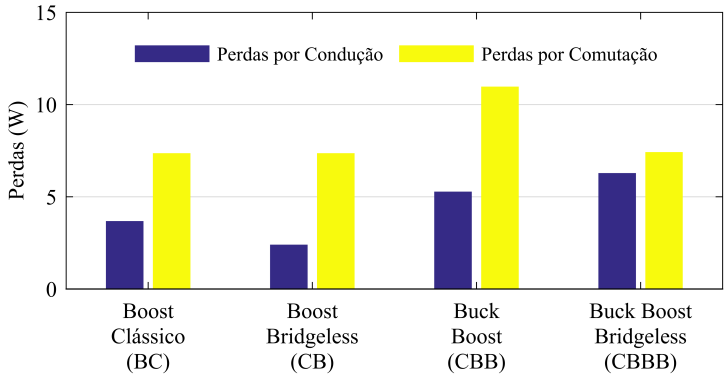
Para esta condição de operação, as perdas por comutação tornam-se predominantes, visto que os níveis de corrente são inferiores reduzindo

Figura 5.8 – Perdas percentuais nos retificadores ativos considerando-se variação de carga entre 25 W e 300 W com tensão de entrada $V_{in} = 120$ V.



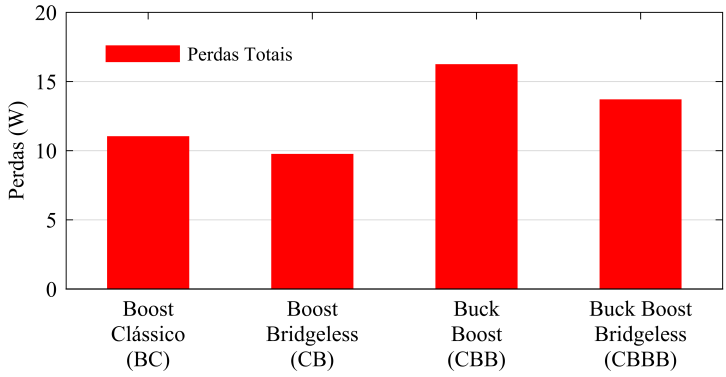
Fonte: Produção do autor.

Figura 5.9 – Perdas por condução e comutação dos retificadores ativos avaliados operando com tensão de entrada $V_{in} = 230$ V e potência de saída $P_{out} = 300$W.



Fonte: Produção do autor.

Figura 5.10 – Perdas elétricas totais dos retificadores ativos avaliados operando com tensão de entrada $V_{in} = 230$ V e potência de saída $P_{out} = 300$ W.



Fonte: Produção do autor.

assim as perdas por condução. Além disso, o ganho dos conversores também será inferior e desta forma sua eficiência aumentará consequen-

temente. A relação de eficiência entre os conversores se mantém inalterada, ou seja, o *CB* apresenta a melhor eficiência seguido pelo *BC* e *CBBB* e *CBB*.

5.6 MATRIZ DE DECISÃO

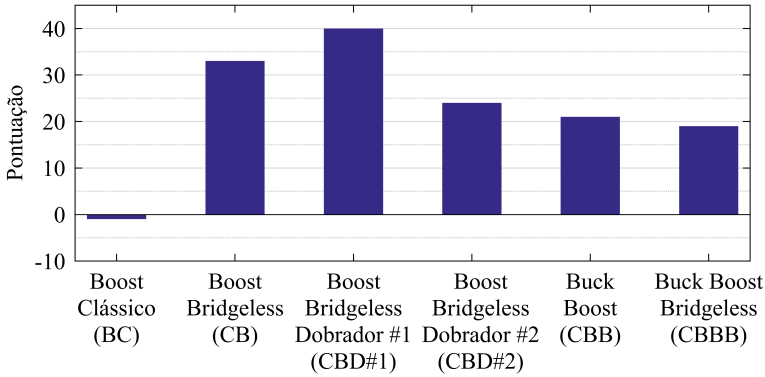
Visando definir a melhor solução para a aplicação aqui apresentada, foi montada uma matriz de decisão buscando ponderar diferentes critérios relevantes para este conversor. Foram avaliados 10 critérios cada um com seu peso de importância:

- Atende os requisitos normativos: considerando 61000-3-2 (2006) classes *A* e *D*. (peso 5)
- Volume: considerar o volume de placa e caixa plástica necessária para alojar a solução. (peso 4)
- Peso: peso da solução (Kg). (peso 4).
- Custo: custo estimado da solução. (peso 5).
- Controlabilidade: capacidade de controle da tensão de barramento. (peso 4).
- Apelo tecnológico: possibilidade de inovação. (peso 3).
- Robustez: quão robusta é a solução. (peso 4)
- Complexidade: quão complexa em número de componentes, sensores e malhas de controle. (peso 2)
- Eficiência: quão eficiente é a solução. (peso 5).
- Full range: capacidade de atuar com tensões de 100 V à 300 V de entrada e 380 Vdc de saída. (peso 5).

Diante destes critérios, todas as soluções ativas foram avaliadas com pontuação entre menos dois e dois (Apêndice B). Na Figura 5.11 são

apresentados os resultados para todos os retificadores ativos aqui avaliados. Fica evidentes que o *CBD#1* apresenta os melhores resultados, seguidos pelo *CB*. O *BC* apresentou as notas mais baixas dentre todos os conversores avaliados conforme os requisitos e pontuações apresentados.

Figura 5.11 – Pontuação da matriz de decisão da seleção do retificador ativo a ser utilizado.



Fonte: Produção do autor.

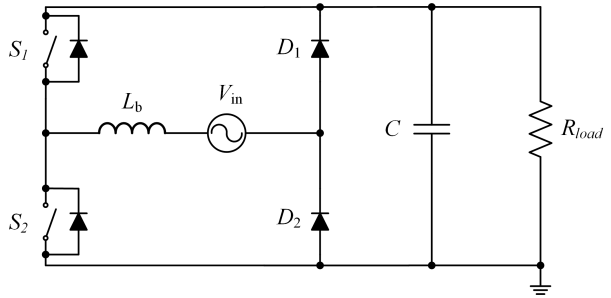
Todavia vale destacar que o *CBD#1* atende apenas aplicações com 120 V de tensão de entrada. Desta forma, a solução que atende ambas tensões de entrada (120 V e 230 V) é o *CB*. Apesar desta situação, o *CBD#1* é aproximadamente 13% mais eficiente que o *CB*, ou seja, para aplicação em 120 V, *CBD#1* é o mais interessantes. O *CBD#2* apesar da sua eficiência, ficou apenas em terceiro na pontuação devido a sua complexidade no controle dos interruptores, as quais demandariam isolamento, fontes auxiliares e componentes de alta frequência, encarecendo e tornando o desenvolvimento complexo.

5.7 SOLUÇÃO SELECIONADA

O conversor com a melhor pontuação e sem limitações de aplicação é o *CB*, todavia, para condições de tensão de entrada de 120 V o

CBD#1 possibilita um aumento de eficiência de aproximadamente 13%. Por este motivo, optou-se em constituir um protótipo que permita a alternância de configuração entre *CB* e *CBD#* com o intuito de explorar as características de ambos os conversores. Para tanto faz-se necessária a mudança da posição de um interruptor e um diodo no *CB*. Esta alteração na posição dos semicondutores faz com que o *CB* passe a atuar como *Toten-Pole Boost Bridgeless* (Figura 5.12).

Figura 5.12 – Circuito *Totem-Pole Boost Brigeless*.



Fonte: Produção do autor.

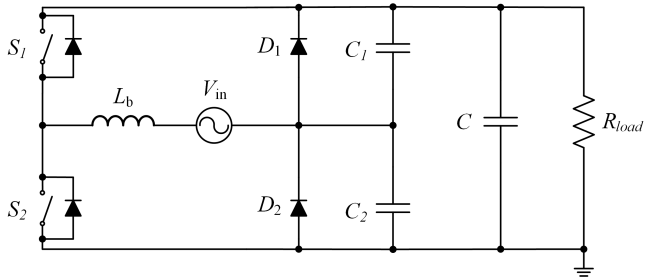
Do ponto de vista da matriz de decisão, a diferença entre o *CB* e o *Toten-Pole Boost Bridgeless* se limita as perdas por comutação. Considerando os mesmos componentes, o *Toten-Pole Boost Bridgeless* seria impraticável devido as elevadas perdas decorrente da recuperação reversa dos diodos internos aos interruptores. É proposta a utilização de diodos de baixa recuperação reversa em paralelo com *IGBTs* sem diodos internos, tornando as perdas deste conversor similares ao *CB*. Desta forma, a partir deste ponto o *Toten-Pole Boost Bridgeless* será referenciado como conversor *bridgeless CB* (Figura 5.12) e o conversor *Boost bridgeless* dobrador #1 *(CBD#1)* como conversor *Boost bridgeless* dobrador *CBD* (Figura 5.2).

É possível propor um circuito que com mudanças na lista de componentes montados permita a variação entre o *CB* e *CBD*. O *layout* da placa, controlador e sensores de tensão e corrente se mantêm inaltera-

dos. Esta solução apresenta a melhor eficiência e pontuação em ambas as tensões ($V_{in,NAR}$ e $V_{in,EU}$).

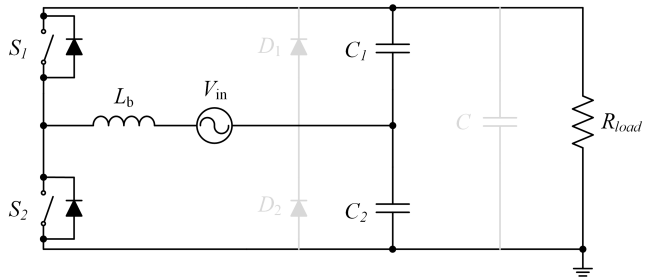
Na Figura 5.13 tem-se a solução final em que o circuito completo é mostrado. Buscando reduzir o número de componentes montados pode-se optar por ter duas configurações distintas, ou seja, para aplicações 120 V utiliza-se a solução conforme Figura 5.14 e no caso 230 V a solução da Figura 5.15.

Figura 5.13 – Conversor selecionado completo.



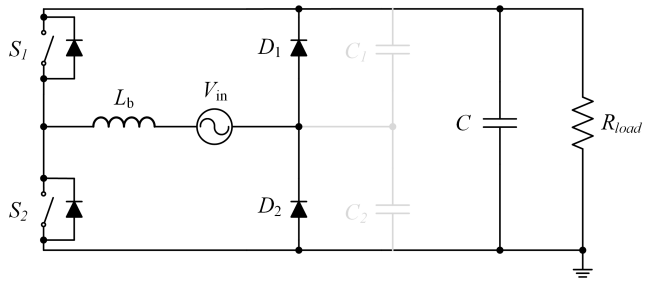
Fonte: Produção do autor.

Figura 5.14 – Conversor final com configuração do *CBD* para 120V.



Fonte: Produção do autor.

Figura 5.15 – Conversor final com configuração do *CB* para 230 V.



Fonte: Produção do autor.

5.8 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas diferentes soluções para a aplicação apresentada, todos estes atendem aos requisitos normativos de distorção harmônica da ICE61000-3-2 (2006) (classes *A* e *D*).

Foram determinadas as perdas por condução e comutação de 6 diferentes topologias para as especificações apresentadas na Tabela 4.1. Os resultados mostram que os *CBD#1* e *CBD#2* apresentam as menores perdas, porém sua aplicação é limitada a baixa tensão de entrada. O *CB* apresenta a melhor eficiência atendendo a toda faixa de tensão de alimentação.

Buscado testar as duas melhores soluções de acordo com a matriz de decisão (*CB* e *CBD#1*), optou-se por um circuito flexível. Para tanto foram feitas mudanças no posicionamento e na escolha dos semicondutores do *CB*, permitindo assim a redução das perdas por comutação normalmente elevadas nesta configuração (Figura 5.12). Esta solução tem como vantagem além das melhores eficiências, a robustez devido ao reduzido número de sensores, o apelo tecnológico pois é uma tecnologia relativamente nova neste tipo de aplicação e atender toda a faixa de tensão somente com variação de componentes.

A principal desvantagem está associada a impossibilidade de uti-

lização de um único resistor *shunt* como sensor de corrente ligado diretamente no controlador. Devido a posição dos interruptores e do controlador, demanda isolação elétrica, fato que o torna mais complexo. A recuperação reversa dos diodos em paralelo com os interruptores são elevadas, por este motivo será explorado o uso de diodos de *Silicon Carbide (SiC)* no Capítulo 7.

6 ANÁLISE E METODOLOGIA DE PROJETO DOS CONVERSORES BOOST BRIDGELESS (*CB*) E BOOST BRIDGELESS DOBRADOR (*CBD*)

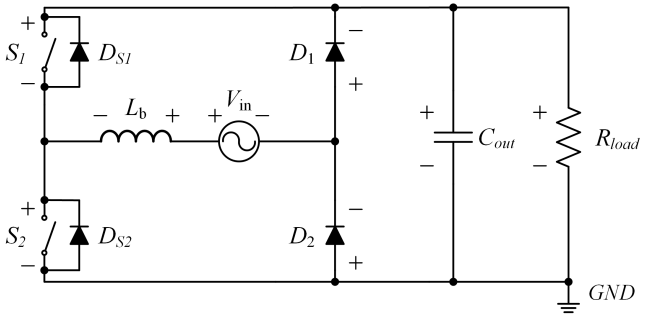
No Capítulo 5 foram avaliadas seis diferentes configurações de *PFCs* ativos, dentre as quais foram selecionadas duas para implementação compartilhando o mesmo circuito (Figura 5.13, Figura 5.14 e Figura 5.15). Soluções tais como Zero Voltage Transition *ZVT* (SOUZA; BARBI, 1996) e *Interleaved* PFC (SOUZA; BARBI, 1999), são sugestões que também melhoram a eficiência e desempenho dos retificadores (HUBER, 2008). Todavia estas não foram selecionadas para avaliação pois a corrente nos indutores é pulsada mesmo na configuração *boost*, demandando filtro *LC* extra de entrada e dois indutores no caso do *Interleaved*.

O *CB* (Figura 6.1) conhecido como *Totem Pole Boost Bridgeless* e inicialmente apresentado por Salmon (1995), possui reduzido número de componentes, bem como é uma solução muito interessante conforme demonstrado no Capítulo 5.

Conversores com configuração *bridgeless* dobrador de tensão apresentam reduzido número de componentes ativos bem como elevados níveis de eficiência, porém as mesmas atendem tão somente soluções com baixos níveis de tensão de entrada ou elevados níveis de tensão de saída (Figura 6.2).

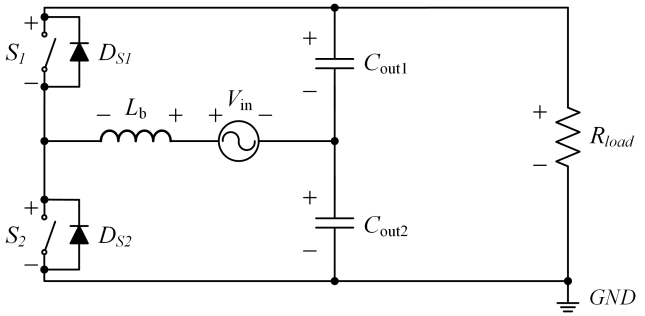
Diferentemente da maioria dos conversores *bridgeless* onde o ruído de modo comum é muito elevado (SHI, 2014b), (SHI, 2014a), nos conversores selecionados a tensão de saída estará sempre referenciada à rede de alimentação (Figura 6.1 e Figura 6.2). Isso se faz possível pelo posicionamento dos seus interruptores, que em qualquer condição de operação mantêm um caminho de corrente entre a tensão de saída e a rede de alimentação. Este tópico será melhor explorado neste capítulo durante a avaliação das etapas de funcionamento dos conversores. A

Figura 6.1 – Circuito *Boost Brigeless (CB)*.



Fonte: Produção do autor.

Figura 6.2 – Circuito *Boost Brigeless* Dobrador *(CBD)*.



Fonte: Produção do autor.

principal limitação destes conversores está relacionada as perdas de comutação nos diodos em paralelo com os interuptores, fato este que será melhor explorado no Capítulo 8 com o uso de diodos *SiC*.

Neste capítulo será apresentada a modelagem dos conversores selecionados, iniciando pelas etapas de funcionamento, equacionamento, modelos de pequenos sinais, malhas e métodos de controle.

6.1 CONVERSOR BOOST BRIDGELESS *(CB)*

Para o retificador em estudo o *CB* atua em modo de condução contínua (*CCM*). Nesta configuração, apresenta duas entapas de operação para cada semiciclo da tensão de entrada.

6.1.1 Etapas de funcionamento

Para tensão de entrada $V_{in} > 0$, ocorrem a primeira e a segunda etapas, onde o interruptor S_2 encontra-se respectivamente conduzindo e bloqueado. Para tensões de entrada $V_{in} < 0$, tem-se a terceira e quarta etapas de operação, onde o interruptor S_1 encontra-se respectivamente conduzindo e bloqueado.

Na Figura 6.1 são apresentadas as polaridades dos componentes as quais serão utilizadas no equacionamento do conversor. Como a frequência da rede é muito inferior a frequência de comutação, a tensão de entrada V_{in} é considerada como uma fonte constante durante um ciclo de comutação.

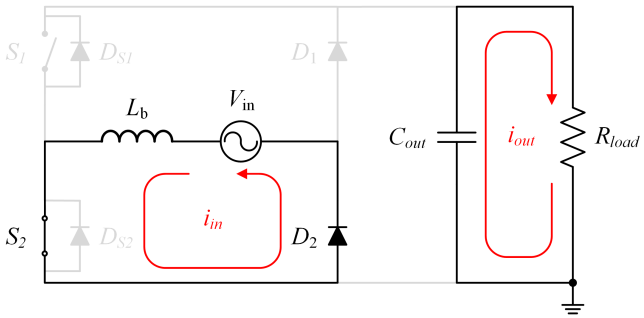
As principais formas de onda referentes as quatro etapas de operação são apresentadas na Figura 6.5 e Figura 6.8.

6.1.1.1 Primeira etapa ($t_0 \leq t \leq t_1$)

No instante t_0 o interruptor S_2 entra em condução e leva o indutor L_b a armazenar energia recebida da fonte V_{in}, com isso a corrente cresce de forma linear até atingir seu valor de pico em t_1. O tempo de duração desta etapa é determinado pelo circuito de controle e também definido por $\frac{D}{f_{sw}}$, onde D é a razão cíclica e f_{sw} a frequência de comutação do conversor.

Durante esta etapa, a energia é fornecida para a carga através do capacitor de barramento C_{out}, levando assim a sua descarga parcial. Na Figura 6.3 é apresentado o circuito operando nesta condição, onde somente S_2 e D_2 estão em condução.

Figura 6.3 – Circuito do *CB* operando na primeira etapa de funcionamento.



Fonte: Produção do autor.

6.1.1.2 Segunda etapa ($t_1 \leq t \leq T$)

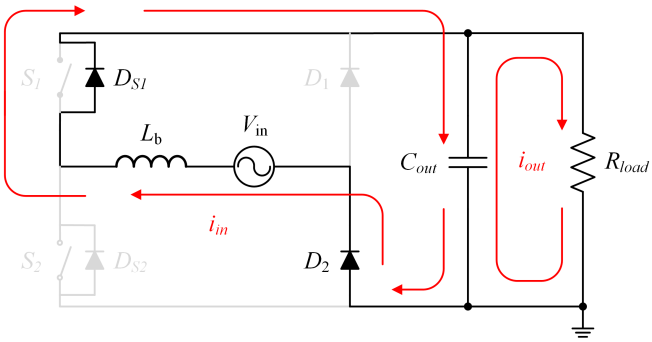
No instante t_1 o interruptor S_2 bloqueia e o diodo D_{S1} entra em condução, levando o indutor a fornecer energia tanto para a carga como para capacitor C_{out}. Durante esta etapa ocorre a desmagnetização parcial do indutor fazendo com que a corrente deste decresça até atingir o seu valor mínimo em T. Neste momento o interruptor S_2 volta a conduzir e um novo ciclo de comutação se inicia, retornando-se à primeira etapa de funcionamento.

Na Figura 6.4 é apresentado o circuito onde observa-se que somente D_{S1} e D_2 estão em condução. O diodo D_2 não é comutado em alta frequência permitindo que o mesmo seja um componente lento. Além disso, pode-se verificar que tanto na primeira como na segunda etapa, a referência de saída (GND) está ligada ao neutro da tensão de entrada através do diodo D_2. Por este motivo não existem variações de tensão em alta frequência entre a referência do conversor e a tensão de entrada.

6.1.1.3 Terceira etapa ($t_2 \leq t \leq t_3$)

A terceira etapa se assemelha a primeira com o diferencial para a polaridade da tensão de entrada e corrente do indutor. No instante t_2 o

Figura 6.4 – Circuito do *CB* operando na segunda etapa de funcionamento.



Fonte: Produção do autor.

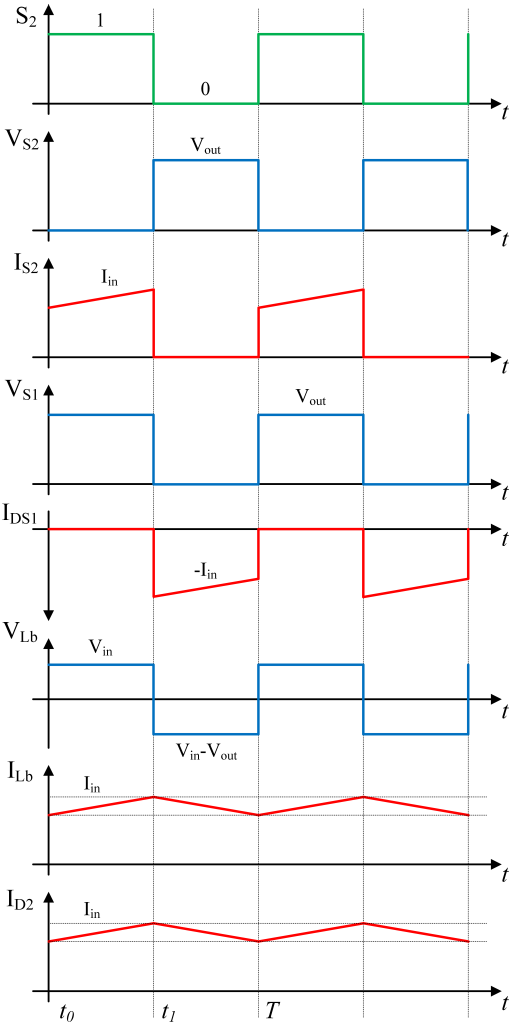
interruptor S_1 entra em condução e leva o indutor L_b a armazenar energia recebida da fonte V_{in}. A corrente do indutor cresce de forma linear até atingir seu valor de pico em t_3, vale destacar que a polaridade da corrente é invertida, assim a avaliação e nomenclatura aqui utilizada consideram o seu módulo. O tempo de duração desta etapa também é determinado pelo circuito de controle definido por $\frac{D}{f_{sw}}$, ou seja, para ambas as polaridades de tensão de entrada o ciclo de trabalho é definido da mesma forma, alterando tão somente o interruptor a ser controlado, primeira etapa S_2 e terceira etapa S_1.

Durante esta etapa, a energia é fornecida para a carga através do capacitor de barramento C_{out}. Na Figura 6.6 é apresentado o circuito onde somente S_1 e D_1 estão em condução.

6.1.1.4 Quarta etapa ($t_3 \leq t \leq T$)

A quarta etapa é similar a segunda, distinguindo-se apenas pela polaridade da tensão e corrente de entrada e do interruptor em condução. No instante t_3 o interruptor S_1 bloqueia e o diodo D_{S2} entra em condução levando o indutor a fornecer energia tanto para a carga como para o capacitor C_{out} recarregando o mesmo. Durante está etapa ocorre a des-

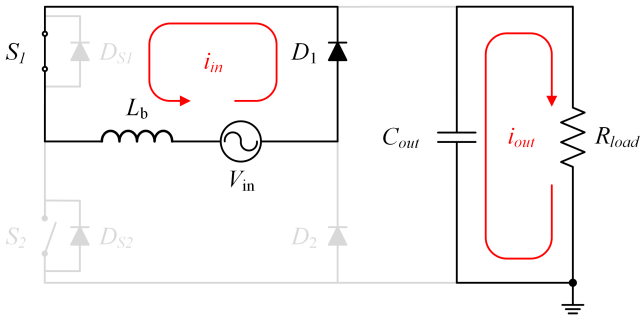
Figura 6.5 – Principais formas de onda do *CB* durante primeira e segunda etapas de funcionamento.



Fonte: Produção do autor.

magnetização parcial do indutor fazendo com que a corrente do mesmo decresça (em módulo) até atingir o seu valor mínimo (em módulo) em

Figura 6.6 – Circuito do *CB* operando na terceira etapa de funcionamento.



Fonte: Produção do autor.

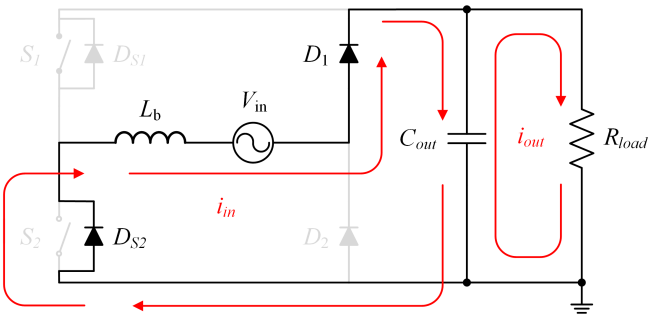
T. Neste momento o interruptor S_1 volta a conduzir e um novo ciclo de comutação se inicia, retornando-se à terceira etapa de funcionamento.

Na Figura 6.7 é apresentado o circuito onde observa-se que somente D_{S2} e D_1 estão em condução. Assim como o diodo D_2, D_1 não é comutado em alta frequência permitindo que o mesmo seja um componente lento. Tanto na terceira como na quarta etapa, a saída positiva da tensão V_{out} está ligada ao neutro da tensão de entrada através do diodo D_1 fazendo com que não existam variações de tensão em alta frequência na referência do conversor. Está análise valida a afirmação de que este conversor apresenta baixos níveis de ruído de modo comum.

6.1.2 Modelagem do Conversor *Bridgeless (CB)*

Conforme visto previamente, a primeira e terceira etapas são similares, bem como a segunda e quarta, desta forma a modelagem será feita considerando a primeira e segunda etapas, análise a qual valerá também para as outras duas etapas. A diferença entre as operações fica restrita a qual das chaves será controlada, ou seja, no semiciclo positivo da tensão de entrada (V_{in}), a razão cíclica (D) define o tempo de condução do interruptor S_2, enquanto no semiciclo (V_{in}) negativo define o tempo de condução do interruptor S_1.

Figura 6.7 – Circuito do *CB* operando na quarta etapa de funcionamento.



Fonte: Produção do autor.

Similar às demais modelagens de conversores, inicia-se avaliando a tensão sobre o indutor L_b durante um período de comutação, a qual em regime permanente tem valor médio igual a zero. Conforme apresentado nas Figura 6.3 e Figura 6.5 a tensão sobre o indutor pode ser definida conforme (6.1) para a primeira etapa de funcionamento. Na segunda etapa de operação observando as Figura 6.4 e Figura 6.5 chega-se a (6.2). Como o valor médio da tensão deve ser zero (6.3), chega-se à (6.4).

$$V_{Lb_{t_0 \leq t \leq t_1}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} V_{in} dt = D \cdot V_{in} \tag{6.1}$$

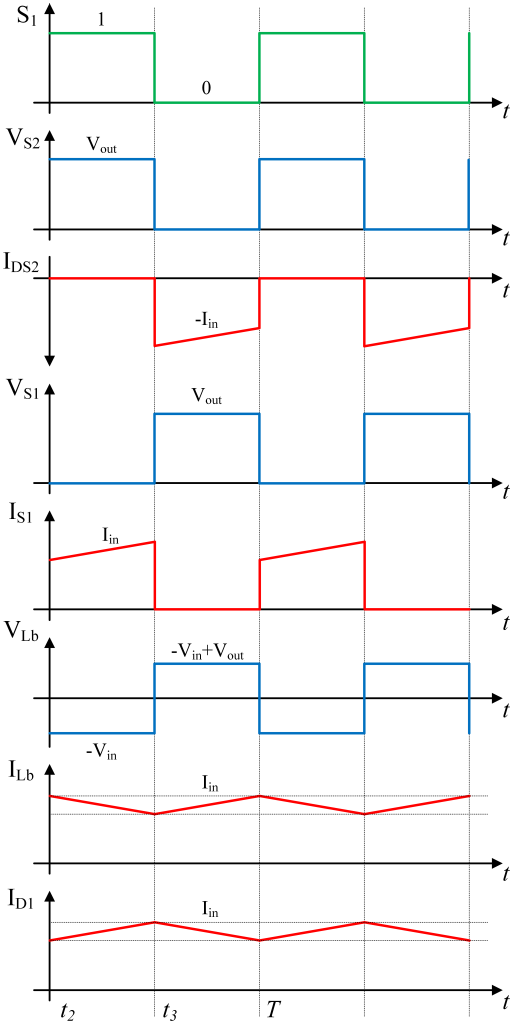
$$V_{Lb_{t_1 \leq t \leq T}} = \frac{1}{T} \cdot \int_{D \cdot T}^{T} (V_{in} - V_{out}) dt = (V_{in} - V_{out}) \cdot (1 - D) \tag{6.2}$$

$$V_{Lb_{t_0 \leq t \leq t_1}} + V_{L_b 1_{t_1 \leq t \leq T}} = 0 \tag{6.3}$$

$$D \cdot V_{in} + (V_{in} - V_{out}) \cdot (1 - D) = 0 \tag{6.4}$$

Considerando-se um semiciclo da rede, onde a tensão de entrada se comporta conforme (6.5) e a tensão de saída considera-se constante devido sua baixa ondulação, define-se a razão cíclica do conversor

Figura 6.8 – Principais formas de onda do *CB* durante terceira e quarta etapas de funcionamento.



Fonte: Produção do autor.

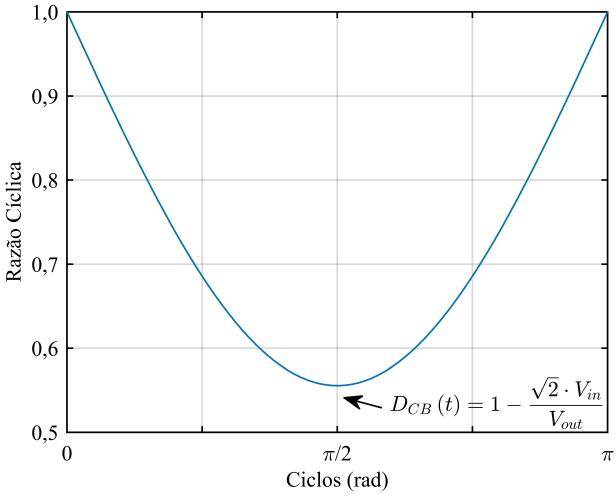
(6.6) representada na Figura 6.9. A razão cíclica depende exclusivamente da tensões de entrada e da carga, ou seja, por estar atuando em *CCM*, a

razão cíclica não depende da potência da carga.

$$v_{in}(t) = \sqrt{2}V_{in}\sin(2\pi \cdot f_r \cdot t) \tag{6.5}$$

$$D_{CB}(t) = 1 - \frac{v_{in}(t)}{V_{out}} \tag{6.6}$$

Figura 6.9 – Comportamento da razão cíclica no *CB*.



Fonte: Produção do autor.

6.1.2.1 Modelo de pequenos sinais do *CB*

Com a aplicação da técnica de modelagem em pequenos sinais são obtidos modelos lineares, através da linearização em torno de um ponto de operação. Provoca-se uma pequena variação, ou perturbação na variável de entrada gerando uma perturbação na variável de saída, considerada nesse método, linearizada. A análise despreza a variação de alta frequência, resultado da comutação do conversor. A interferência da comutação é subtraída da análise pelo cálculo do valor médio das variáveis em um período de comutação (BATSCHAUER, 2012).

Reescrevendo as equações que definem a tensão sobre o indutor para a primeira e segunda etapas (Figura 6.3, Figura 6.4) chega-se à (6.7). Considerando se uma carga resistiva R_L chega-se a equação (6.8) que define a corrente média no capacitor de saída.

$$L_b \left(\frac{d}{dt} i_{L_b}(t) \right) = v_{in}(t) - v_{out}(t)(1 - d(t) \tag{6.7}$$

$$C_{out} \left(\frac{d}{dt} v_{out}(t) \right) = i_{L_b}(t) \cdot (1 - d(t) - \frac{v_{out}(t)}{R_L} \tag{6.8}$$

Neste ponto aplica-se pertubações na razão cíclica (6.9), corrente do indutor (6.10), tensão de entrada (6.11) e tensão de saída (6.12). Com o intuito de avaliar o comportamento do conversor diante destas pertubações, as mesmas são substituídas nas equações (6.7) e (6.8).

Pode-se verificar a existência de termos constantes, que representam o conversor em regime permanente, termos de primeira ordem e termos de segunda ordem. As variações são muito pequenas em relação aos valores obtidos para o ponto de operação em análise. Com isso, os termos de segunda ordem serão desconsiderados e assim, somente os termos de primeira ordem serão avaliados (6.13) e (6.14). Esta abordagem é feita e descrita em Erickson e Maksimovic (2001).

$$D(t) = D + \hat{d}(t) \tag{6.9}$$

$$i_{Lb}(t) = I_{Lb} + \hat{i_{Lb}}(t) \tag{6.10}$$

$$v_{in}(t) = V_{in} + \hat{v_{in}}(t) \tag{6.11}$$

$$v_{out}(t) = V_{out} + \hat{v_{out}}(t) \tag{6.12}$$

$$L_b \left(\frac{d}{dt} \hat{i_{Lb}}(t) \right) = \hat{v_{in}}(t) - \hat{v_{out}}(t) + V_{out} \cdot \hat{d}(t) + \hat{v_{out}}(t) \cdot D \tag{6.13}$$

$$C_{out}\left(\frac{d}{dt}\hat{v_{out}}(t)\right) = -\frac{\hat{v_{out}}(t)}{R_L} - I_{Lb}\cdot\hat{d}(t) + \hat{i_{Lb}}(t) - \hat{i_{Lb}}(t)D \tag{6.14}$$

Aplicando a transforma de Laplace em (6.13) e (6.14) chega-se à (6.15) e (6.16). Através de manipulações matemáticas e considerando-se a potência de entrada igual a de saída, pode-se obter as equações que definem a influência da razão cíclica sobre a corrente do indutor (6.17) e tensão do capacitor (6.18), para tanto não são consideradas as pertubações na tensão de entrada ($v_{in}(s) = 0$).

$$L_b \cdot s \cdot i_{Lb}(s) = v_{in}(s) + V_{out}\cdot d(s) - v_{out}(s)(1-D) \tag{6.15}$$

$$C_{out}\cdot s \cdot v_{out}(s) = \frac{-v_{out}(s)}{R_L} - I_{Lb}\cdot d(s) + i_{Lb}(s)(1-D) \tag{6.16}$$

$$H_{i_{CB}} = \frac{i_{Lb}(s)}{d(s)} = \frac{\frac{V_{out}}{Lb}s + \frac{2\cdot V_{out}}{R_L\cdot Lb\cdot C_{out}}}{s^2 + \frac{s}{R_L\cdot C_{out}} + \frac{(1-D)^2}{Lb\cdot C_{out}}} \tag{6.17}$$

$$H_{v_{CB}} = \frac{v_{out}}{d(s)} = \frac{\frac{-I_{Lb}}{C_{out}}s + \frac{V_{out}}{Lb\cdot C_{out}}(1-D)}{s^2 + \frac{s}{R_L\cdot C_{out}} + \frac{(1-D)^2}{Lb\cdot C_{out}}} \tag{6.18}$$

Definindo-se a equação da corrente sobre os diodos D_1 e D_2 chega-se à (6.19). Aplicando a transformada de Laplace em (6.19) obtêm-se (6.20), onde tem-se a relação entre a tensão de saída e a corrente do indutor L_b.

$$(1-D)i_{Lb}(t) = C_{out}\left(\frac{d}{dt}v_{out}(t)\right) + \frac{v_{out}(t)}{R_L} \tag{6.19}$$

$$H_{CB} = \frac{v_{out}(s)}{i_{Lb}(s)} = \frac{\frac{(1-D)}{C_{out}}}{s + \frac{1}{R_L\cdot C_{out}}} \tag{6.20}$$

Através do equacionamento fica evidenciado que o *CB* apresenta as mesmas plantas do conversor *boost* clássico (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), ou seja, os métodos de controle do *BC*, que utilizam as funções de transferência *(FT)* deduzidas, podem também ser aplicadas ao *CB*.

6.2 CONVERSOR BOOST BRIDGELESS DOBRADOR *(CBD)*

Similar ao *CB*, o *CBD* também atua em *CCM* apresentando duas etapas de operação para cada semiciclo da tensão de entrada.

6.2.1 Etapas de funcionamento

Para tensão de entrada $V_{in} > 0$, ocorrem a primeira e segunda etapas, nas quais o interruptor S_2 encontra-se respectivamente conduzindo e bloqueado. Para tensões de entrada $V_{in} < 0$, tem-se a terceira e quarta etapas de operação onde o interruptor S_1 encontra-se conduzindo e bloqueado respectivamente.

Como a frequência da rede é muito inferior a frequência de comutação, a tensão de entrada V_{in} é considerada como uma fonte constante de tensão durante um ciclo de comutação. A polaridade de cada um dos componentes analisados é apresentada na Figura 6.2.

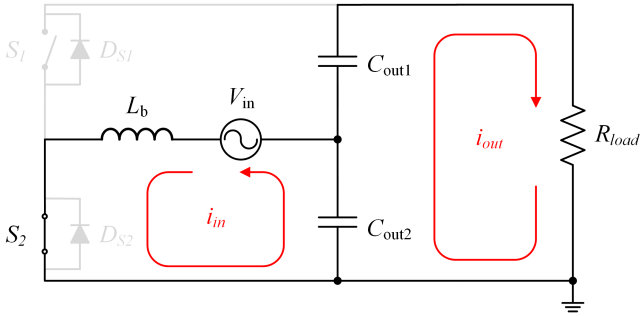
6.2.1.1 Primeira etapa ($t_0 \leq t \leq t_1$)

No instante t_0 o interruptor S_2 entra em condução e leva o indutor L_b a armazenar energia recebida da fonte V_{in} e C_{out2}. A corrente do indutor cresce linearmente até atingir seu valor de pico em t_1. O tempo de duração desta etapa é determinado pelo circuito de controle e definido por $\frac{D}{f_{sw}}$. Vale mencionar que nesta etapa, o capacitor C_{out2} é parcialmente descarregado contribuindo com a carga do indutor L_b.

Durante esta etapa, a energia é fornecida para a carga através da capacitância equivalente de saída formada por C_{out1} e C_{out2}. Na Fi-

gura 6.10 é apresentado o circuito onde observa-se que somente S_2 está em condução.

Figura 6.10 – Circuito do *CBD* operando primeira etapa de funcionamento.



Fonte: Produção do autor.

6.2.1.2 Segunda etapa ($t_1 \leq t \leq t_2$)

No instante t_1 o interruptor S_2 bloqueia e o diodo D_{S1} entra em condução, levando o indutor a fornecer energia para o capacitor C_{out1}. Durante esta etapa ocorre a desmagnetização parcial do indutor fazendo com que a corrente do mesmo decresça até atingir o seu valor mínimo em T. Neste momento o interruptor S_2 volta a conduzir e um novo ciclo de comutação se inicia, retornando-se a primeira etapa de funcionamento. A energia transferida do capacitor C_{out2} para o indutor L_b durante a primeira etapa de operação é fornecida ao capacitor C_{out1} neste momento.

Na Figura 6.11 é apresentado o circuito onde observa-se que durante o semiciclo positivo da tensão de alimentação V_{in}, o capacitor C_{out2} é parcialmente descarregado em função da carga do capacitor C_{out1}.

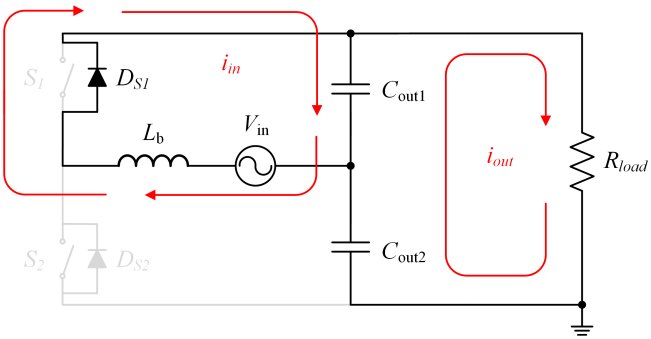
As principais formas de onda de corrente e tensão dos componentes deste circuito atuando na primeira e segunda etapas são apresentados na Figura 6.12.

6.2.1.3 Terceira etapa ($t_2 \leq t \leq t_3$)

A terceira etapa se assemelha a primeira com o diferencial para a polaridade da tensão de entrada, corrente do indutor e qual capacitor que está sendo descarregado. No instante t_2 o interruptor S_1 entra em condução e leva o indutor L_b a armazenar energia recebida da fonte V_{in} e do capacitor C_{out1}. A corrente do indutor cresce linearmente até atingir seu valor de pico em t_3, vale destacar que a mesma possui polaridade invertida, assim a avaliação e nomenclaturas aqui utilizadas consideram o módulo da corrente. A duração desta etapa também é determinada pelo circuito de controle e da mesma forma definido por $\frac{D}{f_{sw}}$, ou seja, para ambas as polaridades de tensão de entrada a razão cíclica é definida da mesma forma, alterando tão somente o interruptor a ser controlado em casa semiciclo (S_1 ou S_2).

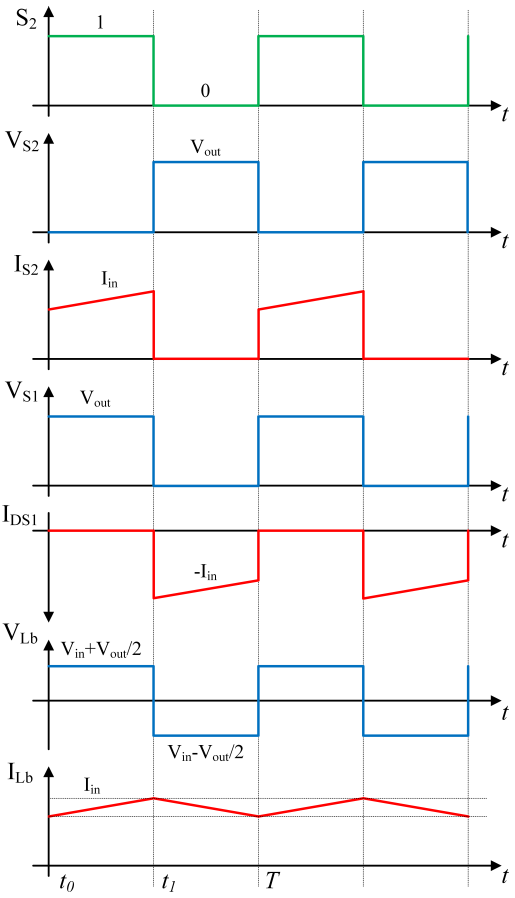
Durante esta etapa, a energia é fornecida para a carga através da capacitância equivalente de saída formada por C_{out1} e C_{out2}. Na Figura 6.13 é apresentado o circuito onde observa-se que somente S_1 está em condução.

Figura 6.11 – Circuito do *CBD* operando na segunda etapa de funcionamento.



Fonte: Produção do autor.

Figura 6.12 – Principais formas de onda do *CBD* durante primeira e segunda etapas de funcionamento.

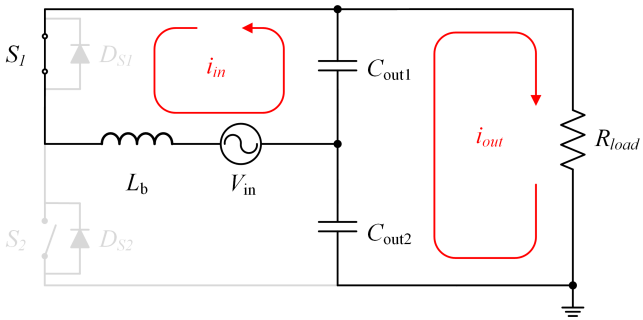


Fonte: Produção do autor.

6.2.1.4 Quarta etapa ($t_3 \leq t \leq t_4$)

A quarta etapa é similar a segunda, distinguindo-se apenas pela polaridade da tensão e o interruptor em condução. No instante t_3 on interruptor S_1 bloqueia e o diodo D_{S2} entra em condução, levando o indutor a fornecer energia para o capacitor C_{out2}. Durante esta etapa ocorre a des-

Figura 6.13 – Circuito do *CBD* operando na terceira etapa de funcionamento.



Fonte: Produção do autor.

magnetização parcial do indutor fazendo com que a corrente do mesmo reduza (em módulo) até atingir o seu valor mínimo (em módulo) em T. Neste momento o interruptor S_1 volta a conduzir e um novo ciclo de comutação se inicia, retornando-se a terceira etapa de funcionamento.

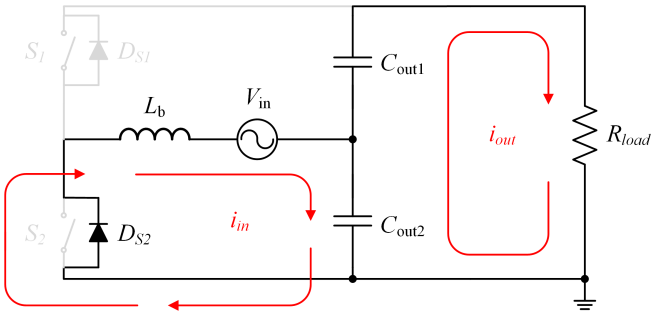
Na Figura 6.14 é apresentado o circuito onde observa-se que somente D_{S2} está em condução. Como o *CBD* apresenta o neutro ligado no ponto médio dos seus capacitores de saída (C_{out1} e C_{out2}), este também apresenta baixos níveis de ruídos de modo comum.

As principais formas de onda de corrente e tensão dos componentes deste circuito atuando na terceira e quarta etapas são apresentados na Figura 6.15.

6.2.2 Modelagem do Conversor *Bridgeless* Dobrador de Tensão *CBD*

Similar ao caso do *CB*, a modelagem será feita considerando a primeira e segunda etapas, avaliação a qual valerá também para as outras duas etapas de operação. A diferença entre as operações fica restrita a qual dos interruptores será controlado, ou seja, no semiciclo positivo da tensão de entrada V_{in}, a razão cíclica D define o tempo de condução do

Figura 6.14 – Circuito do *CBD* operando na quarta etapa de funcionamento.



Fonte: Produção do autor.

interruptor S_2, enquanto no semiciclo negativo define o tempo de condução do interruptor S_1.

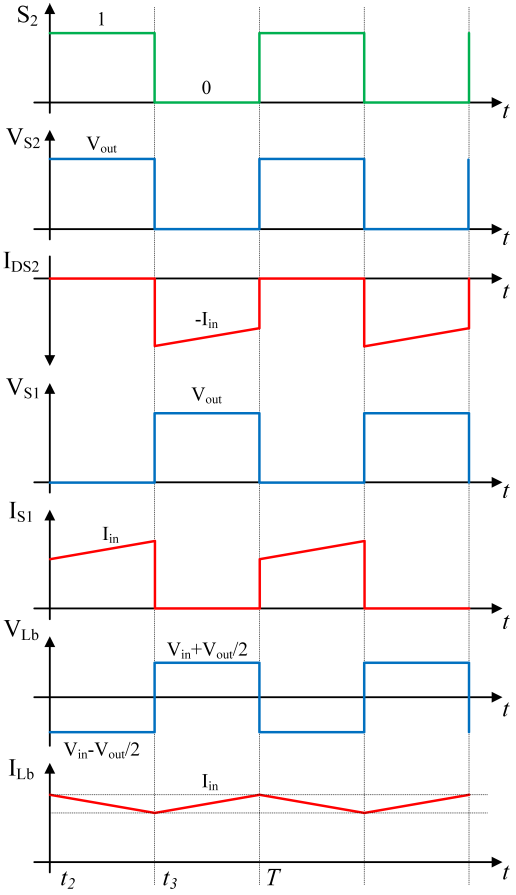
Primeiramente avaliando-se a tensão sobre o indutor L_b durante um período de comutação, este deve ter valor médio igual a zero. Conforme apresentado na Figura 6.10 e Figura 6.12 a tensão sobre o indutor pode ser definida conforme (6.21) para a primeira etapa de funcionamento. Na segunda etapa de operação observando a Figura 6.11 e Figura 6.12 chega-se a (6.22). Assumindo que a tensão nos capacitores é igual, ou seja, $V_{C_{out}1} = V_{C_{out}2}$ e, considerando que o valor médio da tensão do indutor deve ser zero (6.23), chega-se à (6.24).

$$V_{L_{b_{t_0 \leq t \leq t_1}}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} V_{in} + V_{C_{out}2} dt = D \cdot (V_{in} + V_{C_{out}2}) \tag{6.21}$$

$$V_{L_{b_{t_1 \leq t \leq T}}} = \frac{1}{T} \cdot \int_{D \cdot T}^{T} V_{in} - V_{out} dt = (V_{in} - V_{C_{out}2}) \cdot (1 - D) \tag{6.22}$$

$$D \cdot (V_{in} + V_{C_{out}2}) + (V_{in} - V_{C_{out}2}) \cdot (1 - D) = 0 \tag{6.23}$$

Figura 6.15 – Principais formas de onda do *CBD* durante terceira e quarta etapas de funcionamento.



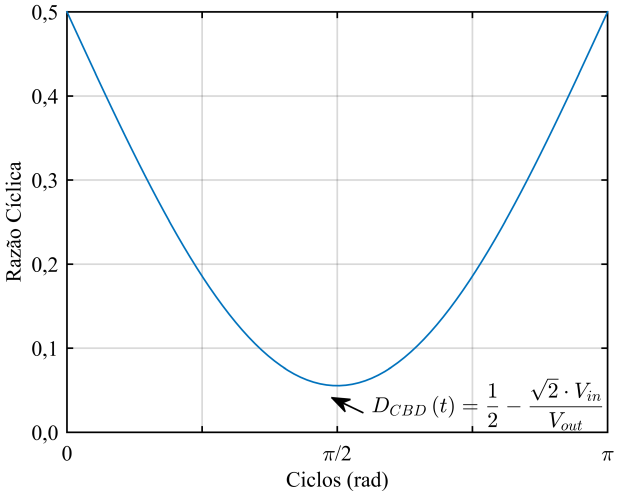
Fonte: Produção do autor.

Durante um semiciclo de rede, onde a tensão de entrada se comporta conforme (6.5) e a tensão de saída é considerada constante, chega-se a (6.24), representada na Figura 6.16. Através da (6.24), confirma-se que para o *CCM* a razão cíclica não depende da condição de carga, sendo definida exclusivamente pelas tensões de entrada e saída. Dife-

rentemente de (6.4), limita o valor máximo da razão cíclica em $0,5$ ao invés de 1, fato também observado na Figura 6.16.

$$D_{CBD}(t) = \frac{1}{2} - \frac{v_{in}(t)}{V_{out}} \tag{6.24}$$

Figura 6.16 – Comportamento da razão cíclica no *CBD*.



Fonte: Produção do autor.

6.2.2.1 Modelo de pequenos sinais do *CBD*

Seguindo a abordagem feita por Erickson e Maksimovic (2001) já apresentada neste mesmo capítulo é possível definir as plantas deste conversor. Assumindo (6.25), (6.26) e reescrevendo as equações que definem a tensão sobre o indutor com o interruptor em condução (Figura 6.10) e em bloqueio (Figura 6.11), chega-se à (6.27). Considerando se uma carga resistiva R_L obtêm-se (6.28) que define a corrente média no capacitor de saída.

$$2 \cdot C_{out} = C_{out1} = C_{out2} \tag{6.25}$$

$$V_{C_{out1}} = V_{C_{out2}} \tag{6.26}$$

$$L_b \left(\frac{d}{dt} i_{Lb}(t) \right) = v_{in}(t) - \frac{v_{out}(t)}{2}(1 - 2 \cdot d(t)) \tag{6.27}$$

$$C_{out1} \left(\frac{d}{dt} v_{out}(t) \right) = i_{Lb}(t) \cdot (1 - d(t) - \frac{v_{out}(t)}{R_L} \tag{6.28}$$

Neste ponto aplica-se as mesmas pertubações do primeiro conversor, na razão cíclica (6.9), corrente do indutor (6.10), tensão de entrada (6.11) e tensão de saída (6.12) com o intuito de avaliar o comportamento do conversor. Substituindo estas nas equações (6.27), (6.28) e avaliando somente os termos de primeira ordem chega-se à (6.29) e (6.30).

$$L_b \left(\frac{d}{dt} \hat{i_{Lb}}(t) \right) = \hat{v_{in}}(t) - \frac{\hat{v_{out}}(t)}{2} + V_{out} \cdot \hat{d}(t) + \hat{v_{out}}(t) \cdot D \tag{6.29}$$

$$C_{out1} \left(\frac{d}{dt} \hat{v_{out}}(t) \right) = -\frac{\hat{v_{out}}(t)}{R_L} - I_{Lb} \cdot \hat{d}(t) + \hat{i_{Lb}}(t) - \hat{i_{Lb}}(t)\hat{D} \tag{6.30}$$

Aplicando a transforma de Laplace nas (6.29) e (6.30) chega-se à (6.31) e (6.32). Através de manipulações matemáticas e considerando-se a potência de entrada igual a de saída, obtém-se as equações que definem a influência da razão cíclica sobre a corrente do indutor (6.33) e tensão do capacitor (6.34). Através do cálculo da corrente sobre os diodos D_1 e D_2 chega-se a função que define a relação entre a tensão de saída e corrente do indutor L_b (6.35).

$$L_b \cdot s \cdot i_{Lb}(s) = v_{in}(s) + V_{out} d(s) - v_{out}(s) \left(1 - \frac{D}{2} \right) \tag{6.31}$$

$$C_{out1} \cdot s \cdot v_{out}(s) = \frac{-v_{out}(s)}{R_L} - I_{Lb} d(s) + i_{Lb}(s)(1 - D) \tag{6.32}$$

$$H_{i_{CBD}} = \frac{i_{Lb}(s)}{d(s)} = \frac{\frac{V_{out}}{Lb}s + \frac{2 \cdot V_{out}}{R_L \cdot Lb \cdot C_{out1}}}{s^2 + \frac{s}{R_L \cdot C_{out1}} + \frac{(1-D)(1-2 \cdot D)}{2 \cdot Lb \cdot C_{out1}}} \tag{6.33}$$

$$H_{v_{CBD}} = \frac{v_{out}}{d(s)} = \frac{\frac{-I_{L_{b2}}}{C_{out1}}s + \frac{V_{out}}{Lb \cdot C_{out1}}(1-D)}{s^2 + \frac{s}{R_L \cdot C_{out1}} + \frac{(1-D)(\frac{1}{2}-D)}{Lb \cdot C_{out1}}} \tag{6.34}$$

$$H_{CBD} = \frac{v_{out}(s)}{i_{Lb}(s)} = \frac{\frac{(1-D)}{C_{out1}}}{s + \frac{1}{R_L \cdot C_{out1}}} \tag{6.35}$$

Através do equacionamento pode-se observar que o *CBD* apresenta tanto a planta de tensão (6.34) como a planta de corrente (6.33) similares ao *CB*. A diferença se restringe pelo fator de meio $\left(\frac{1}{2}\right)$ na razão cíclica a qual será avaliada na sequência.

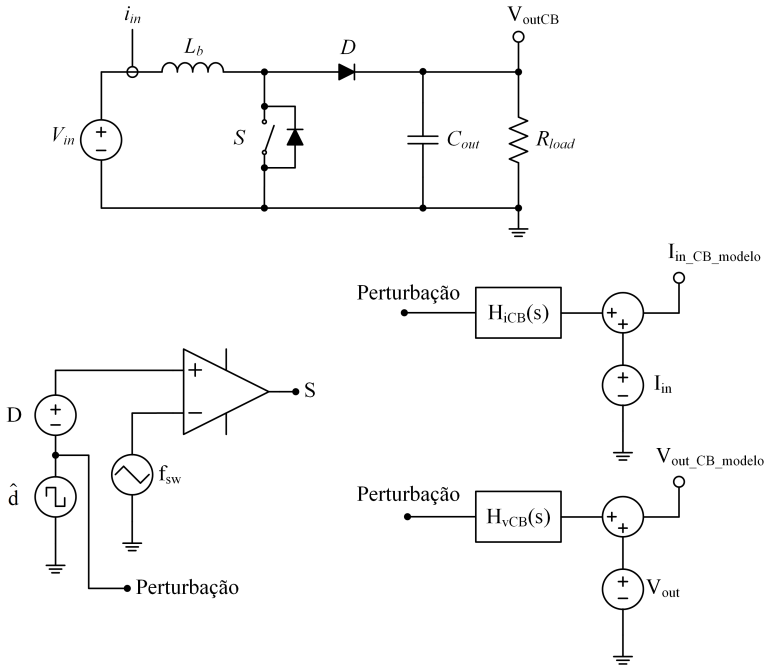
6.3 VALIDAÇÃO DOS MODELOS DE PEQUENOS SINAIS DO *CB* E *CBD*

Visando validar os modelos dos dois conversores, foi feita uma simulação no software *PSIM* onde verificou-se a tensão de saída e corrente do indutor. Foram considerados os circuitos reais equivalentes, bem como os modelos das plantas conforme Figura 6.17 e Figura 6.18.

Comparando os resultados para uma variação de 6% da razão cíclica chega-se os resultados apresentados na Figura 6.19. Pode-se observar que os modelos são válidos para pequenas variações de razão cíclica. Para varições acima de 10%, os resultados passariam a apresentar erros significativos. Todavia a variação da razão cíclica não deve ser elevada, devido a relação entre a frequência de comutação e a frequência da corrente de entrada.

O *CB* possui exatamente as mesmas plantas do *BC*, ou seja, os controladores e ganhos podem ser idênticos aos definidos e validados para os conversores *BC*.

Figura 6.17 – Circuito e modelo de pequenos sinais do *CB*.

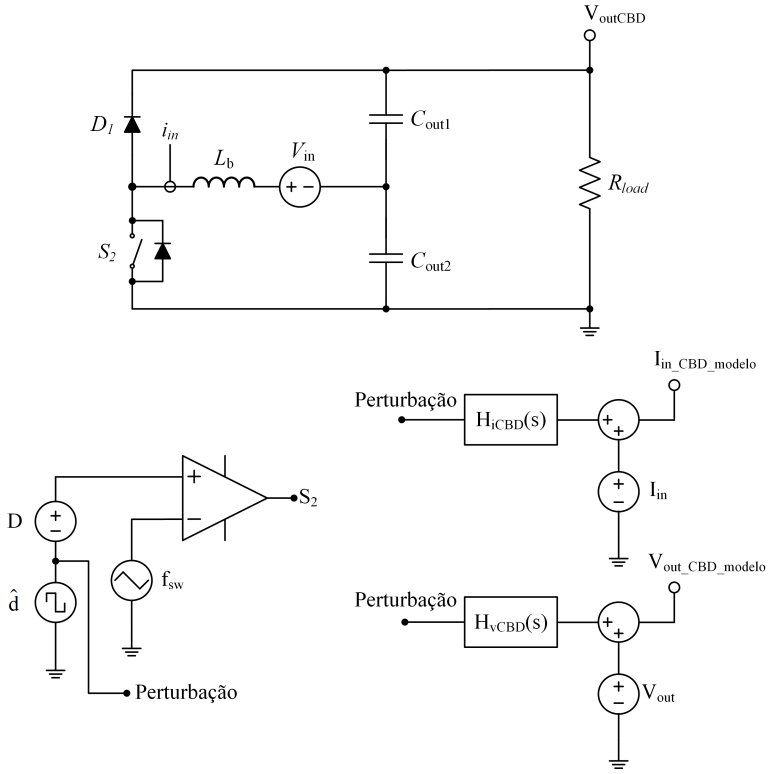


Fonte: Produção do autor.

Fazendo uma avaliação no domínio da frequência para as plantas dos dois conversores (*CB* e *CBD*), chega-se a Figura 6.20 para as plantas de corrente em função da razão cíclica e Figura 6.21 para as plantas de tensão pela razão cíclica. A planta de corrente do *CB* é representada por H_{i1} e do *CBD* é representada por H_{i2}. As plantas de tensão são representadas por H_{v1} e H_{v2} para *CB* e *CBD* respectivamente.

Apesar das pequenas diferenças, verifica-se que as plantas apresentam grande similaridade do ponto de vista de ganhos e margens de fase. Desta forma, pode-se considerar as mesmas regras de controle e ganhos para ambos os conversores (*CB* e *CBD*). Com isso, faz-se necessário apenas um projeto de controle para os dois conversores, ou seja,

Figura 6.18 – Circuito e modelo de pequenos sinais do *CBD*.



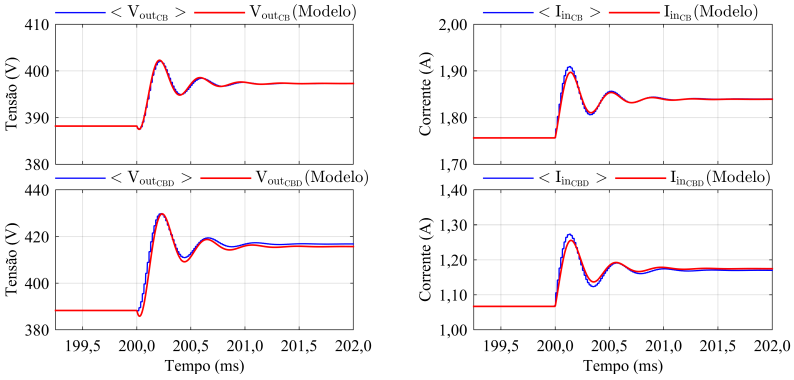
Fonte: Produção do autor.

os dois conversores farão uso dos mesmos controladores de tensão e corrente.

6.4 MODELO DA PLANTA DE DESEQUILÍBRIO DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC

O *CBD* conforme já apresentado, possui dois capacitores de barramento atuando em série no fornecimento de energia para a carga. A carga de cada capacitor ocorre em semiciclos distintos, ou seja, para

Figura 6.19 – Validação das respostas dos modelos de pequenos sinais do *CB* e *CBD* comparados com os valores médios quase instantâneos simulados no software *PSIM*: (a) variação da tensão de saída (V_{out}) em função da variação de 6% na razão cíclica; (b) variação da corrente de entrada (I_{in}) em função da variação de 6% na razão cíclica.



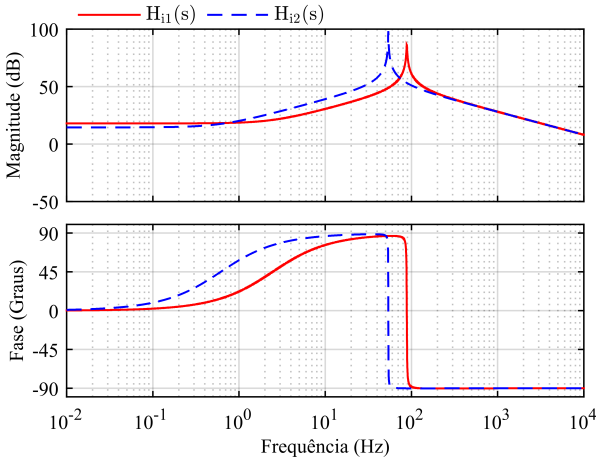
(a) (b)

Fonte: Produção do autor.

$V_{in} > 0$ o capacitor C_{out1} é carregado, já para $V_{in} < 0$ carrega-se C_{out2}. Qualquer variação no controle de corrente entre os semiciclos pode criar um desbalanço de tensão entre os capacitores. Um malha de controle que garanta o equilíbrio das tensões dos dois capacitores é a solução mais propicia para este problema. Esta malha atua na corrente de entrada buscando compensar qualquer divergência das tensões dos capacitores impondo níveis *CC* na mesma.

O modelo a ser utilizado deve relacionar a tensão diferencial entre as tensões dos capacitores de saída ($C_{out}1$ e C_{out2}) e a corrente de entrada $I_{in}(t)$. Para a obtenção desse modelo matemático utilizou-se o circuito simplificado apresentado na Figura 6.22. Como a malha de tensão de desequilíbrio é muito mais lenta do que a malha de controle da corrente de entrada, pode-se considerar duas fontes de corrente distintas

Figura 6.20 – Diagrama de bode das plantas de corrente do *CB* e *CBD* (H_{i1} e H_{i2}).



Fonte: Produção do autor.

que correspondem às correntes nos interruptores.

Avaliando-se a corrente dos capacitores com condição inicial igual a zero, através da transformada de Laplace chega-se à (6.37) (SANTOS, 2012). O capacitor $C_{out.eq}$ representa a associação série dos capacitores C_{out1} e C_{out2} (6.36).

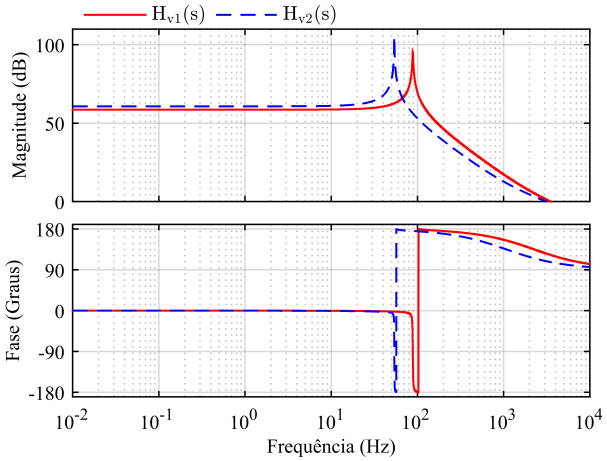
$$2 \cdot C_{out.eq} = C_{out1} = C_{out2} \tag{6.36}$$

$$Gd_{fs}(s) = \frac{v_{des}(s)}{i_c(s)} = \frac{1}{2 \cdot s \cdot C_{out.eq}} \tag{6.37}$$

6.5 DEFINIÇÃO DOS CONTROLADORES

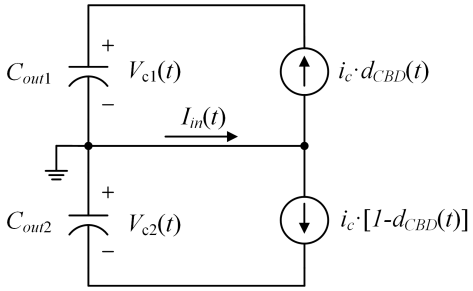
O controlador deste projeto deve atender as necessidades dos dois conversores propostos. Optou-se por soluções integradas buscando avaliar componentes comerciais de baixo custo, ou seja, o projeto do con-

Figura 6.21 – Diagrama de bode das plantas de tensão do *CB* e *CBD* (H_{v1} e H_{v2}).



Fonte: Produção do autor.

Figura 6.22 – Circuito equivalente da planta de desequilíbrio da tensão do barramento *CC*.



Fonte: Produção do autor.

trolador será executado com componentes integrados sem a utilização de microprocessadores.

Uma das principais famílias de controladores largamente utilizada em circuitos de correção de fator de potência são: *UC1854, UC2854*

e UC3854. Os mesmos são circuitos integrados dedicados que reúnem todas as funções de controle, previsão e proteções necessárias para o circuito.

Estes controladores utilizam referência externa na definição do circuito de controle de corrente. Em Todd (1999) é apresentado um exemplo de circuito onde esta referência é obtida logo após os diodos retificadores, ou seja, neste ponto tem-se o módulo da tensão de entrada a qual idealmente possui comportamento senoidal. Esta proposta é válida para conversores com retificação feita por ponte de diodos, todavia no caso dos controladores *bridgeless* não têm-se acesso a essa tensão (módulo da tensão de entrada). Para obtenção do formato da tensão da rede ou sincronismo é necessária a criação de circuitos adicionais, fato que eleva significativamente a complexidade do circuito de controle.

6.5.1 *One cycle control* (*OCC*)

Buscando avaliar soluções que não dependam da referência de corrente, optou-se pelo uso do *OCC*, conforme proposto por Lu, Brown e Soldano (2005) para *PFCs* com tecnologia *bridgeless*. É um controle não linear inicialmente proposto por Smedley e Cuk (1991) e posteriormente avaliado por Lai e Smedley (1998), Smith K.M., Lai e Smedley (1999), Qian, Zhao, Liu e Zhou (2000), Wang e Shen (2004), Ben-Yaakov e Zeltser (1999), Remor (2004), e Wang e Li (2006).

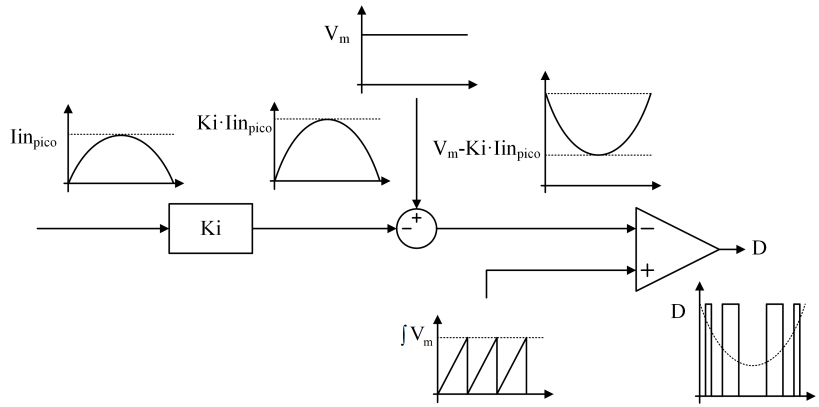
Dentre diferentes soluções avaliadas selecionou-se o controlador *IRF1155* (*Internation Recfier*), que além de possuir tamanho reduzido, elevado número de funcionalidades, também faz uso da técnica *OCC*. Quando aplicado nos conversores *bridgeless* aqui propostos, apresenta a menor dependência de circuitos auxiliares.

O controle baseia-se em definir a razão cíclica do conversor através da leitura da corrente do indutor. Tanto para o *BC*, como para os conversores aqui avaliados a razão cíclica se comporta conforme apresentado nas Figura 6.9 e Figura 6.16, ou seja, tem seu valor de pico

quando a corrente e tensão apresentam os seus valores mínimos.

Como a razão cíclica é inversamente proporcional a corrente do conversor, pode-se determinar a razão cíclica subtraindo o sinal da corrente de entrada (I_{in}) com os ganhos adequados (Ki) de um referência V_m. Esta por sua vez é resultante da malha de controle de tensão de saída conforme pode ser observado na na Figura 6.23.

Figura 6.23 – Representação da lógica de controle do *OCC*.



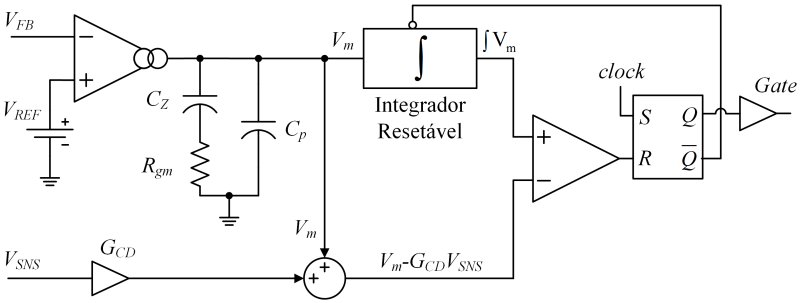
Fonte: Produção do autor.

Na Figura 6.24 é apresentado o circuito equivalente do *OCC*. Pode se observar a malha de controle de tensão formada pelo transdutor de corrente, os capacitores C_p, C_z e o resistor R_{gm}. A tensão V_m é resultado da diferença entre a referência de tensão V_{ref} e o sinal do sensor de tensão de saída V_{FB} multiplicada pelo ganho do transdutor. O comparador desliga a saída do controlador comparando a integral de V_m com a soma do sinal do sensor de corrente V_{SNS} (6.38) multiplicado pelo ganho G_{CD} e V_m.

$$V_{sns} = -|I_{in}| \cdot k_{i_{sensor}} \tag{6.38}$$

A frequência de comutação é definida também por um capacitor

Figura 6.24 – Circuito equivalente do controlador *OCC*.



Fonte: Adaptado de (SOLDANO, 2005).

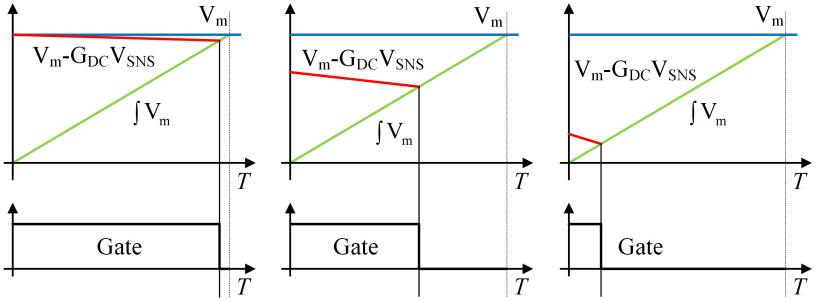
externo selecionado de acordo com a folha de dados do controlador. A frequência define o *clock* do circuito, o qual atua no *flip-flop* reiniciando o período de comutação.

Os sinais referentes um ciclo de comutação são apresentados na Figura 6.25 para as condições de razão cíclica máxima (esquerda), média (centro) e mínima (direita) respectivamente. Quando a corrente no indutor é mínima tem-se a menor variação da entrada negativa do comparador ($V_m - G_{DC}V_{SNS}$), desta forma a integral de V_m levará um tempo maior para atingir este valor e mudar a saída do comparador e desligar o *Gate*. Com o aumento da corrente (em módulo), o encontro destes sinais ($V_m - G_{DC}V_{SNS}$ e $\int V_m$) ocorre mais rápido, pois o valor de V_{SNS} referente a leitura de corrente é mais elevada, tendo-se assim uma duração menor do sinal de *Gate*.

Conforme avaliado por Borgonovo, Remor, Perin e Barbi (2005), a estratégia de controle do *OCC* é muito mais simples se comparada com a estratégia clássica, fato que pode ser observado nas Figura 6.26 e Figura 6.27 respectivamente.

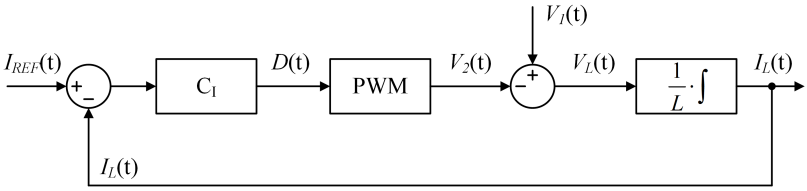
Utilizando-se o *OCC*, a equação que relaciona a corrente e tensão de entrada é apresentada em (6.39) (BORGONOVO, 2005). Nesta abordagem o indutor L_b atua como integrador, onde a integral da ten-

Figura 6.25 – Principais sinais do *OCC* operando com razão cíclica máxima, média e mínima.



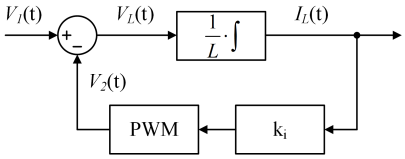
Fonte: Adaptado de (SOLDANO, 2005).

Figura 6.26 – Diagrama de bloco do *BC* utilizando a estratégia clássica de controle.



Fonte: Adaptado de (BORGONOVO, 2005).

Figura 6.27 – Diagrama de bloco do *BC* utilizando a estratégia *OCC*.



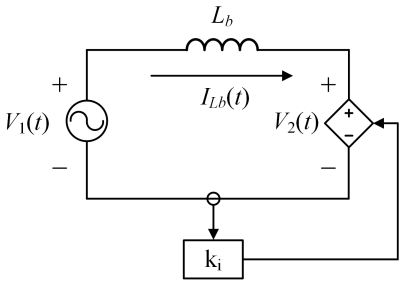
Fonte: Adaptado de (BORGONOVO, 2005).

são sobre o mesmo define sua corrente, esta característica possibilita a utilização de um controlador proporcional representado pela sigla k_i con-

forme Figura 6.28. A reatância do indutor gera uma pequena defasagem entre a corrente e tensão de entrada, porém a mesma é muito pequena e pode ser desconsiderada (REMOR, 2004).

$$I_{Lb}(s) = \frac{V_{in}(s)}{s \cdot L_b \cdot k_i \cdot V_{out}} \tag{6.39}$$

Figura 6.28 – Circuito equivalente do *BC* utilizando o *OCC*.



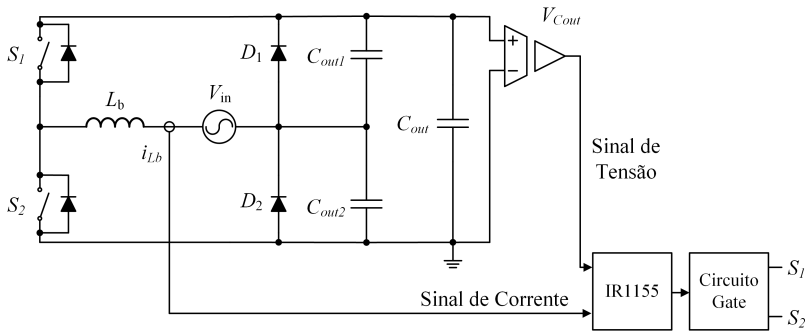
Fonte: Adaptado de (REMOR, 2004).

Com o uso do *OCC*, a malha de controle fica restrita a leitura da corrente do indutor I_{L_b}, bem como da tensão de saída V_{out}. Como já demonstrado, ambos os conversores apresentam a mesma dinâmica e suas plantas são similares ao *BC*, normalmente abordado nas topologias *OCC*. Na Figura 6.29 é apresentado o circuito mínimo que possibilita o controle dos conversores abordados. Observa-se que existem apenas dois sensores, corrente do indutor e tensão de saída (NATARAJAN, 2014).

6.5.2 Controle de desbalanço de tensão

O circuito da Figura 6.29 atende adequadamente somente o *CB*, visto que o mesmo possui apenas um capacitor de saída. Entretanto o *CBD* por possuir dois capacitores de saída, demanda o controle de desbalanço de tensão. Buscando atender as demandas de ambos os conversores, pode-se adicionar um sensor extra de tensão que forneça o erro entre os capacitores.

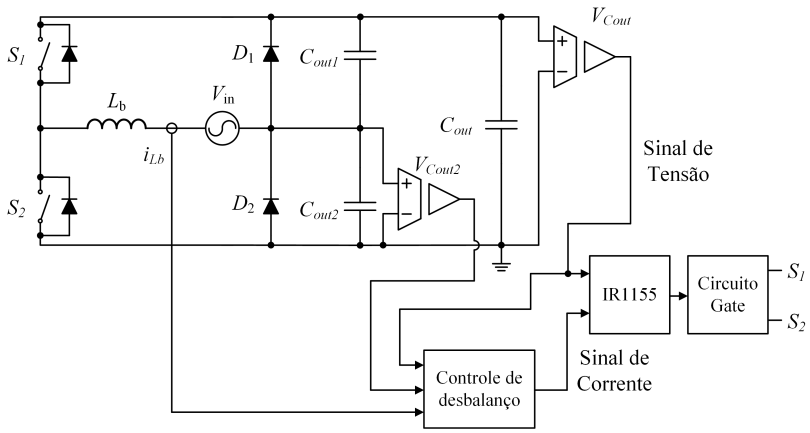
Figura 6.29 – Circuito de potência e sensores dos conversores propostos utilizando *OCC*.



Fonte: Produção do autor.

Na Figura 6.30 é possível observar a adição do segundo circuito de leitura de tensão, com o qual se define o nível *CC* de corrente na entrada do conversor.

Figura 6.30 – Circuito de potência e sensores para os conversores propostos utilizando *OCC* com controle de desbalanço de tensão do barramento.



Fonte: Produção do autor.

6.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas as modelagens para os dois conversores selecionados (*CB* e *CBD*). Demonstrou-se todo o equacionamento necessário para a definição do comportamento da razão cíclica, estágios de operação, plantas dos conversores e modelos de pequenos sinais.

Apesar das diferenças devido a razão cíclica, confirmou-se que ambos os conversores possuem plantas similares ao *BC* normalmente utilizado nos *PFCs*. No caso do *CB*, a planta é exatamente a mesma do *BC* (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Através da análise no domínio da frequência, verificou-se que a margem de fase, ganho e dinâmica das plantas são similares (*CB* e *CBD*). As pequenas diferenças passam a serem irrelevantes com a adição das malhas de controle que definem a frequência de corte da *FTMA* em aproximadamente $2Hz - 3Hz$ (as malhas de controle serão apresentadas no Capítulo 8). Desta forma, a similaridade entre as plantas permite a utilização dos mesmos projetos de controladores para os dois conversores (*CB* e *CBD*), os quais podem seguir as propostas apresentadas para o retificador *boost* clássico *(BC)*.

Foi apresentada também a planta de desbalanço da tensão dos capacitores de saída do *CBD*, necessária para o projeto do circuito de controle da mesma. Inclusive apresentou-se uma proposta de circuitos para este controle.

Finalmente foi selecionada a estratégia de controle *OCC*. Optou-se pela mesma devido as especifidades dos conversores, nos quais não disponibilizam facilmente acesso a forma de onda da tensão de entrada necessária nos controles clássicos de *PFCs*. Dispensando essa referência, o *OCC* restringe a dois o número de sensores necessários, corrente do indutor I_{Lb} e tensão de saída V_{out}.

7 ANÁLISE DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DOS CONVERSORES *BRIDGELESS (CB)* E *BRIDGELESS* DOBRADOR *(CBD)*

Neste capítulo são apresentados os equacionamentos e definição dos esforços de tensão e corrente dos componentes de potência, bem como as perdas por condução e comutação destes. Também serão apresentados os equacionamentos necessários para a especificação dos indutores e capacitores dos conversores. Os requisitos dos conversores seguem aqueles especificados na Tabela 4.1.

Para ambos os conversores a avaliação se limita a um semiciclo da tensão de entrada, ou seja, a análise para $V_{in} > 0$ também é válida para $V_{in} < 0$. Além disso, todo o equacionamento considera os valores médio e eficaz quase instantâneo nos cálculos dos esforços sobre os componentes de potência. Estes valores (quase instantâneos) são obtidos através do cálculo dos valores médio e eficaz durante um período de comutação T em função da razão cíclica D.

7.1 ANÁLISE DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO *CB*

O equacionamento para este conversor terá como base o circuito da Figura 6.1.

7.1.1 Cálculo do indutor L_b do conversor

A ondulação de corrente de entrada e por consequência do indutor L_b pode ser definida através de (7.1). A máxima ondulação de corrente ocorre no ponto de mínima razão cíclica e máxima tensão de entrada conforme já demonstrado na Figura 6.9.

Através de (7.1) obtêm-se (7.2) na qual define-se a mínima indutância necessária para atender os requisitos de ondulação de corrente

de entrada. A tensão máxima e mínima sobre os terminais do indutor são $+V_{out}$ e $-V_{out}$.

$$\Delta I_{L_b} = \frac{V_{in}(t)}{L_b}\frac{D(t)}{f_{sw}} \tag{7.1}$$

$$L_b = \frac{V_{in.pico}}{\Delta I_{L_b}}\frac{D_{min}}{f_{sw}} \tag{7.2}$$

7.1.2 Cálculo da capacitância de saída C_{out}

O capacitor de saída C_{out} é responsável pela filtragem da alta frequência na tensão de saída, bem como define a máxima ondulação em V_{out} existente no dobro da frequência da rede (f_r). Quando os interruptores estão conduzindo, a corrente do capacitor é composta pela corrente de entrada $I_{in}(t)$ (7.3) e corrente de saída I_{out} (7.4). Quando os interruptores estão bloqueados a corrente no capacitor se limita a corrente drenada pela carga I_{out} (7.5).

$$I_{in}(t) = I_{in_{pk}}\sin(\omega \cdot t) \tag{7.3}$$

$$i_{C_{out,S=1}} = I_{in}(t) - I_{out} \tag{7.4}$$

$$i_{C_{out,S=0}} = -I_{out}(t) \tag{7.5}$$

Buscando facilitar a análise, calcula-se o valor médio quase instantâneo da corrente de entrada do capacitor conforme (7.6). Define-se a equação da corrente média quase instantânea do capacitor ao longo do tempo (7.7). A definição da corrente eficaz é obtida através do cálculo da corrente eficaz quase instantâneo de entrada do capacitor (7.8) e na sequência definida por (7.9).

$$i_{C_{out,in_{med,inst}}}(t) = \frac{1}{T}\int_{D(t)\cdot T}^{T} |I_{in}(t)|dt = |I_{in}(t)| \cdot (1 - D(t)) \tag{7.6}$$

$$i_{C_{out_{med,inst}}}(t) = |I_{in}(t)| \cdot (1 - D(t)) - I_{out}(t) \tag{7.7}$$

$$i_{C_{out,in_{ef,inst}}}(t) = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{D(t)\cdot T}^{T} I_{in}(t)^2 dt} = \sqrt{I_{in}(t)^2 \cdot (1 - D(t))} \tag{7.8}$$

$$i_{C_{out_{ef,inst}}}(t) = \sqrt{\sqrt{I_{in}(t)^2 \cdot (1 - D(t))}^2 - I_{out}^2} \tag{7.9}$$

A ondulação de tensão no capacitor C_{out} pode ser definida através da equação (7.10). O valor da capacitância mínima é obtido através de (7.11), com a qual garante-se a máxima ondulação da tensão de saída existente no dobro da frequência da rede (f_r) (BATSCHAUER, 2002).

$$\Delta v_{C_{out}}(t) = \int_{D(t)\cdot T}^{T} \frac{i_{C_{out_{med,inst}}}(t)}{C_{out}} dt \tag{7.10}$$

$$C_{out} \geq \frac{P_{out}}{2 \cdot f_r (V_{out_{max}}^2 - V_{out_{min}}^2)} \tag{7.11}$$

7.1.3 Esforços de corrente e tensão nos semicondutores

Como já mencionado no Capítulo 6, os diodos e interruptores são considerados componentes separados visto a necessidade de dinâmicas rápidas nos diodos, fato não encontrado em componentes integrados formados por interruptores e diodos no mesmo encapsulamento. Vale mencionar que técnicas de retificação síncrona não serão avaliadas neste momento, ou seja, os interruptores S_1 e S_2 não serão acionados quando os diodos em paralelo com estes estiverem em condução (D_{S1} e D_{S2}). Os esforços de corrente e tensão são iguais entre os interruptores S_1 e S_2, diodos D_1 e D_2 e diodos D_{S1} e D_{S2}.

7.1.3.1 Interruptores S_1 e S_2

A corrente nos interruptores se restringe aos intervalos delimitados pela razão cíclica, neste período a corrente de entrada circula pelos

interruptores. A corrente eficaz é apresentada em (7.12) e seu valor médio em (7.13). A tensão máximas se limita a tensão de saída V_{out} (7.14) e a mínima a zero devido aos diodos em paralelo com os mesmos (7.15).

$$i_{S1_{ef,inst}}(t) = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{0}^{D(t)\cdot T} I_{in}(t)^2 dt} = \sqrt{I_{in}(t)^2 \cdot D(t)} \tag{7.12}$$

$$i_{S1_{med,inst}}(t) = \frac{1}{T}\int_{0}^{D(t)\cdot T} I_{in}(t) dt = I_{in}(t) \cdot D(t) \tag{7.13}$$

$$V_{S_{1_{max}}} = V_{out} \tag{7.14}$$

$$V_{S_{1_{min}}} = 0 \tag{7.15}$$

7.1.3.2 Diodos D_{S1} e D_{S2}

Estes são os diodos montados em antiparalelo como os interruptores, eles entram em condução quando o interruptor complementar bloqueia, ou seja, o diodo D_{S2} entra em condução quando o interruptor S_1 bloqueia. O equacionamento da corrente eficaz e corrente média são apresentados nas (7.16) e (7.17) respectivamente. Similar ao caso dos interruptores a tensão reversa máxima se limita ao pico da tensão de saída (7.18).

$$i_{D_{S1_{ef,inst}}}(t) = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{D(t)\cdot T}^{T} I_{in}(t)^2 dt} = \sqrt{I_{in}(t)^2 \cdot (1 - D(t))} \tag{7.16}$$

$$i_{D_{S1_{med,inst}}}(t) = \frac{1}{T}\int_{D(t)\cdot T}^{T} I_{in}(t) dt = |I_{in}(t)| \cdot (1 - D(t)) \tag{7.17}$$

$$V_{D_{S1_{1_{max}}}} = V_{out} \tag{7.18}$$

7.1.3.3 Diodos D_1 e D_2

Os diodos D_1 e D_2 são responsáveis pela retificação da tensão de entrada, desta forma cada um conduz a corrente de entrada em um semiciclo. As correntes eficaz e média são apresentadas em (7.19) e (7.20) respectivamente, estes não são valores quase instantâneos. Pode-se verificar que estes não estão atuando em alta frequência, assim podem ser utilizados diodos retificadores lentos. A tensão reversa máxima também é a própria tensão de saída (7.21).

$$i_{D1,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_{rede}} \int_0^{\frac{T_{rede}}{2}} I_{in}(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{{I_{in,ef}}^2}{2}} \tag{7.19}$$

$$i_{D1,med} = \frac{1}{T_{rede}} \int_0^{\frac{T_{rede}}{2}} I_{in}(t) dt = \frac{\sqrt{2} I_{in,ef}}{\pi} \tag{7.20}$$

$$V_{D1_{max}} = V_{out} \tag{7.21}$$

7.1.4 Perdas elétricas nos semicondutores

7.1.4.1 Perdas por condução

No artigo Kolar e Zach (1995) é apresentada uma metologia para cálculo das perdas de conversores que utilizam modulação por largura de pulso *PWM*. Como as perdas por condução são definidas pela queda de tensão multiplicada pela corrente conduzida pelo componente, pode-se definir as perdas dos interruptores e diodos utilizando um modelo para a curva de tensão de condução dos mesmos em função da corrente conduzida por estes. Estas curvas podem ser obtidas a partir de dados de catálogos ou experimentalmente.

Uma vez definidas as curvas de tensão de condução dos *IGBTs* ($V_{ce,on}(i)$) e dos diodos ($V_f(i)$), pode-se escrever as equações das perdas de condução nos semicondutores. As perdas por condução dos in-

terruptores, diodos de roda livre e diodos retificadores são apresentadas nas (7.22), (7.23) e (7.24) respectivamente.

$$P_{S1,cond} = \frac{1}{T_{rede}} \int_0^{\frac{T_{rede}}{2}} \begin{bmatrix} V_{ce,on}(i_{S1_{med,inst}}(t)) \\ \cdot\, i_{S1_{med,inst}}(t) \end{bmatrix} dt \tag{7.22}$$

$$P_{D_{S1},cond} = \frac{1}{T_{rede}} \int_0^{\frac{T_{rede}}{2}} \begin{bmatrix} V_{f,on_{DS}}(i_{D_{S1_{med,inst}}}(t)) \\ \cdot\, i_{D_{S1_{med,inst}}}(t) \end{bmatrix} dt \tag{7.23}$$

$$P_{D1,cond} = \frac{1}{T_{rede}} \int_0^{\frac{T_{rede}}{2}} [V_{f,on_D}(I_{in}(t)) \cdot I_{in}(t)]\, dt \tag{7.24}$$

7.1.4.2 Perdas por comutação

As perdas por comutação nos interruptores e diodos são obtidas calculando-se a energia envolvida em cada ciclo de comutação. A energia total é formada pela entrada em condução (7.25), bloqueio dos interruptores (7.26) e bloqueio dos diodos (7.27) (HARPER, 2007).

A corrente I_{RRM} representa a corrente de recuperação reversa e t_{rr} o tempo de recuperação reversa dos diodos D_{S1} e D_{S2}. O tempo de bloqueio é representado por t_r e t_f o tempo de entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2. Essas grandezas normalmente são fornecidas pelos fabricantes dos componentes, todavia as mesmas são válidas para condições específicas de temperatura, tensão, corrente e em especial resistência e tensão de *gate*.

As perdas totais em cada um dos circuitos formados pelo interruptor e diodo são definidas pela somatória da energia em cada ciclo de comutação durante um semiciclo da rede multiplicada pela frequência da rede conforme (7.28). A variável k é determinada pelo inteiro mais pró-

ximo da razão $\frac{f_{sw}}{2f_r}$.

$$Eon_{S1,sw}(z) = \frac{V_{out}\left(I_{in}\left(\frac{z}{f_{sw}}\right) + I_{RRM}\right) \cdot (2 \cdot t_r + t_{rr})}{4} \tag{7.25}$$

$$Eoff_{S1,sw}(z) = \frac{I_{in}\left(\frac{z}{f_{sw}}\right) \cdot V_{out} \cdot t_f}{2} \tag{7.26}$$

$$Eoff_{D_{S1},sw}(z) = \frac{I_{RRM} \cdot V_{out} \cdot t_r}{4} \tag{7.27}$$

$$P_{sw} = \sum_{m=1}^{K} \begin{pmatrix} Eon_{S1,sw}(m) + Eoff_{S1,sw}(m) \\ + Eoff_{D_{S1},sw}(m) \end{pmatrix} \cdot f_r \tag{7.28}$$

7.2 ANÁLISE DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO *CBD*

7.2.1 Cálculo do indutor L_b do Conversor

A ondulação de corrente de entrada e por consequência do indutor L_b é definida através de (7.29). Neste conversor a máxima ondulação de corrente ocorre no ponto de máxima razão cíclica e tensão de entrada nula conforme Figura 6.16.

A mínima indutância necessária para atender aos requisitos de ondulação de corrente é definida por (7.30). A tensão máxima e mínima que aparece sobre os terminais do indutor são $V_{in,pico}+\frac{V_{out}}{2}$ e $-V_{in,pico}+\frac{-V_{out}}{2}$.

$$\Delta I_{L_b} = \frac{V_{in}(t) + \frac{V_{out}(t)}{2}}{L_b} \frac{D(t)}{f_{sw}} \tag{7.29}$$

$$L_b = \frac{\frac{V_{out}(t)}{2}}{\Delta I_{L_b}} \frac{D_{max}}{f_{sw}} \tag{7.30}$$

7.2.2 Dimensionamento dos capacitores de saída C_{out1} e C_{out2}

O equacionamento para a definição dos capacitores de saída são idênticos, desta forma será avaliado apenas um deles (C_{out1}). Diferentemente do *CB*, neste caso ocorre a transferência de energia entre os dois capacitores. No semiciclo de carga do capacitor a corrente é composta por I_{in} e corrente de saída I_{out} quando o interruptor S_2 está aberto e somente pela corrente da carga I_{out} quando S_2 está conduzindo, conforme demonstrado na (7.31) e (7.32) respectivamente.

$$i_{C_{out1},S_2=0} = I_{in}(t) - I_{out}(t) \tag{7.31}$$

$$i_{C_{out1},S_2=1} = -I_{out}(t) \tag{7.32}$$

No semiciclo negativo o capacitor C_{out1} passa a ser somente descarregado, a corrente do mesmo é composta pela corrente de saída I_{out} quando o interruptor S_1 está aberto e pela corrente de entrada I_{in} e corrente de saída I_{out} quando S_1 está conduzindo conforme demonstrado na (7.33) e (7.34) respectivamente.

A corrente eficaz apresenta comportamento distinto para cada semiciclo de operação, no semiciclo de carga a corrente é definida por (7.35), já no semiciclo de descarga é definida por (7.36). A corrente no capacitor C_{out1} é apresentada na Figura 7.1.

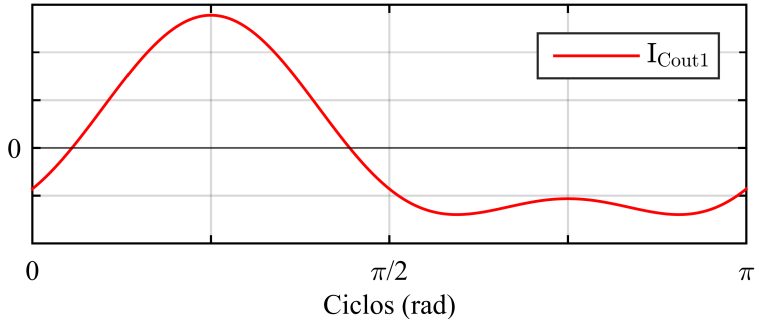
$$i_{C_{out1},S_1=0} = -I_{out}(t) \tag{7.33}$$

$$i_{C_{out1},S_1=1} = I_{in}(t) - I_{out}(t) \tag{7.34}$$

$$i_{C_{out1,ef_p},inst}(t) = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{D(t)\cdot T}^{T} I_{in}(t)^2 dt - {I_{out}}^2} = \sqrt{I_{in}(t)^2 \cdot (1 - D(t)) - {I_{out}}^2} \tag{7.35}$$

$$i_{C_{out1,efn},inst}(t) = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{D(t)\cdot T} -I_{in}(t)^2 dt - {I_{out}}^2} = \sqrt{{I_{in}(t)^2 \cdot D(t) + I_{out}}^2} \tag{7.36}$$

Figura 7.1 – Corrente média instantânea do capacitor de saída C_{out1} do *CBD*.



Fonte: Produção do autor.

A ondulação de tensão nos capacitores C_{out1} e C_{out2} pode ser definida através da equação (7.37), onde a corrente do capacitor possui equacionamento específico para cada semiciclo conforme (7.31), (7.32), (7.33) e (7.34). O valor da capacitância mínima pode ser definido através da (7.38).

$$\Delta v_{C_{out}}(t) = \int \frac{i_{C_{out}}(t)}{C_{out1}} dt \tag{7.37}$$

$$C_{out1} \geq \frac{1}{\Delta v_{C_{out}}(t)} \int_0^{\pi} i_{C_{out}}(t) dt \tag{7.38}$$

7.2.3 Esforços de corrente nos semicondutores

7.2.3.1 Interruptores S_1 e S_2

A corrente eficaz nos interruptores é definida por (7.39), no caso do valor médio é determinado por (7.40). Estas equações são idênticas as do *CB* (7.12) e (7.13), onde a diferença se restringe a razão cíclica ($D(t)$) em que cada conversor opera (Figura 6.9 e Figura 6.16). A tensão máxima se limita a tensão de saída V_{out} (7.14).

$$i_{S1_{ef,inst}}(t) = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{D(t)\cdot T} I_{in}(t)^2 dt} = \sqrt{I_{in}(t)^2 \cdot D(t)} \tag{7.39}$$

$$i_{S1_{med,inst}}(t) = \frac{1}{T}\int_0^{D(t)\cdot T} I_{in}(t) dt = I_{in}(t) \cdot D(t) \tag{7.40}$$

7.2.3.2 Diodos D_{S1} e D_{S2}

Também no caso dos diodos de roda livre, as equações para corrente eficaz e média são idênticas as equações do *CB*, (7.41) e (7.42) respectivamente. Similar ao caso dos interruptores a tensão máxima se limita a tensão de saída V_{out} (7.18).

$$i_{D_{S1}{}_{ef,inst}}(t) = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{D(t)\cdot T}^{T} I_{in}(t)^2 dt} = \sqrt{I_{in}(t)^2 \cdot (1 - D(t))} \tag{7.41}$$

$$\begin{aligned} i_{D_{S1}{}_{med,inst}}(t) = & \frac{1}{T}\int_{D(t)\cdot T}^{T} I_{in}(t) dt = \\ & I_{in}(t) \cdot (1 - D(t)) \end{aligned} \tag{7.42}$$

7.2.4 Perdas nos semicondutores

7.2.4.1 Perdas por condução

O procedimento para cálculo das perdas por condução segue a mesma abordagem adotada para o *CB*. As equações das perdas por condução dos interruptores e diodos de roda livre são as mesmas apresentadas nas (7.22) e (7.23) respectivamente.

7.2.4.2 Perdas por comutação

O equacionamento das perdas por comutação nos interruptores do *CBD* também são idênticas as do *CB*, assim as mesmas equações são válidas também para este conversor, (7.25), (7.26), (7.27) e (7.28).

7.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o equacionamento para a definição dos indutores e capacitores do *CB* e *CBD* em função dos requisitos de ondulação de corrente de entrada e tensão de saída. Também foram disponibilizados o equacionamento para a definição dos esforços de corrente e tensão dos semicondutores bem como as perdas por condução e comutação.

O equacionamento dos esforços de corrente dos interruptores e diodos de roda livre demonstraram que as equação são idênticas para ambos os conversores. O mesmo é válido para as perdas por condução e comutação. Todavia os valores numéricos irão apresentar resultados diferentes para cada conversor em função da razão cíclica ser distinta entre os mesmos.

8 PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO

O protótipo tem como foco principal é a implementação do *CB*, porém conforme já descrito nos Capítulo 5 e Capítulo 6, este deverá ter flexibilidade que possibilite testar o *CBD*.

Serão apresentados os esforços de tensão e corrente, bem como a seleção dos componentes do estágio de potência: semicondutores, indutores, capacitores de barramento e cálculos térmicos. Também serão apresentados os circuitos auxiliares utilizados no protótipo, como sensores de tensão e corrente, circuitos de *gate drive* dos interruptores, circuito do controle de desbalanço de tensão e o projeto do circuito de controle gerenciado pelo *IR1155*.

Pelo fato de o conversor apresentar dois modos de operação selecionados por variações do hardware, são apresentadas duas especificações para valor e frequência da tensão de entrada. Na Tabela 8.1 são apresentadas as especificações a serem atendidas pelos conversores. Na Tabela 8.2 são apresentadas algumas grandezas resultantes da Tabela 8.1 úteis para os próximos cálculos obtidas através de (6.24) e (6.6) e (8.1).

$$I_{in,ef} = \frac{P_{out}}{V_{in}} = 2,5A \tag{8.1}$$

A Figura 8.1 traz o diagrama geral do protótipo, onde podem ser identificados os principais blocos do mesmo. Na Figura 8.2 é apresentado o *layout* do protótipo, o mesmo foi construído em dois *layers* com espessura de cobre de 2 oz e material $FR4$. A Figura 8.3 apresenta uma fotografia com a vista superior do conversor. Os principais circuitos e componentes são identificados por meio da seguinte numeração:

1. Sensor de corrente.

Tabela 8.1 – Requisitos elétricos do *CB* e *CBD*.

Parâmetro	Valor
Valor médio da Tensão de saída	$V_{out} = 380$ V
Valor nominal da tensão de entrada	$V_{in} = 120$ VA
Frequência da tensão de entrada	$f_r = 60$ Hz
Potência máxima de saída	$P_{out} = 300$ W
Ondulação na tensão de saída	$\Delta V_{out} < 2\%$
Ondulação de corrente no indutor de entrada	$\Delta I_{in} < 15\%$
Frequência de comutação do conversor	$f_{sw} = 65$ kHz

Fonte: Produção do autor.

Tabela 8.2 – Grandezas elétricas do *CB* e *CBD*.

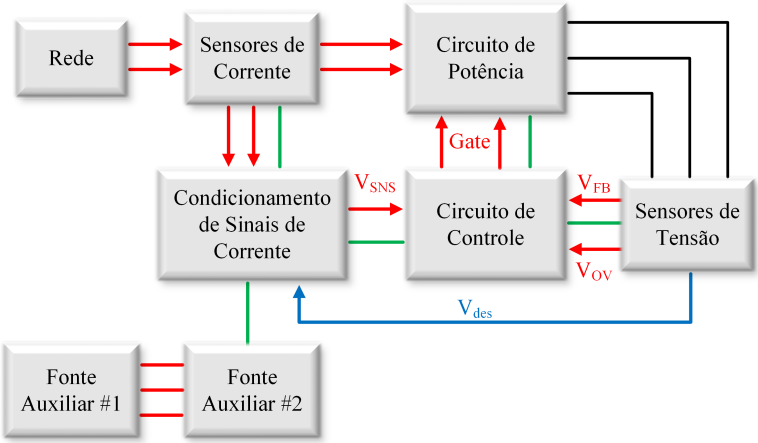
Parâmetro	Valor
Máxima razão cíclica *CBD* (6.24)	$D(t), max = 0,5$
Mínima razão cíclica *CB*	$D(t), min = 0,553$
Máxima ondulação de corrente de entrada	$\Delta I_{in} = 0,525$ A
Máxima ondulação na tensão de saída	$\Delta V_{out} = 7,6$ V
Máxima corrente de pico de entrada	$I_{in_{pk}} = 5,025$ A

Fonte: Produção do autor.

2. Circuito de condicionamento do sinal de corrente.
3. Sensores de tensão.
4. Controle de desbalanço de tensão.
5. Fontes auxiliares.
6. Circuito de controle do $IR1155$.
7. Circuito de *gate drive*.
8. Circuito de potência do conversor.

As equações de esforços dos componentes dos conversores poderiam ser obtidas de forma algébrica através das soluções das integrais.

Figura 8.1 – Diagrama geral do protótipo.



Fonte: Produção do autor.

Todavia diante das ferramentas computacionais disponíveis que realizam cálculos numéricos, utilizou-se o software *Mathcad* na definição dos esforços de corrente de todos os componentes de potência.

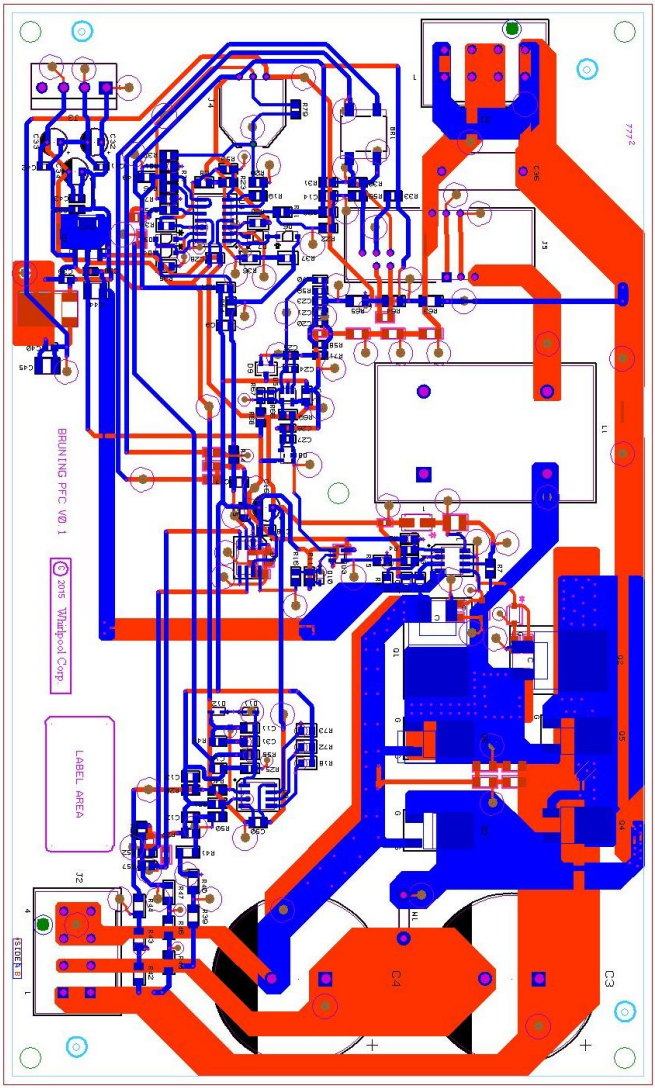
8.1 ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

8.1.1 Indutor L_b

A indutância do conversor será especificada através de (7.2) e (7.30), visto que deve atender as necessidades de ambos os conversores. A indutância para o *CBD* e *CB* são apresentadas em (8.2) e (8.3) respectivamente.

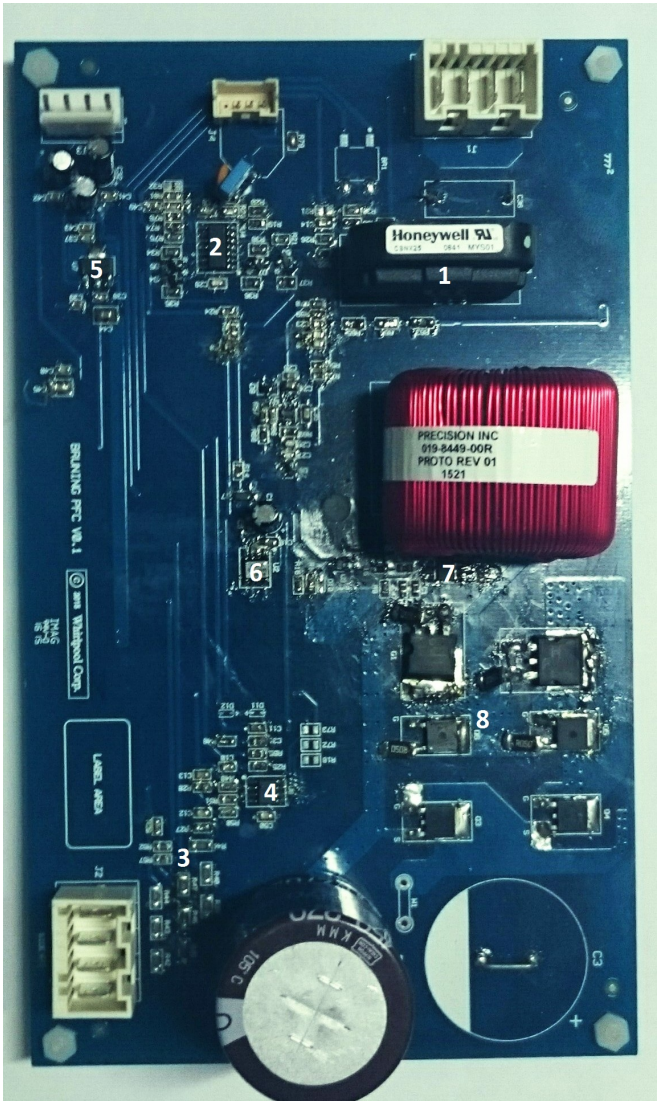
Visando utilizar o mesmo indutor comercial para ambos os conversores, selecionou-se a indutância de $2,4mH$. Foi selecionado o indutor da fabricante *Precision Incorporated* a qual disponibiliza indutores com tecnologia *Powder Core* minimizando o tamanho e tendo melhor de-

Figura 8.2 – Layout da placa do conversor.



Fonte: Produção do autor.

Figura 8.3 – Vista superior do conversor *CB* 230 V (120 mm X 200 mm).



Fonte: Produção do autor.

sempenho quando operados em alta frequência. O código do indutor é $3065-3747$ e sua resistência série máxima de $R_{ind} = 370\ m\Omega$. A ondulação de corrente com este componente na condição de tensão de entrada de 120 V é de 17% para ambos os conversores, valor aceitável para este projeto.

$$L_b = \frac{\frac{V_{out}(t)}{2}}{\Delta I_{L_b}} \frac{D_{max}}{f_{sw}} = 2,78mH \tag{8.2}$$

$$L_b = \frac{V_{in.pico}}{\Delta I_{L_b}} \frac{D_{min}}{f_{sw}} = 2,75mH \tag{8.3}$$

A corrente eficaz no indutor é a própria corrente de entrada (8.1) para ambos conversores, valor válido para tensão de entrada de 120 V. No pior caso pode chegar à $3,1$ A, todavia esta condição só ocorre com tensão de entrada mínima de 97 V, condição na qual a ondulação de corrente pode ser superior aos requisitos do projeto sem saturação do indutor.

As perdas por condução são apresentadas por (8.4), já as perdas por histerese são definidas através das características do núcleo utilizado. Para esta aplicação as perdas apresentadas por histerese são definidas em (8.5), dados estes fornecidos pelo fornecedor do componente.

$$P_L, cond = {I_{in,ef}}^2 \cdot R_{ind} = 2,32W \tag{8.4}$$

$$P_L, hist = 1,48W \tag{8.5}$$

8.1.2 Capacitor de saída C_{out}

As capacitâncias mínimas necessárias para atender os requisitos de variação de tensão dos *CBD* e *CB* são obtidas respectivamente através de (7.38) e (7.11). Em (8.6) *CBD* e (8.7) *CB* são apresentados o valor de capacitância mínima exigida em cada conversor. A capacitância resultante da (8.6) trata-se do valor visto pela carga, por serem dois

capacitores em série a capacitância mínima de cada um destes deve ser $460\mu F$.

Os valores da corrente eficaz dos capacitores do *CBD* são obtidas através de (7.35) e (7.36) resultando em (8.8). No caso do *CB* a corrente eficaz é obtida através de (7.9) resultando em e (8.9).

$$C_{out} \geq \frac{1}{\Delta v_{C_{out}}(t)} \int i_{C_{out}}(t)dt \geq 230uF \tag{8.6}$$

$$C_{out} \geq \frac{P_{out}}{2 \cdot f(V^2_{out_{max}} - V^2_{out_{min}})} \geq 216uF \tag{8.7}$$

$$i_{C_{out,ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_{rede}} \left(\begin{array}{l} \int_0^{\frac{T_{rede}}{2}} i_{C_{out1,ef_p},inst}(t)^2 dt \\ + \int_{\frac{T_{rede}}{2}}^{T_{rede}} i_{C_{out1,ef_n},inst}(t)^2 dt \end{array} \right)} = 1,72A \tag{8.8}$$

$$i_{C_{out,ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_{rede}} \int_0^{\frac{T_{rede}}{2}} i_{C_{out_{ef,inst}}}(t)^2 dt} = 1,44A \tag{8.9}$$

Buscando por componentes comerciais foram selecionados dois componentes da *Nippon Chemi Con*, o *EKMM251VSN561* -$560\mu F$ para o *CBD* e o *EKMM401VSN271* -$270\mu F$ para o *CB*. Estes capacitores possuem a capacitância, limites de tensão e de corrente de *ripple* necessárias neste projeto. Vale mencionar que o *CBD* demanda capacitores com o dobro do valor definido na (8.6), pois são dois capacitores em série nesta configuração.

8.1.3 Semicondutores

As equações para as correntes eficaz e média dos interruptores do *CBD* e *CB* são idênticas conforme observa-se (7.39), (7.40), (7.12) e (7.13), diferindo apenas pelo valor da razão cíclica que cada um opera.

Desta forma, as correntes para o *CBD* são apresentadas em (8.10) e (8.11), o mesmo é válido para o *CB* conforme (8.12) e (8.13).

$$i_{S1,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_{rede}} \int_0^{\frac{T_{rede}}{2}} i_{S1_{ef,inst}}(t)^2 dt} = 0,668A \tag{8.10}$$

$$i_{S1,med} = \frac{1}{T_{rede}} \int_0^{\frac{T_{rede}}{2}} i_{S1_{med,inst}}(t) dt = 0,183A \tag{8.11}$$

$$i_{S1,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_{rede}} \int_0^{\frac{T_{rede}}{2}} i_{S1_{ef,inst}}(t)^2 dt} = 1,514A \tag{8.12}$$

$$i_{S1,med} = \frac{1}{T_{rede}} \int_0^{\frac{T_{rede}}{2}} i_{S1_{med,inst}}(t) dt = 0,794 \tag{8.13}$$

Selecionou-se o interruptor ($S1$ e $S2$) *IGBT STGB20V60F*, o mesmo possui custo atrativo bem como características superiores às necessárias em termos de condução e comutação de corrente, além disso, não possui o diodo integrado, possibilitando a utilização de diodos externos (*SiC*).

As equações que definem as correntes eficaz e média dos diodos em paralelo com os interruptores também são iguais para ambos conversores conforme apresentado em (7.16), (7.17), (7.41) e (7.42), tendo como diferença somente a razão cíclica. A corrente eficaz e média dos diodos D_{S1} e D_{S2} do *CBD* e *CB* são apresentadas em (8.14), (8.15), (8.16) e (8.17) respectivamente.

$$i_{DS1,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_{rede}} \int_0^{\frac{T_{rede}}{2}} i_{D_{S1_{ef,inst}}}(t)^2 dt} = 1,802A \tag{8.14}$$

$$i_{DS1,med} = \frac{1}{T_{rede}} \int_0^{\frac{T_{rede}}{2}} i_{D_{S1_{med,inst}}}(t) dt = 1,041A \tag{8.15}$$

$$i_{DS1,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_{rede}} \int_0^{\frac{T_{rede}}{2}} i_{D_{S1}{}_{ef,inst}}(t)^2 dt} = 1,183A \tag{8.16}$$

$$i_{DS1,med} = \frac{1}{T_{rede}} \int_0^{\frac{T_{rede}}{2}} i_{D_{S1}{}_{med,inst}}(t) dt = 0,429A \tag{8.17}$$

Os diodos D_{S1} e D_{S2} irão atuar em alta frequência em ambos os conversores. Estes atuam na frequência de comutação e desta forma as suas perdas poderiam tornar a implementação impossível. Visando reduzir as perdas por comutação, em especial a recuperação reversa, optou-se pelos diodos *C2D05120E* de *SiC* da fabricante *CREE*.

Os diodos retificadores D_1 e D_2 existem apenas no *CB*, onde a corrente eficaz e média são calculadas através de (7.19) e (7.20) , resultando em (8.18) e (8.19). Estes diodos atuam na frequência da rede, ou seja não apresentam perdas por comutação representativas. Buscando componentes que reduzam as perdas por condução foi selecionando o diodo *VS-15EWL06FNTR-M3*, este possui reduzido V_f comparado aos demais componentes encontrados no mercado.

$$i_{D1,ef} = \sqrt{\frac{{I_{in,ef}}^2}{2}} = 1,921A \tag{8.18}$$

$$i_{D1,med} = \frac{\sqrt{2} I_{in,ef}}{\pi} = 1,223A \tag{8.19}$$

8.1.4 Perdas dos Semicondutores

As perdas por condução nos interruptores e diodos são definidas pelas (7.22), (7.23) e (7.24). Estas equações dependem das curvas de tensão de condução por corrente dos componentes em análise. Estas curvas são aproximadas por polinômios de segunda ordem. A forma geral do polinômio de segunda ordem é apresentada em (8.20) e os coeficientes específicos de cada componente estão apresentados na Tabela 8.3. A

aproximação foi realizada com a auxílio do *Microsoft Excel*, considerando os dados para 125^oC de temperatura de junção.

$$f(x) = a_2x^2 + a_1x + a_0 \tag{8.20}$$

Tabela 8.3 – Coeficientes utilizados na aproximação das características de tensão dos semicondutores.

Curva	Coeficiente a_2	Coeficiente a_1	Coeficiente a_0
$V_{ce} - STGB20V60F$	$-1,1.10^{-3}$	$8,89.10^{-2}$	$1,035$
$V_f - C2D05120E$	$-6,9.10^{-3}$	$2,36.10^{-1}$	$7,166.10^{-1}$
$V_f - VS15EWL06$	$-6,83.10^{-2}$	$2,45.10^{-1}$	$3,818.10^{-1}$

Fonte: Produção do autor.

As perdas por comutação são obtidas através de (7.28), equação válida para ambos os conversores. As perdas por comutação dos interruptores S_1 e S_2 e diodos D_{S1} e D_{S2} são apresentadas em (8.21).

$$P_{sw} = \sum_{m=1}^{K} \begin{pmatrix} Eon_{S1,sw}(m) \\ + Eoff_{S1,sw}(m) \\ + Eoff_{DS1,sw}(m) \end{pmatrix} \cdot f_r = 992mW \tag{8.21}$$

A Tabela 8.4 apresenta as perdas por condução e por comutação para cada um dos semicondutores em cada conversor.

8.1.5 Dissipadores

A definição dos dissipadores necessários para os componentes de potência é feita pelas perdas associadas a cada um dos semicondutores conforme apresentado na Tabela 8.4. É também necessário ter-se conhecimento da temperatura máxima de operação ($T_{amb,max}$), a temperatura máxima de junção (T_j) e a resistência térmica entre a junção e o encapsulamento dos componentes (R_{jc}). A equação (8.22) define a

Tabela 8.4 – Perdas elétricas nos semicondutores.

Conversor	Componente	Perdas por condução (W)	Perdas por comutação (W)	Perdas totais (P_T) (W)
CBD	S_1 e S_2	$0,196$	$0,989$	$1,185$
	D_{S1} e D_{S2}	$1,364$	$0,0034$	$1,367$
	Total	$1,560$	$0,992$	$2,552$
CB	S_1 e S_2	$0,954$	$0,989$	$1,943$
	D_{S1} e D_{S2}	$0,432$	$0,0034$	$0,435$
	D_1 e D_2	$0,549$	0	$0,549$
	Total	$1,935$	$0,992$	$2,927$

Fonte: Produção do autor.

resistência térmica máxima entre o encapsulamento do componente e o ambiente.

$$R_{ca} = \frac{(T_j - R_{jc} \cdot P_T) - T_{amb,max}}{P_T} \tag{8.22}$$

Devido a maior simplicidade, robustez e melhor custo, optou-se por utilizar o próprio cobre da placa como dissipador de calor. A placa é constituída por material *FR4*, dois layers e 2 onças de espessura de cobre. Em Gulino (2003) são apresentadas informações que permitem definir a área de cobre necessária para cada resistência térmica desejada.

Na Tabela 8.5 são apresentadas as resistências térmicas e áreas de cobre necessárias para cada semicondutor (Área $\#1$) no pior caso entre o *CB* e *CBD* considerando a temperatura de junção máxima de 150^oC. Além disso, são apresentadas as áreas de cobre disponibilizadas no protótipo construídos (Área $\#2$), as quais foram as maiores possíveis diante das limitações físicas encontradas. Na última coluna são apresentadas as temperaturas de junção calculadas em função da área de cobre disponibilizada na condição de temperatura ambiente de 75^oC.

Tabela 8.5 – Área de cobre necessária para dissipação de calor dos semicondutores e as respectivas resistências térmicas.

	Perdas (W)	R_{jc} (C/W)	R_{ca} (C/W)	Área $\#1$ (mm^2)	Área $\#2$ (mm^2)	T_j máxima (^oC)
D_{S1},D_{S2}	$1,36$	$1,10$	$53,76$	120	140	147
S_1,S_2	$1,94$	$0,90$	$37,70$	400	440	146
D_1,D_2	$0,55$	$1,40$	$135,21$	60	125	105

Fonte: Produção do autor.

8.2 CIRCUITOS AUXILIARES

8.2.1 Fontes auxiliares de tensão

O conversor demanda 4 níveis de tensão distintas, $+15$ V e -15 V para os amplificadores operacionais, circuitos de *driver* e controlador do PFC, 5 V para a alimentação do sensor de corrente e $3,3$ V para a porta lógica utilizada no condicionamento do sinal de saída do controlador *IR1155*.

Uma fonte externa *isolada* irá fornecedor $+15$ V e -15 V, as duas outras tensões são geradas no próprio conversor através de reguladores lineares.

8.2.2 Módulo de acionamento de potência

O circuito empregado no módulo de potência caracteriza-se basicamente por um conversor meia ponte onde são utilizados dois interruptores *STGB20V60F* e outros dois diodos *C2D05120E* especificados anteriormente.

O circuito de *drive* faz uso de um capacitor flutuante (ou capacitor de *bootstrap*) para o comando do interruptor superior do módulo. Esta solução elimina a necessidade de fontes auxiliares de tensão isoladas para o controle dos interruptores ou mesmo transformadores de pulso.

O principal componente deste circuito é o *L6398DTR* para o *CB* e *IR25601* no caso do *CBD*. São consideradas soluções diferentes visto que no caso do *CB* o mesmo aceita comutação complementar, fato que permite apenas um sinal de *gate* bem como melhor dinâmica e tempo morto reduzido controlado internamente pelo integrado. No caso do *CBD*, este não funciona com comutação complementar, desta forma, deve-se utilizar circuito de *gate drive* com duas entradas independentes, onde em cada semiciclo da rede somente uma das chaves deve ser acionada. Poderia ser utilizado o mesmo circuito para ambos os conversores (*IR25601*), todavia manteve-se a opção do *L6398DTR* (para o *CB*) visando validar a lógica de modulação proposta, a qual será descrita na sequência.

Apesar da diferença entre os *drives* selecionados para cada conversor, os componentes adicionais do circuito de potência são idênticos tais como resistores, capacitores e diodos. Vale destacar que o capacitor de *bootstrap* não demanda fonte negativa de tensão para bloqueio dos interruptores. A garantia de bloqueio e não ocorrência de curto-circuito do módulo é atendida pela correta seleção dos resistores de *gate* e a baixa capacitância apresentada pelo interruptor selecionado.

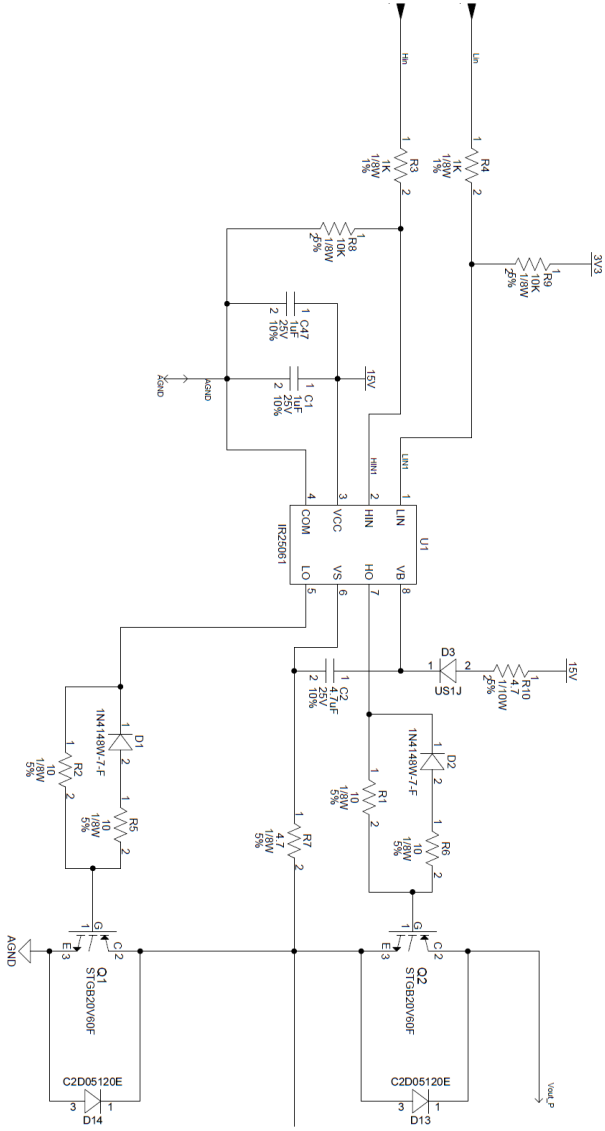
Nas Figura 8.4 e Figura 8.5 são apresentados os circuitos de potência (módulo controlado) para o *CBD* e *CB* respectivamente.

8.2.3 Condicionamento do sinal de *gate*

O controlador *IR1155* foi desenvolvido para controlar conversores *BC*, os quais possuem apenas um interruptor e padrão de modulação. Os conversores aqui projetados requerem diferentes padrões de modulação para cada semiciclo da tensão de entrada. No semiciclo positivo deve ser acionado o interruptor S_2 conforme apresentado nas Figura 6.3 e Figura 6.10.

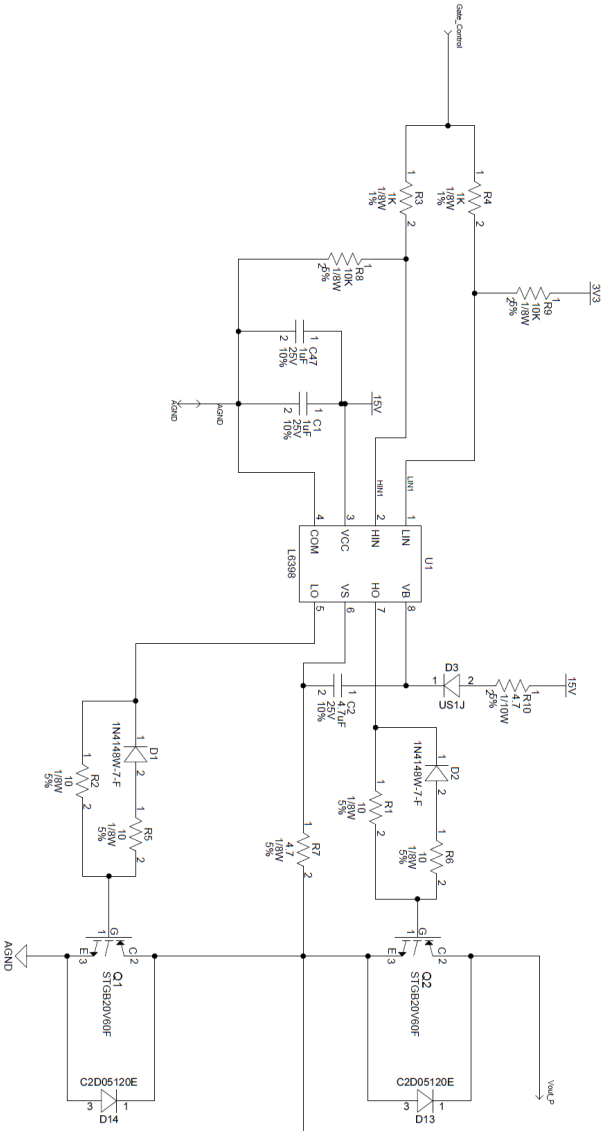
Para tanto é adicionado um circuito auxiliar que determina a polaridade da tensão de entrada permitindo a seleção de qual dos interruptores deve ser acionado. Este fornece um sinal quadrado em fase com a

Figura 8.4 – Circuito ativo de potência do *CBD*.



Fonte: Produção do autor.

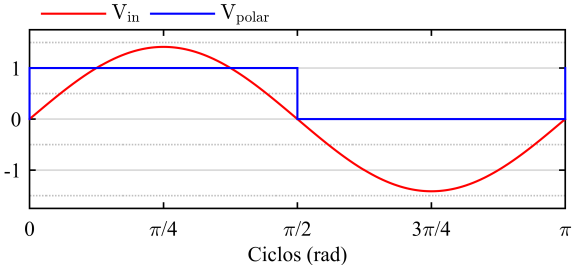
Figura 8.5 – Circuito ativo de potência do *CB*.



Fonte: Produção do autor.

tensão de entrada (Figura 8.6) sem a necessidade de isolação elétrica, simplificando assim o circuito conforme apresentado na Figura 8.7.

Figura 8.6 – Tensão de entrada V_{in} e tensão de saída do circuito de detecção de polaridade V_{polar}.



Fonte: Produção do autor.

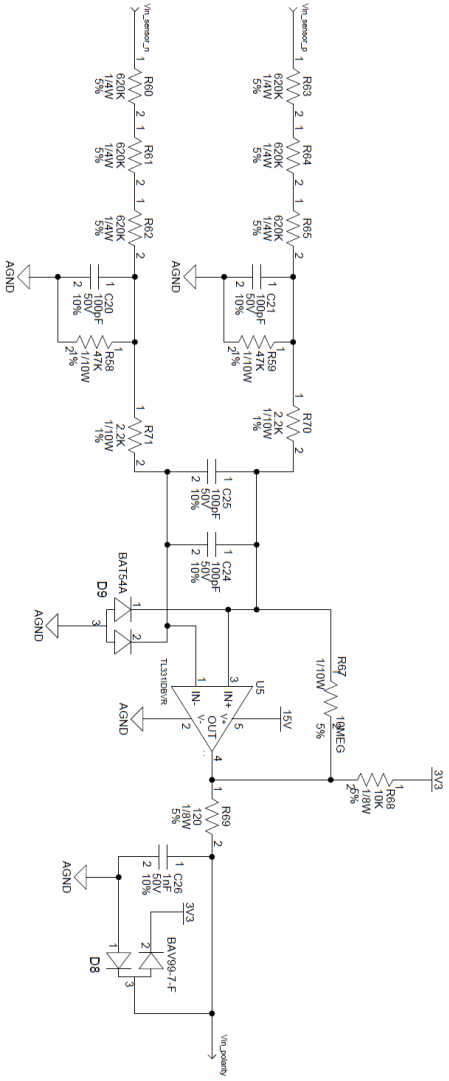
Para o *CB* que funciona sem problemas com o *PWM* complementar, uma porta lógica *XNOR* atende as necessidades do conversor. Na Figura 8.8 é apresentado o circuito implementado e na Tabela 8.6 a tabela verdade de operação deste circuito. No caso do *CBD*, como o mesmo não funciona corretamente com *PWM* complementar, foi implementado o circuito da Figura 8.9 o qual apresenta a tabela verdade conforme Tabela 8.7.

Tabela 8.6 – Tabela verdade porta lógica *XNOR* utilizada no *CB*.

A	B	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

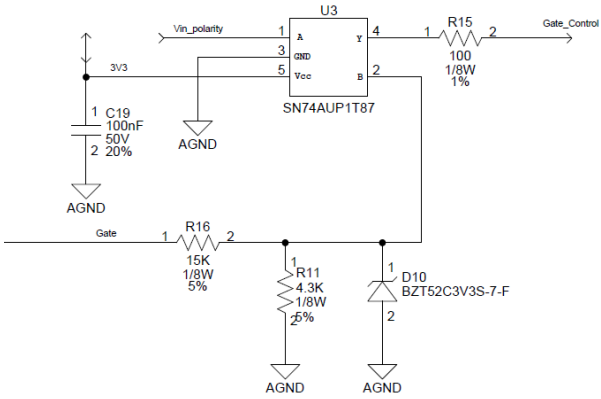
Fonte: Produção do autor.

Figura 8.7 – Circuito de detecção da polaridade da tensão de entrada.



Fonte: Produção do autor.

Figura 8.8 – Circuito de condicionamento do sinal de *gate* para o *CB*.



Fonte: Produção do autor.

Tabela 8.7 – Tabela verdade da lógica utilizada no *CBD*.

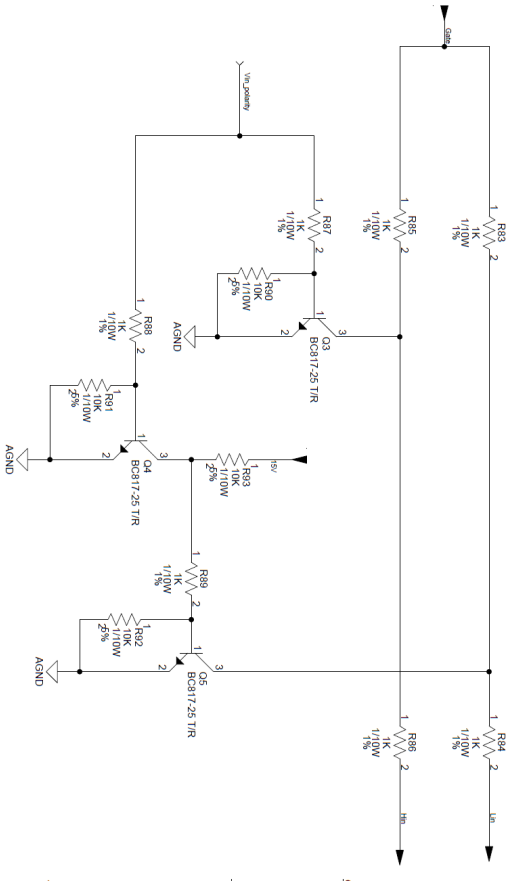
A	B	Y_H	Y_L
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	0
1	1	1	0

Fonte: Produção do autor.

8.2.4 Sensor de corrente

Os dois conversores demandam somente um sensor de corrente na malha de controle. Para ambos os conversores faz-se necessária a leitura da corrente de entrada do circuito, corrente está igual a corrente no indutor L_b. A grande maioria dos circuitos de *PFCs* para esta faixa de potência de operação fazem uso de resistores *shunt* para a medição de corrente, inclusive o fabricante do *IR1155* sugere este tipo de solução. Todavia devido as diferenças do conversor proposto onde o mesmo atua em

Figura 8.9 – Circuito de condicionamento do sinal de *gate* para o *CBD*.



Fonte: Produção do autor.

configuração *bridgeless*, a solução por resistor *shunt* torna-se inviável.

Foi selecionado um sensor de efeito hall com isolação elétrica e banda passante suficientemente alta (0 Hz -200 kHz), onde o sensor pode ser considerado apenas um ganho $k_{i_{sensor}}$. O sensor selecionado é da fabricante *Honeywell* modelo *CSNX25*, este permite três configurações de ganhos de corrente, nesta aplicação será utilizada a confi-

guração $I_p = 8$ A e $I_s = 12$ mA caracterizando assim um ganho de $k_{i_{sensor}} = 0,0015$. Este sensor possui saída em corrente a qual utiliza um resistor R_{sensor} para a correta leitura do sinal de corrente. Vale destacar que este sensor possui um custo elevado, o qual será utilizado somente na etapa de validação do conceito.

Considerando a abordagem apresentada em Natarajan (2014) define-se o valor máximo de tensão no pino *ISNS* do controlador *IR1155* conforme apresentado em (8.23), onde $V_{COMP(EFF)_{min}}$ e g_{DC} são fornecidos na folha de dado do controlador. O valor de $V_{I_{SNS(max)}}$ deve ser menor que $V_{I_{SNS(pk)}} = 0,69$ V, caso contrário o circuito de proteção por sobrecorrente irá atuar indevidamente.

$$V_{I_{SNS(max)}} = \frac{V_{COMP(EFF)_{min}}(1 - D_{max})}{g_{DC}} = 0,527V \tag{8.23}$$

Definindo-se a corrente de pico do secundário através de (8.24), pode-se definir o máximo valor de resistor *sensor* a ser utilizado no circuito através de (8.25).

$$I_{sec(pk)} = I_{in(pk)} \cdot k_{i_{sensor}} = 6,091mA \tag{8.24}$$

$$R_{sensor(max)} = \frac{V_{I_{SNS(max)}}}{I_{sec(pk)} \cdot 1,05} = 66,62\Omega \tag{8.25}$$

O ganho final de saída em tensão deste sensor de corrente é apresentado em (8.26) onde foi selecionado o resistor $R_{sensor} = 56\ \Omega$.

$$k_i = k_{i_{sensor}} \cdot R_{sensor} = 0,0015 \cdot 56 = 0,084\frac{V}{A} \tag{8.26}$$

Este sensor requer alimentação positiva de $V_{dd} = 5$ V, bem com o sua saída está referenciada a $\frac{V_{dd}}{2}$. Para condicionar o sinal de corrente de forma a atender aos requisitos do controlador *IR1155* são utilizados dois

estágios de circuitos com amplificadores operacionais. O primeiro retira a componente CC do sinal de corrente, no segundo é feita a retificação do sinal de tal forma que o controlador receba o sinal apresentado em (8.27), onde k_1 e k_2 são os ganhos dos circuitos dos operacionais, lembrando que (8.28) deve ser garantido.

$$i_{sense} = -|I_{in}(t) \cdot k_{i_{sensor}} \cdot k_1 \cdot k_2| \tag{8.27}$$

$$k_1 \cdot k_2 = 1 \tag{8.28}$$

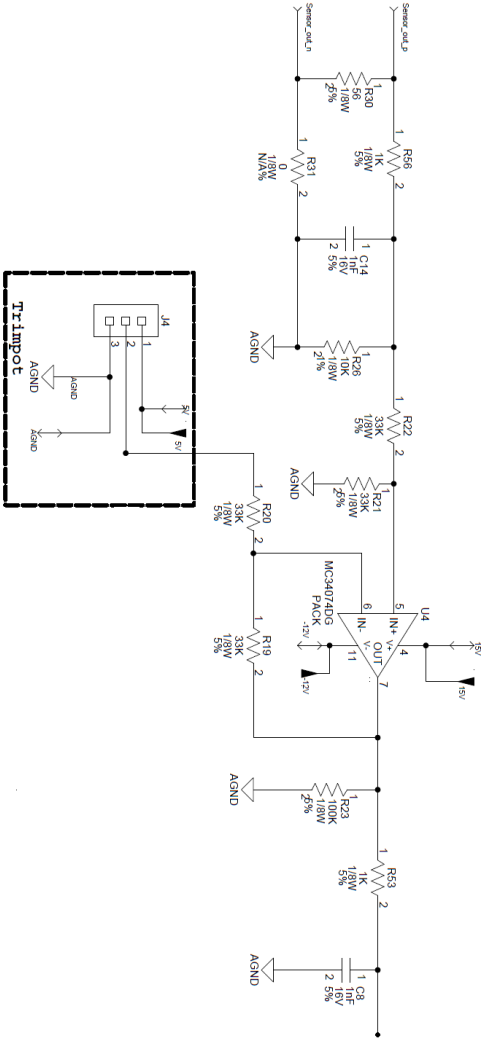
O primeiro estágio dos amplificadores é apresentado na Figura 8.10, já a Figura 8.11 apresenta o segundo estágio. Próximo ao *IR1155* é adicionado um filtro *LC* com o intuído de filtrar os ruídos de alta frequência que podem acoplar no sinal de corrente devido a sua baixa amplitude. Selecionou-se um resistor de $R14 = 100\ \Omega$ e um capacitor $C17 = 1nF$ resultado em uma frequência de corte de $1,5$ MHz.

8.2.5 Sensor de tensão

O sensor de tensão deve fornecer amostragem da tensão de saída para o controlador*IR1155*, o circuito é constituído basicamente por um divisor de tensão o qual apresenta o ganho conforme (8.29) e Figura 8.12. De acordo com informações do fabricante, a tensão de referência deve ser $V_{ref} = 5$ V, desta forma o ganho de tensão pode ser definido por (8.30). Considerando os resistores $R45$, $R46$ e $R47$ iguais à $332\ k\Omega$ define-se $R29$ conforme (8.31), para o qual foi selecionado o valor comercial de $13\ k\Omega$. O sinal de tensão de saída é fornecido a dois pinos do controlador *IR115* com diferentes funcionalidades (pinos 4 e 6), desta forma a tensão limite de proteção de sobre tensão é definida por (8.32) e a tensão de retorno de operação (8.33).

$$k_v = \frac{R29}{R45 + R46 + R47 + R29} \tag{8.29}$$

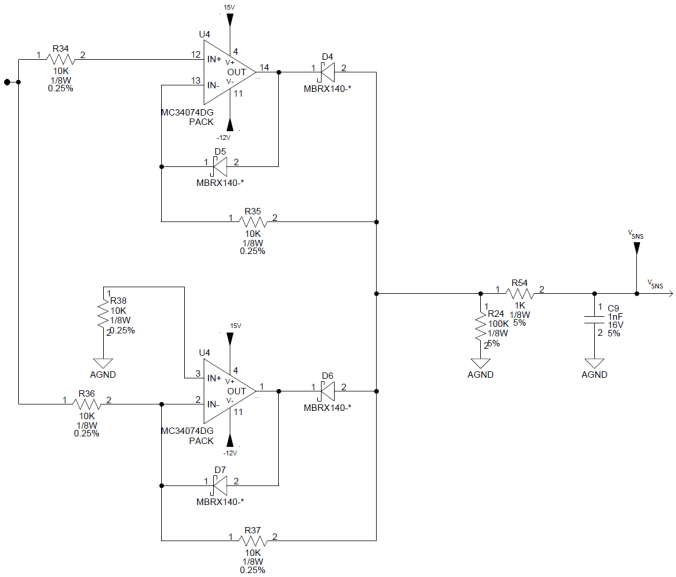
Figura 8.10 – Primeiro estágio de condicionamento do sinal de corrente com o *AmpOp* operando em modo diferencial.



Fonte: Produção do autor.

$$k_v = \frac{V_{ref}}{V_{out}} = \frac{5V}{390V} = 0,0128 \tag{8.30}$$

Figura 8.11 – Segundo estágio de condicionamento do sinal de corrente com o *AmpOp* operando com retificador de precisão invertido.



Fonte: Produção do autor.

$$R29 = \frac{k_v \cdot R45 + R46 + R47}{1 - k_v} = 13,00k\Omega \tag{8.31}$$

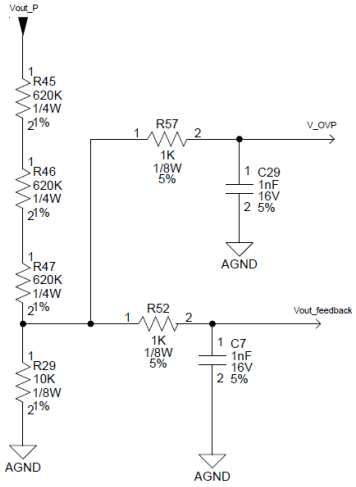
$$V_{out_{OVP}} = \frac{V_{ref} \cdot 1,065}{R29}(R45 + R46 + R47+) = 408,0V \tag{8.32}$$

$$V_{out_{OVP.reset}} = \frac{V_{ref} \cdot 1,0222}{R29}(R45 + R46 + R47+) = 388,36V \tag{8.33}$$

8.2.6 Definição da frequência de operação do *IR1155*

A frequência de comutação do *IR1155* é programável entre 48 kHz e 200 kHz sendo selecionada pela escolha do capacitor C_{sf} (C5). Na

Figura 8.12 – Circuito sensor da tensão de saída do conversor.



Fonte: Produção do autor.

folha de dados deste controlador é apresentado um gráfico que relaciona o valor de C_{sf} pela frequência de comutação. Buscando o valor comercial que atende a frequência de comutação selecionada ($f_{sw} = 65$ kHz) optou-se por $C_{sf} = 1,5nF$.

8.2.7 Circuito controlador da tensão de saída

O projeto de controle segue a metologia apresentada em Ridley (1983) para a definição das plantas dos conversores aqui abordados. A utilização desta metologia é possível pois conforme visto no Capítulo 6, as plantas de tensão (6.18) e corrente (6.17) do *CB* são iguais ao *BC*. Quanto ao *CBD*, as pequenas diferenças existentes devido a razão cíclica são irrelevantes no projeto dos controladores (6.33), (6.34) (Figura 6.20) e (Figura 6.21).

As características da carga definem o modelo da planta do conversor a ser utilizado (RIDLEY, 1983). No Capítulo 3 demonstrou-se que

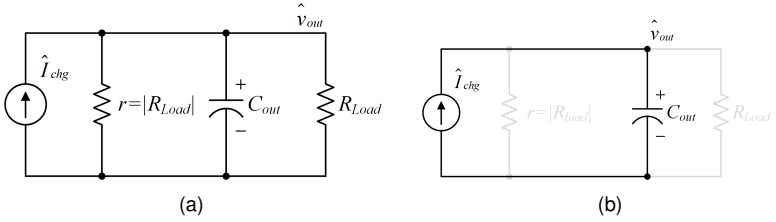
a carga deste retificador tem tanto características de potência constante como resistência constante. Na configuração de carga de resistência constante os conversores apresentam a planta da equação (8.34), já no caso de potência constante, as resistências do modelo e da carga se cancelam resultando na equação (8.35).

$$G_{const_R}(s) = \frac{v_{out}}{i_{chg}} = \frac{\frac{R_Load}{2}}{1 + s \cdot C_{out} \cdot \frac{R_Load}{2}} \tag{8.34}$$

$$G_{const_P}(s) = \frac{v_{out}}{i_{chg}} = \frac{1}{s \cdot C_{out}} \tag{8.35}$$

Na Figura 8.13 são apresentados os modelos de pequenos sinais para carga de resistência constante (a) e potência constante (b) respectivamente (NATARAJAN, 2014). A associação destas cargas resulta na própria planta $G_{const_R}(s)$ (8.34). Neste caso R_{Load} corresponde somente a resistência equivalente do compressor linear ($R_{Load_{Comp}}$), visto que no caso de potência constante o modelo é representado exclusivamente pela capacitância de saída C_{out} (8.35).

Figura 8.13 – Modelo de pequenos sinais do circuito de potência do *BC*: (a) modelo considerando carga de resistência constante; (b) modelo considerando carga de potência constante.



Fonte: Adaptado de (SOLDANO, 2005).

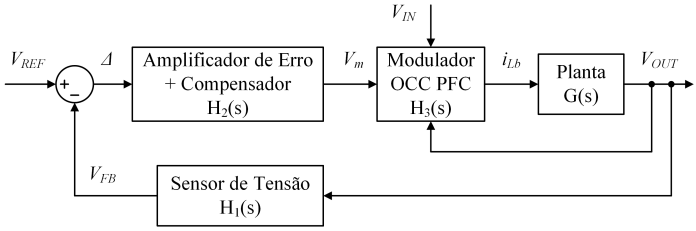
O modelo de pequenos sinais considerado no projeto do compensador de tensão é apresentado na Figura 8.13(a) e a sua planta é definida por (8.34). Considerando uma eficiência de 100% define-se (8.36),

a qual representa a função de transferência que relaciona a corrente do indutor I_{Lb} com a tensão de saída V_{out}.

$$G(s) = \frac{V_{out}}{i_{Lb}} = \frac{V_{in}}{V_{out}} \cdot \frac{\frac{R_{Load_{comp}}}{2}}{1 + s \cdot C_{out} \cdot \frac{R_{Load_{comp}}}{2}} \tag{8.36}$$

O diagrama de controle da tensão de saída existente no *IR1155* é apresentado na Figura 8.14. A *FTMA* deste diagrama é apresentada na (8.37) onde $H_1(s)$ representa o sensor de tensão de saída, $H_2(s)$ o compensador, $H_3(s)$ o modulador *OCC* e $G(s)$ a planta do controlador.

Figura 8.14 – Diagrama do circuito de controle de tensão do *OCC*.



Fonte: Adaptado de (SOLDANO, 2005).

$$G_{V_{comp}}(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) \cdot H_3(s) \cdot G(s) \tag{8.37}$$

A equação (8.38) define o ganho do modulador *OCC*, G_{CD} é fornecido na folha de dados do controlador e k_i é o ganho do sensor de corrente (8.26). O ganho do sensor de tensão é definido como (8.39) onde o valor de k_v foi apresentado em (8.30).

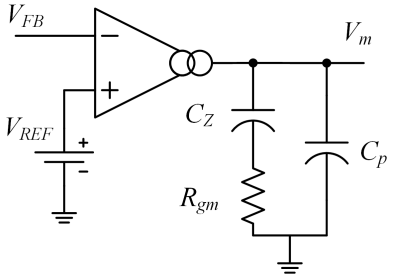
$$H_3(s) = \frac{i_{Lb}}{v_m} = \frac{V_{in}}{V_{out} \cdot k_i \cdot G_{CD}} \tag{8.38}$$

$$H_1(s) = k_v \tag{8.39}$$

O controlador *IR1155* possui um pino onde tem-se acesso ao sinal de v_m, o qual trata-se da saída do compensador de tensão. Este pino é uma saída em corrente que relaciona a diferença entre a referência de tensão interna do controlador (V_{ref}) e o sinal fornecido pelo sensor de tensão (v_{fb}) através de uma transcondutância g_m. Considerando um circuito PI com um pólo adicional conforme Figura 8.15, obtêm-se (8.40).

$$H_2(s) = \frac{g_m \cdot (1 + s \cdot R_{gm} \cdot C_z)}{s(C_z + C_p + s \cdot R_{gm} \cdot C_z \cdot C_p)} \tag{8.40}$$

Figura 8.15 – Circuito compensador de tensão ($H_2(s)$).



Fonte: Adaptado de (NATARAJAN, 2014).

O capacitor C_z é definido em função do *soft-start* a ser atendido, neste caso foi selecionado como $t_{ss} = 120ms$ resultado em (8.41), o qual é aproximado para $1\mu F$. Os valores de i_{OVEA} e $V_{COMP(EFF)}$ são fornecidos na folha de dados do controlador. Considerando-se que $C_z >> C_p$, pode se rescrever (8.40) em (8.42).

$$C_z = \frac{t_{ss} \cdot i_{OVEA}}{V_{COMP(EFF)}} = 1,087\mu F \tag{8.41}$$

$$H_2(s) = \frac{g_m \cdot (1 + s \cdot R_{gm} \cdot C_z)}{s \cdot C_z} \tag{8.42}$$

Com o valor de C_z definido seleciona-se o R_{gm} tal que o ganho (8.43) na frequência do *ripple* da tensão de saída ($2 \cdot f_r$), seja pequeno

o suficiente (1%) minimizando a influência dessa variação da tensão de saída no controlador de corrente (8.43). Selecionando-se $R_{gm} = 3,9\ K\Omega$ tem-se um ganho de G_{VA} na frequência de $2 \cdot f_r$ igual à $-50dB$, valor este adequado para os níveis de variação de tensão esperados na saída do conversor.

$$G_{VA} = H_1(s) \cdot H_2(s) = \frac{V_{COMP(EFF)} \cdot 1\%}{2 \cdot \Delta V_{out}} = -49dB \tag{8.43}$$

A frequência do pólo adicional deve ser superior à frequência de cruzamento por zero e ao mesmo tempo significativamente inferior a frequência de comutação. Para tanto é definida a frequência do pólo como (8.44) , permitindo assim a definição de (8.45), para o qual será considerado o valor comercial de $3,9nF$.

$$f_{po} = \frac{1}{6} f_{sw} = 10,84kHz \tag{8.44}$$

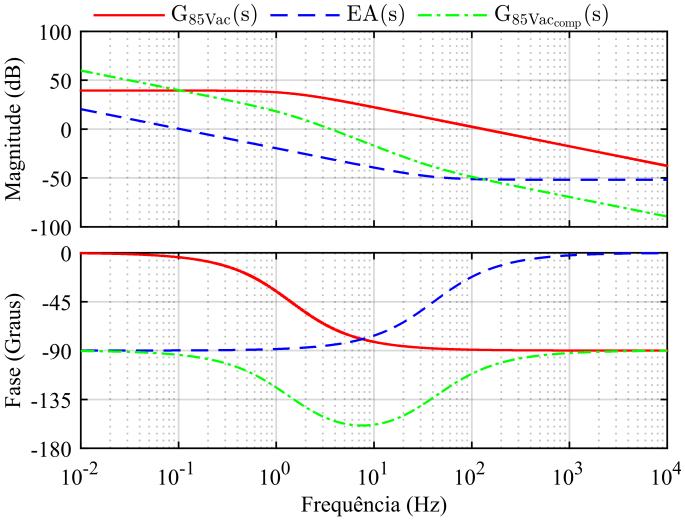
$$C_p = \frac{1}{2\pi \cdot R_{gm} \cdot f_{po}} = \frac{1}{2\pi \cdot 3,9K \cdot 10,84K} = 3,77nF \tag{8.45}$$

Os diagramas de *Bode* da *FTMA* da planta de tensão sem compensação ($G_{85V}(s)$), o compensador ($EA(s)$) e o resultado final da FTMA compensada ($G_{85V_{comp}}(s)$) são apresentados na Figura 8.16 considerando-se a tensão de entrada $V_{in} = 85$ V. A frequência de cruzamento por $0dB$ da planta compensada é de $4,1$ Hz com margem de fase de 36,6 graus.

Da mesma forma, na Figura 8.17 são apresentados os diagramas de Bode da planta de tensão para $V_{in} = 264$ V onde a frequência de cruzamento por $0dB$ da planta compensada é de $6,36$ Hz com margem de fase de 29,9 graus. Para ambos os casos tanto a frequência de cruzamento por zero como a margem de fase atendem os requisitos de estabilidade do conversor.

O circuito do controlador *IR1155* composto pelos componentes da malha de controle de tensão, definição da frequência de operação,

Figura 8.16 – Diagramas de Bode da *FTMA* para $V_{in} = 85$ V.



Fonte: Produção do autor.

filtro de entrada do sensor de corrente e capacitores de desacoplamento é apresentado na Figura 8.18.

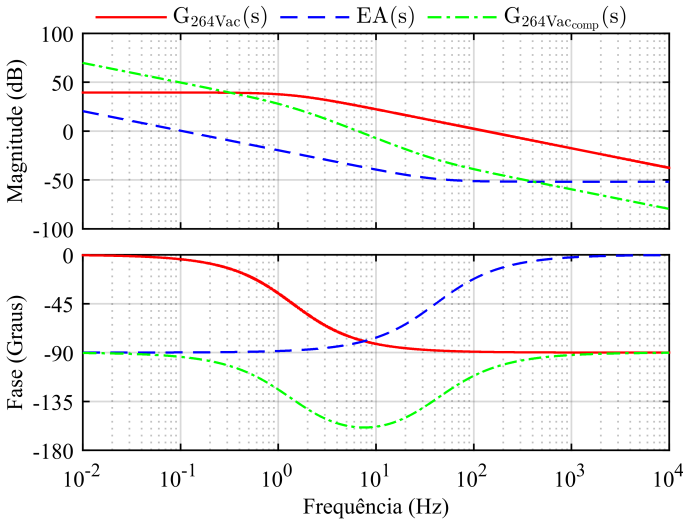
8.2.8 Sensor e controlador de desbalanço de tensão

O *CBD* conforme já descrito no Capítulo 6 demanda um circuito de controle de balanço de tensão entre os dois capacitores de saída C_{out1} e C_{out2}. A Figura 8.19 traz o diagrama de blocos que representa a malha de controle de desequilíbrio de tensão de saída e sua FTMA é apresentada em (8.46). O ganho de saída do controlador foi definido como $k_{dr} = 0,01$, visto que não se espera ou aceita níveis elevados de componentes *CC* na corrente de entrada do conversor.

$$FHd_{fs}(s) = \frac{Kd_{fs}}{2 \cdot s \cdot C_{out}eq} \frac{k_{dr}}{k_i} \cdot Hd_{fs}(s) \tag{8.46}$$

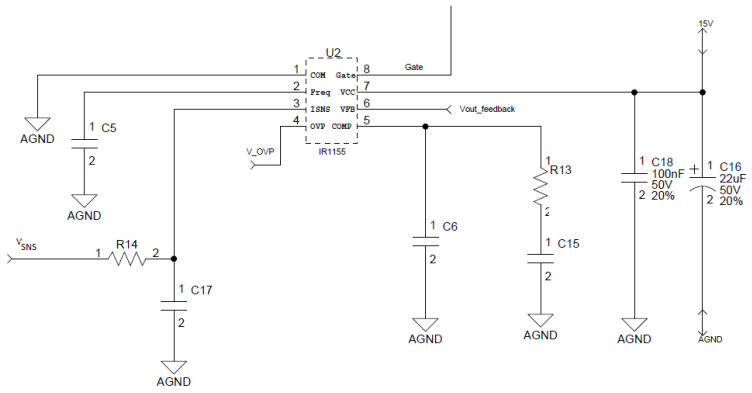
Para a obtenção da diferença de tensão (V_{des}) entre os capacito-

Figura 8.17 – Diagramas de Bode da *FTMA* para $V_{in} = 264$ V.



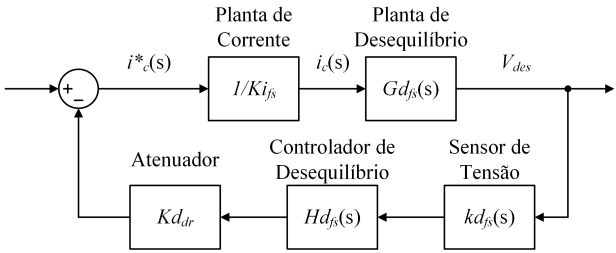
Fonte: Produção do autor.

Figura 8.18 – Circuito do controlador *IR1155*.



Fonte: Produção do autor.

Figura 8.19 – Diagrama de blocos da malha de desequilíbrio da tensão de saída.



Fonte: Adaptado de (SANTOS, 2012).

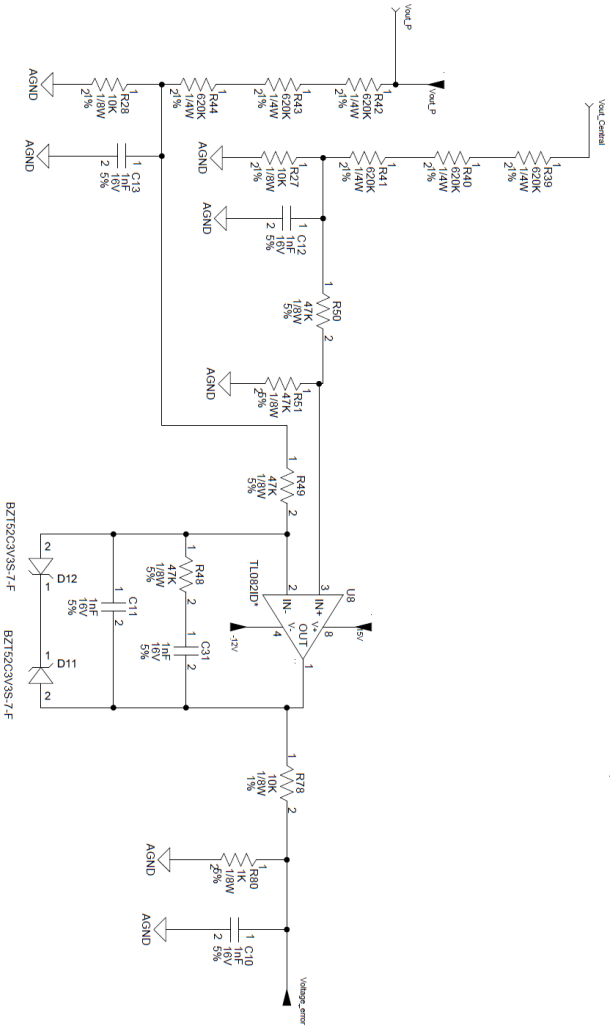
res é proposto o circuito apresentado na Figura 8.20. O mesmo fornece a diferença entre a tensão total V_{out} e a tensão do capacitor C_{out2}, essa abordagem foi escolhida visto a simplificação dos circuitos. Os ganhos destes sensores são definidos por K_{v1} e k_{v2}, o primeiro representando o ganho do sensor de tensão V_{out} e o segundo o ganho de $V_{C_{out2}}$. Como a tensão V_{out} na média de ser igual a $2 \cdot V_{C_{out2}}$ e considerando $K_{v1} = K_v$ chega-se a (8.47), considerando $R39 = R40 = R41 = R42 = R43 = R44 = R45$ e $R28 = R29$ define-se $R27$ conforme (8.48). Selecionando um valor comercial de resistor foi definido $R27 = 26,7\ k\Omega$. Além disso, este circuito fornece o controlador necessário conforme será descrito na sequência.

$$k_{v2} = 2 \cdot k_{v1} \tag{8.47}$$

$$R27 = \frac{k_v \cdot R39 + R40 + R41}{1 - k_v 2} = 26,80k\Omega \tag{8.48}$$

Seguindo a mesma abordagem proposta por Santos (2012), este circuito de controle deve possuir dinâmica bastante lenta, podendo definir-se a frequência de corte como $fcd_{fs} = 1$ Hz. Para este controle foi sele-

Figura 8.20 – Circuito de controle de desbalanço de tensão.



Fonte: Produção do autor.

cionado um controlador *PI* com um pólo adicional conforme (8.49).

$$Hd_{fs}(s) = Kdpi_{fs} \cdot \frac{s + Zd_{fs}}{s(s + Pd_{fs})} \tag{8.49}$$

O zero do controlador é alocado na frequência de cruzamento por zero, tornando assim mais rápida a dinâmica do sistema (8.50). Apesar de reduzir a margem de fase pela metade, é possível atender os requisitos de estabilidade do mesmo. O pólo adicional é selecionado pela (8.51) e o ganho do controlador *PI* é definido por (8.52).

$$Zd_{fs} = 2\pi \cdot fcd_{fs} \tag{8.50}$$

$$Pd_{fs} = 120 \cdot 2\pi \cdot fcd_{fs} \tag{8.51}$$

Considerando o circuito apresentado na Figura 8.20 onde o amplificador operacional atua como integrador, pode-se definir o valor dos componentes associados ao mesmo conforme (8.53), (8.54) e (8.55), definindo-se inicialmente o valor de $C31 = 1\mu F$. Considerando componentes comerciais foram definidos como: $R48 = 159\ K\Omega$, $R49 = 169\ k\Omega$ e $C11 = 8,4nF$.

$$Kdpi_{fs} = \left(\begin{array}{c} 2 \cdot \dfrac{Ki_{fs} \cdot 2 \cdot C_{out}2}{k_{v2} \cdot Kd_{dr}} \\ \cdot \dfrac{(2\pi \cdot fcd_{fs})^2 \cdot \sqrt{(2\pi \cdot fcd_{fs})^2 + {Pd_{fs}}^2}}{\sqrt{(2\pi \cdot fcd_{fs})^2 + {Zd_{fs}}^2}} \end{array} \right) = 701,16 \tag{8.52}$$

$$R48 = \frac{1}{C31 \cdot Zd_{fs}} = 159,20K\Omega \tag{8.53}$$

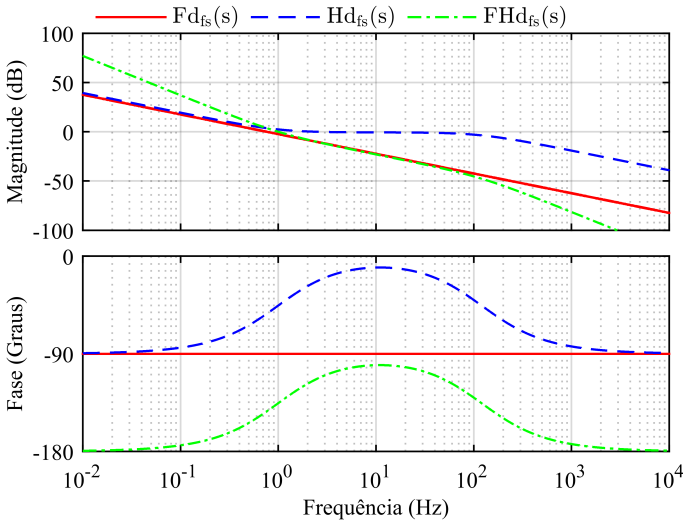
$$C11 = \frac{C31 \cdot Zd_{fs}}{Pd_{fs} - Zd_{fs}} = 8,4nF \tag{8.54}$$

$$R49 = \frac{1}{C11 \cdot Kdpi_{fs}} = 169,70K\Omega \tag{8.55}$$

Os diagramas de Bode da FTMA da planta de desequilíbrio de tensão sem compensação (Fd_{fs}), o controlador ($Hd_{fs}(s)$) e o resul-

tado final da FTMA compensada ($FHd_{fs}(s)$) são apresentados na Figura 8.21. A frequência de cruzamento por $0dB$ da planta compensada é de 1 Hz com margem de fase de 44,5 graus.

Figura 8.21 – Diagramas de Bode da *FTMA* da malha de desequilíbrio de tensão.



Fonte: Produção do autor.

8.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram definidos os valores dos esforços de corrente dos componentes de potência bem como as indutâncias e capacitâncias mínimas para o *CB* e *CBD*. Foram selecionados os mesmos interruptores S_1 e S_2 e diodos D_{S1} e D_{S2} para os dois conversores visto que as grandezas envolvidas em ambos os conversores são similares. Da mesma forma, foi selecionado um único indutor para os dois conversores sem nenhuma limitação.

A opção por interruptores sem diodos internos possibilitou a uti-

lização da tecnologia *SiC*, reduzindo assim as perdas por comutação e também a demanda por volumosos dissipadores de calor. Além disso, viabilizou a utilização do *Totem-Pole Boost Brigeless* normalmente desconsiderado em aplicações deste tipo devido as perdas por comutação.

Como oportunidade de redução do número de componentes e custo agregado, optou-se por duas configurações de circuito, uma para cada conversor. Desta forma, o *CBD* possui dois capacitores de saída enquanto o *CB* apenas um. Da mesma forma, os diodos D_1 e D_2 são montados apenas para o *CB*.

Foi verificado que cargas com diferentes características (resistência ou potência constante) influenciam na definição da planta do conversor (RIDLEY, 1983). O projeto aqui proposto possui uma carga de característica mista, todavia a *SMPS* com característica de potência constante não influencia na dinâmica do conversor, restando apenas a parcela resistiva, referente as características do compressor linear.

Exceto o compensador da malha de controle de desequilíbrio exclusivo do *CBD*, os demais sensores e compensadores foram mantidos idênticos para ambos os conversores. Isso se fez possível devido a similaridade destes, onde as pequenas diferenças puderam ser desprezadas reduzindo a complexidade do projeto. O uso do *OCC* através do controlador *IR1155* será validado no próximo capítulo.

9 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos com os dois conversores (*CB* e *CBD*). Inicialmente são apresentados o comportamento dos circuitos auxiliares tais como os sensores de corrente, circuitos de *gate*, detecção de polaridade e condicionamento de sinais. Na sequência são apresentados os resultados dos circuitos de potência onde são avaliadas a tensão e corrente sobre os principais componentes, bem como o comportamento destes sinais durante as comutações dos conversores. Finalmente são apresentados os resultados de tensão de saída diante de degraus de carga e de tensão de entrada. Em todas as condições de regime permanente foram avaliados o *FP*, a *DHT*, além da eficiência e comportamento térmico. Para o cálculo da *DHT* são utilizas as 40 primeiras harmônicas de corrente.

Vale mencionar que em algumas das figuras aqui apresentadas pode se ter a impressão da existência de níveis *CC* na tensão e corrente de entrada. Isso se deve ao fato do posicionamento da referência dos canais do osciloscópio em algumas das aquisições não estarem exatamente sobre o zero. Através dos cálculos da *DHT* e valor médio foi possível confirmar que não existe valor médio relevante na tensão e corrente de entrada em qualquer condição de operação.

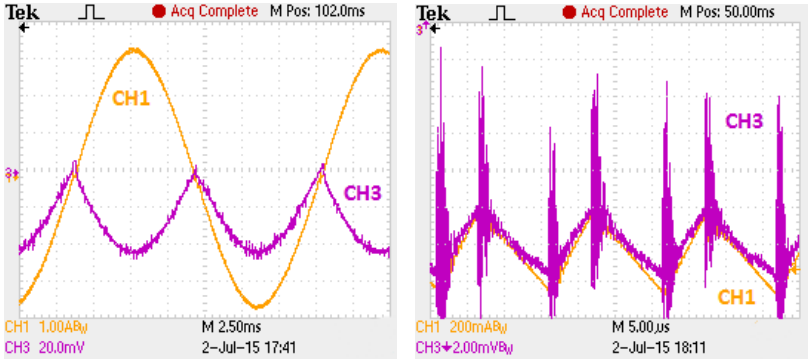
9.1 FUNCIONAMENTO DOS CIRCUITOS AUXILIARES

9.1.1 Sensor de corrente e condicionamento de sinais de controle

Na Figura 9.1 são apresentadas a corrente de entrada e o sinal condicionado V_{SNS} (conforme Figura 8.18) fornecido para o controlador *IR1155*. O sinal condicionado apresenta o comportamento esperado fornecendo o módulo negativo da corrente de entrada multiplicada por um ganho (k_i) conforme Figura 9.1(a). Observando-se os detalhes desta

apresentados na Figura 9.1(b), é possível confirmar uma boa relação sinal ruído, bem como distorções praticamente irrelevantes, fato que confirma o bom funcionamento do circuito de condicionamento de corrente. Os transitórios observados são resultados da comutação dos interruptores, porém estas ocorrem fora do intervalo de leitura da corrente, sendo assim irrelevantes.

Figura 9.1 – Corrente de entrada I_{in} (CH1) e sinal de corrente condicionado V_{SNS} (CH2): (a) ciclo completo da rede; (b) detalhe dos sinais.



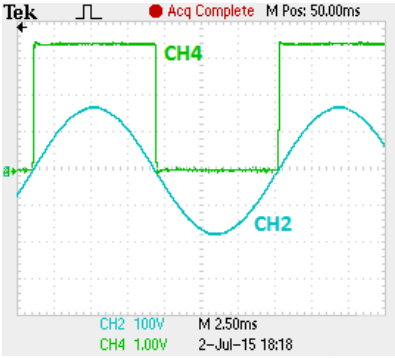
(a) (b)

Fonte: Produção do autor.

O sinal de detecção de polaridade (V_{polar}) da tensão de entrada é apresentado na Figura 9.2 (conforme circuito da Figura 8.7). Esta aquisição foi feita na condição de carga máxima onde tem-se as maiores correntes e níveis de ruído devido as comutações do conversor. Todavia estes ruídos não prejudicaram a leitura do sinal de polaridade, além disso a velocidade de resposta do sensor mostra-se adequado às necessidades do conversor.

O condicionamento do sinal de *gate* para o *CB* é apresentado na Figura 9.3, no primeiro caso é apresentado o resultado para a tensão de entrada V_{in} negativa, onde o sinal do *gate drive* ($CH3$) deve ser com-

Figura 9.2 – Tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de polaridade V_{polar} (CH4).



Fonte: Produção do autor.

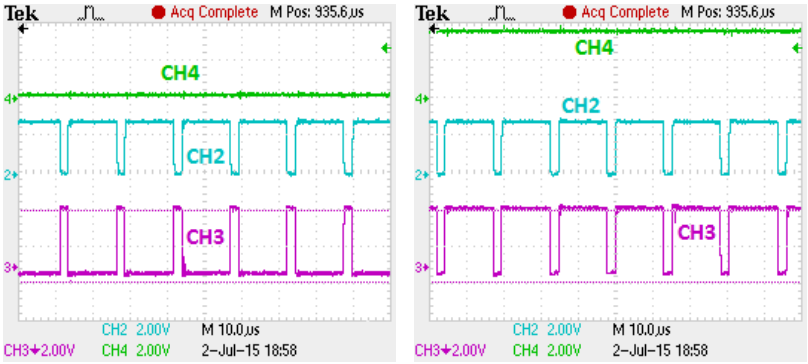
plementar ao sinal fornecido pelo controlador ($CH2$) (Figura 9.3(a)). Para o segundo caso onde a tensão de entrada V_{in} é positiva, o sinal fornecido ao *gate drive* deve ser o próprio sinal do controlador (Figura 9.3(b)). Está lógica do sinal de gate e a polaridade da tensão de entrada estão de acordo com a Tabela 8.6. Além disso, sua velocidade de resposta atende as necessidades do conversor.

9.1.2 Circuito e sinais de comutação

A tensão aplicada no gatilho dos interruptores do *CB*, bem como o sinal de saída do controlador *IR1155* são apresentados nas Figura 9.4 e Figura 9.5.

Observa-se que a tensão no gatilho do interruptor S_1 possui amplitude inferior à tensão aplicada no interruptor S_2. A tensão de carga do capacitor flutuante é reduzida devido à queda de tensão do diodo e resistores em série, neste caso $D3$, $R1$, $R10$ e $R7$ e parcialmente pela queda de tensão do interruptor S_2 (Figura 8.5). A tensão aplicada no interruptor S_1 no pior caso é de $13,8$ V, tensão esta, dentro das especificações apresentadas na folha de dados do interruptor. Além disso, a tensão de

Figura 9.3 – Sinais de saída do controlador - sinal de saída do controlador *IR1155* (CH2), sinal de entrada do *gate drive* V_{gate} (CH3) e sinal de polaridade V_{polar} (CH4): (a) resultado para condição de V_{in} negativa; (b) resultado para condição de V_{in} positiva.



(a) (b)

Fonte: Produção do autor.

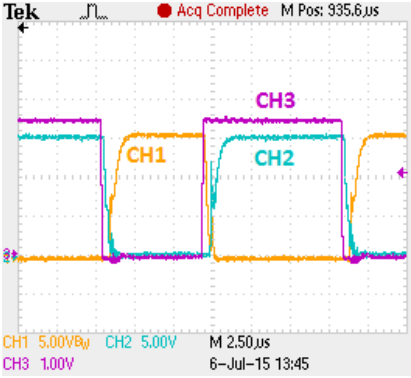
saturação do dispositivo para tensão de gatilho entre 12 V e 15 V apresenta baixa variação, ou seja, para todas as condições de operação os interruptores estarão corretamente polarizados e saturados.

Na Figura 9.6 apresenta-se as tensões de gatilho V_{ge} e tensão sobre os interruptores V_{ce} (S_1 e S_2). Nesta verifica-se que com o acionamento da chave S_2 a tensão de gatilho de S_1 sofre leve elevação, porém mante-se dentro dos limites que evitam o curto-circuito de braço. A tensão máxima observada entre *gate* e emissor(V_{ge}) é de aproximadamente 4 V e a tensão mínima para acionamento deste *IGBT* ($V_{GE(th)}$) é 5 V, conforme informação do fabricante (*STGB20V60F*).

9.2 FUNCIONAMENTO DOS CONVERSORES

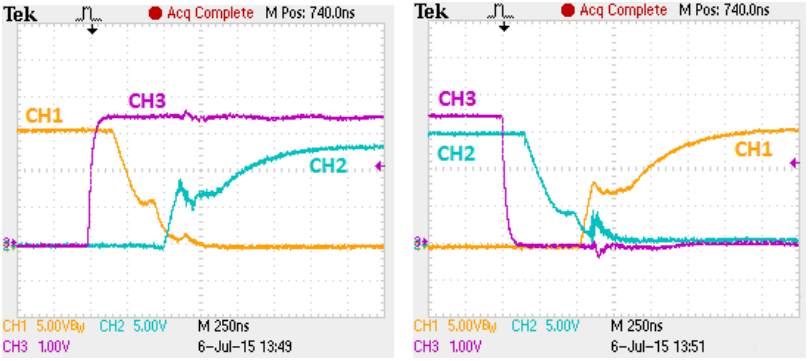
Os conversores serão avaliados iniciando pela partida suave *(soft-start)* do controlador *IR1155*, passando para a avaliação de operação em carga mínima, média e máxima, verificando-se as formas de onda de cor-

Figura 9.4 – Detalhe dos sinais de saída do controlador - sinal de gatilho de S_2 (CH1), sinal de gatilho do S_1 (CH2) e sinal de entrada do *gate drive* (CH3).



Fonte: Produção do autor.

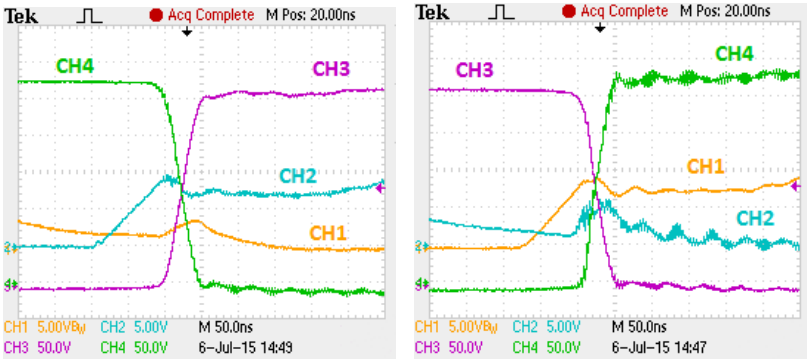
Figura 9.5 – Sinais de saída do controlador - sinal de gatilho de S_2 (CH1), sinal de gatilho do S_1 (CH2) e sinal de entrada do *gate drive* (CH3): (a) *Turn-on* S_1 *e Turn-off* S_2; (b) *Turn-on* S_2 *e Turn-off* S_1.



(a) (b)

Fonte: Produção do autor.

Figura 9.6 – Detalhes dos sinais de saída do controlador - sinal de gatilho de S_2 (CH1), sinal de gatilho de S_1 (CH2), tensão (V_{ce}) sobre o interruptor S_2 (CH3) e tensão (V_{ce}) sobre o interruptor S_1 (CH4): (a) *Turn-on* S_1 *e Turn-off* S_2; (b) *Turn-on* S_2 *e Turn-off* S_1.



(a) (b)

Fonte: Produção do autor.

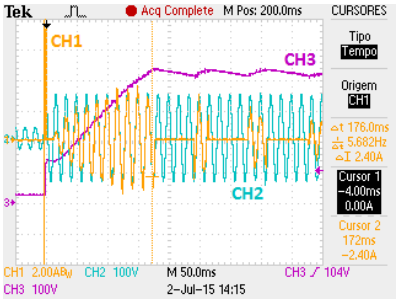
rente de entrada e tensão de saída. Além disso são avaliadas a eficiência, *DHT*, *FP* e níveis das componentes harmônicas de corrente para cada condição de operação. Na sequência é avaliada a dinâmica do conversor diante de variações de carga e tensão de entrada. Finalmente são verificadas as condições térmicas dos componentes de potência.

9.2.1 Conversor Boost Bridgeless (*CB*)

O *soft-start* do controlador conforme já descrito, é definido pelo capacitor C_z (8.41), onde o mesmo aumenta gradativamente o limite de corrente de entrada do conversor. Na Figura 9.7 é apresentada a partida do conversor e a pré-carga do capacitor de saída. No instante de energização do conversor ocorre um pico de corrente devido a carga do capacitor de saída $Cout$, todavia este pico de corrente não excede os limites dos componentes do conversor. Em situações onde esta corrente são muito elevadas podem ser utilizados circuitos de pré-carga com resistores

limitando a corrente de carga dos capacitores.

Figura 9.7 – *Soft-start* do *IR1155* - Corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de saída V_{out} (CH3).



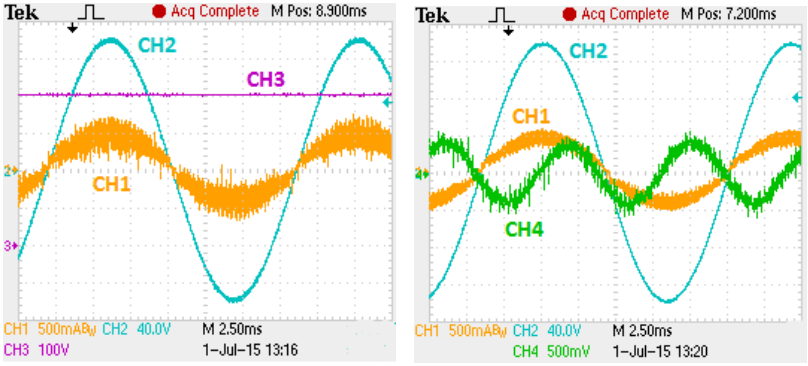
Fonte: Produção do autor.

Após a energização e partida, o conversor está apto a fornecer potência para a suas cargas. Não é exigida partida em máxima carga, visto que a aplicação demanda primeiro a inicialização dos microcontroladores que fazem o gerenciamento das cargas do refrigerador.

Na Figura 9.8 é apresentada a operação em regime permanente do conversor considerando a mínima tensão de entrada $V_{in} = 97$ V e mínima carga $P_{out} = 25$ W. Nesta figura são apresentadas a corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2), tensão de saída V_{out} (CH3), e V_{out} em modo de leitura *CA* na Figura 9.8(b) (CH4). Para esta condição de operação a corrente eficaz de entrada I_{in} é de $0,322$ A. A tensão média de saída de $V_{out} = 391,62$ V com ondulação de $\Delta V_{out} = 400m$ V. A ondulação da corrente é de $\Delta I_{in} = 600$ mA conforme observado na Figura 9.9. A distorção harmônica é de $DHT = 7\%$, fator de potência de $FP = 0,994$ e harmônicas de corrente dentro dos limites das classes *A* e *D* conforme apresentado na Figura 9.10.

Avaliando-se o conversor no limite superior de tensão $V_{in} = 242$ V e carga mínima obtêm-se os resultados da Figura 9.11. Nesta condição de operação a corrente eficaz de entrada I_{in} é de 145 mA com ondulação de $\Delta I_{in} = 420$ mA, a tensão de saída média é de $V_{out} = 391,8$ V e sua

Figura 9.8 – Operação em regime permanente com tensão de entrada $V_{in} = 97$ V e potência de saída $P_{out} = 25$ W - Corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2), tensão de saída V_{out} (CH3) e ondulação da tensão de saída ΔV_{out} (CH4): (a) tensão de saída medida com osciloscópio em modo *CC*; (b) tensão de saída medida com osciloscópio em modo *CA*.



(a) (b)

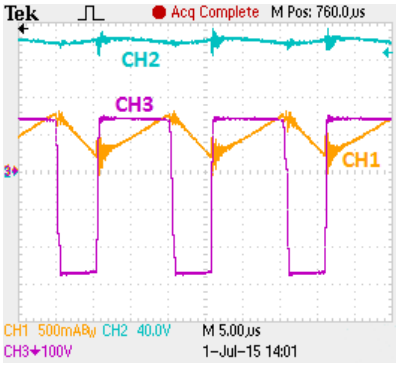
Fonte: Produção do autor.

ondulação $\Delta V_{out} = 400m$ V. A distorção harmônica $DHT = 30\%$, fator de potência de $FP = 0,895$ e harmônicas de corrente dentro dos limites das classes *A* e *D* conforme apresentado na Figura 9.12.

Considerando-se a condição de carga média $P_{out} = 120$ W chega-se aos resultados apresentados na Figura 9.13 para a tensão de entrada de $V_{in} = 120$ V (Figura 9.13(a)) e $V_{in} = 230$ V (Figura 9.13(b)). Para a condição de $V_{in} = 120$ V as harmônicas são apresentadas na Figura 9.14, já para o caso de $V_{in} = 230$ V as harmônicas são apresentadas na Figura 9.15. Em ambos os casos as harmônicas de corrente encontram-se dentro dos limites definidos para as classes *A* e *D*.

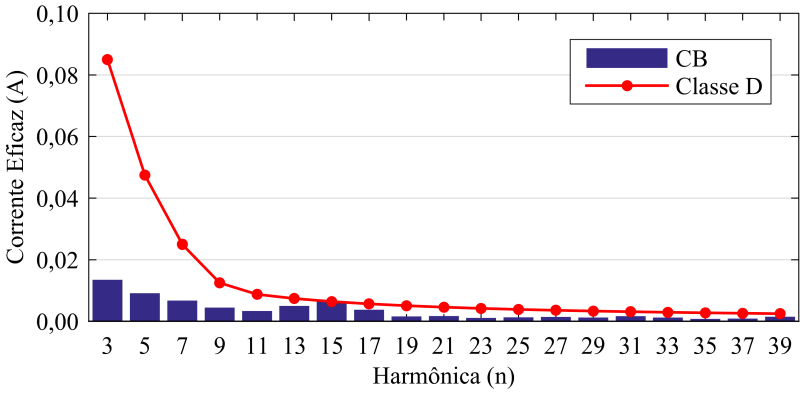
Para a condição de carga máxima $P_{out} = 300$ W e tensão de entrada de $V_{in} = 120$ V obtêm-se os resultados apresentados na 9.16, suas harmônicas de corrente de entrada são apresentadas na Figura 9.17.

Figura 9.9 – Detalhe da corrente no indutor L_b na condição de $V_{in} = 97$ V e $P_{out} = 25$ W - Corrente do indutor I_{LB} (CH1) e tensão do indutor V_{Lb} (CH2).



Fonte: Produção do autor.

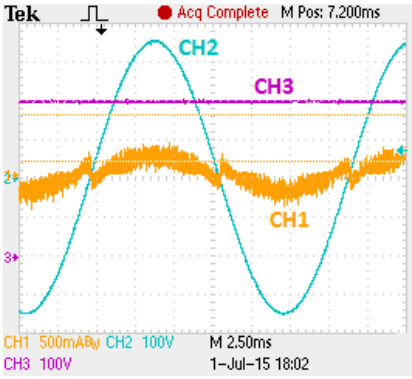
Figura 9.10 – Harmônicas de corrente de entrada I_{in} para a condição de $V_{in} = 97$ V e $P_{out} = 25$ W.



Fonte: Produção do autor.

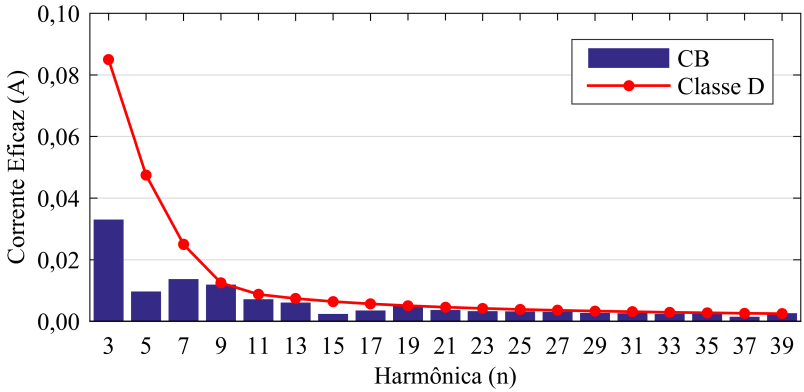
Para este mesmo nível de potência considerando-se tensão de entrada de $V_{in} = 230$ V obtêm-se os resultados apresentados na Figura 9.18 e harmônicas de corrente conforme Figura 9.19. Em ambas as

Figura 9.11 – Operação em regime permanente com tensão de entrada $V_{in} = 242$ V e potência de saída $P_{out} = 25$ W - Corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de saída V_{out} (CH3).



Fonte: Produção do autor.

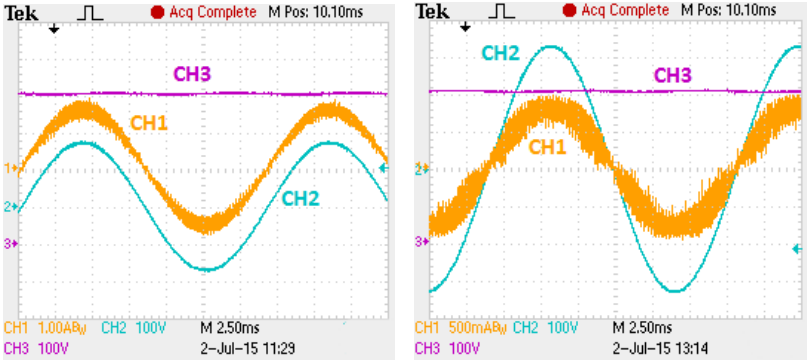
Figura 9.12 – Harmônicas de corrente de entrada I_{in} para a condição de $V_{in} = 242$ V e $P_{out} = 25$ W.



Fonte: Produção do autor.

tensões as harmônicas de corrente encontram-se dentro dos limites para ambas as classes de interesse (classes *A* e *D*). Os valores de correntes

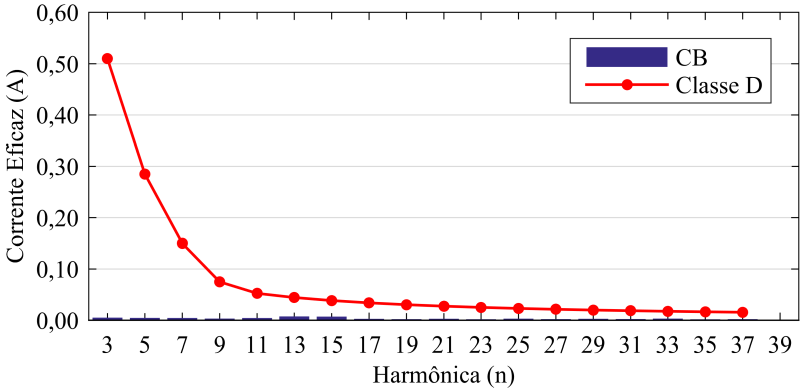
Figura 9.13 – Operação em regime permanente com potência de saída $P_{out} = 120$ W - Corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de saída V_{out} (CH3): (a) tensão de entrada $V_{in} = 120$ V; (b) tensão de entrada $V_{in} = 230$ V.



(a) (b)

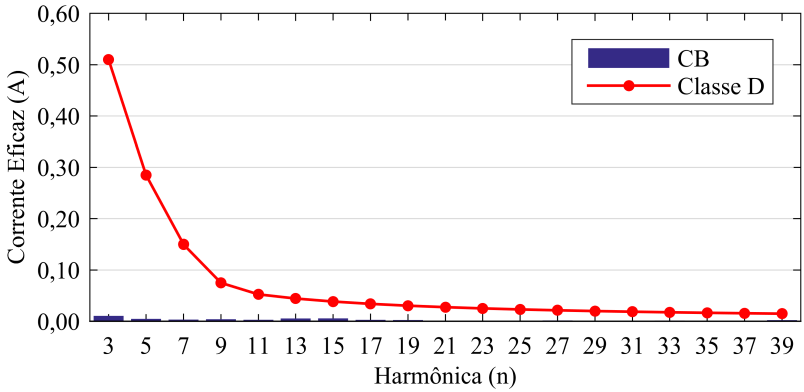
Fonte: Produção do autor.

Figura 9.14 – Harmônicas de corrente de entrada I_{in} para a condição de $V_{in} = 120$ V e $P_{out} = 120$ W.



Fonte: Produção do autor.

Figura 9.15 – Harmônicas de corrente de entrada I_{in} para a condição de $V_{in} = 230$ V e $P_{out} = 120$ W.



Fonte: Produção do autor.

e tensão são apresentados na Tabela 9.1. Vale destacar que para o caso da tensão de entrada de 120 V, ocorre o aumento da *DHT* com o aumento da potência. Isto se deve ao aumento da ondulação da tensão de saída e sua propagação pela malha de controle de corrente.

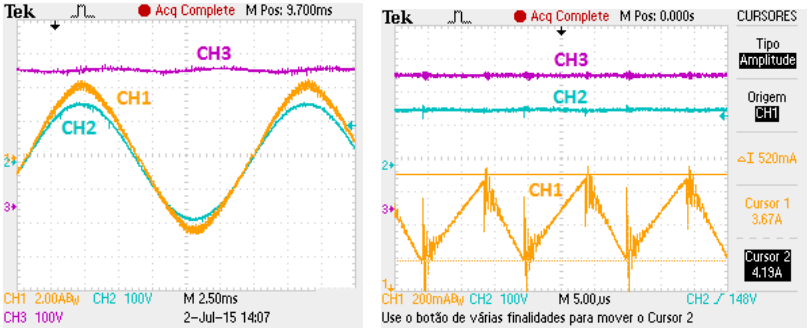
Tabela 9.1 – Principais grandezas elétricas do *CB* nas condições de $P_{out} = 120$ W e $P_{out} = 300$ W considerando $V_{in} = 120$ V e $V_{in} = 230$ V.

	$V_{in} = 120$ V		$V_{in} = 230$ V	
	$P_{out} = 120$ W	$P_{out} = 300$ W	$P_{out} = 120$ W	$P_{out} = 300$ W
I_{in}	$1,06$ A	$2,79$ A	$0,54$ A	$1,41$ A
ΔI_{in}	$0,51$ A	$0,52$ A	$0,30$ A	$0,27$ A
V_{out}	$391,50$ V	$391,30$ V	$391,60$ V	$391,30$ V
ΔV_{out}	$1,80$ V	$4,96$ V	$1,68$ V	$5,12$ V
DHT	$1,70\%$	$3,92\%$	$3,30\%$	$1,63\%$
FP	$0,99$	$0,99$	$0,99$	$0,99$

Fonte: Produção do autor.

Além de funcionar adequadamente em condição de carga cons-

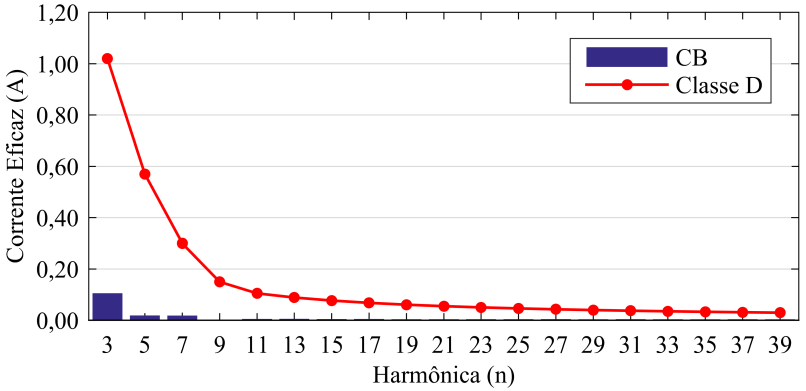
Figura 9.16 – Operação em regime permanente com tensão de entrada $V_{in} = 120$ V e potência de saída $P_{out} = 300$ W - Corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de saída V_{out} (CH3): (a) ciclo completo da corrente de entrada; (b) detalhe da ondulação de corrente no indutor.



(a) (b)

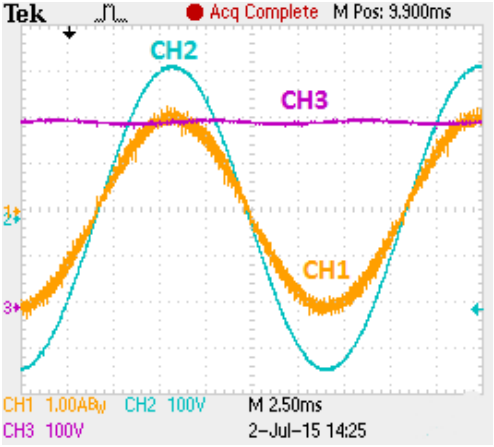
Fonte: Produção do autor.

Figura 9.17 – Harmônicas de corrente de entrada I_{in} para a condição de $V_{in} = 120$ V e $P_{out} = 300$ W.



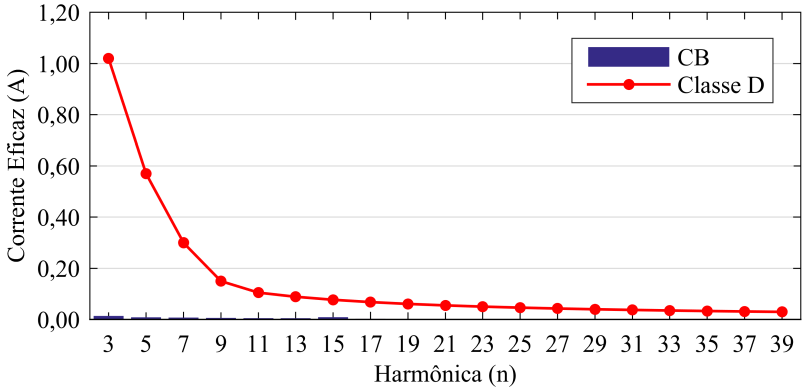
Fonte: Produção do autor.

Figura 9.18 – Operação em regime permanente com tensão de entrada $V_{in} = 230$ V e potência de saída $P_{out} = 300$ W - Corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de saída V_{out} (CH3).



Fonte: Produção do autor.

Figura 9.19 – Harmônicas de corrente de entrada I_{in} para a condição de $V_{in} = 230$ V e $P_{out} = 300$ W.



Fonte: Produção do autor.

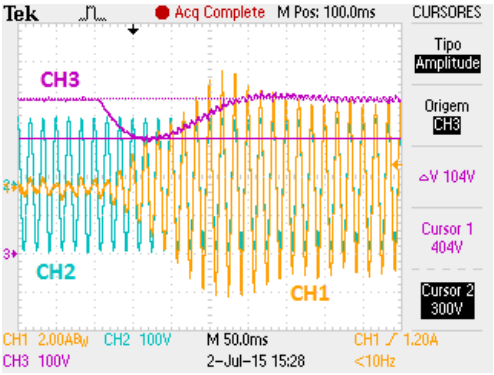
tante, o conversor deve ser robusto e estável para diferentes degraus de carga. Estes degraus podem ocorrer devido as dinâmicas de cargas do sistema, as quais, de acordo com as especificações, podem variar entre 25% e 100%. Para avaliar o funcionamento do conversor em condições transitórias foram aplicadas variações de carga de 25% para 100% e de 100% para 25% na tensão de entrada de 120 V. Além disso, foi avaliada a variação da tensão de entrada de 120 V para 230 V na condição de carga mínima ($P_{out} = 25$ W) e de 230 V para 120 V na carga máxima ($P_{out} = 300$ W).

Na Figura 9.20(a) é apresentada a corrente I_{in} e tensão de entrada V_{in}, bem como a tensão de saída V_{out} para a variação de carga de 25% para 100% em $V_{in} = 120$ V. O caso inverso é observado na Figura 9.20(b) onde tem-se a varição de carga de 100% para 25% na mesma tensão de entrada ($V_{in} = 120$ V). Para o primeiro caso a variação de tensão de saída foi de 104 V e duração de $192ms$. Para o segundo caso a variação na tensão de saída foi de 28 V.

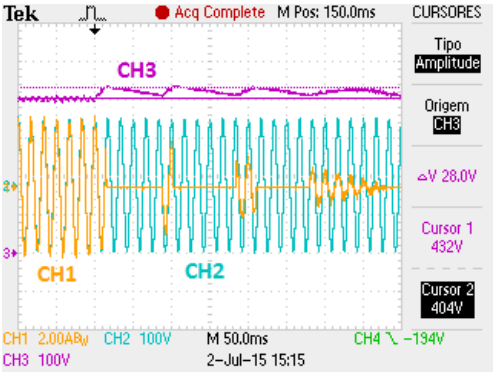
A variação positiva da tensão é limitada pelo circuito de sobretensão do controlador, sendo esta $106,5\%$ (V_{OVP}) da tensão nominal de saída. O afundamento da tensão apresentou valor elevado devido a escolha da malha de controle de tensão de saída, onde presou-se por evitar variações abruptas na corrente de entrada. Mesmo com o formato senoidal, grandes variações de corrente podem ocasionar problemas nos eletrodomésticos, tais como variação da iluminação ambiente.

As consequências dessa variação de tensão são mínimas do ponto de vista das cargas, a *SMPS* sendo uma carga de potência constante, compensa automaticamente esta variação sem qualquer penalidade para a carga. No caso do inversor de controle do compressor linear, este pode apresentar uma redução instantânea de potência fornecida ao compressor, todavia a duração dessa redução é irrelevante diante das lentas dinâmicas do sistema de refrigeração. Além disso, os transitórios aqui impostos têm como intuito avaliar a robustez do conversor pois em condições de carga reais esta dinâmica será muito mais lenta.

Figura 9.20 – Teste de variação de carga com tensão de entrada $V_{in} = 120$ V - Corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de saída V_{out} (CH3): (a) degrau de carga de 25 W para 300 W; (b) degrau de carga de 300 W para 25 W.



(a)



(b)

Fonte: Produção do autor.

A condição mais crítica ocorre devido a simultaneidade de elevação da tensão de entrada e operação em carga mínima, onde o conversor deve garantir que a elevação de tensão não seja demasiadamente alta. No caso da redução de tensão de entrada, o pior caso ocorre na condi-

ção de carga máxima, visto que a tensão de barramento sofrerá o maior afundamento nesta condição.

Na Figura 9.21(a) é apresentada a corrente I_{in} e tensão de entrada V_{in}, bem como a tensão de saída V_{out} para um degrau na tensão de entrada de $V_{in} = 120$ V para $V_{in} = 230$ V na condição de carga $P_{out} = 25$ W. A elevação de tensão foi de 20 V e sua duração foi de pouco mais de $200ms$. A variação negativa na tensão de entrada é apresentada na Figura 9.21(b) onde a tensão de entrada sofre um degrau de $V_{in} = 230$ V para $V_{in} = 120$ V em $P_{out} = 300$ W. Neste caso o afundamento da tensão de saída foi de 80 V com duração de $200ms$. Para ambos os casos, tanto a elevação quanto o afundamento de tensão são inferiores aos apresentados anteriormente, os quais já foram avaliados e comentados.

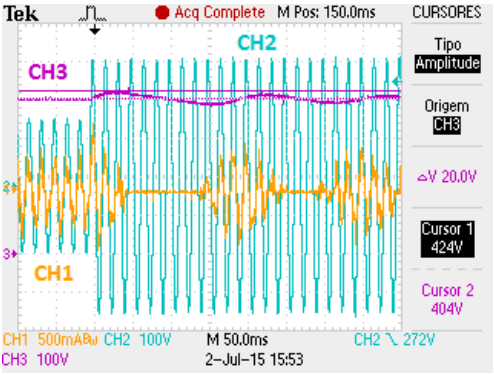
9.2.2 Eficiência do conversor *CB*

A eficiência do conversor foi avaliada variando-se a carga entre 25 W e 360 W, além da tensão de alimentação entre 97 V e 242 V (limitada pelo equipamento do laboratório). As medições foram feitas com o uso de um wattímetro *Yokogawa WT500*. Na Figura 9.22 são apresentados os resultados para ambas as tensões nominais de entrada, variando-se a carga entre mínima ($P_{out} = 25$ W) e máxima ($P_{out} = 300$ W).

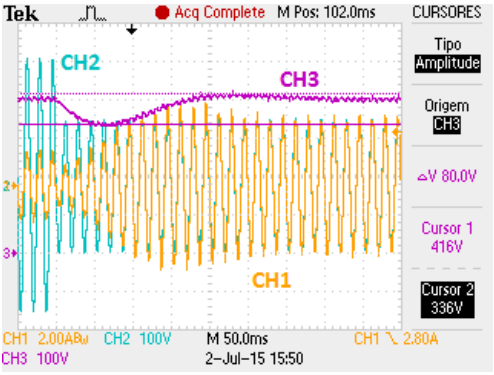
Conforme esperado (Figura 5.8), a condição de máxima eficiência é obtida com maior tensão de entrada e condição de carga máxima. Cada uma das medições foram feitas após a estabilização da temperatura dos componentes de potência do conversor. As diferenças entre os valores aqui apresentados e os calculados no Capítulo 5 são decorrentes das não idealidades desconsideradas nos comparativos lá feitos (Capítulo 5).

Na Figura 9.23 são apresentados os resultados para a variação da tensão de entrada entre 97 V e 244 V. Observa-se que com a elevação da tensão de entrada, a eficiência chega a aumentar 5%. Desta forma, verifica-se que para a tensão de entrada de 230 V o *CB* tem a eficiência máxima de aproximadamente $96,5\%$.

Figura 9.21 – Teste de variação da tensão de entrada - Corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de saída V_{out} (CH3): (a) variação da tensão de entrada de 120 V para 230 V com potência de 25 W; (b) variação da tensão de entrada de 230 V para 120 V com potência de 300 W.



(a)



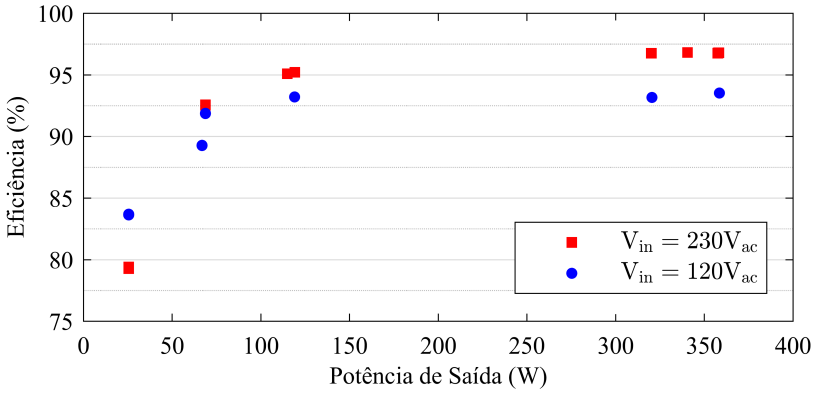
(b)

Fonte: Produção do autor.

9.2.3 Resultados térmicos do *CB*

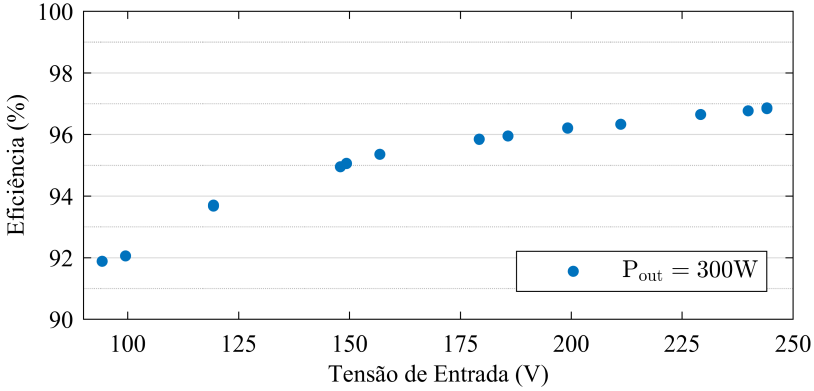
Conforme apresentado no Capítulo 8, a dissipação térmica é feita através da própria *PCB* e suas áreas de cobre. Considerando a condição

Figura 9.22 – Avaliação da eficiência do *CB* com variação da carga entre 25 W e 360 W nas duas condições de tensão de entrada nominais (120 V e 230 V).



Fonte: Produção do autor.

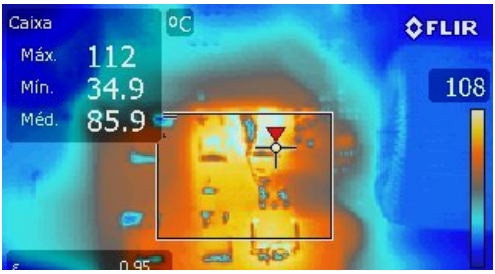
Figura 9.23 – Avaliação da eficiência do *CB* com variação da tensão de entrada entre 120 V e 230 V com potência de saída de 300 W.



Fonte: Produção do autor.

de carga máxima ($P_{out} = 300$ W) e tensão $V_{in,EU}$ no limite inferior (180 V), a temperatura máxima observada nos semicondutores é de 112^oC para temperatura ambiente de 25^oC conforme Figura 9.24. Desta forma, para a condição de 75^oC de temperatura ambiente a junção permanece à baixo dos 175^oC (limite dos semicondutores).

Figura 9.24 – Imagem térmica do *CB* operando em 300 W com tensão de entrada de 180 V e temperatura ambiente de 25^oC.

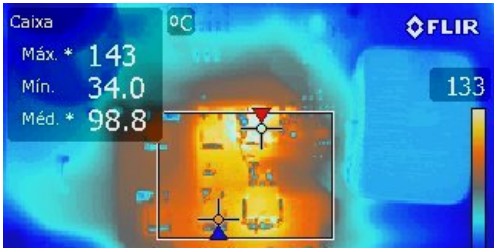


Fonte: Produção do autor.

Quanto a placa de circuito impresso, esta atingiria o seu limite de operação de 120^oC (com temperatura ambiente de 75^oC). Comparando-se os resultados aqui apresentados com os cálculos propostos no Capítulo 8, verifica-se uma divergência de aproximadamente 12^oC. Esta diferença é aceitável diante das tolerâncias e não idealidades desconsideradas nos cálculos. Uma possível solução para atender o limite estipulado de 150^oC (temperatura máxima de junção dos semicondutores) é aumentar parcialmente a área de cobre de dissipação dos semicondutores (Tabela 8.5).

Para o caso de tensão mínima de entrada de 97 V, atinge-se a temperatura de 142^oC nos interruptores para a mesma temperatura ambiente de 25^oC, conforme Figura 9.25. Neste caso ocorreria superaquecimento em temperatura ambiente de 75^oC. Todavia esta condição já era esperada, pois este conversor foi projetado para atuar em tensões mais elevadas, visto que o *CBD* deve atuar na faixa mais baixa de tensão.

Figura 9.25 – Imagem térmica do *CB* operando em 300 W com tensão de entrada de 97 V e temperatura ambiente de 25^oC.



Fonte: Produção do autor.

9.2.4 Conversor Boost Bridgeless Dobrador (*CBD*)

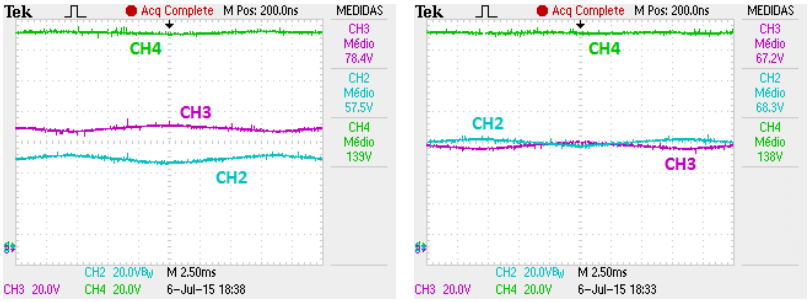
Conforme proposto no Capítulo 8, o controlador *IR1155* é avaliado também no *CBD*, visto que o fabricante do mesmo não apresenta ou indica qualquer limitação nesta implementação. Tal opção se mostra muito interessante diante da simplicidade do controlador e a possibilidade de reuso do mesmo circuito de controle já validado para o *CB*.

A malha de controle de desbalanço da tensão dos capacitores de saída apresentou os resultados esperados do projeto. Considerando-se o conversor sem o circuito de controle de desbalanço, a tensão nos capacitores de saída C_{out_1} e C_{out_2} ficaram em níveis muito diferentes, resultado este já esperado devido a todas as variações e tolerâncias dos componentes envolvidos no conversor. A tensão de C_{out_1} estabilizou em $57,5$ V enquanto a tensão de C_{out_2} ficou em $68,3$ V conforme Figura 9.26(a).

A adição do circuito de controle de desbalanço equalizou as tensões nos capacitores sem alterar a tensão de saída V_{out} do conversor. Na Figura 9.26(b) é possível observar que as tensões dos capacitores são idênticas devido a ação do circuito de controle de desbalanço.

Buscando não danificar o protótipo na configuração *CBD* e possibilitar algumas medições, a tensão de saída foi regulada em $V_{out} = 140$ V,

Figura 9.26 – Avaliação do circuito de controle de desbalanço de tensão dos capacitores - Tensão do capacitor C_{out_1} (CH2), tensão do capacitor C_{out_2} (CH3) e tensão de saída V_{out} (CH4): (a) *CBD* sem controle de desbalanço de tensão; (b) *CBD* com controle de desbalanço de tensão.



(a) (b)

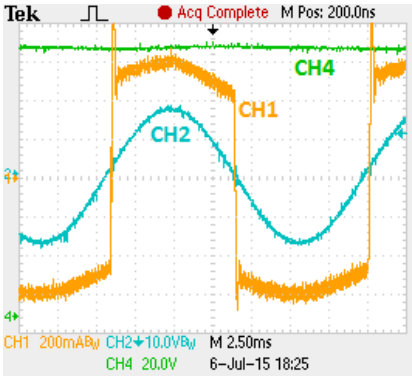
Fonte: Produção do autor.

além disso, foi testado apenas em uma condição de carga de $P_{out} = 3,2$ W. A tensão de entrada também foi mantida baixa em torno de $V_{in} = 12$ V, tendo-se assim uma corrente de entrada de aproximadamente $I_{in} = 500$ mA. Esta condição de teste foi utilizada visto que o protótipo apresentou limitações de funcionamento na configuração *CBD*.

Na Figura 9.27 é apresentada a corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de saída V_{out} (CH4). A tensão de saída é controlada conforme esperado, com baixa ondulação e não se alterando com variações na tensão de entrada. Por outro lado, a corrente de entrada apesar de estar em fase com a tensão, não apresenta comportamento ou mesmo formato senoidal, além disso, apresenta picos elevados nas passagens por zero.

No Capítulo 10 será feita uma análise completa deste problema através da modelagem do controlador *IR1155*. As análises e simulações feitas antes da construção do protótipo não apresentaram estas limitações visto que existem parâmetro não fornecidos pelo fabricante do con-

Figura 9.27 – Avaliação do *CBD* em regime permanente com $V_{in} = 12$ V e $P_{out} = 3,2$ W - Corrente de entrada I_{in} (CH1), tensão de entrada V_{in} (CH2) e tensão de saída V_{out} (CH4).



Fonte: Produção do autor.

trolador (*IR115*), os quais foram aproximados por simulações. O fabricante fornece *ANs* que teoricamente são suficientes para o projeto do conversor. Todavia isto não é válido para o *CBD* conforme resultados experimentais demonstraram. Neste capítulo (Capítulo 10), será apresentado um modelo de simulação no *software PSIM*, a definição da causa raiz e uma proposta de solução que possibilite a utilização do *OCC* com o *CBD*.

9.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais dos dois conversores. Os sensores de tensão e corrente, bem como o condicionamento destes sinais apresentaram resultados com boa relação sinal-ruído, além de baixos níveis de atraso ou distorção.

Os circuitos de *gate drive* e controle de polaridade também apresentaram os resultados esperados sem nenhum problema ou limitação de funcionamento.

Operando no modo *CB* o conversor apresentou resultados satisfatórios tanto em regime permanente como nos transitórios de carga e tensão de entrada. Tanto na partida como nos transitórios, as variações de tensão e corrente ficaram dentro dos valores esperados diante das limitações impostas para os valores e dinâmicas de corrente e tensão do conversor.

Apesar da corrente I_{in} estar em fase com a tensão de entrada e estar controlando adequadamente a tensão de saída e dos capacitores C_{out1} e C_{out2}, o *CBD* apresentou resultados inesperados quando controlado pelo *IR1155*. Foram feitos testes com diferentes compensadores de tensão e filtros de corrente buscando solucionar os problemas encontrados, todavia nenhum destes obteve êxito. No Capítulo 10 será apresentada a investigação da causa raiz e as possíveis soluções que permitam a utilização do *OCC* com o *CBD*.

O comportamento térmico comprovou a possibilidade da utilização da própria *PCB* como dissipador sem a necessidade de componentes externos. Todavia no protótipo as temperaturas ficaram muito próximas dos limites dos semicondutores na condições de temperatura ambiente máxima (75^oC), fato este que pode ser melhorado com aumento da área de cobre e o número de vias entre os *layers* da *PCB*.

10 AVALIAÇÃO DAS LIMITAÇÕES DO CONTROLADOR *IR1155*

Conforme apresentado no Capítulo 9, o controlador demonstrou problemas operando com o *CBD*. Neste capítulo será apresentada uma avaliação do controlador através de simulações buscando entender a causa deste comportamento e também uma possível solução.

Apesar de terem sido feitas simulações durante o desenvolvimento do projeto, as mesmas não indicaram tais limitações. Estas não foram apresentadas até este momento, visto que o fornecedor não apresenta qualquer parâmetro ou modelo para simulação do *IR1155* e as informações fornecidas são teoricamente suficientes para o projeto do conversor (NATARAJAN, 2014). Todavia diante dos problemas encontrados optou-se por criar um modelo próprio do controlador que possibilite simulações e interpretação deste comportamento.

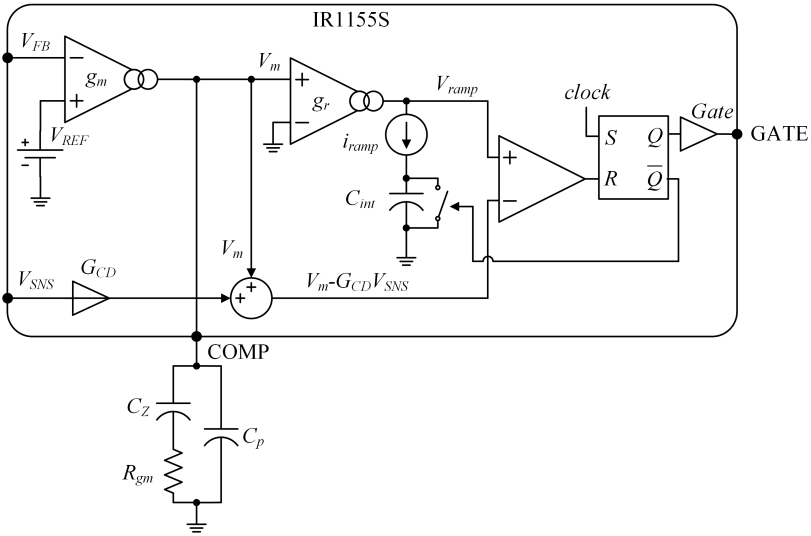
10.1 MODELAGEM DO *OCC*

Existem diversos artigos e notas de aplicação *(AN)* que abordam e apresentam o funcionamento do *OCC*, todavia nenhuma apresenta um modelo completo que possa ser simulado em algum ambiente computacional. A principal limitação fica associada aos ganhos envolvidos nas leituras e funções matemáticas necessárias no conversor, em especial o integrador com *reset*.

Foi utilizado como base para definição dos transdutores de tensão para corrente o artigo Qiao (1998) e os diagramas apresentados na folha de dados do *IR1150* e *IR1155*. Juntamente com o primeiro transdutor são utilizados os capacitores C_p e C_z, com os quais obtêm-se o controlador de tensão. Na Figura 10.1 são apresentados os transdutores necessários no controlador, o primeiro transforma a diferença de tensão entre a referência (V_{ref}) e a amostragem da tensão de saída (V_{fb}), apli-

cando o ganho definido na folha de dados do componentes (g_m).

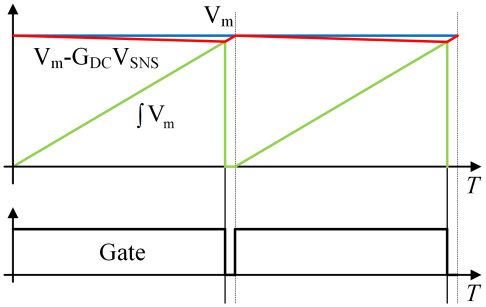
Figura 10.1 – Modelo dos transdutores e lógica do *OCC*.



Fonte: Produção do autor.

O segundo transdutor fornece uma fonte de corrente proporcional a tensão V_m resultante do primeiro transdutor. Avaliando os artigos publicados pelos mesmos autores dos *ANs* do *IR1155*, é possível concluir que a saída do integrador deve apresentar o valor da entrada (V_m) no fim do ciclo de comutação conforme apresentado em (10.1) e na Figura 10.2 (BROWN; SOLDANO, 2005), (NATARAJAN, 2014) e (SOLDANO, 2005). Assim como foi exposto no Capítulo 6, quando a corrente (I_{Lb}) for mínima tem-se a demanda pela máxima razão cíclica, onde a saída do controlador deve atingir nível máximo. Considerando que a corrente é muito próximo a zero neste período, a entrada negativa do comparador se mantém praticamente constante. Conforme a Figura 10.2, a entrada negativa do comprador representada por $V_m - G_{DC}V_{SNS}$ mantém-se praticamente constante, fazendo com que a V_{ramp} (integral de V_m) seja igual a esta praticamente no final do ciclo de comutação.

Figura 10.2 – Comportamento da razão cíclica (D_{CD}) e V_m para condição da passagem por zero da corrente de entrada (I_{in}).



Fonte: Produção do autor.

$$V_{ramp} = \int V_m dt = \frac{1}{C_{int}} \int i_{ramp} dt \tag{10.1}$$

Considerando o mesmo capacitor que define a frequência de operação (C_{sf}) no integrador (C_{int}) (QIAO, 1998), pode-se ter a integração flexível para cada frequência de operação. É possível definir o ganho do transdutor através da curva de frequência de operação pela capacitância C_{sf} fornecida na folha de dados do controlador (10.2). O capacitor interno C_{int} pode ser definido considerando-se (10.3) e (10.4) onde V_m é constante durante um período de comutação.

$$g_r = \frac{I_{osc(CHG)}}{V_{osc_{pk}} - V_{osc_{val}}} = \frac{200\mu A}{4V - 2V} = 100\mu S \tag{10.2}$$

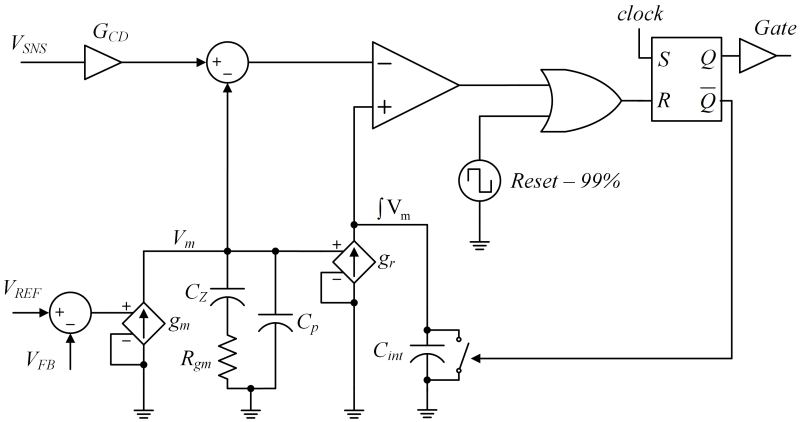
$$V_m = \frac{1}{C_{int}} \int_0^{T_{sw}} (V_m \cdot g_r)\, dt \tag{10.3}$$

$$C_{int} = g_r \cdot T_{sw} = 1,538nF \tag{10.4}$$

O circuito completo do controlador simulado no software *PSIM* é apresentado na Figura 10.3. Nesta figura observa-se dois circuitos de

clock e *reset*, similar ao apresentado na folha de dados do componente. Na Tabela 10.1 são apresentados os parâmetros utilizados na simulação do *IR1155* para as condições de projeto apresentados no Capítulo 8.

Figura 10.3 – Modelo do controlador *IR1155* no *PSIM*.



Fonte: Produção do autor.

Tabela 10.1 – Parâmetro utilizados no modelo do *IR1155*.

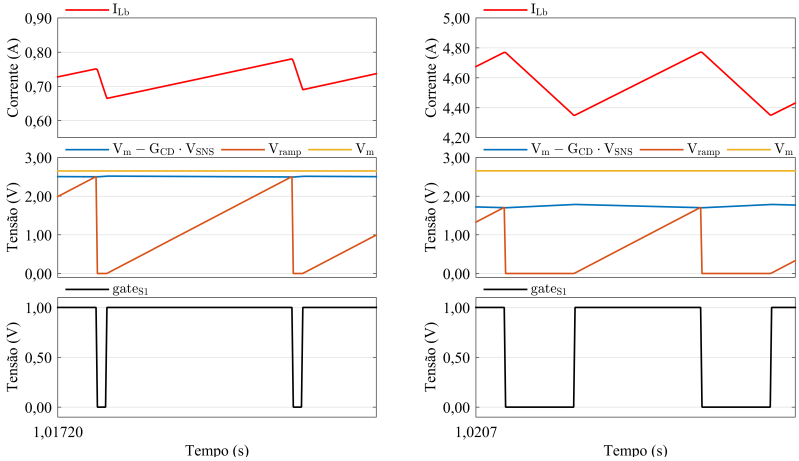
Parâmetro	**Valor**
G_{CD}	$3,1$
V_{REF}	$5,0$ V
g_m	$50\mu S$
g_r	$100\mu S$
C_{int}	$1,538nF$
C_z	$1\mu F$
C_p	$3,8nF$
R_{gm}	$3,9k\Omega$

Fonte: Produção do autor.

10.1.1 Validação do modelo do *IR1155* (*PSIM*)

Para os conversores *BC* e *CB* o modelo apresentou resultados simulares na simulação e no protótipo conforme esperado. Na Figura 10.4 são apresentados os sinais envolvidos na lógica de controle para uma condição de razão cíclica máxima e mínima para o conversor *CB*. Na Figura 10.5 são apresentados dois ciclos de rede completos incluindo os sinais de controle do interruptor S_1, o qual entra em condução somente no semiciclo positivo de tensão e corrente de entrada. Nesta mesma figura é possível observar que o valor de V_{ramp} e V_m seguem o mesmo comportamento do da razão cíclica do *CB* (Figura 6.9).

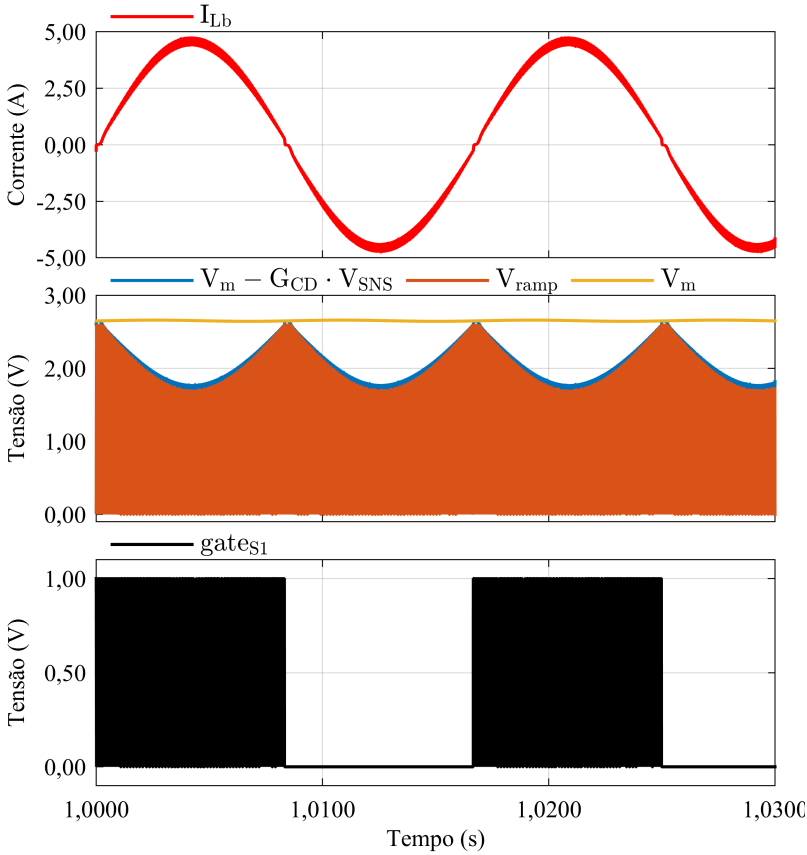
Figura 10.4 – Resultados de simulação dos sinais de controle e corrente do *IR1155*: (a) condição de razão cíclica D_{CD} máxima; (b) condição de razão cíclica D_{CD} mínima.



Fonte: Produção do autor.

Foram consideradas todas as condições de operação e dinâmicas impostas ao protótipo do *CB* apresentadas no Capítulo 9, das quais foram selecionadas duas condições transitórias. Na Figura 10.6 é imposta uma variação de carga de 25% para 100% onde verificou-se um afunda-

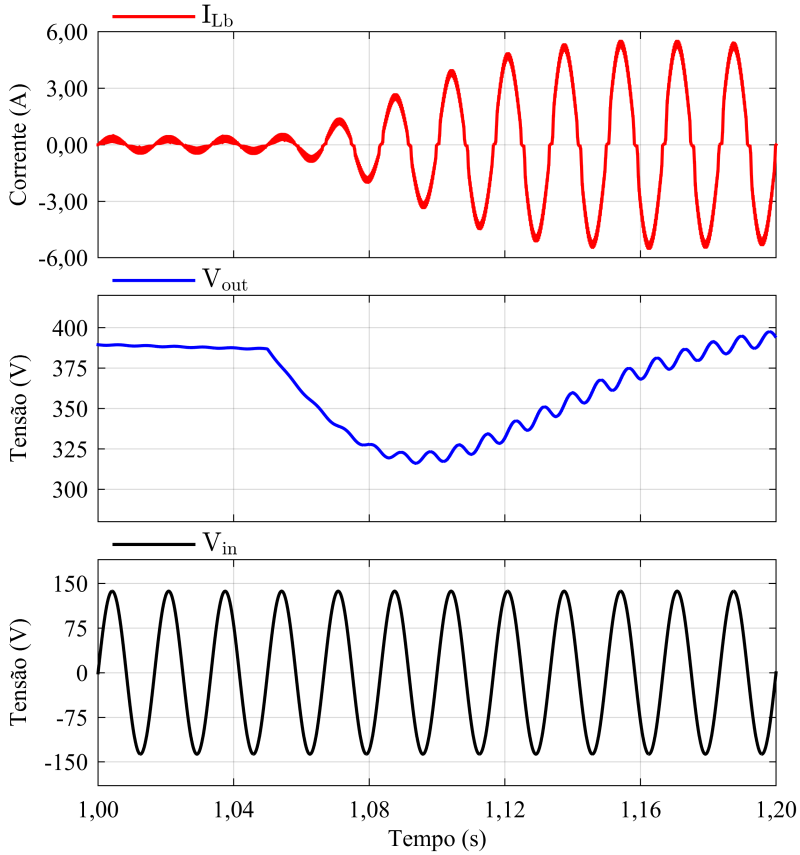
Figura 10.5 – Resultados de simulação do *CB* controlado pelo *IR1155* com potência de 300 W e tensão de entrada de 97 V.



Fonte: Produção do autor.

mento de aproximadamente 70 V, comparável ao resultado apresentado na Figura 9.20(a). As diferenças entre o resultado simulado e prático se devem as não idealidades e tolerâncias dos componentes e dos meios de medição utilizados. No caso da Figura 10.7 tem-se a variação oposta da potência, onde a sobretensão de V_{out} apresentada é similar aos resultados experimentais conforme a Figura 9.20(b).

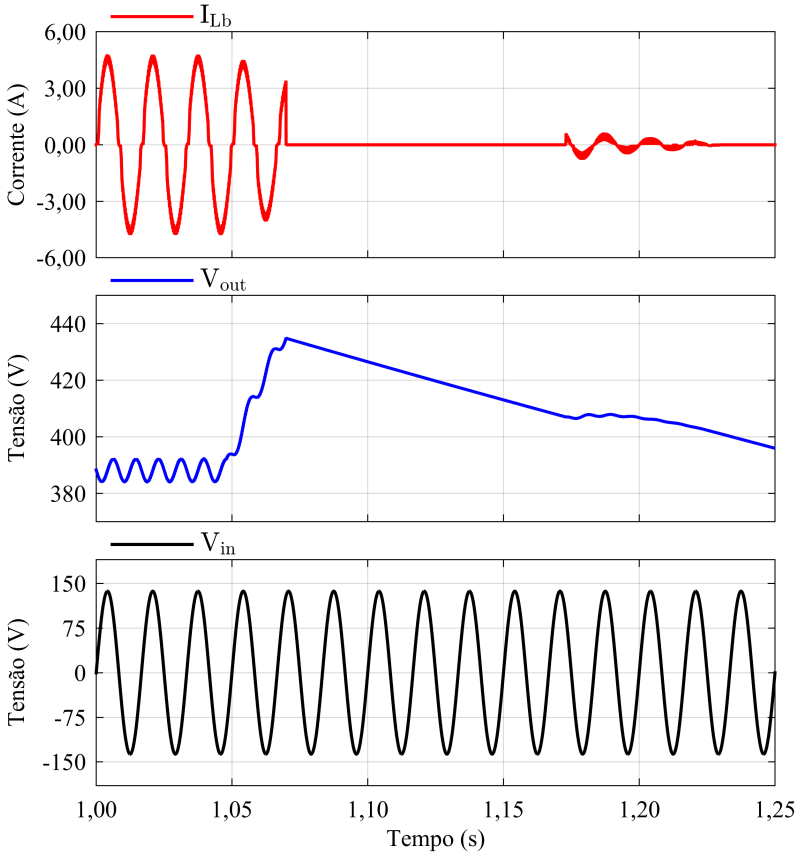
Figura 10.6 – Simulação de variação de carga de 25 W para 300 W no *CB* controlado pelo *IR1155* com tensão de entrada de 97 V.



Fonte: Produção do autor.

Na Figura 10.8 é apresentado o comportamento da razão cíclica (D_{CB}), corrente (I_{in}) e tensão de entrada (V_{in}) durante um período da rede (T_{rede}). Nesta observa-se que a razão cíclica apresenta o comportamento esperado para o *CB* conforme demonstrado também na Figura 6.9. O valor máximo da razão cíclica (D_{CB}) apresentado na Figura 10.8 não chega a 1 devido à limitação imposta pelo circuito de *reset* do controlador.

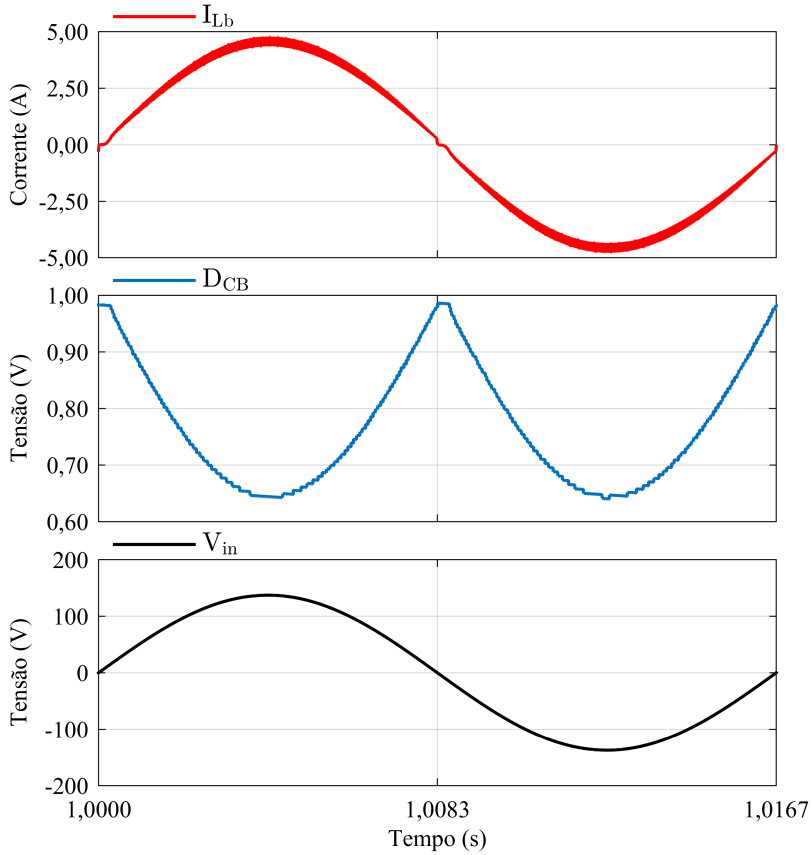
Figura 10.7 – Simulação de variação de carga de 300 W para 25 W no *CB* controlado pelo *IR1155* com tensão de entrada de 97 V.



Fonte: Produção do autor.

Buscando avaliar a influência das características da carga no comportamento do conversor, foram feitas simulações considerando a carga real do retificador (Tabela 1.1). Conforme apresentado no Capítulo 2, tem-se uma carga de característica mista, com comportamento resistivo e de potência constante simultaneamente. São avaliadas duas condições transitórias com variações de carga que simulam condições

Figura 10.8 – Avaliação da razão cíclica do *CB* operando com potência de 300 W e tensão de entrada de 97 V.



Fonte: Produção do autor.

reais do refrigerador.

No primeiro caso é apresentada uma condição onde o compressor opera com carga de 160 W e ocorre um transitório da carga *CC* (*SMPS*) de 25 W para 128 W (carga máxima), simulando a condição de entrada em operação de ventiladores, *LEDs* ou mesmo motores *CC*. Na Figura 10.9 são apresentados os resultados desta condição onde verifica-

se um afundamento de tensão de aproximadamente 40 V. Devido as constantes de tempo e dinâmicas do compressor, este afundamento de tensão e por consequência de corrente do compressor ($I_{MOTOR_{simplificado}}$), não representam influência no funcionamento do sistema de refrigeração.

No segundo caso é considerada a condição de energização inicial do refrigerador, onde a carga passa de condição mínima para máxima. Desta forma, tem-se o transitório da potência do compressor de 0 W para 160 W e da *SMPS* de 25 W para 128 W. A dinâmica da *SMPS* é considerada um degrau ideal enquanto o compressor segue a dinâmica imposta pelo sistema massa-mola e malha de controle do próprio inversor (*CC-CA*). Os resultados desta condição são apresentados na Figura 10.10 onde a dinâmica mais lenta do compressor e seu controle, fazem com que o afundamento de tensão seja de 50 V ao invés dos 70 V observado na Figura 10.6.

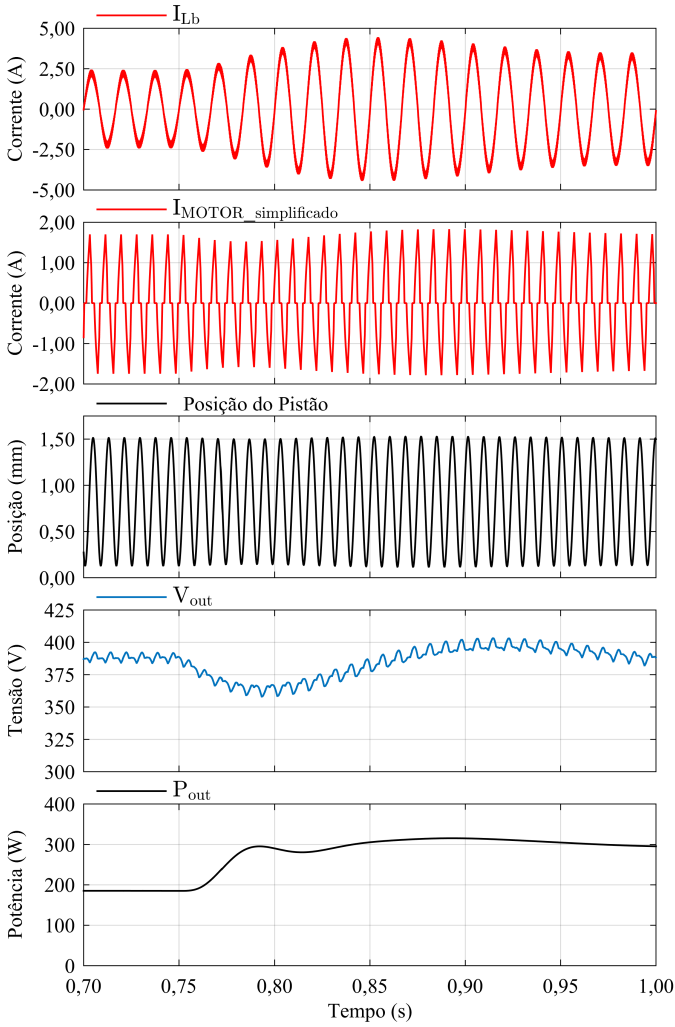
Em ambos os casos avaliados não foram observadas quaisquer interações entre o controle do compressor e o *OCC*, ou mesmo restrições relacionadas as dinâmicas e características das cargas do conversor.

Na Figura 10.11 são apresentados os resultados do *CBD* operando em condição de carga máxima e mínima respectivamente para a tensão de entrada $V_{in} = 120$ V. Estes resultados são similares aos encontrados no protótipo conforme já apresentados na Figura 9.27. Diante da repetição do problema prático no modelo, confirma-se que as limitações estão associadas as especificidades do controlador aliado ao *CBD*, desta forma será feita uma investigação para a definição da causa raiz deste comportamento.

10.1.2 Investigação das limitações do *IR1155* aplicado no *CBD*

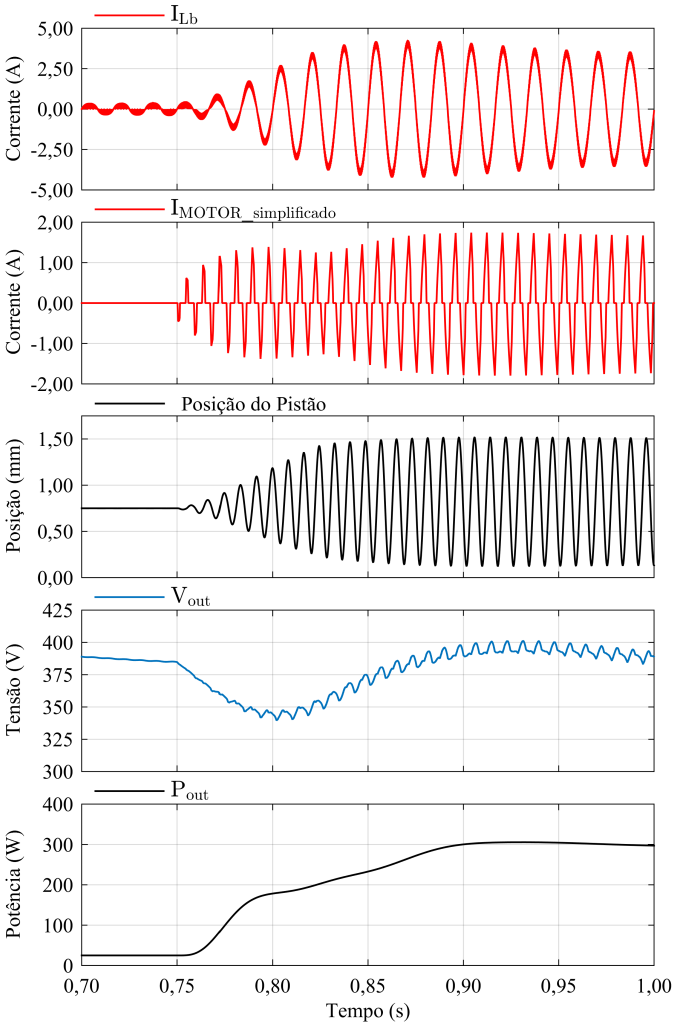
Do ponto de vista de controle, a única diferença entre os conversores se dá no valor da razão cíclica conforme apresentado nas Figura 6.9 e Figura 6.16. Avaliando-se o valor da razão cíclica fornecida ao *CBD*, observa-se que a mesma apresenta picos na passagem por zero

Figura 10.9 – Avaliação da influência das dinâmicas das cargas reais no funcionamento do *CB* operando com tensão de entrada de 120 V, potência do compressor de 160 W e potência da *SMPS* variando entre 25 W e 128 W.



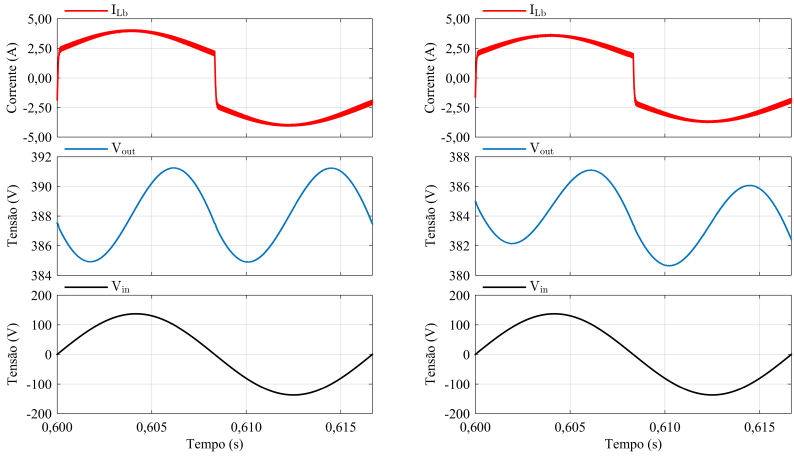
Fonte: Produção do autor.

Figura 10.10 – Avaliação da influência das dinâmicas das cargas reais no funcionamento do *CB* operando com tensão de entrada de 120 V, potência do compressor variando entre 0 W e 160 W e potência da *SMPS* variando entre 25 W e 128 W.



Fonte: Produção do autor.

Figura 10.11 – Resultados de simulação do *CBD* controlado pelo *IR1155* com tensão de entrada de 97 V: (a) operando com potência de saída de 300 W; (b) operando com potência de saída de 25 W.

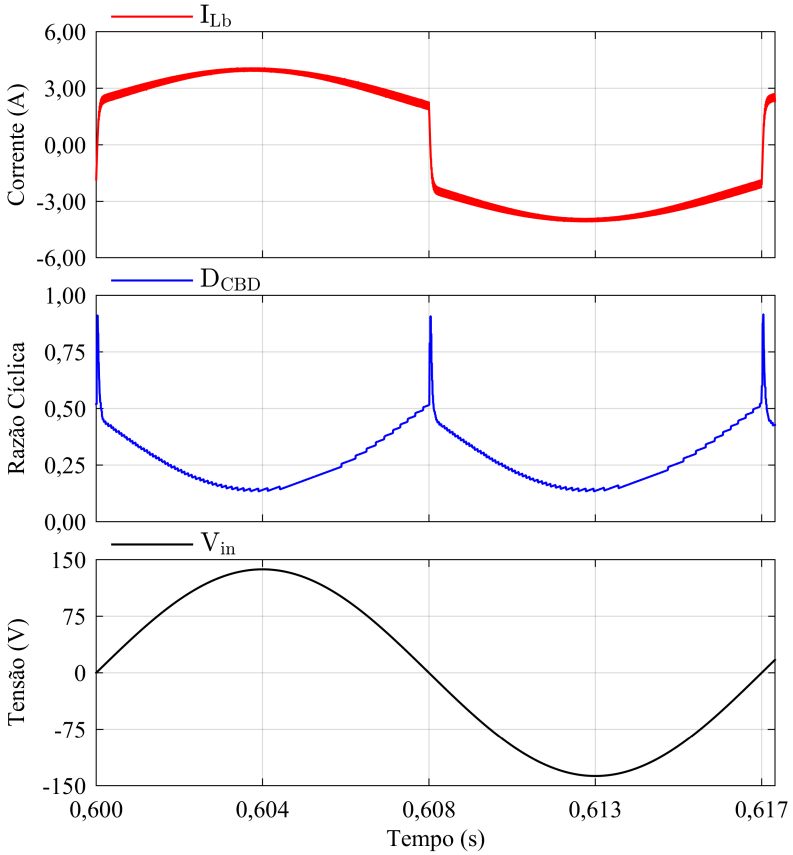


Fonte: Produção do autor.

da corrente de entrada conforme apresentado na Figura 10.12. Esta condição leva o conversor a operar fora das suas especificações, visto que a razão cíclica (D_{CBD}) não deve ser maior que $0,5$ (6.24).

Este fato está associado as lógicas de integração e comparação utilizadas pelo controlador, visto que nas condições de corrente próximas a zero, a razão cíclica tende a ser maior que $0,5$. Na Figura 10.13 são apresentados os sinais envolvidos na lógica de controle para estas condições de operação. Observa-se que na passagem por zero da tensão de entrada, representada pelo sinal da saída do sensor de polaridade V_{polar}, o valor da corrente I_{Lb} e a razão cíclica D_{CBD} estão distantes de zero. Por esse motivo deixa-se de controlar a corrente no interruptor S_2, onde o diodo D_{S1} passa a conduzir sem qualquer forma de ação do circuito de controle.

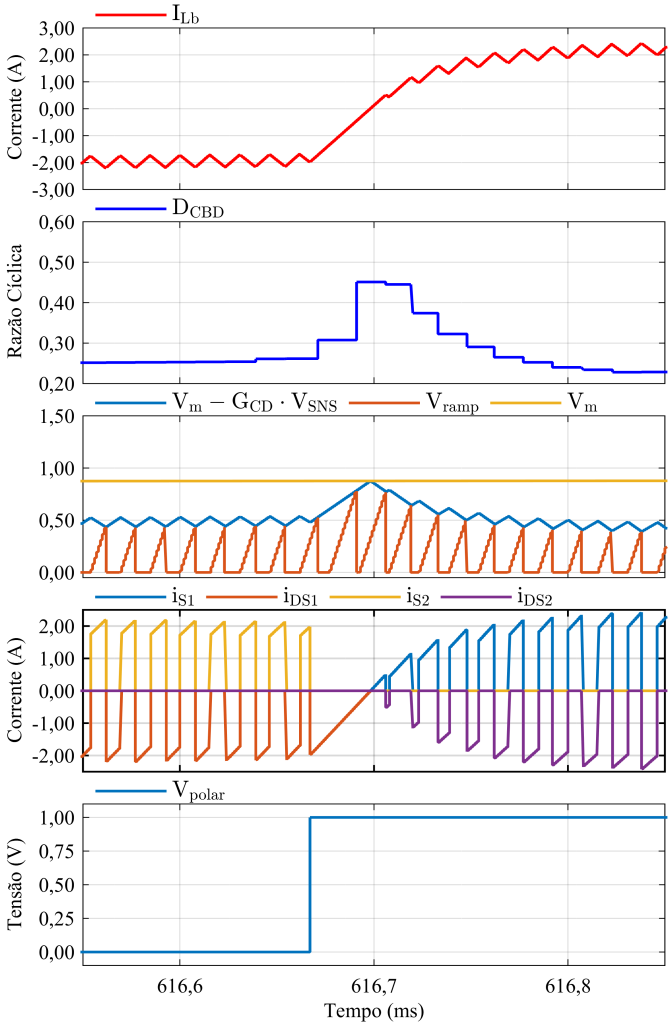
Figura 10.12 – Avaliação da razão cíclica do *CBD* operando com potência de saída de 300 W e tensão de entrada de 97 V.



Fonte: Produção do autor.

O motivo para este comportamento (Figura 10.13) se deve a integral do sinal V_m ser definida por (10.1) onde V_{ramp} somente atinge o valor de V_m no final do período de comutação. Desta forma, tem-se elevados valores de razão cíclica para baixos níveis de corrente (Figura 10.2).

Figura 10.13 – Avaliação em detalhe dos principais sinais do *CBD* durante a passagem por zero da corrente de entrada (I_{in}) com tensão de entrada de 97 V e potência de saída de 300 W.

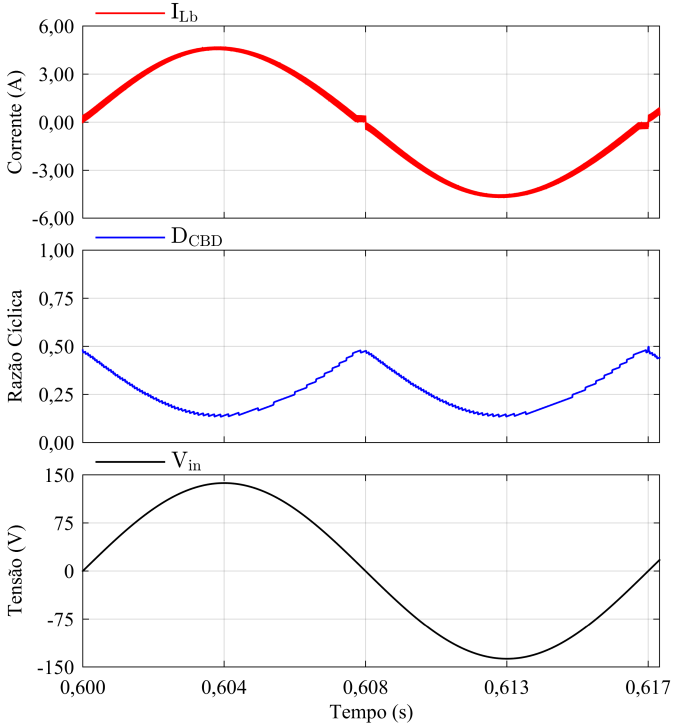


Fonte: Produção do autor.

10.1.3 Solução proposta

Sabendo-se que a razão cíclica máxima permitida no *CBD* é $0,5$, o valor de V_{ramp} deve atingir V_m em 50% do período de comutação. Em (10.5) apresenta-se o equacionamento onde observa-se que o um capacitor C_{int} 50% menor ou um ganho g_r duas vezes maior resolveriam o problema. O capacitor (C_{int}) e o ganho (g_r) em questão, são internos ao controlador *IR1155* (Figura 10.1.)

Figura 10.14 – Avaliação da razão cíclica do *CBD* operando com potência de saída de 300 W e tensão de entrada de 97 V com novo valor do capacitor C_{int} ($C_{int,sol}$).



Fonte: Produção do autor.

Fazendo a simulação com o novo valor de C_{int} (10.6) chega-se aos resultados apresentados na Figura 10.14 e Figura 10.15. Em ambas as figuras fica claro que o conversor passa a funcionar de forma adequada sem limitações ou distorções até o momento apresentadas para o *CBD* controlado pelo *IR1155*.

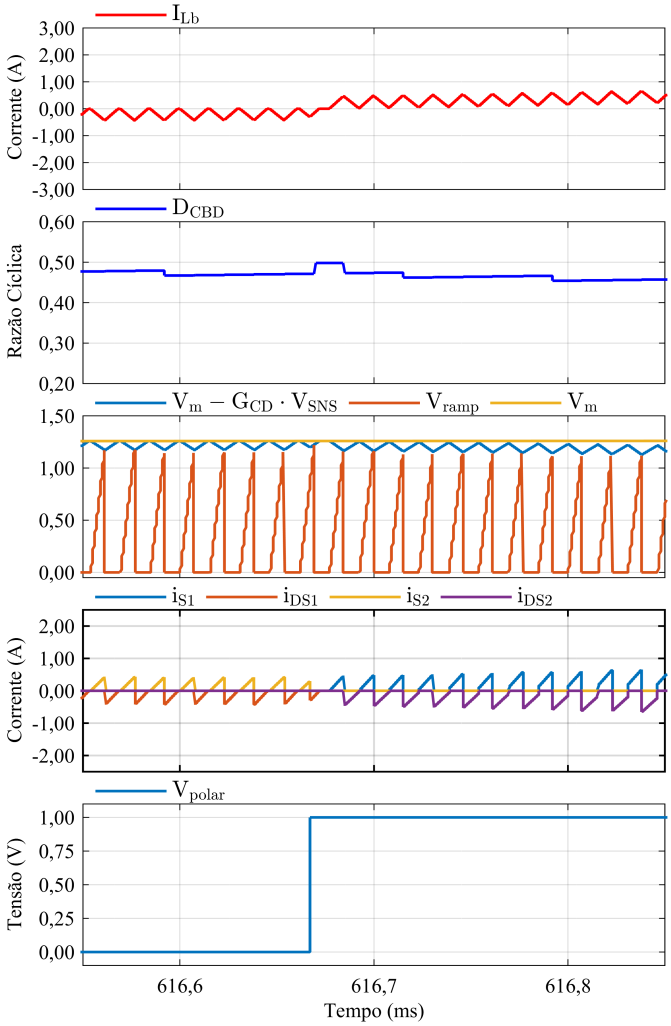
$$V_{ramp} = \int 2 \cdot V_m dt = \frac{1}{\frac{C_{int}}{2}} \int i_{ramp} dt \tag{10.5}$$

$$C_{int,sol} = \frac{g_r \cdot T_{sw}}{2} = 0,769nF \tag{10.6}$$

Tanto a variação da capacitância como do ganho g_r não podem ser feitas no protótipo pois são circuitos internos ao integrado *IR1155*. Uma opção de solução seria o fabricante do controlador (*International Rectifier*), propor a construção de um integrado que permita alterar o capacitor C_{int} ou o ganho g_r de acordo com as necessidades do conversor. Uma segunda opção seria a implementação do controle digital em um *DSP* ou *FPGA*, por exemplo.

Vale destacar que a limitação está associada a forma construtiva do *IR1155*, ou seja, o *OCC* apresenta bons resultados de simulação para o *CBD*, desde que a integração de V_m seja feita de forma adequada para este conversor.

Figura 10.15 – Avaliação em detalhe dos principais sinais do *CBD* durante a passagem por zero da corrente de entrada (I_{in}) com tensão de enrada de 97 V e potência de saída de 300 W com novo valor do capacitor C_{int} ($C_{int,sol}$).



Fonte: Produção do autor.

10.2 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi proposto um modelo para simulação do controlador *IR1155* baseado em *NasAnãAnã* e artigos relacionados ao *OCC*, bem como as informações fornecidas na folha de dados do controlador. O projeto e investigação foram necessários visto que o fornecedor não oferece qualquer forma de modelo para simulação deste controlador, além disso, o mesmo apresentou problemas durante os testes do protótipo operando como *CBD*.

O modelo proposto foi simulado no software *PSIM* e validado com o *CB*, onde foram avaliadas condições de regime permanente e transitórios. Com acesso aos parâmetros internos e dinâmicas do controlador foi possível identificar as limitações das suas lógicas, definir possíveis soluções e validar as mesmas.

O controlador *IR1155* tem sua aplicação limitada a conversores onde a razão cíclica se comporta similar ao *BC* (Figura 6.9). Sua aplicação em circuitos tais como o *CBD* apresenta limitações técnicas e de desempenho que inviabilizam sua utilização.

Para conversores tais como o *CBD* deve-se utilizar controladores com flexibilidade na integração do valor de controle V_m.

11 CONCLUSÃO

Este trabalhou apresentou o estudo das reais necessidades de correção de fator de potência em um sistema de refrigeração doméstico. Devido a migração das cargas de características *CA* para *CC*, os níveis de potências envolvidos no retificador *(conversor CA-CC)* sofreram elevação. O mesmo também é válido para o compressor de capacidade variável, que neste caso é a maior potência do sistema e demanda um *conversor CC-CA*.

Iniciou-se o trabalho avaliando a necessidade de correção do fator de potência do sistema em análise. Definitivamente existe a necessidade de correção do fator de potência devido aos níveis das correntes harmônicas impostas no sistema de distribuição. Somente o mercado europeu define limites para as correntes harmônicas conforme a IEC61000-3-2 (2006). Esta norma distingue os limites para quatro classes diferentes de eletrodomésticos onde o refrigerador se enquadra na classe *A*. Diante das tendência e anúncios já feitos, a classe deste refrigerador deve passar a ser *D* já em 2017, com níveis mais exigentes que a classe *A*. Desta forma, definiu-se que o projeto aqui proposto deveria atender as duas classes incondicionalmente.

Foi feita a modelagem e simulação do compressor linear e de seu controle, possibilitando definir as dinâmicas, transitórios e frequência de comutação. Conforme apresentado no Capítulo 2, o compressor pode ser modelado por três sistemas, um elétrico, outro mecânico e um terceiro de bombeamento do gás. Simplificando o modelo mecânico em um sistema de grau de liberdade unitário e definindo o processo de bombeamento sem perdas ou vazamento, chega-se ao modelo simplificado do sistema. Este modelo foi validado no comparativo com o modelo sem simplificação de propriedade da *Whirlpool Latin America*. Devido sua dinâmica lenta e ausência de comutação em alta frequência, o compressor e seu inversor puderam ser considerados como cargas resistivas, fato este que facilitou

a modelagem e implementação do conversor selecionado.

Circuitos passivos de correção de fator de potência tais como indutor à montante e indutor à jusante não atendem aos requisitos normativos impostos para este trabalho (IEC61000-3-2 (2006) classes *A* e *D*) adequadamente. Já o filtro *LC* atende somente a classe *A* com desempenho adequado, visto que para atender a classe *D* em baixas potências os níveis de perdas e o *FP* seriam muito prejudicados. A limitação se deve ao fato de que os limites da classe *D* são dependentes da potência de operação, ou seja, para baixas potências os limites são reduzidos. Sabe-se que os *PFCs* passivos são projetados para atender uma faixa de operação específica, ou seja, não apresentam o mesmo desempenho com variações de carga e tensão de entrada (*FP*, *DHT* e componentes harmônicas de corrente).

Foram avaliadas seis diferentes topologias de correção de fator de potência ativas, cada qual com suas especificidades, pontos positivos e negativos. A escolha foi feita através de uma matriz de decisão na qual considerou-se dez diferentes critérios, cada um com seu peso de importância. Foi selecionado para implementação o conversor *bridgeless (CB)* na configuração *Totem-Pole*, porém optou-se por permitir testar também uma segunda opção, o conversor *bridgeless* dobrador *(CBD)*. Foi tomada esta decisão visto que a matriz de decisão apontou como melhor solução o *CBD*, todavia este atende somente tensão de entrada inferior à 140 V. Por este motivo, decidiu-se utilizar o *CBD* para baixas tensões (97 V - 140 V) e o *CB* para tensões de entrada elevadas (180 V - 264 V). Os dois conversores compartilham o mesmo *layout* de placa, sensores e malha de controle sendo alternados com a alteração de alguns componentes.

Foi utilizada a proposta de controle do *OCC*, a mesma demanda apenas dois sensores, um de corrente do indutor (L_b) e outra da tensão de saída, dispensando a referência de corrente externa. Como ferramenta de projeto, foi disponibilizada a modelagem dinâmica das plantas do conversor para definição das malhas de controle e seus respectivos ganhos. A simulação numérica foi o primeiro passo para a avaliação dos contro-

ladores, todavia a mesma não apresentou as limitações encontradas no protótipo do *CBD*. Isso se deve especialmente a falta de informações disponíveis sobre o componente selecionado para o controle *(IR1155)*.

Para a construção do protótipo foi necessária a análise quantitativa do conversor, que permitiu a obtenção dos esforços de corrente, determinação das perdas e especificação dos componentes passivos. Foi possível utilizar o mesmo indutor para ambos os conversores mantendo o nível de ondulação de corrente, bem como todos os semicondutores de potência. Dentre os sensores necessários destaca-se o sensor de corrente, este exigiu isolação elétrica devido às diferentes referências. Optou-se por um sensor do tipo *Hall* seguido por circuitos de condicionamento de sinal.

O protótipo foi utilizado para obtenção dos resultados experimentais no qual o *CB* apresentou desempenho satisfatório. Verificou-se que o sistema de controle ajustou de forma adequada a corrente de entrada e tensão de saída tanto em condições transitórias como em regime permanente. Além disso, os níveis das harmônicas de corrente ficaram dentro das duas classes exigidas para este projeto (Classe *A* e *D*). Com os resultados experimentais validou-se também a opção de se utilizar o *OCC* no controle do conversor *CB* através de um integrado projetado para retificadores *boost* clássicos *(BC)*, o *IR1155*.

Com a implementação do *CBD* observou-se uma anormalidade do funcionamento deste conversor, mesmo controlando corretamente a tensão de saída e equilíbrio de tensão dos capacitores, a corrente de entrada apresentou elevada distorção. Foi construído um modelo do controlador *IR1155*, com o qual identificou-se a causa raiz do problema. Concluiu-se que a mesma está relacionada a definição da razão cíclica, em especial na passagem por zero da corrente de entrada do conversor. O *CBD* não opera adequadamente com razão cíclica superior à $0,5$, fato este que inviabiliza a utilização do *IR1155*. Esta limitação não está associada ao *OCC*, e sim ao conceito adotado no projeto deste controlador.

Foi proposta uma solução validada através de simulação que vi-

abiliza a utilização do *OCC* no controle do *CBD*. Em resumo, este conversor demanda um controlador com flexibilidade na operação do integrador utilizado na referência da razão cíclica. Outra opção seria a implementação de um controle digital utilizando como base um *DSP* ou *FPGA*.

De forma geral, foi demonstrada a viabilidade de se utilizar a tecnologia *bridgeless* em circuitos de baixa potência na configuração meia ponte. Durante muitos anos esta configuração foi descartada devido as elevadas perdas por comutação dos componentes até então utilizados. O uso da tecnologia *SiC* nos diodos de roda livre, bem como *IGBTs* sem diodos internos, possibilitaram a redução das perdas por comutação viabilizando a sua implementação. Este arranjo mantém a saída ligada a rede de entrada sem comutação em alta frequência (f_{sw}), diminuindo o ruído de modo comum. A eficiência e desempenho térmico também tiveram bons resultados, permitindo a utilização da *PCB* como dissipador de calor.

As cargas existentes no refrigerador em estudo apresentam características distintas tanto dinâmica como em regime permanente. A modelagem, simulação e resultados experimentais demonstram que estas cargas não influenciam ou mesmo interagem significativamente com as malhas de controle propostas neste trabalho. Além disso, o conjunto inversor mais compressor linear sofre pouca influência de variações da tensão de barramento *CC* (em condições transitórias), visto que sua dinâmica, em especial a velocidade e posição do pistão, são impostas predominantemente pelo sistema mecânico (sistema massa mola).

Como contribuições deste trabalho podem ser citados:

1. Modelo simplificado do compressor linear e simulação (compressor mais controle) no software *PSIM*.

2. Identificação dos requisitos para controlar um conversor *boost* dobrador *(CBD)* usando *OCC*.

3. Controle da tensão do ponto médio dos capacitores de saída (C_{out1}

e C_{out2}) usando o *OCC*.

4. Proposta de um circuito de detecção da polaridade da tensão de entrada sem a necessidade de isolação elétrica.

5. Proposição de uma estrutura de processamento de energia para acionamento de compressores ressonantes lineares com capacidade de utilização em larga faixa de tensão de entrada e elevada eficiência.

6. Viabilização do uso do conversor meia ponte em um *PFC* através da utilização de *SiC*.

Como trabalhos futuros pode-se considerar algumas sugestões:

- Avaliação dos níveis de ruído de modo comum do *CB* e projeto de filtro de *EMI*.

- Estudo da possibilidade de implementação de transformadores de corrente como sensor permitindo a redução de custo e complexidade do sensor de corrente.

- Implementação do controle em um controlador digital, sendo este feito por *DSP* ou *FPGA*. Esta opção eliminaria as limitações encontradas com o *OCC* associado ao *CBD*.

- Incluir as fontes externas de tensão no projeto diminuindo a complexidade do *setup* para testes.

- Avaliar a possibilidade de redução da indutância de entrada mantendo as harmônicas de corrente dentro dos limites normativos. A indutância do projeto foi definida pela ondulação máxima de corrente exigida, todavia esta poderia ser revista permitindo a diminuição física do indutor.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

61000-3-2, I. *INTERNATIONAL STANDARD Part 3 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current up to 16 A per phase)*. Geneva, CH: IEC, 2006.

BARBI I. E FONT, C. H. e. A. R. L. **Projeto Físico de Indutores e Transformadores**. Florianópolis, BR: Universidade Federal de Santa Catarina, 2002.

BATSCHAUER, A. L. **Projeto de Reatores Eletrônicos para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão de 250W e 400W**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, Brasil, 2002.

BATSCHAUER, A. L. **Apostila da Disciplina de Controle de Conversores Estáticos**. Joinville, BR: UDESC, 2012.

BEN-YAAKOV, S.; ZELTSER, I. The dynamics of a pwm boost converter with resistive input. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 46, n. 3, p. 613–619, Jun 1999. ISSN 0278-0046.

BING, Z. et al. Recent developments in single-phase power factor correction. In: **Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1520–1526.

BOLDEA, I.; NASAR, S. **Linear motion electromagnetic systems**. Wiley, 1985. ISBN 9780471874515. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=hu9SAAAAMAAJ>.

BORGONOVO, D. et al. A self-controlled power factor correction single-phase boost pre-regulator. In: **2005. PESC '05. IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 2351–2357.

BROWN, R.; SOLDANO, M. One cycle control ic simplifies pfc designs. In: **2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2005. v. 2, p. 825–829 Vol. 2.

ÇENGEL, Y.; BOLES, M. **Thermodynamics: An Engineering Approach**. McGraw-Hill, 2006. ISBN 9780073107684. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=WtYtNAEACAAJ>.

CHOI, W.-Y.; CHOI, J.-Y.; YOO, J.-S. Single-stage bridgeless three-level ac/dc converter with current doubler rectifier. In: **2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 2704–2708. ISSN 2150-6078.

CHOI, W.-Y.; KWON, J.-M.; KWON, B.-H. An improved bridgeless pfc boost-doubler rectifier with high-efficiency. In: **2008. PESC 2008. IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1309–1313. ISSN 0275-9306.

CUNHA, J. C. da et al. Multifunctional current-controlled dstatcom with harmonic mitigation through voltage detection. In: **2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1348–1354.

DAINEZ, P. S. **Contribuições para o Acionamento do Compressor Linear Ressonante sem Sensor de Posição**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville - SC, Brasil, 2010.

DAINEZ, P. S. et al. A linear resonant compressor model based on a new linearization method of the gas pressure force. **International Journal of Refrigeration**, v. 48, p. 201 – 209, 2014. ISSN 0140-7007. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0140700714000644>.

DOKONAL, L. V. **Estudo de atuadores eletromagnéticos lineares para uso em compressores de refrigeração**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarinaa, Joinville - SC, Brasil, 2001.

ENJETI, P.; MARTINEZ, R. A high performance single phase ac to dc rectifier with input power factor correction. In: **1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition**. [S.l.: s.n.], 1993. p. 190–195.

ERICKSON, R.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. [S.l.]: Springer, 2001. ISBN 9780792372707.

FANARA, A. How small devices are having a big impact on u.s. utility bills. In: **ICF International**. [S.l.: s.n.], 2005.

FORTENBERY B.; KOOMEY, J. G. Assessment of the impacts of power factor correction in computer power supplies on commercial building line losses. In: **California Energy Commission Contract**. [S.l.: s.n.], 2006.

GULINO, R. **GUIDELINES FOR USING ST MOSFET SMD PACKAGES - AN1703**. Milano, IT: STMicroelectronics, 2003.

HARPER, P. H. J. **Understanding Diode Reverse Recovery and its Effect on Switching Losses**. Irving, USA: Fairchild Seminar, 2007.

HüLSE, E. R. **Modelagem e Análise de Um Compressor Alternativo Linear Para Refrigeração.** Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarinaa, Florianópolis - SC, Brasil, 2008.

HUBER, L.; JANG, Y.; JOVANOVIC, M. Performance evaluation of bridgeless pfc boost rectifiers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 3, p. 1381–1390, May 2008. ISSN 0885-8993.

IEC61000-3-2. **INTERNATIONAL STANDARD Part 3 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current up to 16 A per phase)**. Geneva, CH: IEC, 2014.

INTERTEK. **New and updated standards 2015**. Londres, UK: [s.n.], 2015.

KOLAR, J.; ZACH, F. Losses in pwm inverters using igbts. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 142, n. 4, p. 285–288, Jul 1995. ISSN 1350-2352.

LAI, Z.; SMEDLEY, K. A family of continuous-conduction-mode power-factor-correction controllers based on the general pulse-width modulator. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, n. 3, p. 501–510, May 1998. ISSN 0885-8993.

LU, B.; BROWN, R.; SOLDANO, M. Bridgeless pfc implementation using one cycle control technique. In: **2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2005. v. 2, p. 812–817 Vol. 2.

LU, D.-C.; WANG, W. Bridgeless power factor correction circuits with voltage-doubler configuration. In: **Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1037–1042. ISSN 2164-5256.

MAGNETICS. **Inductor Design with Magnetics Powder Cores**. [S.l.], 2015. Disponível em: <http://http://www.mag-inc.com/design/design-guides/inductor-design-with-magnetics-powder-cores>.

MATAKAS, L. J. **Retificadores Especiais**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de São Paulo, São Paulo - SP, Brasil, 1983.

MCGILL IAN C.; TIAN, Z. **Linear Motor Controller.** [S.l.]: Google Patents, 2001. WO 00079671.

NATARAJAN, H. D. R. **Power Factor Correction using IR1155 CCM PFC IC - AN1166**. El Segundo, USA: International Rectifier, 2014.

NISHIDA, Y.; MOTEGI, S.; MAEDA, A. A single-phase buck-boost ac-to-dc converter with high-quality input and output waveforms. In: **1995. ISIE '95., Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 1995. v. 1, p. 433–438 vol.1.

QIAN, C. et al. Comparisons of pwm and one-cycle control for digital power amplifiers. In: **2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International Power Electronics and Motion Control Conference**. [S.l.: s.n.], 2000. v. 3, p. 1176–1180 vol.3.

QIAO, K. S. C. **Develop a Single Phase Power Factor Corrction Control Chip**. Irvine, USA: MICRO Project 97-161, 1998.

RAWA, M.; THOMAS, D.; SUMNER, M. Experimental measurements and computer simulations of home appliances loads for harmonic studies. In: **2014 UKSim-AMSS 16th International Conference on Computer Modelling and Simulation (UKSim)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 340–344.

REMOR, J. P. **Autocontrole de corrente aplicado ao conversor boost monofásico, para correção do fator de potência**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, Brasil, 2004.

RIDLEY, R. Average small-signal analysis of the boost power correction circuit. In: **Virginia Power Electronics Center**. [S.l.: s.n.], 1983.

SALMON, J. Circuit topologies for pwm boost rectifiers operated from 1-phase and 3-phase ac supplies and using either single or split dc rail voltage outputs. In: **1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition**. [S.l.: s.n.], 1995. p. 473–479 vol.1.

SANTOS, R. J. M. dos. **Condicionar Unificado de Qualidade de Energia Dual com Controle Simplificado**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville - SC, Brasil, 2012.

SCHWARZ, M. G. Variable capacity compressors, a new dimension for refrigeration engineers to explore. In: **Corporate Research & Development, EMBRACO SA**. [S.l.: s.n.], 2001.

SHI, K.; SHOYAMA, M.; TOMIOKA, S. Common mode noise reduction in totem-pole bridgeless pfc converter. In: **2014 International Electronics**

and Application Conference and Exposition (PEAC). [S.l.: s.n.], 2014. p. 705–709.

SHI, K.; SHOYAMA, M.; TOMIOKA, S. A study of common mode noise current of bridgeless pfc circuit considering voltage change in y-capacitors. In: **2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Tokyo (EMC'14/Tokyo)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 73–76.

SMEDLEY, K.; CUK, S. One-cycle control of switching converters. In: **1991. PESC '91 Record., 22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 1991. p. 888–896.

SMITH K.M., J.; LAI, Z.; SMEDLEY, K. A new pwm controller with one-cycle response. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, n. 1, p. 142–150, Jan 1999. ISSN 0885-8993.

SOLDANO, R. B. M. **PFC Converter Design with IR1150 One Cycle Control IC - AN1077**. El Segundo, USA: International Rectifier, 2005.

SOUZA, A. de; BARBI, I. A new zvs semi-resonant high power factor rectifier with reduced conduction losses. In: **1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 1996. v. 1, p. 203–209 vol.1. ISSN 0275-9306.

SOUZA, A. de; BARBI, I. High power factor rectifier with reduced conduction and commutation losses. In: **1999. INTELEC '99. The 21st International Telecommunication Energy Conference**. [S.l.: s.n.], 1999. p. 5 pp.–.

TODD, P. C. **UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design**. Merrimack, USA: Unitrode Corporation/ Texas Instruments, 1999.

WANG, Y.; LI, J. A novel high-performance single-phase pfc approach based on one-cycle control. In: **IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1763–1768. ISSN 1553-572X.

WANG, Y.; SHEN, S. Research on one-cycle control for switching converters. In: **Intelligent Control and Automation, 2004. WCICA 2004. Fifth World Congress on**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 74–77 Vol.1.

WEG. **Inversor de Frequência de Média Tensão**. [S.l.], 2015. Disponível em: <http://http://ecatalog.weg.net/tec_cat/tech_transf_ficha.asp>.

WEI, W. et al. A novel bridgeless buck-boost pfc converter. In: **2008. PESC 2008. IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1304–1308. ISSN 0275-9306.

Apêndices

APÊNDICE A – ARQUIVO *DLL* DE SIMULAÇÃO DO COMPRESSOR LINEAR

```
1  // Simpler_Linear.cpp : Defines the exported
       functions for the DLL application.
2  // September 20th 2014
3  #include <StdAfx.h>
4  #include <math.h>
5  __declspec(dllexport) void simuser (double t,
       double delt, double *in, double *out)
6  {
7  //  Define variables values
8  static float
9  n=1.08,
10 ps=1.5064e5,              // suction pressure
11 mc=1.3044e-005,           // chamber mass
12 ro=0,                     // gas density
13 vc=0.0001,                // compression Volum
14 F=0.0000,
15 v=0.000,
16 x=0.000,
17 test,
18 pc_1,
19 p_initial;
20 static float
21 Vbmf=0.0001,     // Motor BMF
22 pos_mot=0.0001,           // Motor position
23 vel_mot=0.0001,           // Motor speed
24 vel_pist=0.001,           // Piston speed
25 x_pc=0.0001,              // Piston position
26 pc=1.5064e5,     // Chamber pressue (inside)
27 dmd,     // variation discharged pumped mass
28 dms,     // variation suction pumped mass
29 pd=0.1,          // discharge pressure
```

```
30          Td=383.15,      // discharge temperature
31          Ts=329.15,
32          Rg=0.143,
33          f_pist=0.000,           // piston force
34          pcr=ps,         // retreat pressure
35          x_set=5.3e-3,           // zero position
36          vm=90e-9,               // dead volum
37          pos_mot1=0.0001,        // Motor possition
38          //--------------------------------------
39          s_pist=572e-4,  // piston area
40          KMT=70,
41          m1=0.821,               // piston mass
42          k1=75000,       // main spring stiffness
43          c1=2,                   // mechanism damping
44          //--------------------------------------
45          M_current=0.001,        // Motor current
46          f_impac=0,              // impact force
47          fm=0.0001;              // Motor force
48          if (t < (2*delt)) //variables initialization
49          {
50          }
51          M_current=in[0];// define the motor current
                from the cirucit simulation
52          ps=in[1];       // define the suction pressure
53          pd=in[2];// define the discharge pressure
54          Ts=in[3];// suction temperature (kelvin)
55          Td=in[4];// discharge temperature (kelvin)
56          p_initial=ps;
57          ro=ps/(Ts*Rg);
58          pcr=ps;
59          pos_mot1= pos_mot*1e3;  // converte the unit
60          // calcule the motor force current*VBMF
61          fm=M_current*KMT;
62          F= f_pist+fm;
63          v= (v+(1/m1)*(F-c1*v-k1*x)*delt);
64          x= x+(v*delt);
```

```
65          vel_pist = v;
66          pos_mot= x;
67          x_pc= x + x_set;
68          vc=     vm+s_pist*x_pc; // volum calculation
69          pc_1=pc;
70          pc= ps*pow((mc/(ro*vc)),n);
71          if (pc>pd)
72          {
73          test=(pd/p_initial);
74          mc= ro*vc*pow(test,(1/n));
75          }
76          if (pc<ps)
77          {
78          test=(ps/p_initial);
79          mc= ro*vc*pow(test,(1/n));
80          }
81          f_pist=s_pist*(pc-pcr); // calculate the
                piston force
82          pos_mot1= pos_mot*1e3;  // converte the unit
83          Vbmf=vel_pist*KMT;
84          out[0]=Vbmf;
85          out[1]=x_pc;
86          out[2]=pc;
87          out[3]=pd;
88          out[4]=ps;
89          out[5]=vel_pist;
90          out[6]=vc;
91          out[7]=mc;
92          out[8]=fm;
93          out[9]=f_pist;
94          }
```

APÊNDICE B – MATRIZ DE DECISÃO

Tabela B.1 – Matriz de Decisão da seleção do retificador ativo a ser utilizado

Critério	Importância	Boost Clássico (BC)	Boost Bridgeless (CB)	Boost Bridgeless Dobrador#1 (CBD#1)	Boost Bridgeless Dobrador#2 (CBD#2)	Buck Boost (CBB)	Bucck Boost Bridgeless (CBBB)
Atende os Requisitos Normativos	5	2	2	2	2	2	2
Volume	4	1	2	2	2	2	2
Peso	4	-1	-1	-1	-1	-2	-2
Custo	5	-1	-1	0	-1	-1	-2
Controlabilidade	4	1	1	1	1	2	2
Apelo Tecnológico	3	1	2	2	2	1	2
Robustez	4	1	2	2	1	1	1
Complexidade	2	-1	-2	-1	-2	-2	-2
Eficiência	5	-1	1	2	2	-2	-2
Full Range	5	-2	0	-2	-2	2	2
Minha Nota	5	0	1	2	1	1	1
Total		**-1.0**	**33.0**	**40.0**	**24.0**	**21.0**	**19.0**

Fonte: Produção do autor.