



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

JOSÉ CLEOMON DA SILVA JUNIOR

**ESTUDO DE UM CONVERSOR CA-CC *BOOST BRIDGELESS* MONOFÁSICO COM
CFP E ADIÇÃO DE UM DIVISOR CAPACITIVO BALANCEADO NA SAÍDA**

FORTALEZA

2017

JOSÉ CLEOMON DA SILVA JUNIOR

ESTUDO DE UM CONVERSOR CA-CC *BOOST* MONOFÁSICO *BRIDGELESS* COM CFP
E DIVISOR CAPACITIVO BALANCEADO NA SAÍDA

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.

FORTALEZA

2017

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- S58e Silva Junior, José Cleomon da.
Estudo de um conversor ca-cc Boost bridgeless monofásico com cfp e adição de um divisor capacitivo balanceado na saída / José Cleomon da Silva Junior. – 2017.
164 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2017.
Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.
1. Correção de Fator de Potência (CFP). 2. Conversor CA-CC Boost Bridgeless Monofásico . 3. Célula de Balanceamento. 4. Controle por Modo Corrente Média. 5. Célula de Comutação de Três Estados (CCTE). I. Título.

CDD 621.3

JOSÉ CLEOMON DA SILVA JUNIOR

ESTUDO DE UM CONVERSOR CA-CC *BOOST* MONOFÁSICO *BRIDGELESS* COM CFP
E DIVISOR CAPACITIVO BALANCEADO NA SAÍDA

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Aprovada em: 25 / 08 / 2017.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Cícero Marcos Tavares Cruz
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Demercil Souza de Oliveira Júnior
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Gustavo Alves de Lima Henn
Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira (UNILAB)

A Deus.

Aos meus pais, Cleomon e Ivete.

À minha avó, Raimundinha (*in memoriam*).

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por ter me dado forças para conseguir concluir essa etapa.

Em seguida, à CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior), pelo apoio financeiro com a manutenção da bolsa de auxílio.

Aos meus pais pelo apoio em todas as minhas escolhas e pela educação que me proporcionaram, me ensinando a sempre agir com integridade. Agradeço à minha irmã Marianna Chaves pela amizade e pelas conversas que ajudavam a me focar no meu objetivo. E todos da minha família que de alguma forma contribuíram para minha formação como pessoa.

Ao Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé, pelos conhecimentos passados durante as disciplinas, em momentos de dúvidas sobre a pesquisa, pela paciência, pelo apoio e pelos conselhos valiosos durante o período de orientação.

Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) pelo suporte em diversos momentos do mestrado.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFC, Fernando Antunes, Demercil de Souza Oliveira Júnior, Paulo Peixoto Praça, Tobias Rafael Fernandes Neto, Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis.

Aos colegas da pós graduação, Olympio Silva, Emerson Jimmy, Renan Barroso, Silas Alysson, Juliano Pacheco, Luan Mazza, Jéssica Guimarães, Bruno Almeida, entre outros, que sempre se mostraram disponíveis em ajudar.

Aos meus amigos do Coral Sobretons por proporcionarem grandes vivências e amizades, cada um me ensinando algo diferente, ajudando sempre a me tornar uma pessoa um pouco melhor através da convivência.

Aos meus amigos do Taekwodo pelo companheirismo e ensinamentos.

Aos meus amigos do Condado: Otânia Freire, Duillys Chaves, Rachel Sanábio, Italo Freire e Stelamaris Paula pela amizade, apoio, conversas e conselhos.

Às minhas amigas Thays Uchôa e Janaína Esmeraldo, por sempre me ajudarem a enxergar a vida com mais leveza. E aos meus amigos Lucas Galeno e Pedro Henrique Silveira, por sua torcida e apoio.

Ao meu amigo Thiago Costa pelas conversas de apoio, e por animar para continuar e persistir.

Aos meus amigos Regis Albuquerque e Walter Holanda, pelos momentos divertidos, pela cumplicidade, apoio, compreensão, e por me passarem grandes ensinamentos apenas pelo modo de agir e de se importar comigo e com os outros.

“Solidários, seremos união. Separados uns dos outros, seremos pontos de vista. Juntos, alcançaremos a realização de nossos propósitos.”

(Bezerra de Menezes)

“You weren't built for fighting, but that doesn't mean you're not prepared to try.”

(Rebecca Sugar)

RESUMO

Neste trabalho é apresentado o estudo de um conversor CA-CC *Boost bridgeless* monofásico baseado na célula de comutação de três estados (CCTE), com correção do fator de potência da corrente de entrada (CFP) e adição de divisor capacitivo com tensões balanceadas no barramento de saída. Dessa forma, foi possível gerar na saída um barramento com tensões para alimentar inversores monofásicos com tensão fase-neutro de 127 V e inversores trifásicos com tensão fase-fase de 220 V, a partir da tensão da alimentação da rede em 220 V, uma vez que algumas topologias de conversores CA-CC *Boost* com divisor capacitivo apresentam característica dobradora de tensão, elevando o nível de tensão do barramento, resultando por exigir componentes que suportem níveis mais elevados de tensão. Para gerar o divisor capacitivo com tensões equilibradas na saída do conversor estudado, foi inserida a célula de balanceamento *Buck-Boost* (CB-BB). A correção de fator de potência (CFP) da corrente de entrada foi realizada aplicando a técnica de controle por modo corrente média (*Average Current Mode Control*), já na CB-BB optou-se pelo controle em utilizando apenas uma malha de tensão para equilíbrio de tensões nos capacitores. O projeto e a verificação da operação para diferentes tipos de carga são realizados via simulação para topologia operando com potência de saída de 1 kW, tensão eficaz de entrada 220 V e tensão total de barramento de 400 V.

Palavras-chave: Correção de Fator de Potência (CFP). Conversor CA-CC *Boost Bridgeless* Monofásico. Célula de Balanceamento. Controle por Modo Corrente Média. Célula de Comutação de Três Estados (CCTE).

ABSTRACT

This work presents the study of a single-phase bridgeless Boost converter based on the three-state switching cell (TSSC), with power factor correction (PFC) of the input current and addition of capacitive divider with balanced voltages on the output voltage bus. In this way, it was possible to generate at the output a bus with voltages to feed single-phase inverters with phase-neutral voltage of 127 V, and three-phase inverters with phase-to-phase voltage of 220 V, with the converter connected to the mains voltage of 220 V, since some CA-CC Boost converters topologies with capacitive divider feature may duplicate the voltage level at the output, raising the bus voltage level, requiring components that support higher voltage levels. To generate the capacitive divider with balanced voltages at the output of the converter, was inserted the Buck-Boost Balancing Cell (BB-BC) at the output of the Boost converter topology in study. The power factor correction (PFC) of the input current was performed by applying the Average Current Mode Control technique. In BB-BC, the control was done using only one voltage control mesh for the capacitors' voltage balance. The design and verification of the operation for different types of load are performed via simulation of the topology operating with output power of 1 kW, 220 V input voltage and 400 V total bus voltage.

Keywords: Power Factor Correction (PFC). AC-DC Bridgeless *Boost* Converter. Voltage Balancing Cell. Average Current Mode Control. Three State Switching Cell (TSSC).

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	– Topologias de inversores com divisor capacitivo na entrada e ponto médio da tensão ligado ao neutro: (a) inversor monofásico, (b) inversor bifásico, (c) inversor trifásico, (d) inversor NPC.....	26
Figura 2	– UPS trifásico com correção de fator de potência e transformador de alta frequência.....	28
Figura 3	– Conversor <i>Push-Pull</i> trifásico alimentado em corrente com conversor CA-CC de meia onda no secundário.....	30
Figura 4	– Conversor <i>Push-Pull</i> com secundário do transformador referido ao lado primário.....	30
Figura 5	– Conversor <i>Push-Pull</i> com autotransformador trifásico: (a) circuito com remoção da ligação do neutro e ajuste da posição das chaves, (b) circuito com novo arranjo na posição das chaves.....	30
Figura 6	– (a) Célula de comutação de quatro estados (CCQE), (b) célula de comutação de múltiplos estados (CCME).....	31
Figura 7	– Célula de comutação de três estados: (a) bidirecional, (b) unidirecional.....	31
Figura 8	– Sinais de controle nas chaves da célula de comutação de três estados para operação no modo de sobreposição de sinais.....	32
Figura 9	– Sinais de controle nas chaves da célula de comutação de três estados para operação no modo de não-sobreposição de sinais.....	33
Figura 10	– Célula de balanceamento <i>Buck-Boost</i> (CB-BB).....	34
Figura 11	– Conversor CA-CC <i>Boost bridgeless</i> dobrador de tensão.....	35
Figura 12	– Conversor CA-CC <i>Boost half-bridge</i>	36
Figura 13	– Conversor CA-CC <i>Boost half-bridge</i> robusto.....	36
Figura 14	– Conversor CA-CC duplo <i>Boost</i>	37
Figura 15	– Conversor CA-CC <i>Boost bridgeless</i> multinível monofásico unidirecional de alta eficiência.....	38
Figura 16	– Conversor CA-CC <i>Boost</i> com ponte de diodos na entrada.....	39

Figura 17	– Conversores CA-CC <i>Boost bridgeless</i> : (a) com quatro chaves, (b) com duas chaves, (c) com duas chaves arranjadas de forma diferente.....	40
Figura 18	– Conversor CA-CC <i>Boost</i> intercalado.....	40
Figura 19	– Conversor CA-CC <i>Boost bridgeless</i> intercalado.....	41
Figura 20	– Conversor CA-CC <i>Boost</i> baseado na CCTE.....	41
Figura 21	– Conversor CA-CC <i>Boost</i> com ponte de diodos na entrada e CB-BB na saída.	42
Figura 22	– Conversores CA-CC <i>Boost bridgeless</i> com a CB-BB na saída: (a) com quatro chaves, (b) com duas chaves, (c) com duas chaves arranjadas de forma diferente.....	43
Figura 23	– Conversor CA-CC <i>Boost</i> intercalado com a CB-BB na saída.....	43
Figura 24	– Conversor CA-CC <i>Boost bridgeless</i> intercalado com CB-BB na saída.....	44
Figura 25	– Conversor CA-CC <i>Boost</i> baseado na CCTE com a CB-BB na saída.....	44
Figura 26	– Conversor CA-CC <i>Boost</i> proposto.....	45
Figura 27	– Conversor CA-CC <i>Boost bridgeless</i> baseado na CCTE e sem divisor capacitivo.....	48
Figura 28	– Primeira etapa de operação do conversor CA-CC <i>Boost</i> para operação no MCC e não-sobreposição de sinais no semiciclo positivo.....	49
Figura 29	– Segunda etapa de operação do conversor CA-CC <i>Boost</i> para operação no MCC e não-sobreposição de sinais no semiciclo positivo.....	50
Figura 30	– Terceira etapa de operação do conversor CA-CC <i>Boost</i> para operação no MCC e não-sobreposição de sinais no semiciclo positivo.....	51
Figura 31	– Primeira etapa de operação do conversor CA-CC <i>Boost</i> para operação no MCC e não-sobreposição de sinais no semiciclo negativo.....	51
Figura 32	– Segunda etapa de operação do conversor CA-CC <i>Boost</i> para operação no MCC e não-sobreposição de sinais no semiciclo negativo.....	52
Figura 33	– Terceira etapa de operação do conversor CA-CC para operação no MCC e não-sobreposição de sinais no semiciclo negativo.....	52
Figura 34	– Formas de onda de tensão e corrente nos componentes do conversor CA-CC para operação no modo de não-sobreposição de sinais.....	53

Figura 35	– Primeira etapa de operação do conversor CA-CC para modo de condução contínua e sobreposição de sinais no semiciclo positivo.....	54
Figura 36	– Segunda etapa de operação do conversor CA-CC para modo de condução contínua e sobreposição de sinais no semiciclo positivo.....	55
Figura 37	– Quarta etapa de operação do conversor CA-CC para modo de condução contínua e sobreposição de sinais no semiciclo positivo.....	56
Figura 38	– Primeira etapa de operação do conversor CA-CC para modo de condução contínua e sobreposição de sinais no semiciclo negativo.....	56
Figura 39	– Segunda etapa de operação do conversor CA-CC para modo de condução contínua e sobreposição de sinais no semiciclo negativo.....	57
Figura 40	– Quarta etapa de operação do conversor CA-CC para modo de condução contínua e sobreposição de sinais no semiciclo negativo.....	57
Figura 41	– Formas de onda de tensão e corrente nos componentes do conversor CA-CC para operação no modo de sobreposição de sinais.....	58
Figura 42	– Ganho estático do conversor para variação da razão cíclica.....	62
Figura 43	– Ondulação paramétrica da corrente nos indutores em função do ângulo da tensão de entrada para diferentes valores de α : (a) no modo de não-sobreposição, (b) no modo de sobreposição.....	66
Figura 44	– Conversor <i>Boost</i> CC-CC clássico com terminais da chave PWM identificados.....	76
Figura 45	– Modelo CA simplificado da chave PWM.....	77
Figura 46	– Conversor <i>Boost</i> após a substituição do modelo da chave PWM.....	78
Figura 47	– Conversor <i>Boost</i> equivalente utilizando o modelo da chave PWM e desprezando-se as variações das tensões de entrada e saída.....	79
Figura 48	– Conversor <i>Boost</i> equivalente utilizando o modelo da chave PWM e desprezando-se as variações da tensão de entrada e da razão cíclica.....	80
Figura 49	– Circuito da célula de balanceamento <i>Buck-Boost</i> (CB-BB).....	83
Figura 50	– Etapas de operação da CB-BB: (a) Primeira etapa, (b) Segunda etapa, (c) Terceira etapa, (d) Quarta etapa.....	85

Figura 51	– Formas de onda de tensão e corrente nos componentes da CB-BB.....	86
Figura 52	– Conversor <i>Buck-Boost</i> CC-CC com terminais da chave PWM identificados...	96
Figura 53	– Conversor <i>Buck-Boost</i> após a substituição do modelo da chave PWM.....	97
Figura 54	– Conversor <i>Buck-Boost</i> equivalente utilizando o modelo da chave PWM e desprezando-se as variações da tensão de entrada.....	98
Figura 55	– Disposição das chaves no módulo SK 50GM065.....	104
Figura 56	– Diagrama de blocos da estratégia de controle por corrente média.....	106
Figura 57	– Diagrama de Bode de $FTMA_i(s)$	109
Figura 58	– Avanço de fase em função do fator K para compensador tipo II.....	111
Figura 59	– Compensador tipo II.....	112
Figura 60	– Compensador da malha de corrente com os componentes comerciais.....	113
Figura 61	– Diagrama do lugar das raízes para $FTMA_i(s)$ compensada.....	113
Figura 62	– Diagrama de Bode de $FTMA_i(s)$ compensada.....	114
Figura 63	– Diagrama de Bode de $FTMA_v(s)$	116
Figura 64	– Compensador da malha de tensão com os componentes comerciais.....	118
Figura 65	– Diagrama do lugar das raízes para $FTMA_v(s)$ compensada.....	118
Figura 66	– Diagrama de Bode $FTMA_v(s)$ compensada.....	119
Figura 67	– Diagrama de blocos do controle por modo tensão.....	124
Figura 68	– Diagrama de Bode de $FTMA_v(s)$ da CB-BB.....	126
Figura 69	– Compensador tipo III.....	127
Figura 70	– Relação entre o avanço de fase e o fator K para compensador do tipo III.....	128
Figura 71	– Compensador da malha de equilíbrio das tensões nos capacitores da CB-BB com os componentes comerciais.....	129
Figura 72	– Diagrama de Bode da $FTMA_v(s)$ compensada.....	130
Figura 73	– Diagrama do lugar das raízes para $FTMA_v(s)$ compensada.....	130

Figura 74	– Tensão de entrada v_i e corrente de entrada i_i (multiplicada por um fator de 20).....	132
Figura 75	– Comparação entre as amplitudes das harmônicas da corrente de entrada e aceitáveis pela norma IEC61000-4-3.....	133
Figura 76	– Tensão entre coletor e emissor na chave, e entre catodo e entre anodo no diodo de um dos braços do conversor: (a) escala de tempo aumentada, (b) em escala de tempo menor.....	134
Figura 77	– Comportamento da tensão no barramento de saída do conversor CA-CC com aplicação do degrau de carga.....	134
Figura 78	– Tensão de entrada v_i e comportamento da corrente de entrada i_i (multiplicada por um fator de 20) com aplicação de degrau de carga.....	135
Figura 79	– Comportamento das tensões nos capacitores de saída com aplicação do degrau de carga.....	136
Figura 80	– Corrente no indutor L_f com aplicação do degrau de carga: (a) escala de tempo aumentada, (b) em escala de tempo reduzida.....	136
Figura 81	– Tensões nos capacitores de saída para operação com cargas desequilibradas..	137
Figura 82	– Inversores com conversor CA-CC de meia onda na saída: (a) monofásico, (b) bifásico, (c) trifásico, (d) NPC.....	139
Figura 83	– (a) Tensão de saída de uma fase do inversor, (b) corrente do retificador conectado em uma das fases do inversor.....	140
Figura 84	– Comportamento dinâmico para carga com inversor monofásico e transitório de carga drenando energia apenas de um capacitor: (a) tensões nos capacitores, (b) corrente de entrada.....	140
Figura 85	– Comportamento em regime permanente para carga com inversor monofásico e transitório de carga drenando energia apenas de um capacitor: (a) corrente de entrada, (b) corrente no indutor da CB-BB.....	141
Figura 86	– Comportamento dinâmico para carga com inversor bifásico e transitório de carga drenando energia apenas de um capacitor: (a) tensões nos capacitores, (b) corrente de entrada.....	142

Figura 87	– Comportamento em regime permanente para carga com inversor bifásico e transitório de carga drenando energia apenas de um capacitor: (a) corrente de entrada, (b) corrente no indutor da CB-BB.....	142
Figura 88	– Comportamento dinâmico para carga com inversor trifásico e transitório de carga drenando energia apenas de um capacitor: (a) tensões nos capacitores, (b) corrente de entrada.....	143
Figura 89	– Comportamento em regime permanente para carga com inversor trifásico e transitório de carga drenando energia apenas de um capacitor: (a) corrente de entrada, (b) corrente no indutor da CB-BB.....	144
Figura 90	– Comportamento dinâmico para carga com inversor NPC e transitório de carga drenando energia apenas de um capacitor: (a) tensões nos capacitores, (b) corrente de entrada.....	145
Figura 91	– Comportamento em regime permanente para carga com NPC monofásico e transitório de carga drenando energia apenas de um capacitor: (a) corrente de entrada, (b) corrente no indutor da CB-BB.....	145
Figura 92	– Circuito de simulação com carga resistiva.....	162

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	– Configurações dos possíveis estados na CCTE unidirecional.....	32
Tabela 2	– Parâmetros de equivalência entre conversor <i>Boost</i> CC-CC clássico e conversor CA-CC tipo <i>Boost</i> em estudo.....	76
Tabela 3	– Parâmetros de equivalência entre conversor <i>Buck-Boost</i> CC-CC e a CB-BB.....	97
Tabela 4	– Especificações para projeto do conversor CA-CC <i>Boost bridgeless</i> monofásico com CFP.....	100
Tabela 5	– Parâmetros assumidos para projeto do conversor CA-CC <i>Boost bridgeless</i> monofásico com CFP.....	100
Tabela 6	– Parâmetros dos capacitores.....	105
Tabela 7	– Especificações para projeto da célula de balanceamento <i>Buck-Boost</i>	120
Tabela 8	– Parâmetros assumidos para projeto da célula de balanceamento <i>Buck-Boost</i>	120
Tabela 9	– Comparativo entre resultados de simulação e calculados para o bloco do conversor CA-CC <i>Boost</i>	137
Tabela 10	– Comparativo entre resultados de simulação e calculados para o bloco da CB-BB.....	138
Tabela 11	– Parâmetros de projetos para os indutores L1 e L2.....	152
Tabela 12	– Dimensões do núcleo NEE-42/21/20-IP12R.....	152
Tabela 13	– Dados do fio AWG 23.....	154
Tabela 14	– Resumo do projeto físico dos indutores L1 e L2.....	155
Tabela 15	– Parâmetros de projetos físico dos autotransformadores Tr1 e Tr2.....	156
Tabela 16	– Parâmetros de projetos físico dos autotransformadores Tr1 e Tr2.....	157
Tabela 17	– Dados do fio AWG 23.....	157
Tabela 18	– Parâmetros de projetos físico dos autotransformadores Tr1 e Tr2.....	158
Tabela 19	– Parâmetros de projetos para indutor L_f	159

Tabela 20 – Dimensões do núcleo NEE-42/21/20.....	159
Tabela 21 – Dados do fio AWG 21.....	161
Tabela 22 – Resumo do projeto físico do indutor L_f	161

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CB-BB	Célula de Balanceamento <i>Buck-Boost</i>
CC	Corrente Contínua
CCME	Célula de Comutação de Múltiplos Estados
CCQE	Célula de Comutação de Quatro Estados
CCTE	Célula de Comutação de Três Estados
CFP	Correção de Fator de Potência
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
MDC	Modo de Condução Descontínua
NPC	<i>Neutral-Point Clamped</i> (Ponto Neutro Grampeado)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> (Fonte Ininterrupta de Energia)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	22
2	MOTIVAÇÃO, REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PROPOSTA DA DISSERTAÇÃO	25
2.2	Motivação da Pesquisa	25
2.2.1	<i>Topologias de Inversores com Divisor Capacitivo na Entrada</i>	26
2.2.2	<i>Aplicações dos Inversores com Divisor Capacitivo na Entrada</i>	27
2.3	Obtenção da Célula de Comutação de Múltiplos Estados (CCME)	29
2.3.1	<i>Operação da Célula de Comutação de Três Estados (CCTE)</i>	32
2.4	Origem da Célula de Balanceamento <i>Buck-Boost</i> (CB-BB)	33
2.5	Conversores CA-CC Monofásicos com Divisor Capacitivo na Saída	34
2.5.1	<i>Topologias Dobradoras da Tensão na Saída</i>	34
2.5.2	<i>Topologias Não Dobradoras da Tensão na Saída</i>	36
2.6	Conversores CA-CC Monofásicos sem Divisor Capacitivo na Saída	38
2.6.1	<i>Topologias Não Dobradoras da Tensão de Saída</i>	38
2.7	Aplicação da Célula de Balanceamento <i>Buck-Boost</i> (CB-BB) nos Conversores CA-CC Monofásicos sem Divisor Capacitivo na Saída	42
2.8	Topologia Proposta	44
2.9	Considerações Finais	46
3	ANÁLISE DO CONVERSOR CA-CC <i>BOOST BRIDGELESS</i> PROPOSTO	47
3.1	Introdução	47
3.2	Análise Qualitativa	47
3.2.1	<i>Topologia do Circuito CA-CC Boost</i>	47
3.2.2	<i>Descrição das Etapas de Operação em Modo de Condução Contínua e Não-sobreposição de Sinais PWM (Non-Overlapping Mode)</i>	49
3.2.3	<i>Principais Formas de Onda para Operação em Modo de Não-sobreposição de Sinais PWM (Non-Overlapping Mode)</i>	53
3.2.4	<i>Descrição das Etapas de Operação em Modo de Condução Contínua e Sobreposição de Sinais PWM (Overlapping Mode)</i>	54
3.2.5	<i>Descrição das Etapas de Operação em Modo de Condução Contínua e Sobreposição de Sinais PWM (Overlapping Mode)</i>	57
3.3	Análise Quantitativa	58

3.3.1	<i>Definição de Parâmetros Básicos</i>	58
3.3.2	<i>Ganho Estático</i>	59
3.3.3	<i>Determinação da Ondulação de Corrente nos Indutores L1 e L2</i>	64
3.3.4	<i>Equações Instantâneas no Domínio do Tempo para o Conversor CA-CC Boost</i>	66
3.3.5	<i>Esforços de Tensão e Corrente nos Indutores L1 e L2</i>	70
3.3.6	<i>Esforços de Tensão e Corrente nos Enrolamentos do Autotransformador</i>	71
3.3.7	<i>Esforços de Tensão e Corrente nas Chaves S1, S2, S3 e S4</i>	72
3.3.8	<i>Esforços de Tensão e Corrente nos Diodos D1, D2, D3 e D4</i>	73
3.3.9	<i>Esforços de Tensão e Corrente nos Diodos Intrínsecos das Chaves SD1, SD2, SD3 e SD4</i>	74
3.4	Funções de Transferência para Projeto das Malhas de Controle	75
3.4.1	<i>Identificação do Conversor</i>	75
3.4.2	<i>Modelagem Pela Técnica da Chave PWM</i>	76
3.4.3	<i>Função de Transferência da Corrente no Indutor Perturbando a Razão Cíclica no Conversor Boost (\hat{i}_L/\hat{d})</i>	78
3.4.4	<i>Função de Transferência da Tensão de Saída Perturbando a Corrente no Indutor no Conversor Boost (\hat{v}_o/\hat{i}_L)</i>	79
3.5	Considerações Finais	81
4	ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DA CÉLULA DE BALANCEAMENTO BUCK-BOOST	82
4.1	Introdução	82
4.2	Análise Qualitativa	82
4.2.1	<i>Topologia do Circuito</i>	82
4.2.2	<i>Identificação dos Conversores no Circuito</i>	83
4.2.3	<i>Etapas de Operação</i>	83
4.2.4	<i>Formas de Onda Teóricas</i>	86
4.3	Análise Quantitativa	87
4.3.1	<i>Ganho Estático</i>	87
4.3.2	<i>Determinação da Ondulação de Corrente</i>	88
4.3.3	<i>Equações Instantâneas no Domínio do Tempo para a Célula de Balanceamento</i>	88
4.3.4	<i>Esforços de Tensão e Corrente no Indutor</i>	91

4.3.5	<i>Esforços de Tensão e Corrente nas Chaves S5 e S6</i>	92
4.4	Funções de Transferência para Projeto das Malhas de Controle	95
4.4.1	<i>Identificação do Conversor</i>	96
4.4.2	<i>Modelagem Pela Técnica da Chave PWM</i>	97
4.4.3	<i>Função de Transferência da Tensão de Saída Perturbando a Razão Cíclica no Conversor Buck-Boost (\hat{v}_o/\hat{d})</i>	98
4.5	Considerações Finais	99
5	EXEMPLO DE PROJETO DO CONVERSOR CA-CC <i>BOOST</i> BRIDGELESS MONOFÁSICO COM CFP	100
5.1	Introdução	100
5.2	Especificações e Considerações de Projeto	100
5.3	Projeto do Circuito de Potência	101
5.3.1	<i>Dimensionamento dos Indutores L1 e L2</i>	101
5.3.2	<i>Dimensionamento dos Autotransformadores Tr1 e Tr2</i>	102
5.3.3	<i>Dimensionamento das Chaves S1, S2, S3 e S4</i>	103
5.3.4	<i>Dimensionamento dos Diodos D1, D2, D3 e D4</i>	104
5.3.5	<i>Dimensionamento da Capacitância de Saída</i>	105
5.4	Projeto do Circuito de Controle	106
5.4.1	<i>Técnica de Controle Empregada</i>	106
5.4.2	<i>Projeto da Malha de Corrente do Conversor CA-CC</i>	107
5.4.3	<i>Projeto da Malha de Tensão do Conversor CA-CC</i>	114
5.5	Considerações Finais	119
6	EXEMPLO DE PROJETO DA CÉLULA DE BALANCEAMENTO BUCK-BOOST	120
6.1	Introdução	120
6.2	Especificações e Considerações de Projeto	120
6.3	Projeto do Circuito de Potência	121
6.3.1	<i>Dimensionamento do Indutor Lf</i>	121
6.3.2	<i>Dimensionamento das Chaves S5 e S6</i>	122
6.4	Projeto do Circuito de Controle	123
6.4.1	<i>Operação em Malha Aberta</i>	123
6.4.2	<i>Técnica de Controle Empregada</i>	124
6.4.3	<i>Projeto da Malha de Corrente do Conversor CA-CC</i>	125

6.5	Considerações Finais.....	131
7	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	132
7.1	Introdução.....	132
7.2	Análise da Operação com Carga Nominal.....	132
7.3	Análise da Operação com Cargas Especiais.....	138
7.3.1	<i>Inversor Monofásico.....</i>	139
7.3.2	<i>Inversor Bifásico.....</i>	141
7.3.3	<i>Inversor Trifásico.....</i>	143
7.3.4	<i>Inversor NPC.....</i>	144
7.4	Considerações Finais.....	146
8	CONCLUSÃO GERAL.....	147
	REFERÊNCIAS.....	149
	APÊNDICE A – PROJETO FÍSICO DOS INDUTORES L1 E L2.....	152
	APÊNDICE B – PROJETO FÍSICO DOS AUTOTRANSFORMADORES TR1 E TR2.....	156
	APÊNDICE C – PROJETO FÍSICO DO INDUTOR L_f.....	159
	APÊNDICE D – CIRCUITO DE SIMULAÇÃO COM CARGAS RESISTIVAS.....	162

1. INTRODUÇÃO GERAL

Os conversores com modulação por largura de pulso (PWM) são amplamente utilizados em diversas aplicações da eletrônica. Sendo papel da eletrônica de potência o estudo permanente dos conversores de energia, seu principal objetivo está na melhora do rendimento dos circuitos empregados atualmente, seja aplicando novas técnicas de controle e/ou criando novas topologias (SANTELO, 2006).

No estudo de conversores estáticos com modulação PWM, um dos segmentos de estudo é a análise e projeto de conversores CA-CC, também conhecidos como retificadores. As topologias baseadas na modulação PWM são amplamente utilizadas devido à sua simplicidade e operação com frequência constante, que facilita a implementação do controle (BASCOPE, 2001).

As aplicações dessa família de conversores são as mais diversas, sendo utilizados principalmente em fontes de alimentação de cargas específicas. São muitas vezes aplicados também como estágios intermediários em sistemas maiores, como UPS's (*uninterruptible power supplies*), estabilizadores de tensão e aplicações em energia renováveis (SINGH *et al.*, 2003).

Através da aplicação da técnica de controle adequada, é possível a implementação da correção de fator de potência (CFP). O circuito injetará poucos harmônicos de corrente no sistema elétrico ao qual está conectado, bem como a maximizará a transferência de potência entre fonte e carga, promovendo assim um aumento de rendimento do conversor (SINGH *et al.*, 2003).

O controle também é responsável por manter o nível da tensão no barramento de saída do conversor, além de outras funções que variam de acordo com as especificações do projeto, sendo estas muitas vezes essenciais para preservação da carga que é conectada ao circuito (SINGH *et al.*, 2003).

Além do projeto adequado do controle, diversas modificações em topologias tradicionais podem ser realizadas para criar novas topologias com objetivo de melhorar o rendimento daquelas já existentes, por exemplo. No presente trabalho são apresentadas algumas topologias que aplicam técnicas, como operação em paralelo de conversores já consolidados, e topologias que usam blocos de circuitos que aperfeiçoam o processamento da energia.

Para algumas cargas específicas, é necessário o acesso a um ponto médio no barramento de tensão de saída. Porém, caso a carga solicite energia mais de um dos

capacitores do que do outro no barramento, a energia processada pelo conversor acabará por se acumular no capacitor que está sendo menos solicitado, por consequência, as tensões nos capacitores ficam desequilibradas. Esse desequilíbrio pode acabar por inviabilizar a aplicação, sendo necessária aplicar uma técnica de controle aprimorada em uma topologia que possa proporcionar aplicação da mesma (JANG *et al.*, 2011).

Esse trabalho tem como objetivo principal propor uma topologia que seja capaz de processar a energia de forma otimizada, realizando correção do fator de potência, e apresentando tensões reguladas e equilibradas nos capacitores em série do barramento de saída, independentemente do tipo de carga conectada nos mesmos.

Dessa forma, é de grande importância a pesquisa na área, pois, através da melhoria do rendimento das topologias, são obtidos circuitos com melhor custo benefício, além de uma maior aplicabilidade para diversas soluções, através da proposição da nova topologia com o uso da técnica de controle adequada.

Neste trabalho é realizada a análise do funcionamento da topologia proposta de forma qualitativa e quantitativa. Posteriormente, é feito o dimensionamento adequado do circuito de potência e de controle da topologia em estudo. Ao fim, é realizada a simulação do conversor dimensionado para processamento da potência de 1 kW, buscando observar o comportamento do conversor interagindo com diversos tipos de carga e testes de transitórios.

No Capítulo 1 é apresentada a motivação para uso do conversor estudado, no caso, uma aplicação à qual a topologia proposta poderia ser integrada. Neste capítulo também é demonstrada como é realizada a obtenção da célula de comutação de três estados (CCTE), sua aplicação corresponde a uma das técnicas utilizadas para otimização do processamento da potência por parte do circuito. É apresentada também a célula de balanceamento *Buck-Boost* (CB-BB), artifício utilizado para que topologias de conversores CA-CC *Boost* apresentem capacitores em série com tensões equilibradas na saída. Por fim, é realizado o levantamento das principais topologias de conversores CA-CC *Boost*, e integrando a célula de balanceamento àquelas topologias apresentam um único capacitor na saída.

No Capítulo 2 é realizada a análise qualitativa e quantitativa do conversor CA-CC *Boost* proposto. Neste capítulo também é realizada a modelagem do conversor para determinar as funções de transferência das variáveis de controle (corrente de entrada e tensão de barramento). Com as funções de transferência da planta são projetadas as malhas de controle para o conversor proposto.

No Capítulo 3 é realizada a análise qualitativa e quantitativa da célula de balanceamento *Buck-Boost* (CB-BB). Esse circuito é aplicado no conversor devido a

topologia adotada para estudo não apresentar capacitores em série com tensões equilibradas no barramento de saída. Também é realizada a modelagem da CB-BB pela técnica da chave PWM, para que seja feito o projeto do compensador responsável por manter o nível das tensões nos capacitores em série equilibrados.

No Capítulo 4 é apresentado o projeto do circuito de potência e controle do conversor CA-CC *Boost*. É dada ênfase ao dimensionamento dos componentes a partir dos esforços, bem como à estratégia de controle empregada.

No Capítulo 5 é apresentado o projeto do circuito de potência e controle para a CB-BB. É realizado o dimensionamento dos componentes, através dos esforços calculados, e é apresentada a técnica de controle empregada para equilíbrio das tensões nos capacitores.

No Capítulo 6 são apresentados os resultados de simulação obtidos para um protótipo de 1 kW, tensão de entrada de 220 V e tensão de saída de 200 V + 200 V. Busca-se observar o comportamento dinâmico do conversor com a conexão de cargas resistivas desequilibradas, aplicação de transitórios de carga e conexão de cargas não lineares.

Por fim, são apresentadas as conclusões obtidas a partir do estudo realizado, as sugestões para continuidade da pesquisa e as referências bibliográficas utilizadas.

2. MOTIVAÇÃO, REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PROPOSTA DA DISSERTAÇÃO

2.1. Introdução

Nessa seção é realizado um levantamento bibliográfico de conversores CA-CC monofásicos do tipo *Boost*. É demonstrada a obtenção da célula de comutação de múltiplos estados (CCME) e conseqüentemente a célula de comutação de três estados (CCTE), pois algumas topologias de conversores CA-CC se baseiam no seu uso. Também são apresentadas topologias de conversores CC-CA que necessitam do acesso ao ponto médio do barramento capacitivo, estes conversores farão a função de cargas.

Por fim, são geradas topologias baseadas em retificadores com barramento capacitivo único, porém fazendo uso da célula de balanceamento *Buck-Boost* (CB-BB) nos conversores CA-CC com único capacitor no barramento CC.

2.2. Motivação da Pesquisa

O conversor CA-CC faz parte de várias aplicações na indústria, principalmente no desenvolvimento de sistema de dupla conversão, tais como, UPS's e conversores CA-CA indiretos.

Nesta seção são apresentadas aplicações onde se faz necessário que o conversor CA-CC apresente um divisor capacitivo com tensões equilibradas e reguladas em um determinado valor, e com acesso ao ponto central do barramento de tensão de saída, sendo este um dos principais objetivos da topologia em estudo.

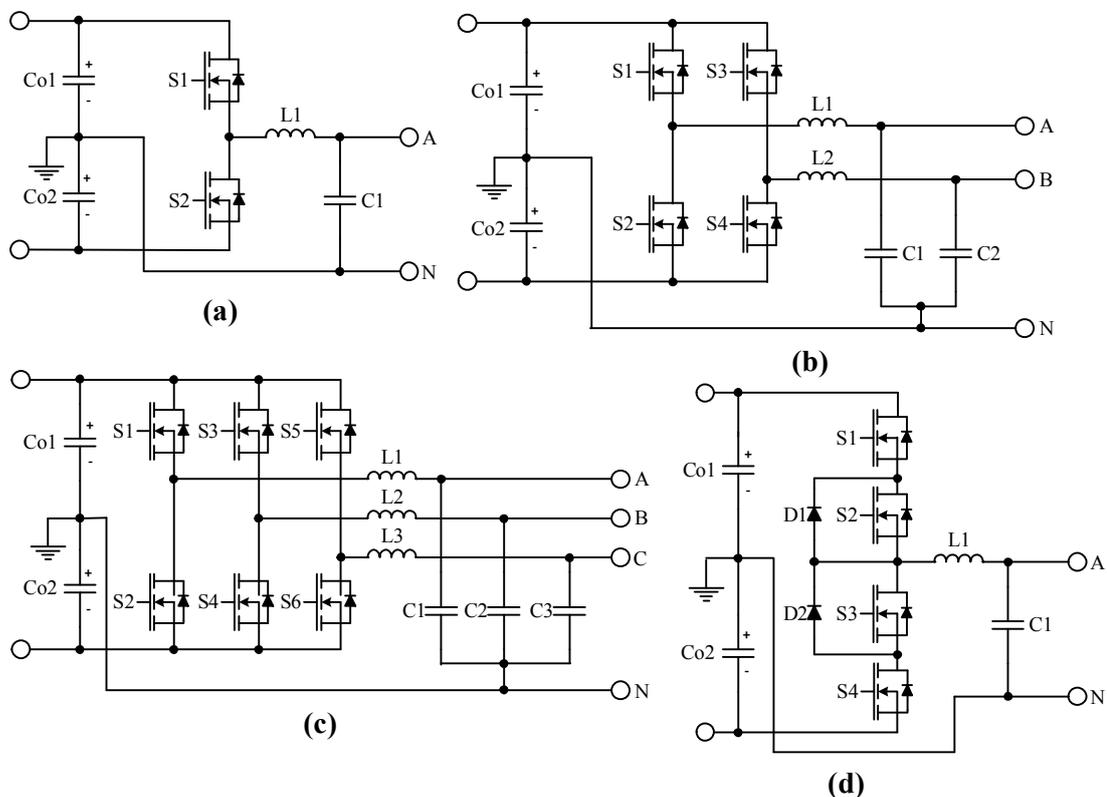
Uma das aplicações para topologias CA-CC que apresentam divisor capacitivo com tensões balanceadas na saída é proporcionar um ponto médio para conexão do neutro de algumas topologias de inversores (conversores CC-CA). Estes inversores são capazes de gerar tensões senoidais na saída com valor de pico próximo à metade da tensão total do barramento CC, devido à conexão do neutro ao ponto médio do barramento CC (MOHAN; UNDERLAND; ROBBINS, 2002).

Nos tópicos a seguir são apresentadas topologias de inversores que necessitam de divisor capacitivo na entrada para conexão do neutro, e assim, permitir funcionamento com características descritas anteriormente.

2.2.1. Topologias de Inversores com Divisor Capacitivo na Entrada

Inversores com divisor capacitivo na entrada necessitam de alimentação com fontes de tensão simétricas para seu funcionamento. As fontes simétricas podem ser obtidas conectando-se o neutro do inversor ao ponto médio do barramento CC de alimentação. Para funcionamento adequado do inversor, é essencial que os valores de tensão sobre os capacitores estejam balanceados (MOHAN; UNDERLAND; ROBBINS, 2002).

Figura 1 – Topologias de inversores com divisor capacitivo na entrada e ponto médio da tensão ligado ao neutro: (a) inversor monofásico, (b) inversor bifásico, (c) inversor trifásico, (d) inversor NPC.



Fonte: (MOHAN; UNDERLAND; ROBBINS, 2002) e (SILVEIRA, 2011).

Na Figura 1 (a), Figura 1 (b), Figura 1 (c) e Figura 1 (d) são apresentadas algumas das principais topologias encontradas na literatura como inversores alimentados por fontes simétricas. A Figura 1 (a) corresponde ao inversor *half-bridge* com saída monofásica, já na Figura 1(b) está presente o inversor *full-bridge* com saída bifásica, na Figura 1(c) é apresentado o inversor *full-bridge* com saída trifásica, por fim, na Figura 1(d) está a topologia correspondente ao inversor NPC com saída monofásica (MOHAN; UNDERLAND; ROBBINS, 2002) (SILVEIRA, 2011).

Desequilíbrios das tensões nos capacitores do barramento CC podem ser ocasionados pela inserção de cargas não lineares ou desequilibradas. Nesse caso, a tensão do capacitor mais solicitado irá tender para zero, pois terá sua energia drenada, enquanto o capacitor que estiver sem carga apresentará a tensão total do barramento. Esse efeito ocorre devido a impossibilidade de suprir energia individualmente para cada capacitor, pois estes estão conectados em série no barramento CC. Para evitar esse problema utilizam-se topologias de conversores CA-CC, que possibilitem o carregamento de cada capacitor do barramento CC individualmente, ou a troca de energia entre os capacitores (MARTINS, 1995).

2.2.2. Aplicações dos Inversores com Divisor Capacitivo na Entrada

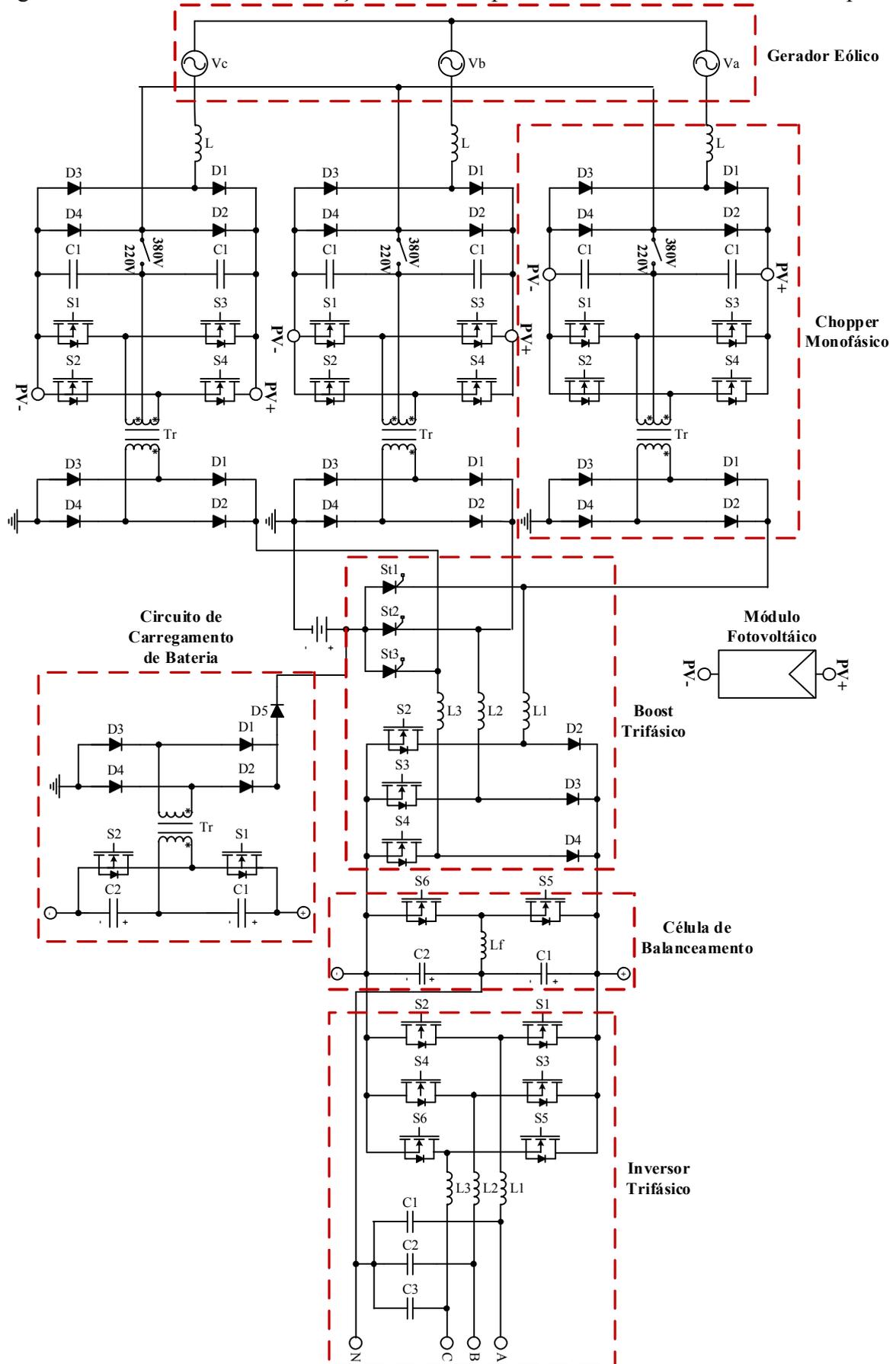
Os inversores com divisor capacitivo na entrada devem apresentar em sua saída tensão senoidal com baixa distorção. Suas principais aplicações são em acionamento de motores, bombas submersas, estágios intermediários de circuitos em sistemas com energias renováveis e em sistemas UPS.

Na Figura 2 está presente a topologia de um sistema UPS proposta por (BRANCO *et al.*, 2013). Este circuito também foi pensado para ser aplicado em geração distribuída usando energia fotovoltaica e/ou eólica.

Observa-se na Figura 2 o bloco de circuito correspondente ao inversor trifásico apresentado na Figura 1 – (c). Para geração das fontes simétricas que suprem o inversor e apresentam acesso ao ponto médio do barramento CC, foi aplicada a célula de balanceamento *Buck-Boost* (CB-BB), pois o conversor *Boost* trifásico aplicado na UPS não apresenta divisor capacitivo com tensões equilibradas em sua topologia.

Topologias de conversores CA-CC com divisor capacitivo normalmente apresentam característica duplicadora de tensão na saída, onde a tensão do barramento gerado é no mínimo igual ao dobro da tensão de pico entrada. No caso da UPS em análise, o uso da topologia de conversor *Boost* adotada, juntamente com o uso da CB-BB, permite que seja gerado o barramento com tensões divididas sem essa característica duplicadora em relação à tensão de entrada. Dessa forma, na saída do inversor são geradas senoides com níveis de tensões reduzidas em comparação ao uso de conversores *Boost* que apresentem características dobradoras de tensão. Isso corresponde a uma redução no nível de tensão que os componentes utilizados na UPS deverão suportar, além de uma maior abrangência nas características da carga que poderão ser conectadas ao inversor.

Figura 2 – UPS trifásico com correção de fator de potência e transformador de alta frequência.



Fonte: (BRANCO *et al.*, 2013)

Para gerar tensões de saída no inversor com baixo nível de harmônicos, os capacitores do barramento CC devem apresentar níveis de tensões equilibrados, o que pode ser obtido com a aplicação de uma técnica de controle robusta na CB-BB, pois esta permite o intercâmbio da energia entre os capacitores do barramento CC. Dessa forma, há possibilidade de conexão de cargas não lineares no inversor de carga e ainda são mantidas as tensões reguladas nos capacitores de saída do conversor, de forma que não haverá distorção na senoide gerada no inversor.

2.3. Obtenção da Célula de Comutação de Múltiplos Estados (CCME)

O uso da célula de comutação de múltiplos estados (CCME) trata de uma busca pela melhoria do processamento de energia no conversor, tendo sido aplicada para a geração de novas topologias. Com o uso da CCME, obtém-se uma melhor distribuição dos esforços nos componentes do circuito, o que acaba por aumentar a densidade de potência do conversor (BASCOPE, 2004).

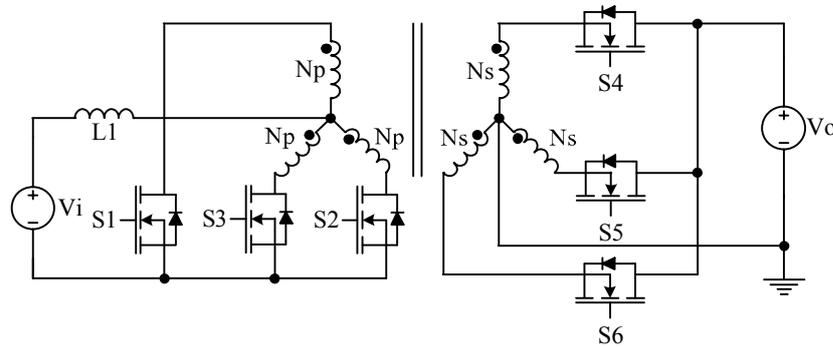
A CCME é obtida a partir da análise de conversores CC-CC isolados. Cada um dos conversores CC-CC isolados presentes na literatura é capaz de gerar uma célula de comutação diferente. A seguir é apresentada a obtenção da célula de comutação de quatro estados (CCQE) tipo B, baseada no conversor *Push-Pull* alimentado em corrente. Em seguida a análise é generalizada para a CCME tipo B, e por fim, é mostrado um caso particular da CCME, a célula de comutação de três estados (CCTE), a qual é aplicada na topologia sob análise.

Para obtenção da CCQE é considerado o conversor *Push-Pull* trifásico alimentado em corrente, e um conversor CA-CC de meia onda no lado secundário do transformador. Para facilitar a análise, assume-se que o transformador apresenta configuração estrela-estrela e relação de transformação unitária, como mostra a Figura 3.

Assim, o lado secundário do transformador é referido ao lado primário, como mostra a Figura 4. O conversor obtido é um conversor não-isolado, que faz uso de um autotransformador. Além disso, o terminal negativo da fonte de saída, que estava conectada ao ponto neutro do transformador, passa a ser conectada ao terminal negativo da fonte de entrada.

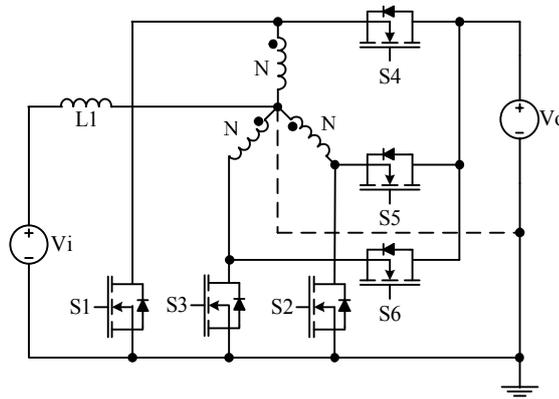
Na Figura 5 (a) e na Figura 5 (b), os componentes do circuito são rearranjados adequadamente a partir da Figura 4.

Figura 3 – Conversor *Push-Pull* trifásico alimentado em corrente com conversor CA-CC de meia onda no secundário.



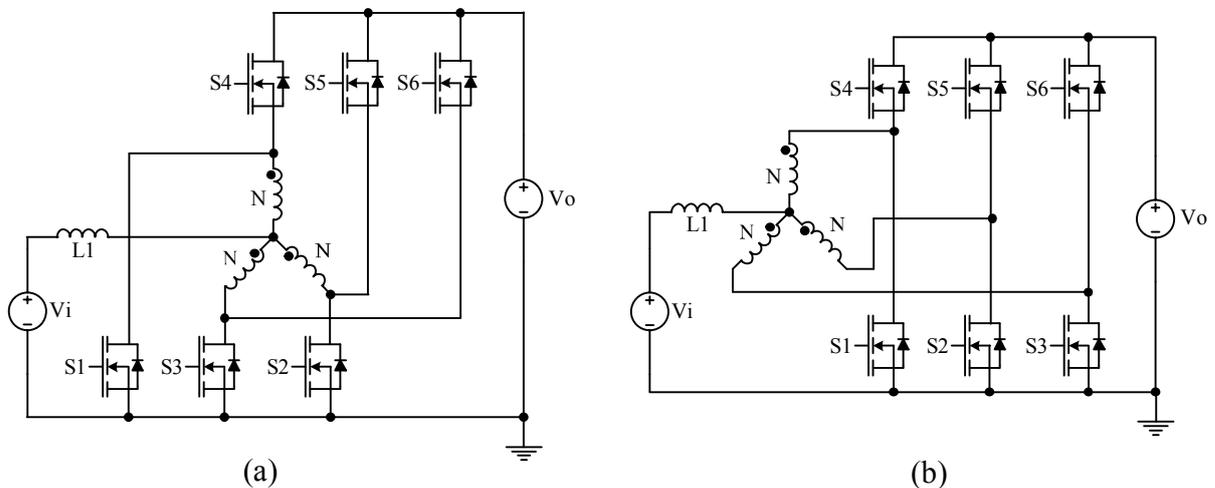
Fonte: próprio autor.

Figura 4 – Conversor *Push-Pull* com secundário do transformador referido ao lado primário.



Fonte: próprio autor.

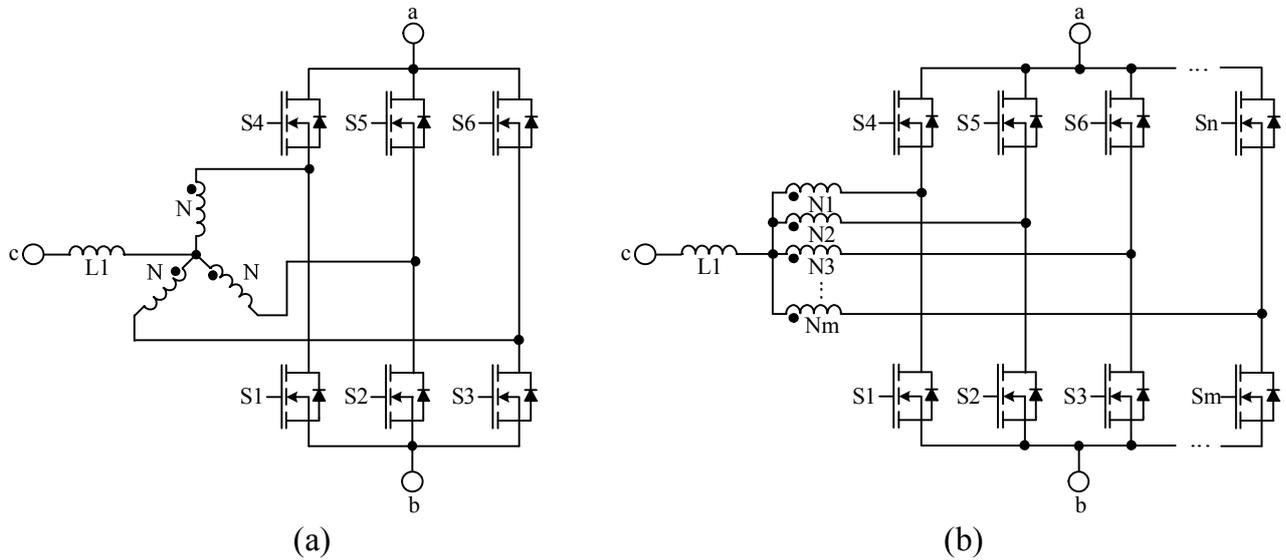
Figura 5 – Conversor *Push-Pull* com autotransformador trifásico: (a) circuito com remoção da ligação do neutro e ajuste da posição das chaves, (b) circuito com novo arranjo na posição das chaves.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 6 (a) é obtida a CCQE do tipo B, e na Figura 6(b) é apresentada o caso geral da CCME tipo B.

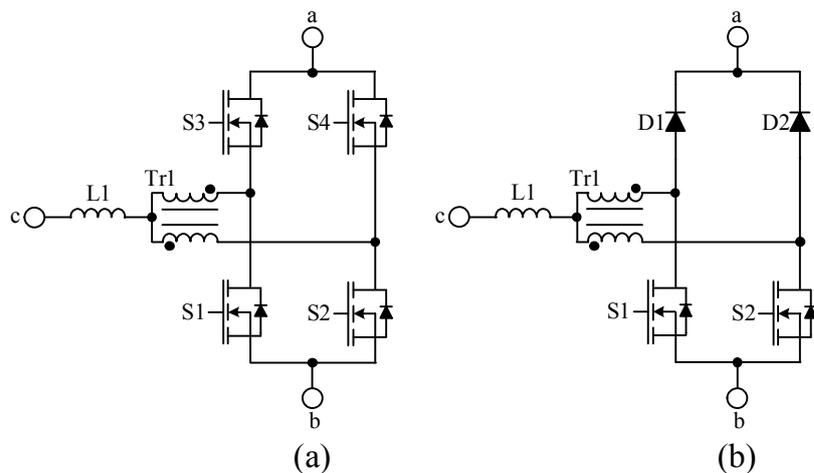
Figura 6 – (a) Célula de comutação de quatro estados (CCQE), (b) célula de comutação de múltiplos estados (CCME).



Fonte: próprio autor e (ORTMANN; MUSSA; HELDWEIN, 2012).

A CCTE, presente na Figura 7 (a), é obtida realizando a mesma análise anterior, porém fazendo uso de um conversor monofásico. Na Figura 7 (b) é mostrada a versão unidirecional da CCTE.

Figura 7 – Célula de comutação de três estados: (a) bidirecional, (b) unidirecional.



Fonte: (SANTELO, 2006).

2.3.1. Operação da Célula de Comutação de Três Estados (CCTE)

Na operação da CCTE unidirecional, presente na Figura 7 (b), existem cinco estados possíveis, porém dois destes são redundantes e outro é um estado neutro, totalizando três estados com transferência de potência. A Tabela 1 mostra as configurações de estados possíveis na CCTE unidirecional (BASCOPE, 2001).

Tabela 1 – Configurações dos possíveis estados na CCTE unidirecional.

Estados	S1	S2	D1	D2
1	ON	ON	OFF	OFF
2	ON OFF	OFF ON	OFF ON	ON OFF
3	OFF	OFF	ON	ON
Neutro	OFF	OFF	OFF	OFF

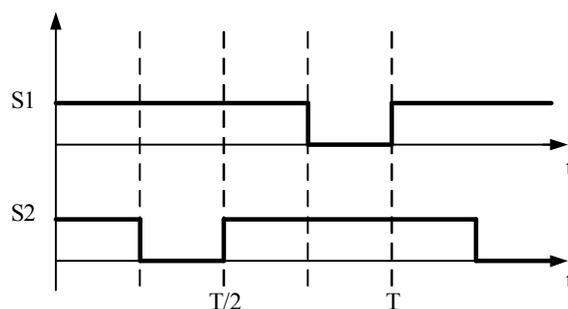
Fonte: (SANTELO, 2006).

Assim como na operação da célula canônica nos conversores CC-CC básicos, o estado neutro também só estará presente quando o conversor estiver operando em modo de condução descontínua (MDC) (SANTELO, 2006).

Como as chaves da CCTE podem ser acionadas com sinais independentes, nas aplicações de conversores CA-CC, os sinais de acionamento das chaves normalmente são os mesmos, porém aplicados com defasagem de 180 graus elétricos nas duas chaves, o que acaba por gerar operação entre duas regiões distintas.

Na Figura 8 é exemplificada a operação na região de sobreposição de sinais (*overlapping mode*), quando a razão cíclica do sinal de acionamento das chaves é superior a 0,5. Nesse modo de operação haverá etapas no ciclo de comutação onde ambas as chaves estarão em condução ao mesmo tempo (BASCOPE, 2001).

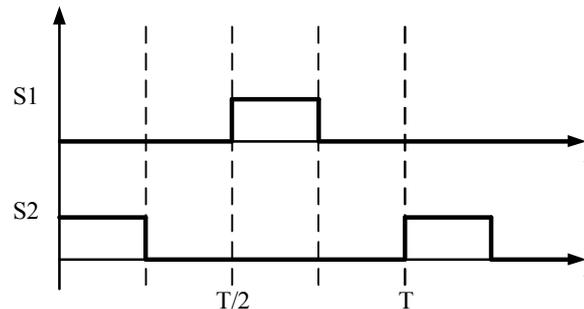
Figura 8 – Sinais de controle nas chaves da célula de comutação de três estados para operação no modo de sobreposição de sinais.



Fonte: (SANTELO, 2006).

Na Figura 9 está presente um exemplo para sinais de acionamento das chaves operando no modo de não-sobreposição de sinais (*non-overlapping mode*), ou seja, razão cíclica inferior a 0,5 e sem estágios com ambas as chaves em condução ao mesmo tempo. (BASCOPE, 2001).

Figura 9 – Sinais de controle nas chaves da célula de comutação de três estados para operação no modo de não-sobreposição de sinais.



Fonte: (SANTELO, 2006).

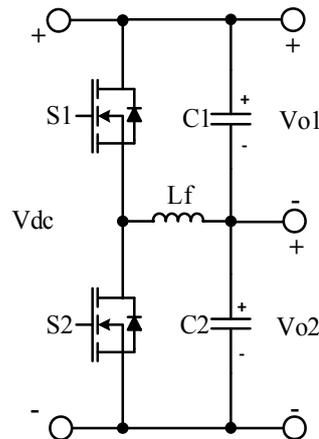
2.4. Origem da Célula de Balanceamento *Buck-Boost* (CB-BB)

Em (BARSUKOV; QIAN, 2013) são apresentados circuitos auxiliares capazes de equilibrar tensões em capacitores conectados em série e submetidos a cargas diferentes. Os circuitos auxiliares propostos podem ser divididos em circuitos passivos e ativos. Os circuitos passivos são de fácil implementação, porém haverá perdas mais consideráveis devido à presença de elementos dissipativos. Nos circuitos ativos, as perdas são reduzidas, porém sua implementação é mais complexa, necessitando de um circuito de acionamento das chaves.

Os circuitos de balanceamento ativos fazem uso de chaves e elementos armazenadores, dessa forma, a energia pode ser armazenada em parte do ciclo de operação, e na outra etapa do ciclo ser transferida para onde for mais necessária, ou seja, para o capacitor que estiver com menor nível de tensão. A Figura 10 apresenta um circuito ativo capaz de realizar o equilíbrio da energia em capacitores de um barramento, sendo chamada de célula de balanceamento *Buck-Boost* (CB-BB).

O controle tem papel direto na melhoria da eficiência e funcionamento da CB-BB, porém, (JANG *et al.*, 2011) afirma que o circuito pode ser acionado também em malha aberta. Quando as chaves do circuito forem acionadas com razão cíclica de 0,5, a tensão no ponto central das chaves corresponderá à metade da tensão total do barramento. Dessa forma, as tensões nos capacitores são balanceadas em malha aberta.

Figura 10 – Célula de balanceamento *Buck-Boost* (CB-BB).



Fonte: (BARSUKOV; QIAN, 2013).

2.5. Conversores CA-CC Monofásicos com Divisor Capacitivo na Saída

Na literatura são encontradas topologias de conversores CA-CC monofásicos com divisores capacitivos na saída intrínsecos à topologia. As topologias podem ser divididas entre: aquelas que apresentam características dobradoras da tensão na saída; e as com características não dobradoras de tensão na saída. A seguir são apresentadas algumas das principais topologias de conversores CA-CC com divisor capacitivo na saída.

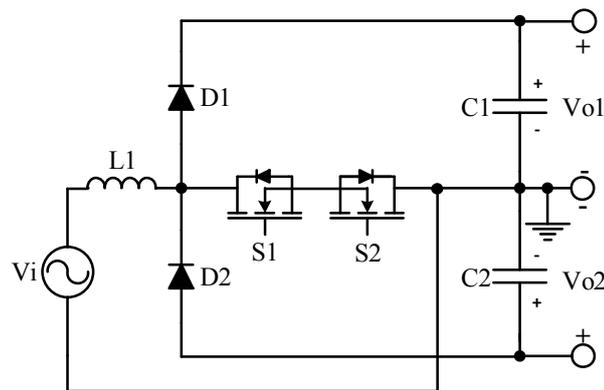
Para que os capacitores do barramento sejam utilizados como fontes simétricas para os inversores, o ponto de referência adotado, tanto para o controle como para o inversor que será conectado, é alocada no ponto médio do barramento da tensão de saída. Isso será observado nas topologias que apresentem divisor capacitivo.

2.5.1. Topologias Dobradoras da Tensão na Saída

O uso de topologias dobradoras de tensão está relacionado diretamente com o funcionamento pouco satisfatório dos conversores CA-CC *Boost* convencionais quando operam em baixa tensão. Nesses conversores, a tensão de saída total do barramento é pelo menos igual ao dobro da tensão de pico de entrada. Dessa forma, quando são utilizados conversores dobradores em tensão nominal de 220 V, por exemplo, a tensão do barramento se torna muito elevada e isso acaba por não ser interessante em algumas aplicações, pois as chaves podem ficar submetidas a uma diferença de potencial bem mais elevada, acabando por exigir chaves com tensões de operação mais elevadas (SRINIVASAN; ORUGANTI, 1998).

Em (CHOI; KWON; KWON, 2008) é apresentado um conversor CA-CC com característica dobradora de tensão e com divisor capacitivo na saída, como mostra a Figura 11. (CRUZ, 2002) afirma que uma das desvantagens dessa topologia é necessidade de uma malha de controle para equilibrar as tensões nos capacitores. A energia para compensar o desbalanço das tensões dos capacitores vem da rede de alimentação do conversor, e não por uma troca de energia entre os capacitores.

Figura 11 – Conversor CA-CC *Boost bridgeless* dobrador de tensão.

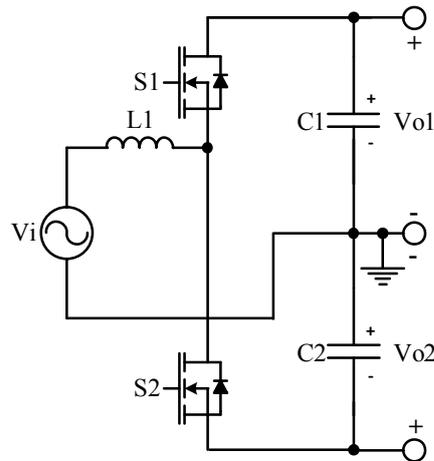


Fonte: (CHOI; KWON; KWON, 2008).

Devido à característica dobradora de tensão na saída, alguns componentes ficam submetidos a níveis bastante elevados de tensão, como é o caso dos diodos D1 e D2, que, quando estão reversamente polarizados, ficam submetidos à tensão total do barramento CC. Como vantagem, esse conversor destaca-se por apresentar um pequeno número de componentes em condução simultaneamente em algumas etapas, pois quando os diodos D1 ou D2 estão diretamente polarizados, por exemplo, apenas esses componentes estão entre o indutor L1 e a carga, algo que pode ser bastante significativo no que diz respeito ao rendimento da topologia em comparação com outras (CRUZ, 2002).

Em (SRINIVASAN; ORUGANTI, 1998) é apresentada outra topologia de conversor CA-CC *Boost* dobrador de tensão na saída. Essa topologia é capaz de manter as tensões nos capacitores, desde que sejam empregadas estratégias de controle bem elaboradas e com energia para balanceamento vinda da rede, semelhante ao caso do conversor CA-CC *Boost bridgeless* dobrador de tensão apresentado Figura 11. Na Figura 12 está presente a topologia do conversor CA-CC *Boost half-bridge*, destacando-se principalmente por apresentar poucos componentes para implementação.

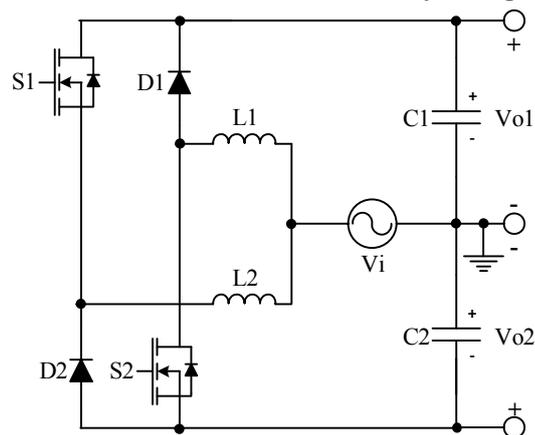
Figura 12 – Conversor CA-CC *Boost half-bridge*.



Fonte: (SRINIVASAN; ORUGANTI, 1998).

Na Figura 13 está presente uma topologia de conversor CA-CC capaz de evitar um curto-circuito de braço do conversor por erro no acionamento, desenvolvida por (MARTINS; ANDRADE; BARBI, 1997). O circuito corresponde a uma melhoria da topologia apresentada na Figura 12, seu benefício está diretamente relacionado à substituição do único indutor por um par de indutores, que devem ser conectados em cada um dos braços do conversor CA-CC. Com essa alteração, sempre haverá uma impedância entre as chaves em condução, evitando curto-circuito, porém, são adicionados mais componentes à topologia.

Figura 13 – Conversor CA-CC *Boost half-bridge* robusto.



Fonte: (MARTINS; ANDRADE; BARBI, 1997).

2.5.2. Topologias Não Dobradoras da Tensão na Saída

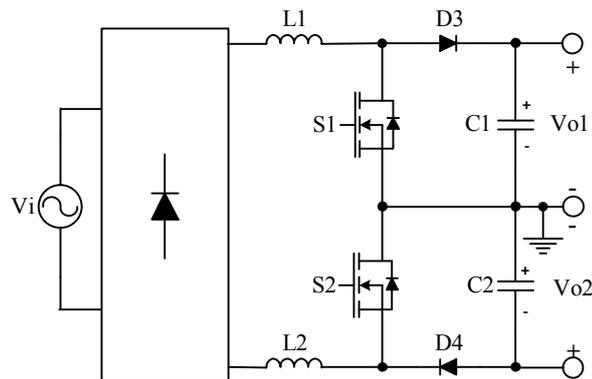
Existem algumas topologias de conversores CA-CC que apresentam um divisor capacitivo na saída, porém sem a característica de dobradores de tensão na saída. Dessa

forma, essas topologias são utilizadas em aplicações onde não há necessidade uma tensão tão elevada no barramento, mas, é requisito indispensável o acesso ao ponto médio do divisor capacitivo.

Em (MARTINS; KASSICK; BARBI, 1996) é apresentada uma topologia de conversor CA-CC que faz uso de dois conversores *Boost* CC-CC em série com a ponte retificadora. Dessa forma busca-se a divisão equivalente dos esforços por todos os semicondutores.

A técnica de controle faz um papel diferencial nessa topologia, segundo (MARTINS; KASSICK; BARBI, 1996), caso haja a mínima diferença nos tempos de acionamento das chaves, a energia do conversor acabará por se acumular apenas em um dos capacitores do barramento de saída. Outro fator é a questão do balanço da energia nos capacitores, essa energia deverá vir da fonte, e não é realizado através de um intercambio da energia nos dois capacitores.

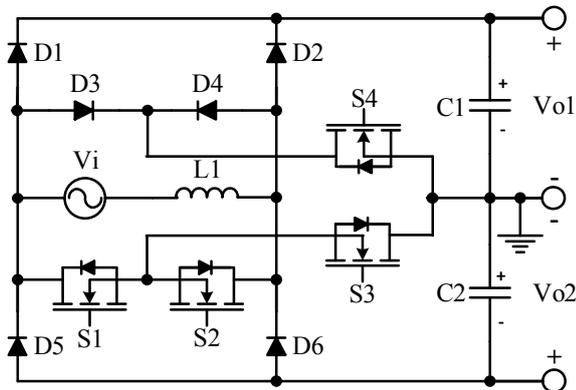
Figura 14 – Conversor CA-CC duplo *Boost*.



Fonte: (MARTINS; KASSICK; BARBI, 1996).

Em (LANGE *et al.*, 2015) é apresentada uma topologia com modulação da tensão de entrada em cinco níveis e baixas perdas em altas frequências. Embora essa topologia apresente muitos componentes em comparação com as topologias mais elementares, seu funcionamento se torna competitivo uma vez que poucos componentes estão acionados simultaneamente, o que acaba por diminuir as perdas por condução em comparação com outras topologias apresentadas. A Figura 15 apresenta conversor CA-CC *Boost* multinível descrito.

Figura 15 – Conversor CA-CC *Boost bridgeless* multinível monofásico unidirecional de alta eficiência.



Fonte: (LANGE *et al.*, 2015).

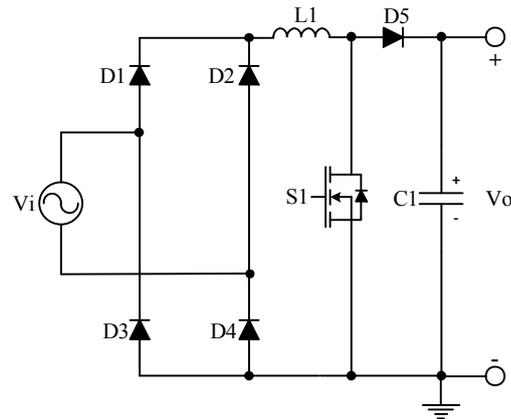
2.6. Conversores CA-CC Monofásicos sem Divisor Capacitivo na Saída

As topologias mais básicas de conversores CA-CC são baseadas em conversores CC. O conversor CA-CC *Boost* clássico não apresenta divisor capacitivo na saída em sua topologia. Ele foi utilizado como base para o desenvolvimento de muitas outras topologias com diversas melhorias. Nessa seção são apresentadas as principais topologias de conversores CA-CC *Boost* sem divisor capacitivo na saída.

2.6.1. Topologias Não Dobradoras da Tensão de Saída

A topologia mais básica de conversor CA-CC *Boost* corresponde a uma ponte retificadora conectada em série com um conversor CC-CC do tipo *Boost*. Esse circuito é de fácil implementação, o principal problema com a aplicação dessa topologia está relacionado com a quantidade de componentes em condução durante operação, sempre haverá a condução por dois diodos da ponte e pela chave que realiza o processo de armazenamento de energia no indutor, ou pelo diodo de transferência de energia localizado na saída, totalizando três componentes operando simultaneamente. Na Figura 16 está presente o circuito do conversor CA-CC *Boost* com ponte de diodos na entrada (SINGH *et al.*, 2003).

Figura 16 – Conversor CA-CC *Boost* com ponte de diodos na entrada.



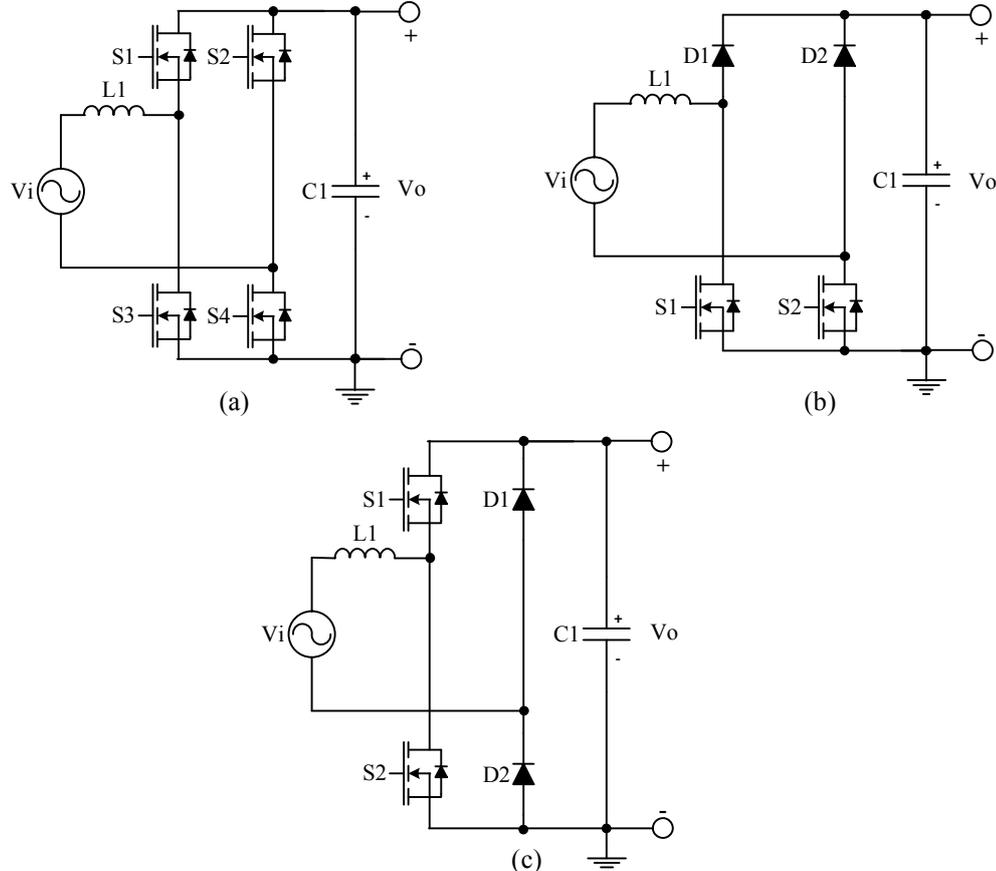
Fonte: (SINGH *et al.*, 2003).

Buscando melhorar a topologia do conversor CA-CC *Boost* com ponte de diodos na entrada, foram substituídos dois diodos da ponte retificadora por chaves, dessa maneira é removido o diodo de transferência do circuito, como resultado, haverá apenas dois componentes em condução simultaneamente, melhorando as perdas por condução. A Figura 17 (a), a Figura 17 (b) e a Figura 17 (c) correspondem a conversores CA-CC *Boost bridgeless* que surgiram da modificação descrita anteriormente (HUBER; JANG; JOVANOVIĆ, 2008) (SINGH *et al.*, 2003).

Uma alternativa para melhorar a eficiência está na melhor distribuição dos esforços de corrente através dos componentes. Na Figura 18 é apresentada a topologia do conversor CA-CC *Boost* intercalado (*Interleaved*), onde se conecta em paralelo dois ou mais conversores *Boost* e a corrente é dividida de forma equilibrada pelos componentes dos conversores operando em paralelo. O sinal de controle das chaves deve ser defasado em 180 graus elétrico para o caso de dois conversores em paralelo, o que não impede o uso de mais conversores em paralelo desde que seja realizada a defasagem apropriada dos sinais de controle das chaves (ANCUTI *et al.*, 2014).

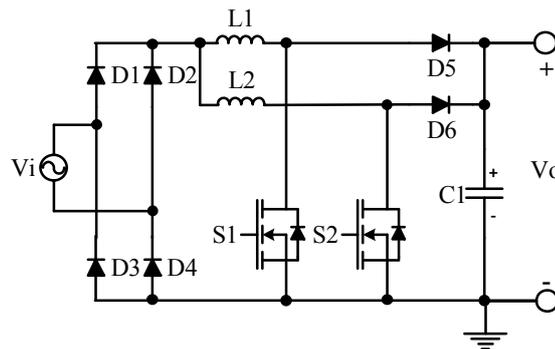
Na topologia presente na Figura 18, as ondulações das correntes nos indutores estão deslocadas em 180 graus elétricos, o que acaba por duplicar a frequência da ondulação da corrente total de entrada. A principal desvantagem nessa topologia é a necessidade da ponte de diodos de entrada, pois com ela são acrescentados mais componentes em operação simultânea no circuito (MUSAVI; EBERLE; DUNFORD, 2011).

Figura 17 – Conversores CA-CC *Boost bridgeless*: (a) com quatro chaves, (b) com duas chaves, (c) com duas chaves arranjadas de forma diferente.



Fonte: (HUBER; JANG; JOVANOVIĆ, 2008) e (SINGH *et al.*, 2003).

Figura 18 – Conversor CA-CC *Boost* intercalado.

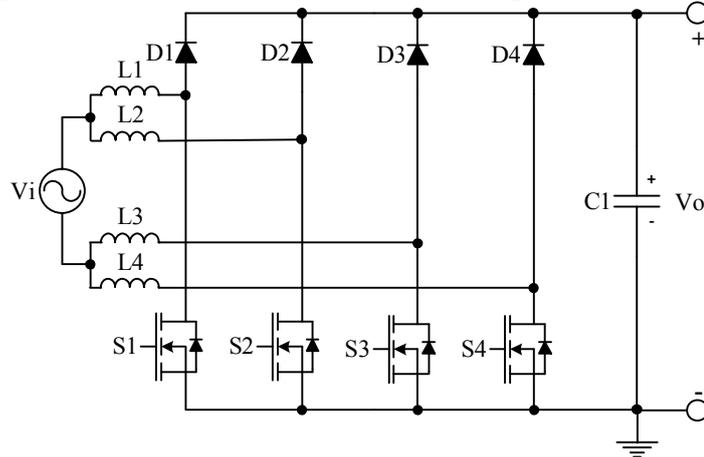


Fonte: (ANCUTI *et al.*, 2014).

Em (MUSAVI; EBERLE; DUNFORD, 2011) é apresentada uma modificação na topologia do conversor CA-CC *Boost* intercalado. A ponte retificadora é substituída por dois pares de chaves e diodo, como ocorreu no conversor CA-CC *Boost bridgeless*. A Figura 19 apresenta o conversor *Boost bridgeless* intercalado. Nessa topologia é utilizada a mesma quantidade de componentes do conversor *Boost* intercalado.

A principal desvantagem dessa topologia está relacionada com a elevação do custo de construção, uma vez que os quatro diodos lentos da ponte precisam ser substituídos por duas chaves e dois diodos rápidos.

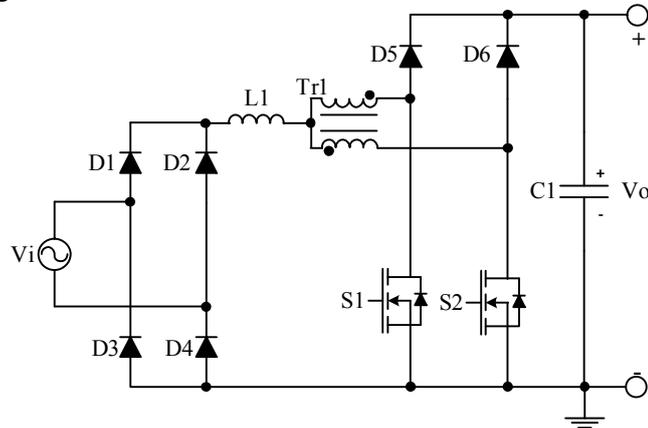
Figura 19 – Conversor CA-CC *Boost bridgeless* intercalado.



Fonte: (MUSAVI; EBERLE; DUNFORD, 2011).

Fazendo uso da CCTE para gerar uma nova topologia, é obtida a topologia da Figura 20, apresentada por (BASCOPE, 2004). Observa-se que essa topologia se assemelha ao conversor CA-CC *Boost* intercalado, sendo assim, algumas vantagens são semelhantes, como a distribuição dos esforços de corrente nos componentes, duplicação da frequência nos indutores armazenadores de energia e diminuição da ondulação da mesma. Com a inserção do autotransformador há uma melhoria do processamento da potência, já que apenas 60% da potência é processada pelas chaves, o restante é transferido para carga através do acoplamento magnético nos enrolamentos do autotransformador.

Figura 20 – Conversor CA-CC *Boost* baseado na CCTE.



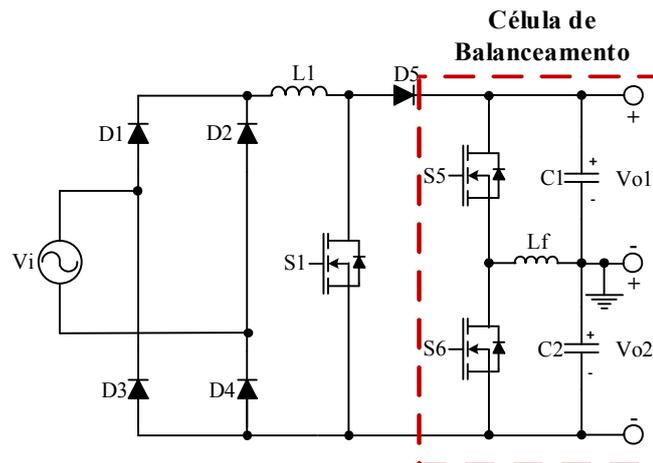
Fonte: (BASCOPE, 2004).

2.7. Aplicação da Célula de Balanceamento *Buck-Boost* (CB-BB) nos Conversores CA-CC Monofásicos sem Divisor Capacitivo na Saída

As topologias de conversores CA-CC sem divisor capacitivo não podem ser utilizadas para aplicações de alimentação de inversores que necessitam de fontes simétricas, porém esse empecilho pode ser resolvido com o uso da CB-BB. Sendo assim, é possível utilizar as vantagens obtidas nas topologias apresentadas anteriormente e ainda obter capacitores balanceados no barramento de saída através da inserção da CB-BB, tornando os conversores viáveis para a aplicação em estudo.

A Figura 21 apresenta a topologia gerada com aplicação da CB-BB no conversor CA-CC *Boost* com ponte de diodos na entrada e CB-BB na saída.

Figura 21 – Conversor CA-CC *Boost* com ponte de diodos na entrada e CB-BB na saída.



Fonte: próprio autor.

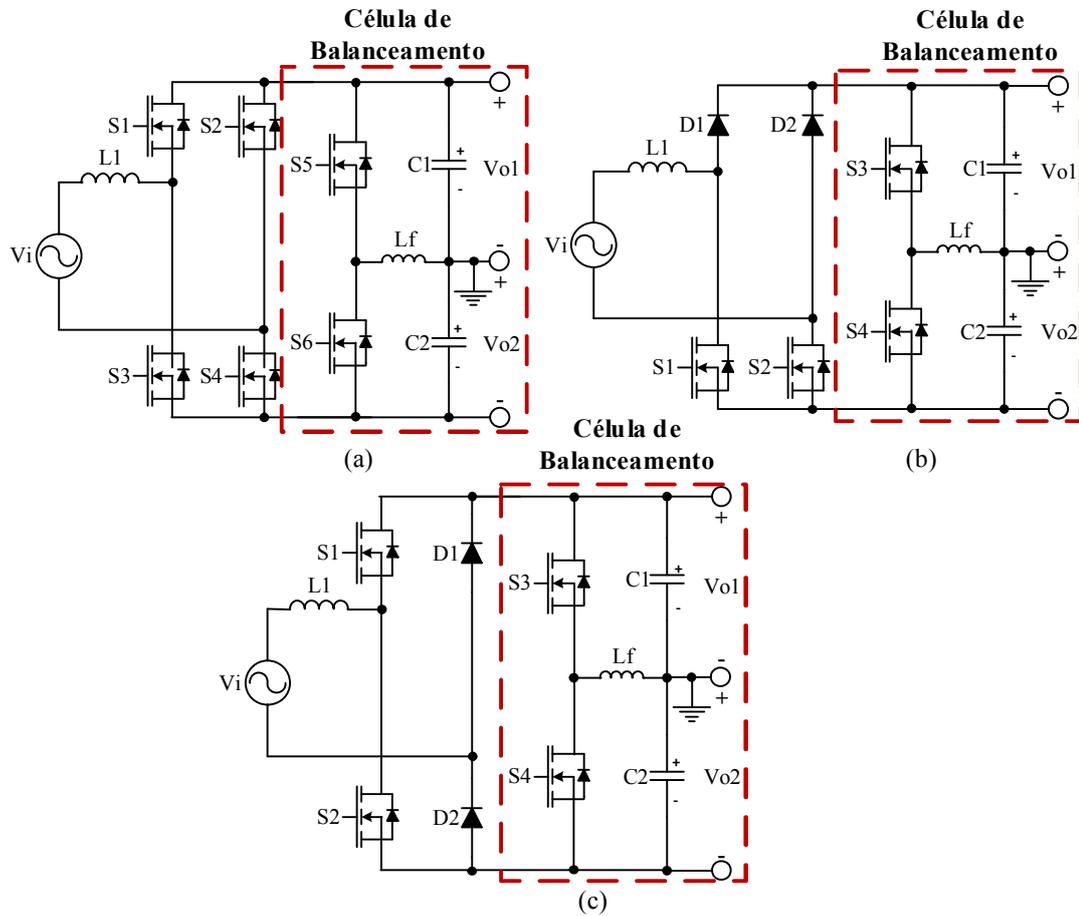
Na Figura 22 (a), na Figura 22 (b) e na Figura 22 (c) estão presentes os conversores gerados a partir da inserção da CB-BB nos conversores CA-CC *Boost bridgeless*.

A Figura 23 mostra a aplicação da CB-BB ao conversor CA-CC *Boost* intercalado.

Na Figura 24 observa-se a CB-BB sendo aplicada no conversor CA-CC *Boost bridgeless* intercalado.

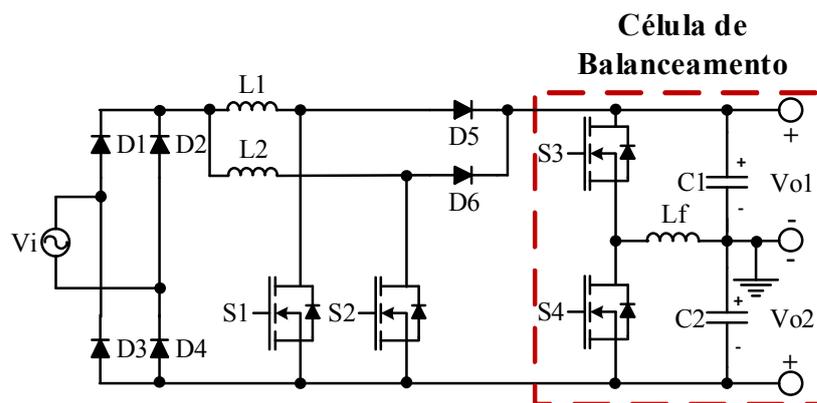
A Figura 25 apresenta a topologia gerada pelo uso da CB-BB no conversor CA-CC *Boost* baseado na CCTE.

Figura 22 – Conversores CA-CC *Boost bridgeless* com a CB-BB na saída: (a) com quatro chaves, (b) com duas chaves, (c) com duas chaves arranjadas de forma diferente.



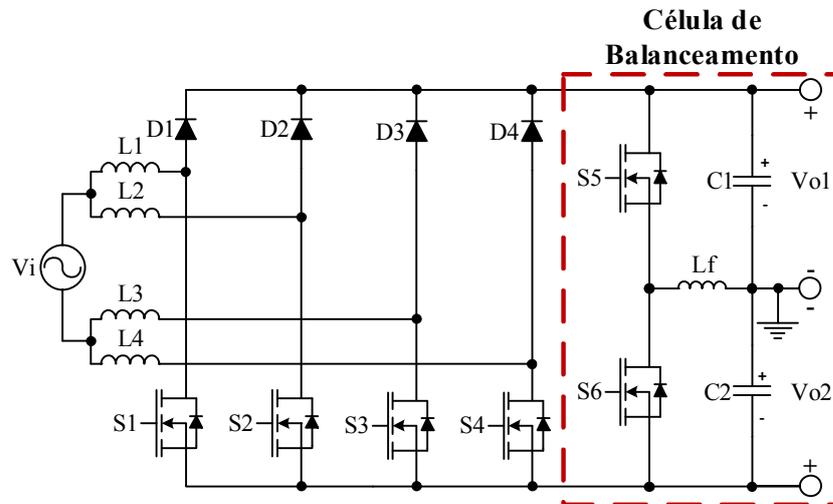
Fonte: próprio autor.

Figura 23 – Conversor CA-CC *Boost* intercalado com a CB-BB na saída.



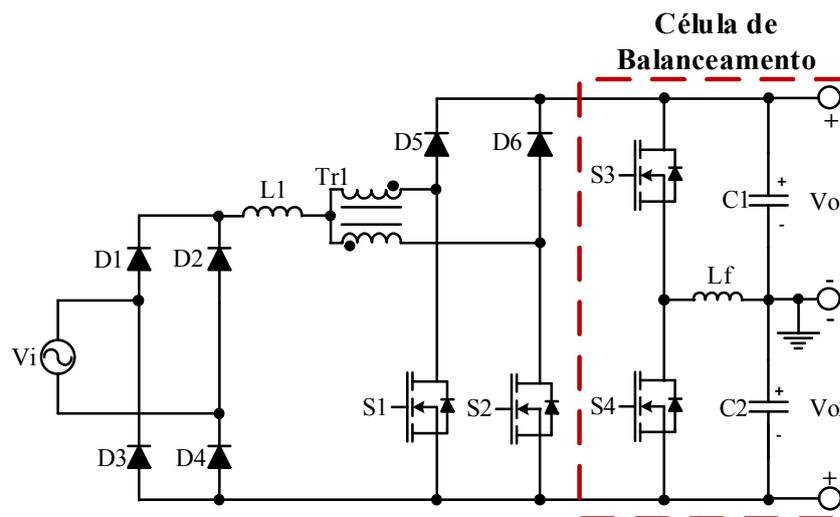
Fonte: próprio autor.

Figura 24 – Conversor CA-CC *Boost bridgeless* intercalado com CB-BB na saída.



Fonte: próprio autor.

Figura 25 – Conversor CA-CC *Boost* baseado na CCTE com a CB-BB na saída.



Fonte: próprio autor.

2.8. Topologia Proposta

A topologia proposta combina três técnicas apresentadas previamente para obtenção de uma nova topologia. Tendo como base o conversor CA-CC *Boost bridgeless*, é aplicada a célula de comutação de três estados (CCTE) mostrada na Figura 7 (b).

Na topologia proposta busca-se a operação de dois conversores em paralelo, semelhante ao conversor CA-CC *Boost* intercalado, cada um dos pares de chaves estará responsável por realizar a conversão em um dos semiciclos da senoide da entrada. Assim

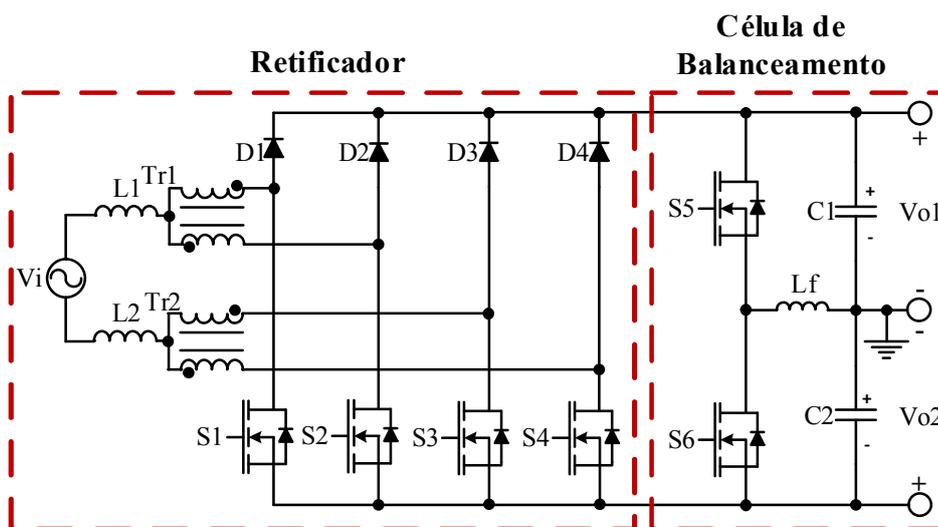
haverá mais componentes no circuito, porém os esforços de corrente serão melhor distribuídos.

O uso da CCTE garante ao conversor uma melhor distribuição dos esforços de corrente nos componentes, pois a divisão das tensões e correntes nos enrolamentos dos autotransformadores se reflete nos componentes. Comparando a topologia proposta com a da Figura 24, as configurações se assemelham, porém a ausência da CCTE faz com que cada um dos indutores na Figura 24 apresente valores instantâneos de correntes nos componentes bem diferentes.

O conversor descrito anteriormente não apresenta divisor capacitivo na saída, então, para proporcionar o divisor capacitivo na saída e ter acesso ao ponto médio do barramento, é incorporada a célula de balanceamento *Buck-Boost* (CB-BB). Com a aplicação desta, a energia pode ser intercambiada entre os capacitores do barramento, e não a partir da alimentação da rede, além disso, essa topologia não apresenta característica dobradora de tensão na saída, conseqüentemente, os esforços de tensão nos componentes serão reduzidos, em comparação com as topologias dobradoras.

No conversor proposto são inseridos indutores divididos na entrada e no caminho de retorno para fonte, estes se encontram em série, porém, estão assim arranjados para representar seu arranjo na montagem física, pois essa prática é conhecida por reduzir ruído de modo comum. O conversor proposto está presente na Figura 26.

Figura 26 – Conversor CA-CC *Boost* proposto.



Fonte: próprio autor.

2.9. Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentadas algumas das principais topologias de conversores CA-CC *Boost*. Topologias com divisor capacitivo na saída e características dobradoras de tensão, ou seja, a tensão total de barramento é maior ou igual a duas vezes o valor de pico da tensão de entrada, bem como as topologias com divisor capacitivo e características não dobradoras de tensão na saída, onde a tensão total do barramento é simplesmente maior ou igual ao valor de pico da tensão de entrada.

Devido ao fato de se ter várias topologias de conversores CA-CC com um único capacitor de saída, foram incorporadas às mesmas a célula de balanceamento *Buck-Boost* (CB-BB) para gerar o divisor capacitivo com acesso do ponto médio necessário para conectar o terminal neutro dos inversores de tensão (*Voltage Source Inverter*).

Por fim, foi apresentada a topologia de conversor CA-CC proposta no presente trabalho.

3. ANÁLISE DO CONVERSOR CA-CC *BOOST BRIDGELESS* PROPOSTO

3.1. Introdução

A análise do funcionamento do conversor proposto é realizada em duas partes, inicialmente é feita a análise do conversor CA-CC *Boost bridgeless* baseado na CCTE, e em seguida a análise da célula de balanceamento *Buck-Boost* (CB-BB).

Primeiramente, fez-se a análise qualitativa do funcionamento do circuito em modo de condução contínua (MCC) e operação com frequência constante (*Pulse Width Modulation – PWM*). Nessa análise são explicitadas a descrição das etapas de operação e as principais formas de onda de tensão e corrente nos componentes. Logo após a análise qualitativa, é realizada a análise quantitativa, onde são obtidas as principais equações que permitirão mensurar os esforços nos componentes e, conseqüentemente, realizar seu dimensionamento.

Por fim, o conversor é modelado para que sejam obtidas as funções de transferência das variáveis de controle envolvidas (corrente de entrada e tensão de barramento CC). Dessa forma, é possível projetar o controle do conversor para que se obtenha tensão constante na saída, corrente de entrada com baixo conteúdo harmônico e fator de potência próximo da unidade.

3.2. Análise Qualitativa

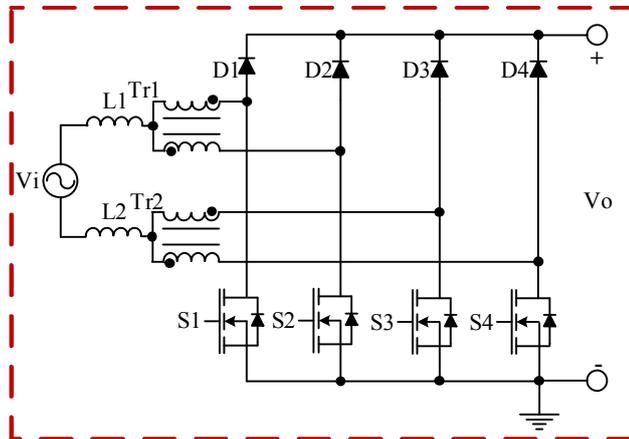
3.2.1. Topologia do Circuito CA-CC *Boost*

O circuito do conversor CA-CC proposto é composto por quatro braços contendo uma chave e um diodo em cada, arrançados de forma que não seja necessário uso de uma ponte de diodos na entrada. Há também a presença de dois autotransformadores, que compõem a CCTE, juntamente com dois indutores conectados em série com cada um dos autotransformadores. A Figura 27 mostra o circuito correspondente ao conversor analisado neste capítulo.

Para o funcionamento adequado do circuito, as chaves são acionadas aos pares e com defasagem de 180 graus elétricos na frequência de chaveamento. Sendo assim, durante a operação deste conversor poderá ocorrer a sobreposição ou a não-sobreposição dos sinais das chaves, ou seja, intervalos onde os pares de chaves estarão em condução ao mesmo tempo ou apenas um dos pares estará em condução, respectivamente. Dessa forma, o conversor poderá operar em duas regiões distintas de acordo com a razão cíclica aplicada instantaneamente para

obtenção da tensão de saída regulada, uma vez que esta irá variar, pois a tensão de entrada varia senoidalmente.

Figura 27 – Conversor CA-CC *Boost bridgeless* baseado na CCTE e sem divisor capacitivo.



Fonte: próprio autor.

É mostrado mais adiante que cada uma das regiões de operação é capaz de fornecer um ganho estático diferente na saída. Assim, a região de operação irá variar instantaneamente de acordo com a comparação entre a tensão de entrada e a tensão de saída. Quando a tensão de entrada for inferior à metade da tensão de saída, o conversor operará na região de sobreposição de sinais, porém, quando a tensão de entrada for superior à metade da tensão de saída, o conversor operará na região de não-sobreposição de sinais (BASCOPE, 2004).

Para facilitar a análise, os indutores L1 e L2 no conversor da Figura 27 são analisados como um único indutor L_{eq} , pois estão em série no circuito, e essa divisão apenas representa como estarão arrançados fisicamente.

$$L_{eq} = L1 + L2 \quad (3.1)$$

A análise detalhada da operação do conversor é realizada para o semiciclo positivo da tensão de entrada, e em seguida é estendida para o semiciclo negativo. Devido à simetria da topologia o funcionamento é o mesmo nos componentes simétricos para cada semiciclo. Para análise, é considerada apenas a operação em modo de condução contínua (MCC).

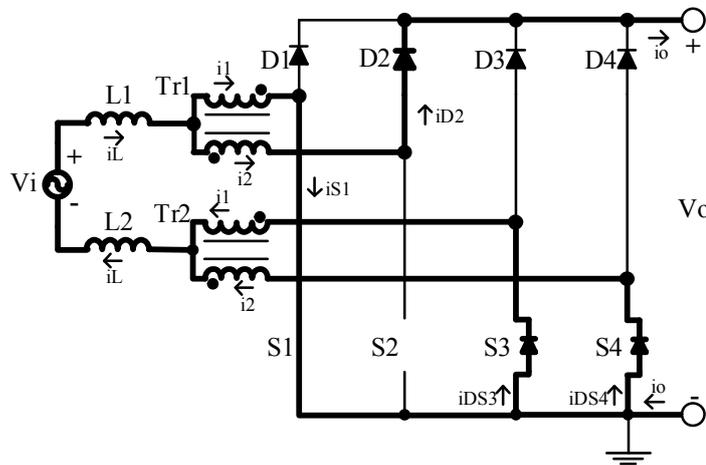
3.2.2. Descrição das Etapas de Operação em Modo de Condução Contínua e Não-sobreposição de Sinais PWM (Non-Overlapping Mode)

A análise é realizada em quatro etapas para um período completo de comutação (T). Quando estiver operando no modo de não-sobreposição, a razão cíclica do sinal de controle de acionamento das chaves é inferior a 0,5 ($D < 0,5$). A Figura 28, a Figura 29 e a Figura 30 apresentam os circuitos equivalentes para cada uma das etapas de operação.

Primeira Etapa ($t_0 \leq t \leq t_1$) – Nessa etapa as chaves S1 e S3 se encontram em condução, e S2 e S4 em bloqueio. A corrente i_1 , que flui pelo ramo superior do autotransformador Tr1, circula pela chave S1. Para circulação da corrente i_2 , que corresponde à corrente que flui pelo ramo inferior de Tr1, o diodo D2 é diretamente polarizado, criando um caminho para a corrente circular até a carga. A corrente que retorna da carga e a corrente que passa por S1 se somam e se dividem igualmente entre os diodos das chaves S3 e S4, pois devido à presença da CCTE, as componentes de corrente que circulam pelos enrolamentos de Tr2 se dividem igualmente. Nessa etapa, a parcela da corrente de entrada i_1 cresce linearmente devido ao armazenamento de energia nos indutores, já a parcela da corrente de entrada i_2 fornece energia para carga. O caminho percorrido pelas correntes na primeira etapa do modo de não-sobreposição de sinais é mostrado na Figura 28. A equação (3.2) descreve o comportamento da corrente no indutor para a primeira etapa de operação no modo de não-sobreposição de sinais.

$$L_{eq} \cdot \frac{di_L}{dt} - V_i + \frac{V_o}{2} = 0 \quad (3.2)$$

Figura 28 – Primeira etapa de operação do conversor CA-CC *Boost* para operação no MCC e não-sobreposição de sinais no semiciclo positivo.

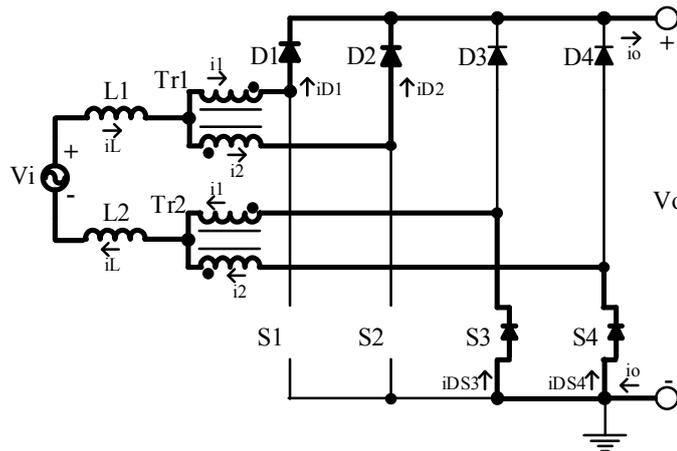


Fonte: próprio autor.

Segunda Etapa ($t_1 \leq t \leq t_2$) – Durante essa etapa, as quatro chaves do conversor encontram-se em bloqueio. Para circulação das correntes, os diodos D1 e D2 são diretamente polarizados, dessa forma, a corrente i_1 flui por D1 até a carga, assim como a corrente i_2 flui pelo diodo D2 até a carga. A corrente de retorno da carga se divide igualmente entre os diodos das chaves S3 e S4 devido à presença da CCTE. Nessa etapa, ambos os componentes da corrente de entrada, i_1 e i_2 , transferem energia para a carga. O caminho percorrido pelas correntes na segunda etapa do modo não-sobreposição de sinais é mostrado na Figura 29. A equação (3.3) corresponde à equação diferencial para o comportamento da corrente no indutor para a segunda etapa de operação no modo de não-sobreposição de sinais.

$$-L_{eq} \cdot \frac{di_L}{dt} - V_i + V_o = 0 \quad (3.3)$$

Figura 29 – Segunda etapa de operação do conversor CA-CC *Boost* para operação no MCC e não-sobreposição de sinais no semiciclo positivo.



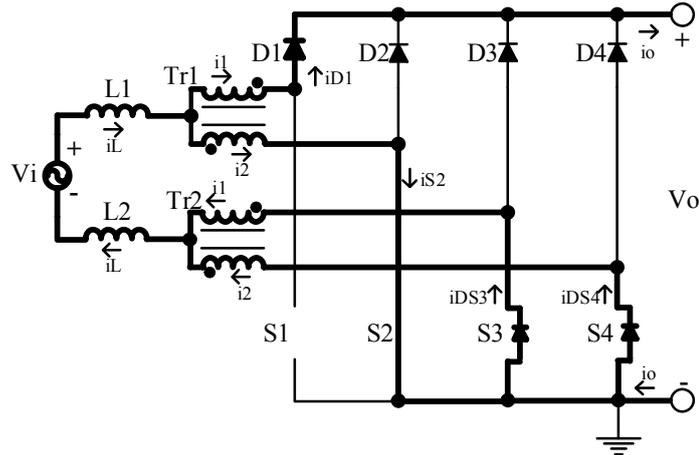
Fonte: próprio autor.

Terceira Etapa ($t_2 \leq t \leq t_3$) – Durante essa etapa as chaves S2 e S4 se encontram em condução, e S1 e S3 estão em bloqueio. Para criar um caminho de circulação para a corrente i_1 , o diodo D2 é diretamente polarizado. A corrente i_2 flui pela chave S2, que se encontra em condução. A corrente que retorna da carga e a corrente que passa por S2 se somam e se dividem igualmente entre os diodos das chaves S3 e S4, pois devido à presença da CCTE, as componentes de corrente que circulam pelos enrolamentos de Tr2 se dividem igualmente. Nessa etapa de operação, a parcela da corrente de entrada i_2 cresce linearmente devido ao armazenamento de energia nos indutores, já a parcela da corrente de entrada i_1 fornece energia para a carga. O caminho percorrido pelas correntes na terceira etapa do modo de não-sobreposição de sinais esta presente na Figura 30. A equação (3.4) corresponde à

equação da malha formada na terceira etapa de operação para modo de não-sobreposição de sinais, sendo utilizada para descrever o comportamento da corrente no indutor de entrada.

$$L_{eq} \cdot \frac{di_L}{dt} - V_i + \frac{V_o}{2} = 0 \quad (3.4)$$

Figura 30 – Terceira etapa de operação do conversor CA-CC *Boost* para operação no MCC e não-sobreposição de sinais no semiciclo positivo.

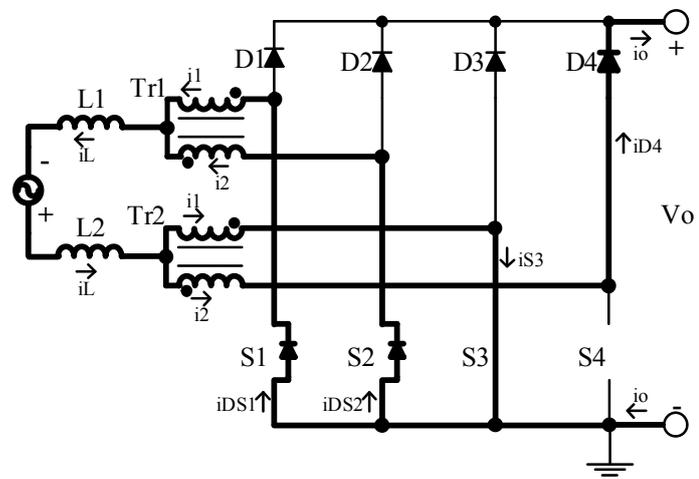


Fonte: próprio autor.

Quarta Etapa ($t_3 \leq t \leq t_4$) – Nessa etapa de operação todas as chaves se encontram em bloqueio, sendo equivalente à segunda etapa apresentada na Figura 29.

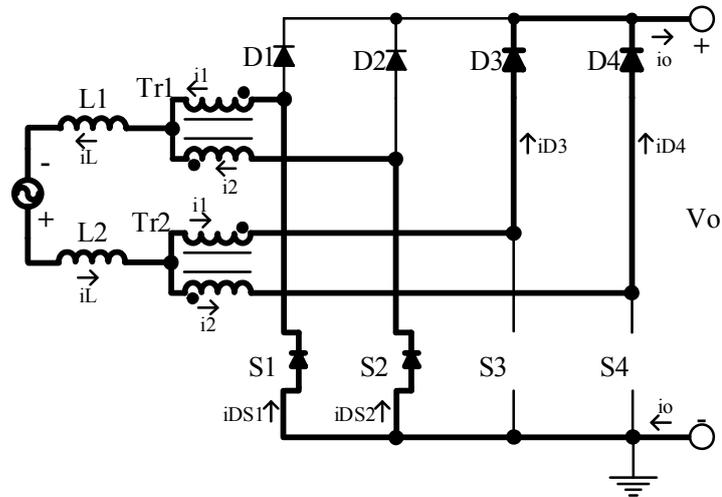
O comportamento das correntes no circuito para operação no semiciclo negativo é mostrado na Figura 31, Figura 32 e na Figura 33

Figura 31 – Primeira etapa de operação do conversor CA-CC *Boost* para operação no MCC e não-sobreposição de sinais no semiciclo negativo.



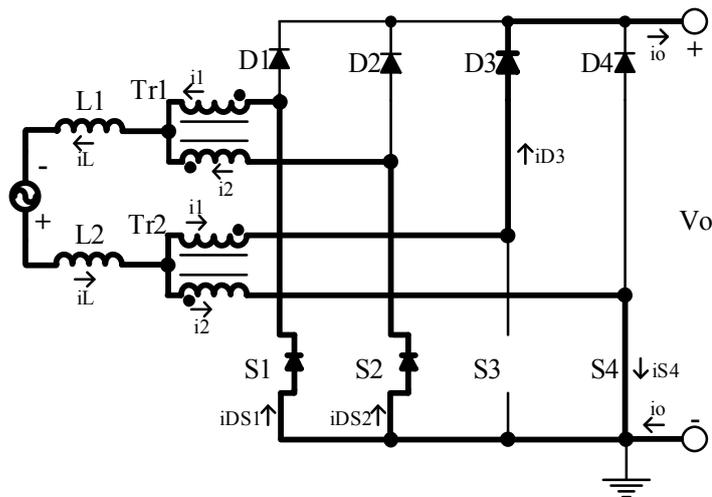
Fonte: próprio autor.

Figura 32 – Segunda etapa de operação do conversor CA-CC *Boost* para operação no MCC e não-sobreposição de sinais no semiciclo negativo.



Fonte: próprio autor.

Figura 33 – Terceira etapa de operação do conversor CA-CC para operação no MCC e não-sobreposição de sinais no semiciclo negativo.



Fonte: próprio autor.

O funcionamento do conversor no semiciclo negativo apresenta comportamento semelhante à operação no semiciclo positivo. Basicamente o comportamento das chaves S1 e S2, dos diodos D1 e D2, e dos diodos das chaves S3 e S4, são equivalentes ao comportamento das chaves S3 e S4, dos diodos D3 e D4 e diodos das chaves S1 e S2, respectivamente.

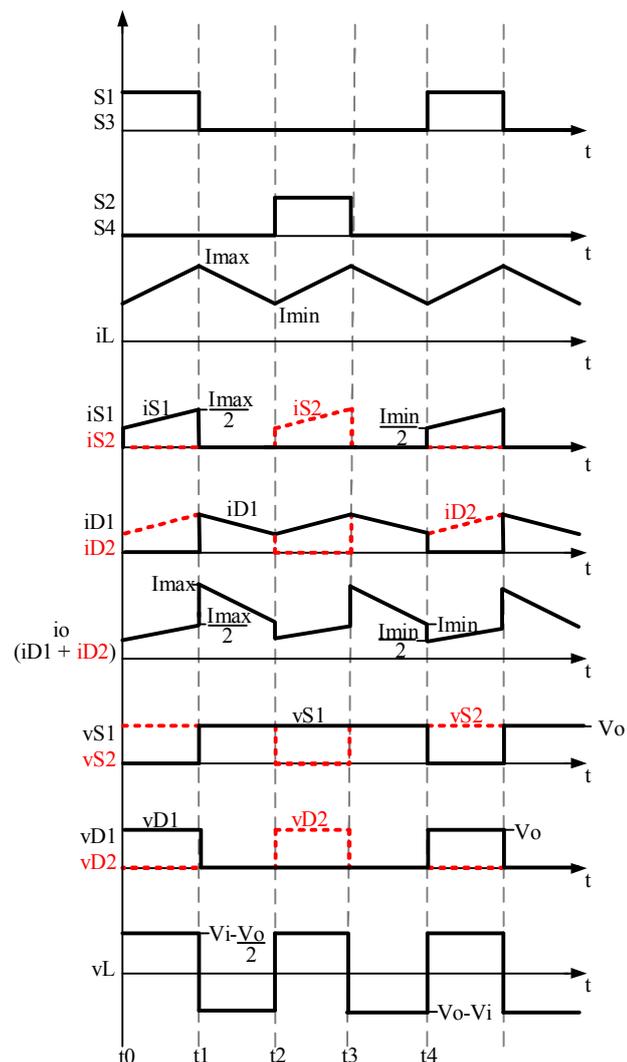
3.2.3. Principais Formas de Onda para Operação em Modo de Não-sobreposição de Sinais PWM (Non-Overlapping Mode)

Na Figura 34 são mostradas as principais formas de onda de tensão e corrente nos componentes do conversor CA-CC *Boost* quando opera em modo de condução contínua, no semiciclo positivo e na região de não-sobreposição de sinais.

Observa-se que pela simetria da topologia há divisão dos esforços de tensão e corrente nos componentes. As chaves e diodos apresentarão mesmos esforços no que diz respeito a valores médios e eficazes de tensão e corrente.

A tensão V_L corresponde à soma das tensões aplicadas nos dois indutores L1 e L2, uma vez que estes estão em série e correspondem a um único componente magnético L_{eq} .

Figura 34 – Formas de onda de tensão e corrente nos componentes do conversor CA-CC para operação no modo de não-sobreposição de sinais.



Fonte: próprio autor.

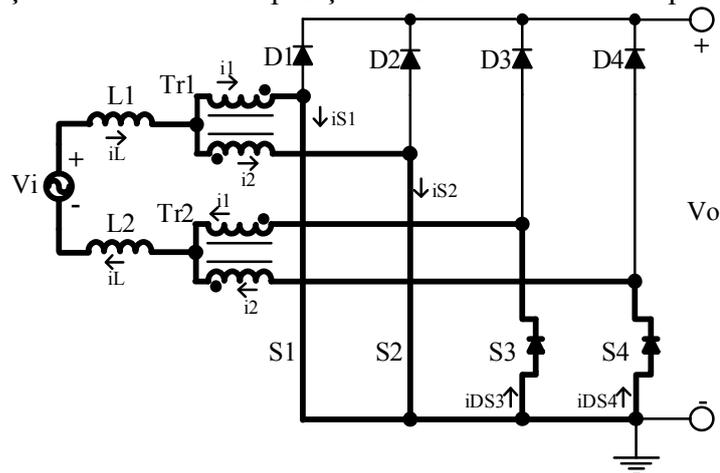
3.2.4. Descrição das Etapas de Operação em Modo de Condução Contínua e Sobreposição de Sinais PWM (Overlapping Mode)

A análise é realizada em quatro etapas para um período completo de comutação (T). Quando o conversor está operando no modo de sobreposição, a razão cíclica do sinal de controle de acionamento das chaves é igual ou superior a 0,5 ($D > 0,5$).

Primeira Etapa ($t_0 \leq t \leq t_1$) – Durante essa etapa, as quatro chaves do conversor encontram-se em condução. A corrente i_1 circula pela chave S1 e a corrente i_2 circula pela chave S2. A corrente total que circula pelas chaves se somam e se dividem igualmente entre os diodos das chaves S3 e S4 devido à presença da CCTE. Nessa etapa ambos os componentes da corrente de entrada, i_1 e i_2 , crescem linearmente devido ao armazenamento de energia nos indutores. O caminho percorrido pelas correntes na primeira etapa do modo sobreposição de sinais está presente na Figura 35. A equação (3.5) corresponde à equação diferencial que descreve o comportamento da corrente no indutor para a primeira etapa de operação no modo de sobreposição de sinais.

$$L_{eq} \cdot \frac{di_L}{dt} - V_i = 0 \quad (3.5)$$

Figura 35 – Primeira etapa de operação do conversor CA-CC para modo de condução contínua e sobreposição de sinais no semiciclo positivo.



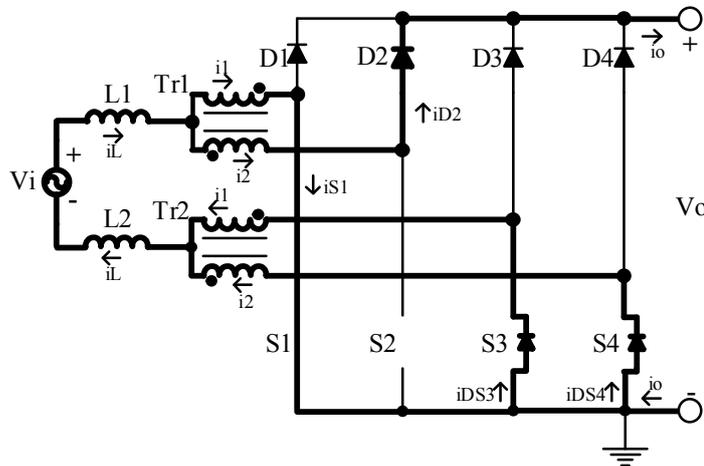
Fonte: próprio autor.

Segunda Etapa ($t_1 \leq t \leq t_2$) – Durante essa etapa as chaves S1 e S3 estão em condução, e S2 e S4 estão em bloqueio. A corrente i_1 circula pela chave S1. Para circulação da corrente i_2 o diodo D2 é diretamente polarizado, criando um caminho para a corrente circular até a carga. A corrente que retorna da carga e a corrente que passa por S1 se somam e

se dividem igualmente entre os diodos das chaves S3 e S4 devido à presença da CCTE. Nessa etapa, a parcela da corrente de entrada i_1 cresce linearmente devido ao armazenamento de energia nos indutores, já a parcela da corrente de entrada i_2 fornece energia para a carga. O caminho percorrido pelas correntes na segunda etapa do modo de sobreposição de sinais é mostrado na Figura 36. A equação diferencial (3.6) descreve o comportamento da corrente no indutor para a segunda etapa de operação no modo de sobreposição de sinais.

$$-L_{eq} \cdot \frac{di_L}{dt} - V_i + \frac{V_o}{2} = 0 \quad (3.6)$$

Figura 36 – Segunda etapa de operação do conversor CA-CC para modo de condução contínua e sobreposição de sinais no semiciclo positivo.



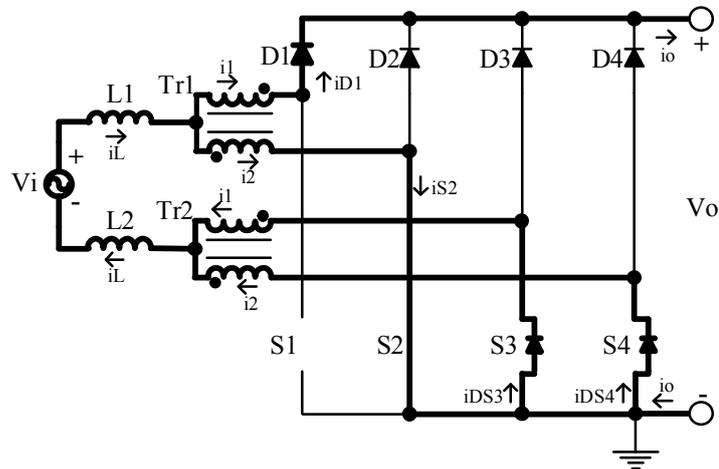
Fonte: próprio autor.

Terceira Etapa ($t_2 \leq t \leq t_3$) – Nessa etapa de operação todas as chaves encontram-se em condução, assim como na primeira etapa presente na Figura 35.

Quarta Etapa ($t_3 \leq t \leq t_4$) – Durante essa etapa as chaves S2 e S4 encontram-se em condução, e S1 e S3 em bloqueio. Para a circulação da corrente i_1 , o diodo D2 é diretamente polarizado. A corrente i_2 flui pela chave S2 que se encontra em condução. A corrente que retorna da carga e a corrente que passa por S2 se somam e se dividem igualmente entre os diodos das chaves S3 e S4 devido à presença da CCTE. Nessa etapa de operação, a parcela da corrente de entrada i_2 cresce linearmente devido ao armazenamento de energia nos indutores, já a parcela da corrente de entrada i_1 fornece energia para carga. O caminho percorrido pelas correntes na quarta etapa do modo de sobreposição de sinais está presente na Figura 37. A equação diferencial (3.7) descreve o comportamento da corrente no indutor para a quarta etapa de operação no modo de sobreposição de sinais.

$$-L_{eq} \cdot \frac{di_L}{dt} - V_i + \frac{V_o}{2} = 0 \quad (3.7)$$

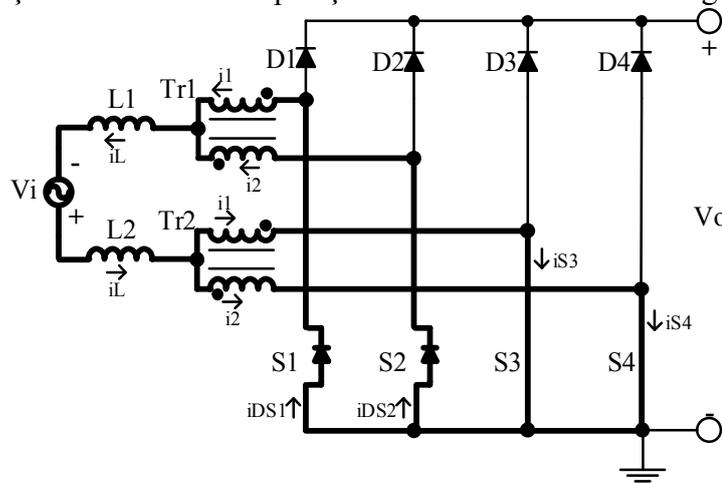
Figura 37 – Quarta etapa de operação do conversor CA-CC para modo de condução contínua e sobreposição de sinais no semiciclo positivo.



Fonte: próprio autor.

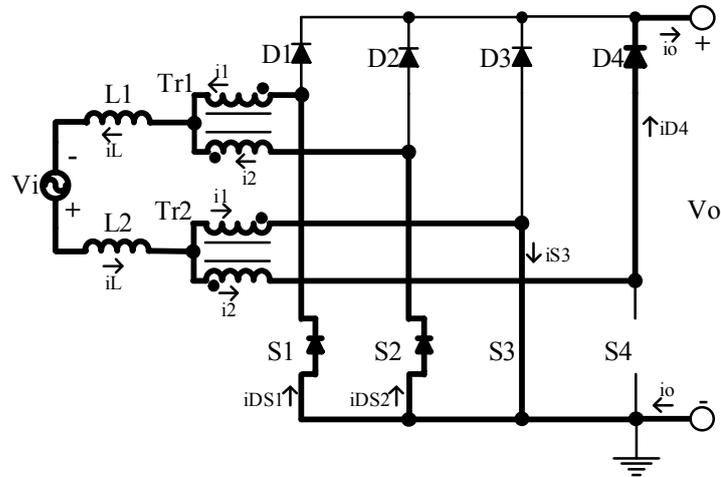
Assim como no modo de não-sobreposição e operação no semiciclo negativo, o semiciclo negativo para o modo de sobreposição apresenta etapas equivalentes ao semiciclo positivo com componentes simétricos no funcionamento. O caminho percorrido pelas correntes no semiciclo negativo e modo de sobreposição de sinais está mostrado na Figura 38, Figura 39 e na Figura 40.

Figura 38 – Primeira etapa de operação do conversor CA-CC para modo de condução contínua e sobreposição de sinais no semiciclo negativo.



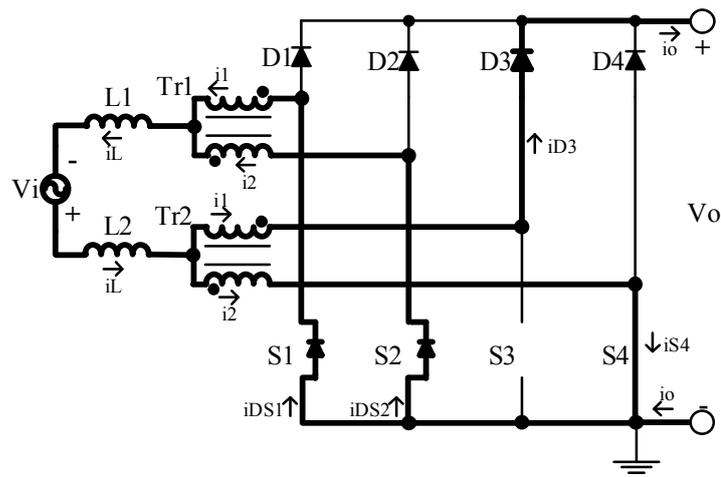
Fonte: próprio autor.

Figura 39 – Segunda etapa de operação do conversor CA-CC para modo de condução contínua e sobreposição de sinais no semiciclo negativo.



Fonte: próprio autor.

Figura 40 – Quarta etapa de operação do conversor CA-CC para modo de condução contínua e sobreposição de sinais no semiciclo negativo.

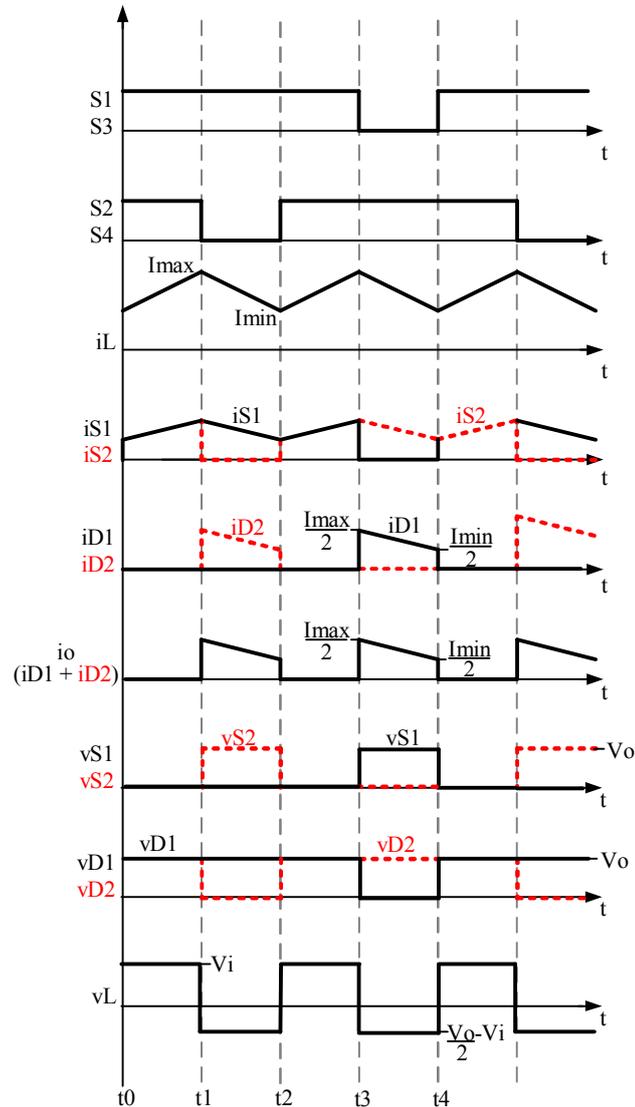


Fonte: próprio autor.

3.2.5. Descrição das Etapas de Operação em Modo de Condução Contínua e Sobreposição de Sinais PWM (Overlapping Mode)

Na Figura 41 estão mostradas as principais formas de onda de tensão e corrente nos componentes do conversor CA-CC *Boost* proposto quando operando no MCC e na região de sobreposição de sinais.

Figura 41 – Formas de onda de tensão e corrente nos componentes do conversor CA-CC para operação no modo de sobreposição de sinais.



Fonte: próprio autor.

3.3. Análise Quantitativa

Nessa seção é desenvolvida a análise quantitativa do conversor, o objetivo dessa análise é mensurar esforços de tensão e corrente nos principais componentes. A análise a seguir tem como base as formas de onda apresentadas na análise qualitativa.

3.3.1. Definição de Parâmetros Básicos

Primeiramente, é necessária a definição de alguns parâmetros temporais, os quais são utilizados para obtenção das equações que regem o comportamento do conversor.

A razão cíclica (D) é definida como a relação entre o intervalo de tempo em que um sinal passa em nível lógico alto e o período deste mesmo sinal, como mostra a equação (3.8). Define-se também seu complemento na equação (3.9).

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (3.8)$$

$$\bar{D} = (1 - D) \quad (3.9)$$

Onde (T) corresponde ao período de chaveamento, e (T_{on}) é o intervalo de tempo que o sinal passa em nível lógico alto, ou seja, que uma chave encontra-se em estado de condução.

A frequência de chaveamento (f_s) é definida como o inverso do período de chaveamento, como mostra a equação (3.10).

$$f_s = \frac{1}{T} \quad (3.10)$$

3.3.2. Ganho Estático

A relação entre tensão de entrada e tensão de saída em um conversor corresponde ao ganho estático do mesmo. Para determinação do ganho estático do conversor é feita a análise da tensão total nos terminais dos indutores. Para um período de comutação, a tensão média é nula, a consequência direta desse fato é que a variação do fluxo magnético no indutor ($\Delta\Phi$) é constante em cada etapa de operação do conversor. Esse comportamento é descrito pela equação (3.11).

$$\Delta\Phi_{(t_1-t_0)} = \Delta\Phi_{(t_2-t_1)} \quad (3.11)$$

A variação de fluxo magnético no indutor é definida como o produto entre a tensão total aplicada sob os terminais dos indutores (V_L), e o intervalo de tempo (Δt) o qual os componentes ficam submetido àquela diferença de potencial, como mostra a equação (3.12).

$$\Delta\Phi_{(t_1-t_0)} = V_L \cdot \Delta t_{(t_1-t_0)} \quad (3.12)$$

3.3.2.1. Ganho Estático no Modo de Não-sobreposição de Sinais ($D < 0,5$)

Primeiramente é determinada a duração de cada uma das etapas para quando o conversor opera nesse modo. Essa análise é realizada através da observação da Figura 34. O

intervalo de tempo da primeira etapa na Figura 34 é proporcional à razão cíclica, já o intervalo da segunda etapa na Figura 34 é calculado como o intervalo de tempo em que duas chaves permanecem abertas, como mostra a equação (3.14).

Observa-se que o intervalo da terceira etapa é equivalente ao intervalo da primeira etapa, assim como o intervalo quarta etapa é igual ao intervalo da segunda etapa. As equações (3.13), (3.14), (3.15) e (3.16) apresentam expressões para o cálculo dos intervalos de tempo de cada uma das etapas para o modo de não-sobreposição de sinais.

$$\Delta t_{(t_1-t_0)} = D \cdot T \quad (3.13)$$

$$\Delta t_{(t_2-t_1)} = \frac{(1-D) \cdot T - D \cdot T}{2} = (1-2D) \cdot \frac{T}{2} \quad (3.14)$$

$$\Delta t_{(t_3-t_2)} = \Delta t_{(t_1-t_0)} \quad (3.15)$$

$$\Delta t_{(t_4-t_3)} = \Delta t_{(t_2-t_1)} \quad (3.16)$$

Em seguida é determinada a tensão sob os indutores durante cada uma das etapas de operação. Na equação (3.17) é mostrada a tensão sob os terminais dos indutores durante a primeira etapa de operação para o modo de não-sobreposição, obtida através da análise da malha do circuito da Figura 28.

$$V_L = V_i - \frac{V_o}{2} \quad (3.17)$$

A equação (3.18) mostra a tensão sob os terminais dos indutores durante a segunda etapa de operação, a equação é obtida através da análise da malha que contempla os indutores, tensão de entrada e tensão de saída no circuito da Figura 29.

$$V_L = V_i - V_o \quad (3.18)$$

Substituindo as equações (3.13), (3.14), (3.17) e (3.18) em (3.12), e em seguida em (3.11), é obtido o ganho estático do conversor quando operando no modo de não-sobreposição de sinais, mostrado na equação (3.19).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (3.19)$$

3.3.2.2. Ganho Estático no Modo de Sobreposição de Sinais ($D > 0,5$)

Seguindo a mesma metodologia apresentada anteriormente, inicialmente é determinado o intervalo de cada uma das etapas para quando o conversor estiver operando no modo de sobreposição de sinais. Análise realizada através da observação da Figura 41.

O intervalo entre t_1 e t_2 na Figura 41 corresponde ao intervalo em que apenas uma das chaves encontra-se em bloqueada, portanto, um intervalo de tempo proporcional ao complemento da razão cíclica. Já o intervalo entre t_0 e t_1 corresponde ao intervalo em que ambas as chaves encontram-se em condução, que pode ser calculado como mostra a equação (3.20).

Assim como para o modo de operação de não-sobreposição, os intervalos da primeira e terceira etapas são iguais, bem como os intervalos da segunda e quarta etapas. As equações (3.20), (3.21), (3.22) e (3.23) mostram os intervalos de cada etapa para operação no modo de sobreposição de sinais.

$$\Delta t_{(t_1-t_0)} = \frac{D \cdot T - (1 - D) \cdot T}{2} = (2D - 1) \cdot \frac{T}{2} \quad (3.20)$$

$$\Delta t_{(t_2-t_1)} = (1 - D) \cdot T \quad (3.21)$$

$$\Delta t_{(t_3-t_2)} = \Delta t_{(t_1-t_0)} \quad (3.22)$$

$$\Delta t_{(t_4-t_3)} = \Delta t_{(t_2-t_1)} \quad (3.23)$$

Na equação (3.24) é mostrada a tensão sob os terminais dos indutores durante a primeira etapa de operação para o modo sobreposição, obtida através da análise da malha do circuito da Figura 35.

$$V_L = V_i - \frac{V_o}{2} \quad (3.24)$$

Na equação (3.25) é mostrada a tensão sob os terminais dos indutores durante a segunda etapa. A equação é obtida através da análise da malha no circuito da Figura 36.

$$V_L = V_i - V_o \quad (3.25)$$

Substituindo as equações (3.20), (3.21), (3.24) e (3.25) em (3.11) e em seguida em (3.12), é obtido o ganho estático do conversor quando operando no modo de sobreposição de sinais, dado pela equação (3.26).

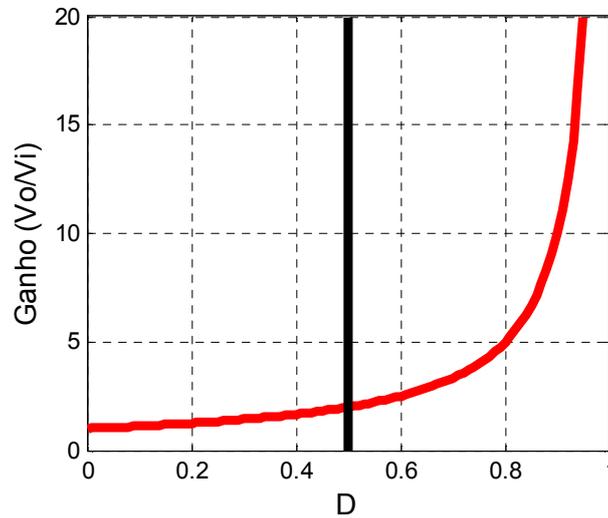
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (3.26)$$

3.3.2.3. Ganho Estático Total

Como as equações (3.19) e (3.26) são iguais, o ganho estático do conversor é o mesmo independente da região de operação. Na Figura 42 é mostrada graficamente a variação

do ganho estático do conversor para variação da razão cíclica. Na Figura 42 está destacado o limite entre as duas regiões de operação abordadas previamente, ou seja, onde $D = 0,5$.

Figura 42 – Ganho estático do conversor para variação da razão cíclica.



Fonte: próprio autor.

3.3.2.4. Conversor Operando com CFP

Como o ganho estático do conversor é o mesmo independente da região de operação e a tensão de entrada varia senoidalmente, para que a tensão de saída seja mantida constante, a razão cíclica varia em função da tensão de entrada.

A tensão de entrada senoidal é descrita em função do seu valor de pico (V_p) e seu deslocamento angular (θ), como é mostrado na equação (3.27).

$$V_i = V_p \cdot \text{sen}(\theta) \quad (3.27)$$

Onde (θ) corresponde ao produto da frequência angular em radianos por segundo, com o tempo instantâneo, como mostra a equação (3.28).

$$\theta = 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot t \quad (3.28)$$

A equação (3.29) mostra a relação entre valor eficaz (V_{ef}) e de pico (V_p) para sinais senoidais.

$$V_p = \sqrt{2} \cdot V_{ef} \quad (3.29)$$

Para facilitar os cálculos a seguir, é definido o parâmetro (α), que relaciona a tensão de saída com a tensão de pico de entrada, como mostra a equação (3.30).

$$\alpha = \frac{V_o}{V_p} \quad (3.30)$$

Isolando a razão cíclica na equação (3.26) e contemplando a variação senoidal da tensão de entrada, é obtida a relação de variação da razão cíclica de acordo com o ângulo instantâneo da tensão de entrada. Na equação (3.31) é mostrada a relação entre esses dois parâmetros, onde é utilizado o módulo da função seno para modelar a tensão retificada.

$$D(\theta) = 1 - \frac{|\text{sen}(\theta)|}{\alpha} \quad (3.31)$$

O valor mínimo da razão cíclica ocorrerá quando a tensão de entrada estiver em seu valor máximo, ou seja, quando a tensão de entrada estiver no valor de pico, isso ocorrerá quando o termo $|\text{sen}(\theta)|$ na equação (3.31) for unitário, logo, o valor mínimo da razão é calculado como mostra a equação (3.32).

$$D_{min} = \frac{\alpha - 1}{\alpha} \quad (3.32)$$

Substituindo a equação (3.31) na equação (3.9) é obtida a função da razão cíclica complementar quando o circuito operar tensão de entrada senoidal.

$$\overline{D}(\theta) = \frac{|\text{sen}(\theta)|}{\alpha} \quad (3.33)$$

O ângulo da tensão de entrada em que ocorrerá a transição entre os modos de operação, é obtido substituindo a razão cíclica de transição, corresponde a 0,5, na equação (3.31). Assim, a equação (3.34) mostra o valor do ângulo β de transição entre modos de operação.

$$\beta = \sin^{-1} \left(\frac{\alpha}{2} \right) \quad (3.34)$$

A partir do ângulo de transição, é determinado o intervalo em que o conversor se manterá no modo de operação de não-sobreposição de sinais.

$$(\beta < \theta < \pi - \beta) \cup (\pi + \beta < \theta < 2 \cdot \pi - \beta) \quad (3.35)$$

Já para operação no modo de sobreposição de sinais, o ângulo da tensão de entrada está dentro do seguinte intervalo:

$$(-\beta < \theta < \beta) \cup (\pi - \beta < \theta < \pi + \beta) \quad (3.36)$$

Como a razão cíclica varia de acordo com a tensão de entrada, os intervalos de tempo em que o conversor permanece em uma etapa do modo de operação também são variáveis. A substituição da equação (3.31) nas equações (3.13) e (3.14) permite obter a

duração instantânea de cada etapa para o modo de não-sobreposição, como mostram as equações (3.37) e (3.38).

$$\Delta t_{(t_1-t_0)}(\theta) = \frac{\alpha - |\text{sen}(\theta)|}{\alpha \cdot f_S} \quad (3.37)$$

$$\Delta t_{(t_2-t_1)}(\theta) = \frac{2 \cdot |\text{sen}(\theta)| - \alpha}{2 \cdot \alpha \cdot f_S} \quad (3.38)$$

Para obtenção da duração instantânea de cada etapa no modo de sobreposição de sinais, substitui-se a equação (3.31) nas equações (3.20) e (3.21), como resultado são obtidos os intervalos de duração das etapas no modo de sobreposição, como mostra as equações (3.39) e (3.40).

$$\Delta t_{(t_1-t_0)}(\theta) = \frac{\alpha - 2 \cdot |\text{sen}(\theta)|}{2 \cdot \alpha \cdot f_S} \quad (3.39)$$

$$\Delta t_{(t_2-t_1)}(\theta) = \frac{|\text{sen}(\theta)|}{\alpha \cdot f_S} \quad (3.40)$$

Os intervalos da primeira e terceira etapas são iguais aos da segunda e quarta etapas, respectivamente, independente do modo de operação ou forma da tensão de entrada, uma vez que o intervalo de tempo de um ciclo de comutação é muito menor do que o intervalo de tempo da variação da tensão de entrada.

3.3.3. Determinação da Ondulação de Corrente nos Indutores L1 e L2

3.3.3.1. Análise da Ondulação de Corrente nos Indutores para Conversor CA-CC Operando no Modo de Não-sobreposição de Sinais ($D < 0,5$)

A análise da ondulação da corrente nos indutores pode ser realizada utilizando as equações diferenciais que descrevem o comportamento destas correntes, presentes nas equações (3.2),(3.3) e (3.4). Substituindo as equações (3.13) e (3.26) em (3.2), é obtida a equação (3.41), que descreve a ondulação de corrente no indutor (ΔI_L).

$$\Delta I_L = \frac{V_o \cdot D \cdot (1 - 2 \cdot D)}{2 \cdot L_{eq} \cdot f_S} \quad (3.41)$$

Substituindo a equação (3.31) na equação (3.41), é obtida a equação (3.42), que quantifica a variação da ondulação da corrente de entrada com o ângulo da tensão de entrada.

$$\Delta I_L(\theta) = \frac{V_o \cdot (2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha) \cdot (\alpha - \text{sen}(\theta))}{2 \cdot \alpha^2 \cdot L_{eq} \cdot f_S} \quad (3.42)$$

Buscando observar o valor de máxima ondulação da corrente nos indutores L1 e L2, parametriza-se a equação (3.41) como mostra a equação (3.43).

$$\overline{\Delta I_L}(\theta) = \frac{\Delta I_L(\theta) \cdot L_{eq} \cdot f_S}{V_o} = \frac{(2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha) \cdot (\alpha - \text{sen}(\theta))}{2 \cdot \alpha^2} \quad (3.43)$$

3.3.3.2. Análise da Ondulação de Corrente nos Indutores quando Operando no Modo de Sobreposição de Sinais ($D > 0,5$)

A análise da ondulação das correntes também é realizada para as etapas de operação do conversor no modo de sobreposição de sinais. As equações (3.5), (3.6) e (3.7) descrevem o comportamento das correntes no modo de operação de sobreposição de sinais, e são utilizadas para análise da ondulação da corrente. A equação (3.44), obtida através da substituição das equações (3.20) e (3.26) em (3.5), mostra a ondulação de corrente no indutor no modo de sobreposição de sinais.

$$\Delta I_L = \frac{V_o \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot (1 - D)}{2 \cdot L_{eq} \cdot f_S} \quad (3.44)$$

Contemplando o efeito da variação da razão cíclica com a tensão de entrada, através da substituição da equação (3.31) na equação (3.44), é obtida a equação (3.45), a qual especifica a variação da ondulação da corrente de entrada de acordo com o ângulo da tensão de entrada quando o conversor está operando no modo de sobreposição de sinais.

$$\Delta I_L(\theta) = \frac{V_o \cdot (\text{sen}(\theta) \cdot (\alpha - 2 \cdot \text{sen}(\theta)))}{2 \cdot \alpha^2 \cdot L_{eq} \cdot f_S} \quad (3.45)$$

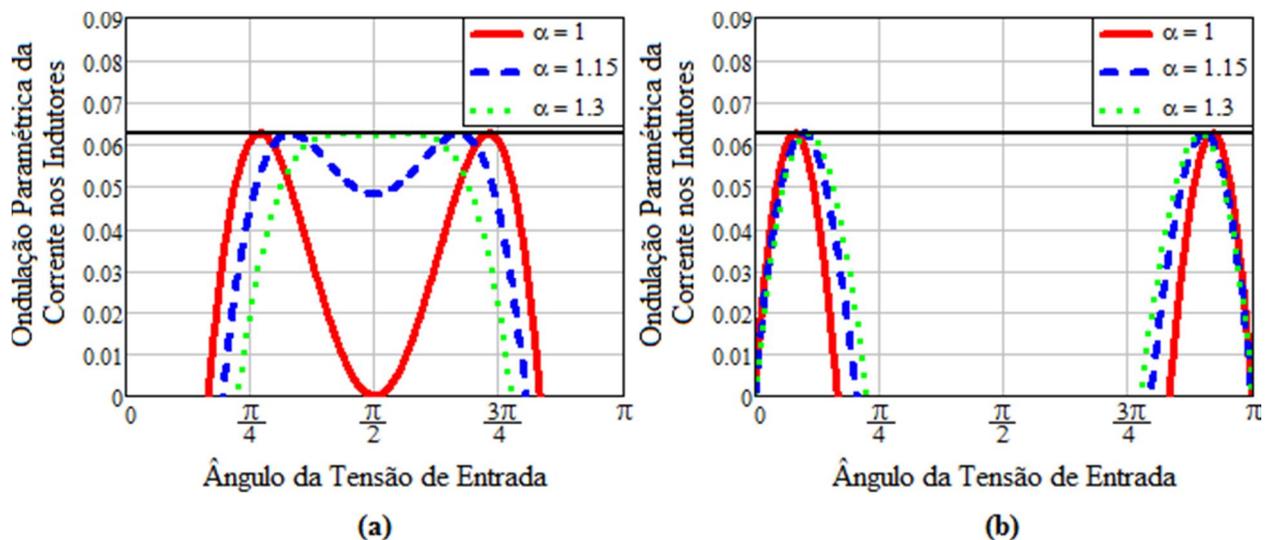
Para obter o valor de máxima ondulação da corrente nos indutores L1 e L2, a equação (3.45) é parametrizada como expresso na equação (3.46).

$$\overline{\Delta I_L}(\theta) = \frac{\Delta I_L(\theta) \cdot L_{eq} \cdot f_S}{V_o} = \frac{\text{sen}(\theta) \cdot (\alpha - 2 \cdot \text{sen}(\theta))}{2 \cdot \alpha^2} \quad (3.46)$$

A Figura 43 mostra graficamente a variação da ondulação da corrente nos indutores em função do ângulo da tensão de entrada para diferentes valores de (α). Os gráficos foram obtidos através da substituição de (α) nas equações (3.43) e (3.46) para um semiciclo da senoide, contemplando, portanto, a análise da ondulação paramétrica da corrente

nos indutores no modo de não-sobreposição de sinais e no modo de sobreposição de sinais, respectivamente. Observa-se na Figura 43 que independente do modo de operação em análise, o ponto de máxima ondulação da corrente parametrizada será 0,0625 para valores de (α) que permitem que $(\overline{\Delta I_L}(\theta))$ atinja esse máximo.

Figura 43 – Ondulação paramétrica da corrente nos indutores em função do ângulo da tensão de entrada para diferentes valores de α : (a) no modo de não-sobreposição, (b) no modo de sobreposição.



Fonte: próprio autor.

Dessa forma, a indutância total mínima (L_{min}) para o conversor se manter operando no modo de condução contínua é obtida através da substituição do valor máximo de $\overline{\Delta I_L}(\theta)$ na equação (3.43) ou na equação (3.46), resultando na equação (3.47).

$$L_{min} = \frac{V_o}{16 \cdot \Delta I_L \cdot f_s} \quad (3.47)$$

3.3.4. Equações Instantâneas no Domínio do Tempo para o Conversor CA-CC Boost

Nessa sessão são definidas as expressões no domínio do tempo que descrevem o comportamento instantâneo das formas de onda apresentadas na Figura 34 e na Figura 41, nos modos de não-sobreposição de sinais e sobreposição de sinais, respectivamente.

3.3.4.1. Correntes Instantâneas no Modo de Não-sobreposição de Sinais ($D < 0,5$)

Primeiramente, os valores máximo e mínimo da corrente nos indutores para cada etapa do modo de operação são definidos, uma vez que todas as demais correntes do conversor estão relacionados com esses valores.

A corrente nos indutores é definida como a soma da componente senoidal, proveniente da característica da fonte de entrada ser senoidal, e uma componente de alta frequência relativa aos estágios de carga e descarga da energia armazenada na indutância. A equação (3.48) expressa a corrente de entrada do conversor. Já as equações (3.49) e (3.50) descrevem os valores máximos e mínimos da corrente nos indutores, respectivamente, considerando a ondulação da corrente dada pela equação (3.42).

$$i_i(\theta) = \frac{\sqrt{2} \cdot P_i \cdot \text{sen}(\theta)}{V_{i_{ef}}} \quad (3.48)$$

$$i_{i_{min}}(\theta) = i_i(\theta) - \frac{V_o \cdot (2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha) \cdot (\alpha - \text{sen}(\theta))}{4 \cdot L_{eq} \cdot f_s \cdot \alpha^2} \quad (3.49)$$

$$i_{i_{max}}(\theta) = i_i(\theta) + \frac{V_o \cdot (2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha) \cdot (\alpha - \text{sen}(\theta))}{4 \cdot L_{eq} \cdot f_s \cdot \alpha^2} \quad (3.50)$$

Onde (P_i) corresponde à potência de entrada e ($V_{i_{ef}}$) ao valor eficaz da tensão de entrada.

Com os valores máximos e mínimos da corrente nos indutores, e fazendo uso das equações diferenciais (3.2) e (3.3), é obtida a equação (3.51), que mostra as taxas de variação das correntes dentro de cada uma das etapas do modo de operação, ou seja, o comportamento da corrente instantânea através dos indutores L1 e L2.

$$i_L(t) = \begin{cases} i_{i_{min}}(\theta) + \frac{V_o \cdot (2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha)}{2 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_0 < t < t_1 \\ i_{i_{max}}(\theta) - \frac{V_o \cdot (\alpha - \text{sen}(\theta))}{L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_1 < t < t_2 \\ i_{i_{min}}(\theta) + \frac{V_o \cdot (2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha)}{2 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_2 < t < t_3 \\ i_{i_{max}}(\theta) - \frac{V_o \cdot (\alpha - \text{sen}(\theta))}{L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_3 < t < t_4 \end{cases} \quad (3.51)$$

A corrente instantânea no interruptor S1, presente na equação (3.52), é dada pela divisão igualitária da corrente de entrada nos autotransformadores. Esse resultado é estendido

para a chave S2, porém aplicando a defasagem de 180 graus com relação chave S1, assim como para as chaves S3 e S4, que conduzirão diretamente quando a fonte de entrada se encontrar no semiciclo negativo.

$$i_{S1}(\theta) = \begin{cases} \frac{i_{i_{min}}(\theta)}{2} + \frac{V_o \cdot (2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha)}{4 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_0 < t < t_1 \\ 0 & t_1 < t < t_2 \\ 0 & t_2 < t < t_3 \\ 0 & t_3 < t < t_4 \end{cases} \quad (3.52)$$

A corrente instantânea através do diodo D1 apresenta comportamento complementar ao da chave S1, como mostra a equação (3.53). Assim como no funcionamento da chave S1, o resultado obtido para o diodo D1 é estendido para os diodos D2, D3 e D4 sendo feitas as devidas adequações.

$$i_{D1}(\theta) = \begin{cases} 0 & t_0 < t < t_1 \\ \frac{i_{i_{max}}(\theta)}{2} - \frac{V_o \cdot (\alpha - \text{sen}(\theta))}{2 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_1 < t < t_2 \\ \frac{i_{i_{min}}(\theta)}{2} + \frac{V_o \cdot (2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha)}{4 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_2 < t < t_3 \\ \frac{i_{i_{max}}(\theta)}{2} - \frac{V_o \cdot (\alpha - \text{sen}(\theta))}{2 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_3 < t < t_4 \end{cases} \quad (3.53)$$

Enquanto operando no semiciclo positivo, o enrolamento superior do autotransformador Tr1 conduz a corrente do diodo D1 ou a corrente da chave S1, dependendo da etapa da operação. A corrente nesse enrolamento é expressa pela equação (3.54), o mesmo é válido para o enrolamento inferior, que conduz as correntes de S2 ou D2, sendo, portanto a corrente nesse enrolamento defasada de 180 graus da corrente do enrolamento superior.

$$i_{Tr1_{sup}}(\theta) = \begin{cases} \frac{i_{i_{min}}(\theta)}{2} + \frac{V_o \cdot (2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha)}{4 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_0 < t < t_1 \\ \frac{i_{i_{max}}(\theta)}{2} - \frac{V_o \cdot (\alpha - \text{sen}(\theta))}{2 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_1 < t < t_2 \\ \frac{i_{i_{min}}(\theta)}{2} + \frac{V_o \cdot (2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha)}{4 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_2 < t < t_3 \\ \frac{i_{i_{max}}(\theta)}{2} - \frac{V_o \cdot (\alpha - \text{sen}(\theta))}{2 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_3 < t < t_4 \end{cases} \quad (3.54)$$

3.3.4.2. Correntes Instantâneas no Modo de Sobreposição de Sinais ($D > 0,5$)

Os valores máximo e mínimo da corrente nos indutores para cada etapa do modo de operação de sobreposição de sinais são mostrados nas equações (3.55) e (3.56). Essas equações são obtidas a partir da análise das equações (3.5) e (3.6).

$$i_{i_{min}}(\theta) = i_i(\theta) - \frac{V_o \cdot (\text{sen}(\theta) \cdot (\alpha - 2 \cdot \text{sen}(\theta)))}{4 \cdot \alpha^2 \cdot L_{eq} \cdot fs} \quad (3.55)$$

$$i_{i_{max}}(\theta) = i_i(\theta) + \frac{V_o \cdot (\text{sen}(\theta) \cdot (\alpha - 2 \cdot \text{sen}(\theta)))}{4 \cdot \alpha^2 \cdot L_{eq} \cdot fs} \quad (3.56)$$

Fazendo uso das equações diferenciais (3.5) e (3.6), são expressas na equação (3.57) as taxa de variação das correntes nos indutores dentro de cada etapa do modo de operação de sobreposição.

$$i_L(\theta) = \begin{cases} i_{i_{min}}(\theta) + \frac{V_o \cdot \text{sen}(\theta)}{L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_0 < t < t_1 \\ i_{i_{max}}(\theta) - \frac{V_o \cdot (2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha)}{2 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_1 < t < t_2 \\ i_{i_{min}}(\theta) + \frac{V_o \cdot \text{sen}(\theta)}{L \cdot \alpha} \cdot t & t_2 < t < t_3 \\ i_{i_{max}}(\theta) - \frac{V_o \cdot (2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha)}{2 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_3 < t < t_4 \end{cases} \quad (3.57)$$

Assim como no modo de não-sobreposição, a corrente na chave é dada pela divisão igualitária das correntes de entrada devido à presença dos autotransformadores. A equação (3.58) descreve a corrente instantânea na chave S1 para os instantes em que ela está em condução.

$$i_{S1}(\theta) = \begin{cases} \frac{i_{i_{min}}(\theta)}{2} + \frac{V_o \cdot \text{sen}(\theta)}{2 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_0 < t < t_1 \\ \frac{i_{i_{max}}(\theta)}{2} - \frac{V_o \cdot (2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha)}{4 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_1 < t < t_2 \\ \frac{i_{i_{min}}(\theta)}{2} + \frac{V_o \cdot \text{sen}(\theta)}{2 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_2 < t < t_3 \\ 0 & t_3 < t < t_4 \end{cases} \quad (3.58)$$

A equação (3.59) expressa a corrente instantânea através do diodo D1, o qual apresenta comportamento complementar ao da chave S1, como explanado previamente.

$$i_{D1}(\theta) = \begin{cases} 0 & t_0 < t < t_1 \\ 0 & t_1 < t < t_2 \\ 0 & t_2 < t < t_3 \\ \frac{i_{i_{min}}(\theta)}{2} + \frac{V_o \cdot (2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha)}{4 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_3 < t < t_4 \end{cases} \quad (3.59)$$

Enquanto operando no semiciclo positivo, o enrolamento superior do autotransformador Tr1 conduz a corrente do diodo D1 ou a corrente da chave S1, dependendo da etapa da operação. A corrente nesse enrolamento é expressa pela equação (3.60), o mesmo é válido para o enrolamento inferior, que conduz as correntes da chave S2 ou do diodo D2, portanto, a corrente do enrolamento superior é defasada da corrente do enrolamento inferior em 180 graus.

$$i_{Tr1Sup}(t) = \begin{cases} \frac{i_{i_{min}}(\theta)}{2} + \frac{V_o \cdot \text{sen}(\theta)}{2 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_0 < t < t_1 \\ \frac{i_{i_{max}}(\theta)}{2} - \frac{V_o \cdot (2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha)}{4 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_1 < t < t_2 \\ \frac{i_{i_{min}}(\theta)}{2} + \frac{V_o \cdot \text{sen}(\theta)}{2 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_2 < t < t_3 \\ \frac{i_{i_{max}}(\theta)}{2} + \frac{V_o \cdot (2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha)}{4 \cdot L_{eq} \cdot \alpha} \cdot t & t_3 < t < t_4 \end{cases} \quad (3.60)$$

3.3.5. Esforços de Tensão e Corrente nos Indutores L1 e L2

A corrente eficaz que percorre os indutores é dada pela equação (3.63), obtida através da análise da equação (3.61), que define a potência de entrada no conversor, e em seguida substituindo nesta equação o parâmetro (α), definido na equação (3.30), e a relação entre potência de entrada e potência de saída, equação (3.62).

$$P_{in} = V_{i_{ef}} \cdot I_{i_{ef}} \quad (3.61)$$

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} \quad (3.62)$$

$$I_{L_{ef}} = \frac{\sqrt{2} \cdot \alpha \cdot I_o}{\eta} \quad (3.63)$$

Onde (η) corresponde ao rendimento do conversor e (I_o) à corrente na carga resistiva conectada ao conversor.

A corrente de pico no indutor é obtida relacionando o valor de pico com valor eficaz para sinais senoidais, como mostra a equação (3.29). Deve-se contemplar também a

ondulação da corrente adotada como parâmetro de projeto. Sendo assim, a corrente de pico no indutor é calculada como mostra a equação (3.64).

$$I_{Lp} = \frac{2 \cdot \alpha \cdot I_o}{\eta} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.64)$$

Os indutores terão aplicados sob seus terminais diferentes níveis de tensões de acordo com o modo de operação e etapa no momento da análise. A máxima tensão aplicada sob esses componentes ocorrerá no instante de transição entre modos de operação, ou seja, quando a tensão de entrada for igual à metade da tensão do barramento de saída. Por se encontrarem conectados em série, deve-se dividir a tensão total pela metade para obtenção da tensão em apenas um dos indutores.

$$V_{L1} = V_{L2} = \frac{V_o}{4} \quad (3.65)$$

3.3.6. Esforços de Tensão e Corrente nos Enrolamentos do Autotransformador

A tensão máxima nos enrolamentos do transformador ocorre quando um deles está transferindo energia para a carga através de um dos diodos e no outro enrolamento do autotransformador está percorrendo a componente da corrente em processo de armazenamento de energia. Dessa forma, os enrolamentos ficam submetidos à tensão de saída, porém, por serem iguais, há divisão média da tensão de saída para cada um dos enrolamentos. A equação (3.66) descreve a máxima tensão no enrolamento superior do autotransformador Tr1, mas seu resultado é estendido a qualquer enrolamento.

$$V_{Tr_{max}} = \frac{V_o}{2} \quad (3.66)$$

A corrente de entrada se divide igualmente entre os enrolamentos dos autotransformadores, dessa forma, as equações (3.67) e (3.68) mostram a corrente eficaz e de pico que percorre cada um dos enrolamentos, correspondendo à metade dos esforços de corrente nos indutores.

$$I_{Tr_{ef}} = \frac{\sqrt{2} \cdot \alpha \cdot I_o}{2 \cdot \eta} \quad (3.67)$$

$$I_{Tr_p} = \frac{\alpha \cdot I_o}{\eta} + \frac{\Delta I_L}{4} \quad (3.68)$$

3.3.7. Esforços de Tensão e Corrente nas Chaves S1, S2, S3 e S4

A tensão máxima a qual as chaves são submetidas ocorre quando o diodo do braço da chave em análise se encontrar em condução, nesse momento, a chave ficará submetida à tensão de saída.

$$V_{S_{max}} = V_o \quad (3.69)$$

Para o cálculo dos esforços de corrente nas chaves e diodos, assume-se que as correntes apresentam duas componentes em seu sinal. Uma de alta frequência, que corresponde à variação da razão cíclica da corrente em estudo. A outra componente é de baixa frequência, e qual corresponde à própria variação senoidal da corrente. Dessa forma, a corrente média e eficaz em um componente, cuja corrente seja chaveada, deve contemplar as duas componentes descritas anteriormente. Nas equações (3.70) e (3.71) são expressas as formas de cálculo desses esforços levando-se em consideração os efeitos do chaveamento.

$$I_{med} = \frac{1}{T} \int_0^{2\pi} (D(\theta)) \cdot (I_p \cdot \sin(\theta)) \cdot d\theta \quad (3.70)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{2\pi} (D(\theta)) \cdot (I_p \cdot \sin(\theta))^2 \cdot d\theta} \quad (3.71)$$

Para cálculo dos esforços de corrente na chave S1 deve-se notar que a corrente de pico na mesma é equivalente à corrente de pico no enrolamento superior do autotransformador Tr1. Além disso, a chave S1 opera apenas em meio semiciclo, já que um par de chaves é responsável por conduzir durante o semiciclo positivo e o outro par é responsável pela condução no semiciclo negativo. As equações (3.72) e (3.73) expressam a metodologia de cálculo destes esforços para as chaves.

$$I_{S_{med}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{\alpha - \text{sen}(\theta)}{\alpha} \right) \cdot \left(\frac{\alpha \cdot I_o}{\eta} \cdot \sin(\theta) \right) \cdot d\theta \quad (3.72)$$

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{\alpha - \text{sen}(wt)}{\alpha} \right) \cdot \left(\frac{\alpha \cdot I_o}{\eta} \cdot \sin(wt) \right)^2 \cdot dwt} \quad (3.73)$$

Resolvendo as integrais presentes nas equações (3.72) e (3.73), são obtidas as equações (3.74) e (3.75), que expressam as correntes de condução direta em qualquer uma das quatro chaves do conversor, uma vez que a operação das mesmas apresenta esforços distribuídos equilibradamente.

$$I_{S_{med}} = \frac{I_o \cdot (4 \cdot \alpha - \pi)}{4 \cdot \alpha \cdot \eta} \quad (3.74)$$

$$I_{S_{ef}} = \frac{I_o \cdot \alpha}{2 \cdot \eta} \sqrt{1 - \frac{8}{3 \cdot \pi \cdot \alpha}} \quad (3.75)$$

A corrente de pico nas chaves corresponde à mesma que percorre um dos enrolamentos do autotransformador, descrita pela equação (3.76).

$$I_{S_p} = \frac{\alpha \cdot I_o}{\eta} + \frac{\Delta I_L}{4} \quad (3.76)$$

3.3.8. Esforços de Tensão e Corrente nos Diodos D1, D2, D3 e D4

A tensão máxima a qual os diodos ficam submetidos ocorre quando a chave do braço daquele diodo se encontrar em condução, nesse momento o diodo fica submetido à tensão de saída.

$$V_{D_{max}} = V_o \quad (3.77)$$

Os esforços de corrente nos diodos são calculados através da mesma metodologia apresentada previamente para cálculo destes esforços nas chaves, através das equações (3.70) e (3.71). Porém, os diodos operam com função complementar ao sinal de acionamento enviado para as chaves, pois funcionaram de caminho para condução de corrente quando as mesmas estiverem em bloqueio, sendo assim, as equações (3.78) e (3.79), obtidas pela substituição da função de modulação complementar, presente na equação (3.33), nas equações (3.70) e (3.71), expressam os esforços de corrente nos diodos do conversor.

$$I_{D_{med}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^\pi \left(\frac{\text{sen}(\theta)}{\alpha} \right) \cdot \left(\frac{\alpha \cdot I_o}{\eta} \cdot \sin(\theta) \right) \cdot d\theta \quad (3.78)$$

$$I_{D_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^\pi \left(\frac{\text{sen}(\theta)}{\alpha} \right) \cdot \left(\frac{\alpha \cdot I_o}{\eta} \cdot \sin(\theta) \right)^2 \cdot d\theta} \quad (3.79)$$

Resolvendo as integrais nas equações (3.78) e (3.79), são obtidas as equações (3.80) e (3.81) como simplificações para cálculo das correntes nesses componentes.

$$I_{D_{med}} = \frac{I_o}{4 \cdot \eta} \quad (3.80)$$

$$I_{Def} = \frac{2 \cdot I_o}{\eta} \sqrt{\frac{\alpha}{6 \cdot \pi}} \quad (3.81)$$

Assim como nas chaves, a corrente que percorre os diodos é proveniente dos enrolamentos do autotransformador, dessa forma, a corrente de pico nesses componentes é descrita pela equação (3.82).

$$I_{Dp} = \frac{\alpha \cdot I_o}{\eta} + \frac{\Delta I_L}{4} \quad (3.82)$$

3.3.9. Esforços de Tensão e Corrente nos Diodos Intrínsecos das Chaves SD1, SD2, SD3 e SD4

Os diodos intrínsecos das chaves conduzem as correntes de retorno para a fonte quando a mesma estiver operando no semiciclo da senoide que não há condução direta por suas chaves. Dessa forma, a corrente que percorre os diodos intrínsecos não apresentam o efeito do chaveamento, além disso, a condução de corrente por esses diodos se dá apenas em um dos semiciclos. Os esforços nos diodos intrínsecos são calculados utilizando as equações (3.83) e (3.84).

$$I_{DSmed} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{\pi}^{2\pi} \left(\frac{I_P}{2} \cdot \sin(\theta) \right) \cdot d\theta \quad (3.83)$$

$$I_{DSef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{\pi}^{2\pi} \left(\frac{I_P}{2} \cdot \sin(\theta) \right)^2 \cdot d\theta} \quad (3.84)$$

Resolvendo as integrais das equações (3.83) e (3.84) são obtidas as equações (3.85) e (3.86), as quais descrevem o comportamento da corrente em qualquer diodo intrínseco de qualquer chave.

$$I_{DSmed} = \frac{I_o \cdot \alpha}{\eta \cdot \pi} \quad (3.85)$$

$$I_{DSef} = \frac{I_o \cdot \alpha}{2 \cdot \eta} \quad (3.86)$$

A corrente de pico que percorre esses componentes é descrita pela equação (3.87), já que a corrente que passa pelos diodos das chaves flui diretamente para um dos enrolamentos do autotransformador.

$$I_{DSp} = \frac{\alpha \cdot I_o}{\eta} + \frac{\Delta I_L}{4} \quad (3.87)$$

3.4. Funções de Transferência para Projeto das Malhas de Controle

Nesta seção é apresentada a modelagem do conversor *Boost* proposto. A modelagem é realizada através da técnica da chave PWM apresentada por (VOPÉRIAN, 1990). A partir da aplicação da técnica de modelagem é possível a obtenção das funções de transferência que regem o comportamento do conversor para as grandezas que devem ser controladas.

A técnica de controle aplicada para o conversor *Boost* com CFP é abordada nos capítulos seguintes, porém, deve-se saber que duas grandezas do sistema deverão ser controladas. A primeira delas é a corrente de entrada, para que ela apresente forma senoidal e fator de potência unitário, já a outra grandeza é a tensão de saída, para que seja mantida regulada no nível desejado.

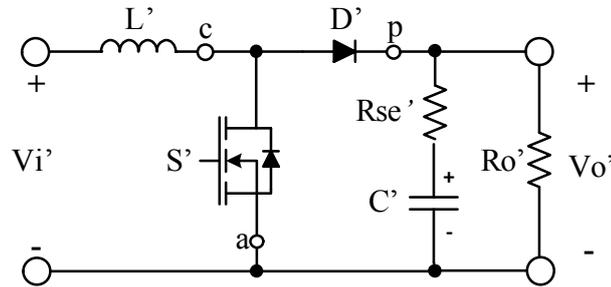
3.4.1. Identificação do Conversor

O conversor em estudo apresenta característica elevadora de tensão na saída, semelhante a um conversor *Boost* CC-CC clássico. Considerando-se cada um dos componentes da corrente de entrada que se divide pelos enrolamentos dos autotransformadores da CCTE, após a passar por um dos enrolamentos, essa corrente deverá fluir por uma chave ou por um diodo, de forma que será direcionada para a carga por um dos diodos, ou realizará o processo de armazenamento de energia na indutância retornando à fonte por uma das chaves, assim como no conversor *Boost* CC-CC clássico.

Observando-se as equações (3.19) e (3.26), nota-se que o conversor apresenta ganho estático igual ao do conversor *Boost* CC-CC clássico em ambos os modos de operação. Desta forma, a modelagem será realizada utilizando como base o conversor *Boost* CC-CC, porém, é necessário observar as equivalências entre os circuitos para que a modelagem seja fiel a do conversor CA-CC em análise.

Na Figura 44 está presente o conversor *Boost* CC-CC clássico que é utilizado para modelar o sistema. Para identificar os componentes equivalentes no conversor *Boost* CC-CC, é utilizado o sobrescrito (') nos mesmos, além disso, estão identificados na figura os terminais da chave PWM, a qual contempla a chave e o diodo, como descrito por (VOPÉRIAN, 1990).

Figura 44 – Conversor *Boost* CC-CC clássico com terminais da chave PWM identificados.



Fonte: próprio autor.

A principal influência da presença da CCTE no conversor é a duplicação da frequência da corrente no indutor devido à divisão da corrente de entrada. A Tabela 2 contempla as principais equivalências entre o conversor *Boost* CC-CC clássico utilizado para modelagem e o conversor em estudo.

Tabela 2 – Parâmetros de equivalência entre conversor *Boost* CC-CC clássico e conversor CA-CC tipo *Boost* em estudo.

Especificação	Equivalência
Razão cíclica	$D' = D_{min}$
Tensão de entrada (Modo de Não-sobreposição)	$V_i' = V_i$
Tensão de saída	$V_o' = V_o$
Período de chaveamento	$T' = T/2$
Frequência de chaveamento	$f_s' = 2 \cdot f_s$
Indutância de entrada	$L' = L1 + L2$
Capacitância do filtro de saída	$C' = \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2}$
Resistência série do capacitor de filtro	$Rse' = Rse1 + Rse2$
Resistência de carga	$R_o' = R_{o1} + R_{o2}$

Fonte: próprio autor.

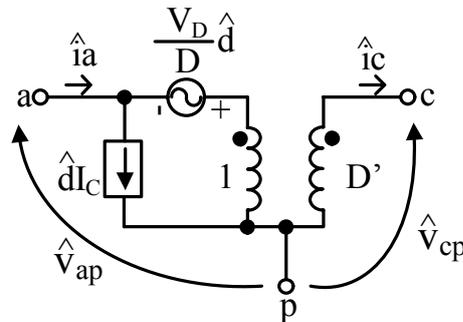
3.4.2. Modelagem Pela Técnica da Chave PWM

A técnica de modelagem da chave PWM consiste na identificação dos terminais da chave para substituição por um modelo onde a análise possa ser simplificada. O modelo da chave apresenta três terminais que são identificados no circuito. O terminal “a” corresponde ao terminal ativo do modelo da chave PWM, é o terminal que está conectado à chave do conversor. O terminal “p” faz referência ao terminal passivo no modelo, ele corresponde ao terminal que está conectado ao diodo. O terminal “c” é chamado de terminal comum, correspondente ao terminal que se conecta com o indutor. Na Figura 44 estão denotados os

pontos correspondentes aos terminais do modelo da chave PWM para o conversor *Boost* (VOPÉRIAN, 1990).

O modelo da chave PWM é obtido através de análise das correntes e tensões nos terminais da chave, após serem obtidas equações que descrevem os valores médios dessas grandezas, são inseridas perturbações como pequenos sinais nas equações, de forma a linearizá-las. Assim é obtido o modelo CA da chave PWM sugerido por (VOPÉRIAN, 1990). O modelo é aplicado para obtenção das diversas funções de transferência que descrevem as interações de diferentes variáveis no sistema. Na Figura 45 é apresentado o bloco de circuito correspondente ao modelo CA simplificado da chave PWM, o qual deve ser substituído no circuito.

Figura 45 – Modelo CA simplificado da chave PWM.



Fonte: (VOPÉRIAN, 1990).

No modelo, V_D corresponde ao valor médio da tensão entre os pontos “a” e “p” no conversor em análise. I_C é a corrente média que flui saindo pelo ponto “c” no conversor, no caso do conversor *Boost*, corresponde à corrente que circula pelo indutor, podendo ser positiva ou negativa. Todas as variáveis com sobrescrito “^” são variáveis de pequenos sinais, sendo utilizadas para obtenção das funções de transferência.

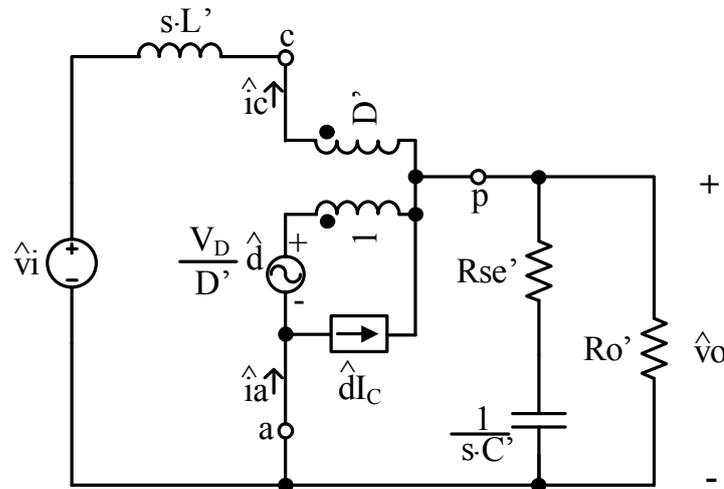
Na Figura 46 é apresentado o circuito utilizado para análise do conversor *Boost* após a substituição da chave PWM pelo modelo proposto por (VOPÉRIAN, 1990).

Como se observa na Figura 46, a tensão V_D nesse caso é igual tensão de saída com sinal invertido. Já a corrente I_C é equivalente ao inverso da corrente que sai do indutor para o conversor *Boost*, isso equivale à corrente de entrada com sentido inverso.

$$V_D = -V_o' \quad (3.88)$$

$$I_C = -\frac{P_o}{\eta \cdot V_i'} \quad (3.89)$$

Figura 46 – Conversor *Boost* após a substituição do modelo da chave PWM.



Fonte: (VOPÉRIAN, 1990).

Nos tópicos a seguir são obtidas as funções de transferência necessárias ao projeto do controlador.

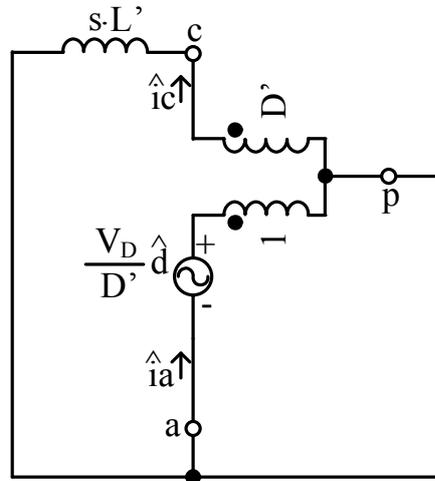
3.4.3. Função de Transferência da Corrente no Indutor Perturbando a Razão Cíclica no Conversor *Boost* (\hat{i}_L/\hat{d})

Para obtenção das diferentes relações de interação, algumas grandezas devem ser desprezadas no modelo. Para o caso da corrente do indutor, que é utilizada no projeto da malha de corrente, remove-se do modelo à influência da perturbação na tensão de entrada, juntamente com o efeito da variação na tensão de saída. Para anular os efeitos de uma fonte de tensão, deve-se realizar um curto-circuito entre seus terminais, portanto os componentes em paralelo com as mesmas são desprezados. A Figura 47 mostra o circuito resultado após a retirada dos efeitos das perturbações nas tensões de entrada e saída.

Passando a fonte de tensão do primário para o secundário do transformador e analisando a malha resultante para obter a corrente que passa pelo indutor no circuito, escreve-se a equação (3.90).

$$(s \cdot L) \cdot \hat{i}_c = V_D \cdot \hat{d} \quad (3.90)$$

Figura 47 – Conversor *Boost* equivalente utilizando o modelo da chave PWM e desprezando-se as variações das tensões de entrada e saída.



Fonte: (VOPÉRIAN, 1990).

Substituindo a equação (3.88) em (3.90), sabendo que \hat{i}_c corresponde a corrente no indutor, é obtida a equação (3.91), a qual descreve a relação entre a corrente no indutor e a razão cíclica.

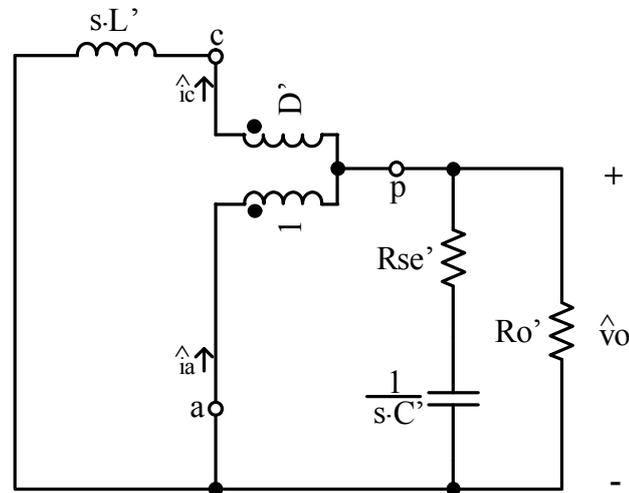
$$\left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i = \hat{v}_o = 0} = \frac{V_o'}{s \cdot L'} \quad (3.91)$$

3.4.4. Função de Transferência da Tensão de Saída Perturbando a Corrente no Indutor no Conversor *Boost* (\hat{v}_o / \hat{i}_L)

A outra relação necessária para o projeto do controle utilizando a técnica adotada é a função de transferência que especifica a influência da corrente no indutor na tensão de saída. Essa função de transferência é utilizada para controle da regulação da tensão de saída em um nível constante independente de qualquer outra influência.

Para obtenção dessa função de transferência consideram-se nulas as influências da razão cíclica e da tensão de entrada. O circuito equivalente desprezando essas duas influências é mostrado na Figura 48.

Figura 48 – Conversor *Boost* equivalente utilizando o modelo da chave PWM e desprezando-se as variações da tensão de entrada e da razão cíclica.



Fonte: (VOPÉRIAN, 1990).

O circuito resultante apresenta apenas impedâncias, já que se trata de uma relação entre tensão e corrente. A análise do circuito se inicia observando que a corrente de saída é gerada pela tensão de saída aplicada no conjunto de impedâncias na saída, carga e capacitor, na equação (3.92) está presente a impedância de saída equivalente para o circuito em análise.

$$Z_o = \frac{R_o' \cdot (s \cdot R_{se}' \cdot C' + 1)}{s \cdot (R_{se}' \cdot C' + R_o' \cdot C') + 1} \quad (3.92)$$

Em seguida, utiliza-se o fato de que a corrente de saída é composta pela soma da corrente que circula no ponto “a” e no ponto “c”, e que essas correntes se relacionam pela relação de transformação, como mostram as equações (3.93) e (3.94), respectivamente.

$$-\hat{i}_a + \hat{i}_c - \frac{\hat{v}_o}{Z_o} = 0 \quad (3.93)$$

$$\hat{i}_a = D' \cdot \hat{i}_c \quad (3.94)$$

Substituindo as equações (3.92) e (3.94) em (3.93) e trabalhando os termos, obtém-se a equação (3.95), que relaciona a tensão de saída e a corrente no indutor desprezando variações na tensão de entrada e na razão cíclica.

$$\left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_L} \right|_{\hat{v}_i = \hat{d} = 0} = \frac{(1 - D') \cdot R_o' \cdot (s \cdot R_{se}' \cdot C' + 1)}{s \cdot (R_{se}' \cdot C' + R_o' \cdot C') + 1} \quad (3.95)$$

3.5. Considerações Finais

Nesse capítulo foram realizadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor *Boost* baseado na CCTE. Esse conversor é responsável pela elevação do nível de tensão na saída e correção do fator de potência da corrente de entrada. Todos os esforços de tensão e corrente dos componentes do conversor foram equacionados para o circuito operando no modo de condução contínua. Foram obtidas também as funções de transferência que são utilizadas para projeto e aplicação da técnica de controle, onde se deseja controlar a tensão de saída e a corrente de entrada.

4. ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DA CÉLULA DE BALANCEAMENTO *BUCK-BOOST*

4.1. Introdução

Nessa seção é realizada a análise quantitativa e qualitativa do circuito responsável por equilibrar a tensão nos capacitores de saída, a célula de balanceamento *Buck-Boost* (CB-BB).

Na análise qualitativa são apresentadas as principais formas de onda e o princípio de funcionamento desse bloco de circuito. Já na análise quantitativa são mensurados os principais esforços nos componentes, bem como o dimensionamento dos componentes que precisam ser calculados para funcionamento adequado do sistema completo.

Por fim, são obtidas as funções de transferência necessárias para implementação da técnica de controle, cujo objetivo é equilibrar as tensões nos capacitores do barramento.

4.2. Análise Qualitativa

4.2.1. Topologia do Circuito

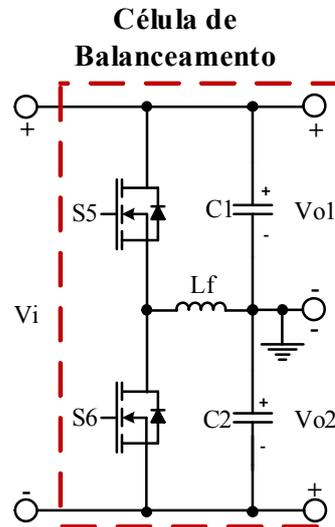
As chaves da CB-BB são conectadas em série e são acionadas com sinais complementares, de forma que não há curto circuito pelo acionamento simultâneo. No ponto entre as duas chaves está conectado um dos terminais do indutor. O outro terminal do indutor está conectado no ponto médio de tensão entre os dois capacitores.

A corrente média no indutor corresponde à diferença entre as correntes que circulam nos resistores de carga, uma vez que estes estão submetidos à mesma diferença de potencial e estão conectados em série, sendo assim, o indutor no circuito fornece um caminho para circulação dessa corrente gerada pela diferença entre as potências de carga.

A corrente que chega aos capacitores corresponde à corrente injetada pelo circuito do conversor CA-CC somada com a corrente da chave superior, de acordo com o sentido de circulação da corrente no indutor. Os capacitores funcionam como filtro para a componente de alta frequência da corrente resultante. Já que os capacitores estão conectados em série, circulam por eles a componente alternada da corrente de carga, e para a carga resistiva é entregue a componente contínua dessa corrente.

A Figura 49 apresenta a CB-BB descrita, a qual é conectada na saída do conversor CA-CC *Boost* para que sejam obtidas duas saídas com tensões equilibradas.

Figura 49 – Circuito da célula de balanceamento *Buck-Boost* (CB-BB).



Fonte: (BARSUKOV; QIAN, 2013).

4.2.2. Identificação dos Conversores no Circuito

A identificação do conversor da CB-BB é realizada através da análise acionamento das chaves e das tensões nos capacitores de saída. Considerando apenas a troca de energia entre os dois capacitores, aquele que estiver com tensão mais elevada, ou seja, mais energia, fornece energia para o com menos carga, dessa forma, cada um dos capacitores opera como fonte ou carga de acordo com a sua necessidade de absorver energia ou de transferi-la.

Ao acionar uma das chaves, a tensão nos terminais do indutor é igual à tensão de um dos capacitores, ou seja, tensão da fonte ou da carga, além disso, observa-se também que as polaridades das tensões do capacitor fonte e do capacitor carga são invertidas entre si. As características descritas anteriormente correspondem às do conversor CC/CC *Buck-Boost*.

4.2.3. Etapas de Operação

Nessa seção são apresentadas as etapas de operação da CB-BB. A análise é realizada para um ciclo completo de comutação (T).

Primeira Etapa ($t_0 \leq t \leq t_1$) – A chave S5 entra em condução enquanto a chave S6 está em bloqueio, já que operam complementarmente. A tensão nos terminais do indutor é a tensão do capacitor C1. Nessa etapa, devido ao sentido da corrente assumido, o indutor fornece energia para capacitor C1, e por isso, a corrente no indutor decresce linearmente. A corrente do indutor flui pelo diodo intrínseco da chave S5, pois este está diretamente polarizado. A Figura 50 (a) mostra o caminho de circulação das correntes na primeira etapa de operação da CB-BB, a equação diferencial (4.1) descreve o comportamento da corrente no indutor para a primeira etapa de operação.

$$L_f \cdot \frac{di_{L_f}}{dt} - V_{o1} = 0 \quad (4.1)$$

Segunda Etapa ($t_1 \leq t \leq t_2$) – Não há alteração nos estados das chaves com relação à etapa anterior, a chave S5 permanece em condução e a chave S6 em bloqueio. Os terminais do indutor continuam submetidos à tensão do capacitor C1, porém este passa a fornecer energia para o indutor. A corrente flui do capacitor C1 através da chave S5 até o indutor. A corrente no indutor, que flui em sentido oposto ao da etapa anterior, cresce linearmente com o armazenamento da energia na indutância. A Figura 50 (b) mostra o caminho de circulação das correntes na segunda etapa de operação da CB-BB. A equação (4.2) descreve o comportamento da corrente no indutor para a primeira etapa de operação.

$$L_f \cdot \frac{di_{L_f}}{dt} - V_{o1} = 0 \quad (4.2)$$

Terceira Etapa ($t_2 \leq t \leq t_3$) – Nessa etapa, há alteração do estado das chaves, a chave S5 entra em bloqueio e a chave S6, complementarmente, entra em condução. A tensão nos terminais do indutor é a tensão do capacitor C2. Nessa etapa, o indutor está fornecendo energia para o capacitor C2, energia essa que foi armazenada na etapa anterior. A corrente no indutor decresce linearmente e circula pelo diodo intrínseco da chave S6 que está diretamente polarizado. A Figura 50 (c) mostra o caminho de circulação das correntes na terceira etapa de operação da CB-BB. A equação diferencial (4.3) descreve o comportamento da corrente no indutor para a primeira etapa de operação.

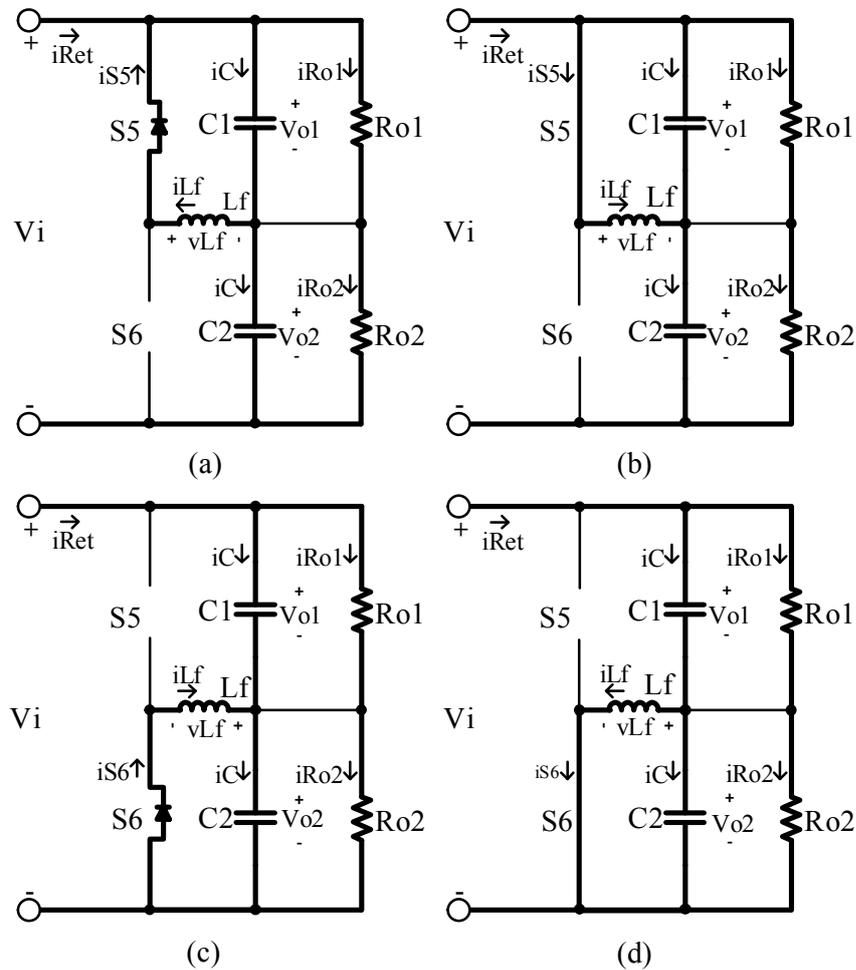
$$L_f \cdot \frac{di_{L_f}}{dt} - V_{o2} = 0 \quad (4.3)$$

Quarta Etapa ($t_3 \leq t \leq t_4$) – As chaves S5 e S6 continuam com os mesmos estados da etapa anterior, portanto os terminais do indutor continuam submetidos à tensão do capacitor C2. Nessa etapa, o indutor absorve energia do capacitor C2, dessa forma, a corrente no indutor cresce linearmente, fluindo do capacitor C2 para o indutor pela chave S6 que se

encontra em condução. Nessa etapa a corrente no indutor flui com sentido oposto ao da etapa anterior. A Figura 50 (d) mostra o caminho de circulação das correntes na quarta etapa de operação da CB-BB. A equação (4.4) descreve o comportamento da corrente no indutor para a primeira etapa de operação.

$$L_f \cdot \frac{di_{L_f}}{dt} - V_{o2} = 0 \quad (4.4)$$

Figura 50 – Etapas de operação da CB-BB: (a) Primeira etapa, (b) Segunda etapa, (c) Terceira etapa, (d) Quarta etapa.



Fonte: próprio autor.

Caso a corrente no indutor tenha valor médio negativo e superior em módulo à metade da ondulação da corrente, o ciclo completo de comutação apresenta apenas duas etapas, sendo estas equivalentes à primeira e quarta etapas descritas anteriormente.

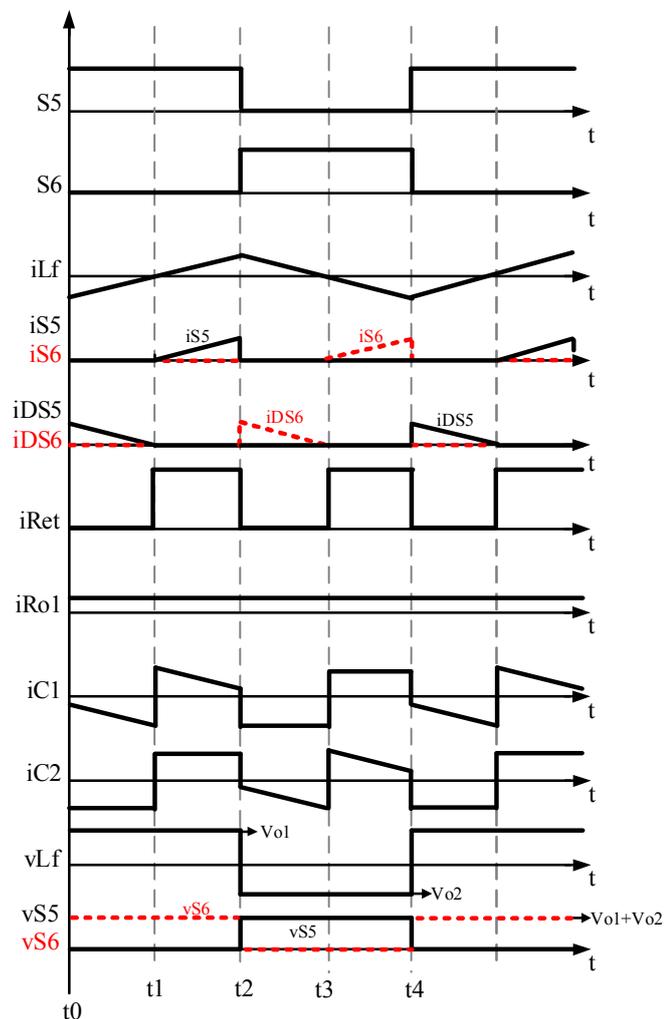
O ciclo de operação apresenta as quatro etapas, quando o valor médio da corrente no indutor apresentar módulo inferior à metade da ondulação de corrente, pois nesse caso há

inversão no sentido da corrente no indutor, o que acarreta na alteração do caminho da corrente sem que haja modificação dos estados das chaves.

4.2.4. Formas de Onda Teóricas

Na Figura 51 estão presentes as principais formas de onda de tensão e corrente nos componentes da CB-BB.

Figura 51 – Formas de onda de tensão e corrente nos componentes da CB-BB.



Fonte: próprio autor.

Para contemplação das quatro etapas, analisou-se o caso em que a corrente média no indutor é nula, dessa forma, há inversão do sentido da corrente no indutor sem que haja modificação do estado das chaves. É assumida a conexão de cargas resistivas nas duas saídas

da CB-BB, presente na Figura 49, e que na entrada é injetada uma corrente pulsada, proveniente do estágio de conversão CA-CC *Boost* em estudo.

Observa-se na Figura 49 que os capacitores encontram-se em série, assim como os resistores de carga. Os resistores conduzem através de seus terminais uma corrente contínua, já que, devido à ação de controle, a tensão nos capacitores se manterá constante. Dessa forma, os capacitores funcionam como filtro, drenando a componente alternada da corrente que chega a carga. As correntes diferem na forma de onda devido ao acionamento das chaves, a chave S5 drenará parte da corrente que percorre o capacitor C1 e a chave S6 drenará parte da corrente do capacitor C2, portanto, as formas de onda de corrente são determinadas pela subtração entre a componente alternada da corrente de entrada e a corrente da chave em paralelo com o capacitor analisado, considerando-se também a condução pelo diodo da chave.

4.3. Análise Quantitativa

Nessa seção é desenvolvida a análise quantitativa da CB-BB, o objetivo dessa análise é a obtenção de métodos de cálculo dos esforços de tensão e corrente nos principais componentes. A análise a seguir tem como base as formas de onda apresentadas na Figura 51.

4.3.1. Ganho Estático

Para determinação do ganho estático do conversor, é novamente utilizada a propriedade da conservação do fluxo magnético no indutor, presente na equação (3.11).

Para usar a equação (3.11) é necessária a obtenção dos intervalos de tempo de cada variação da tensão nos terminais do indutor e o nível de tensão o qual esses terminais ficam submetidos. Essas informações são obtidas através da Figura 51.

O intervalo entre t_0 e t_2 é proporcional à razão cíclica. Enquanto o intervalo entre t_2 e t_4 é proporcional ao complemento da razão cíclica.

$$\Delta t_{(t_2-t_0)} = D \cdot T \quad (4.5)$$

$$\Delta t_{(t_4-t_2)} = (1 - D) \cdot T \quad (4.6)$$

A tensão nos terminais do indutor durante o intervalo entre t_0 e t_2 corresponde à tensão no capacitor C1, já no intervalo entre t_2 e t_4 , a tensão sob os terminais do indutor corresponde à tensão do capacitor C2.

$$V_{L_f}(t_2 - t_0) = V_{o1} \quad (4.7)$$

$$V_{L_f}(t_4 - t_2) = V_{o2} \quad (4.8)$$

Substituindo as equações (4.5), (4.6), (4.7) e (4.8) em (3.12) e em seguida em (3.11), obtém-se o ganho estático da célula de balanceamento das tensões dos capacitores de saída, como mostra a equação (4.9).

$$\frac{V_{o2}}{V_{o1}} = \frac{D}{1 - D} \quad (4.9)$$

4.3.2. Determinação da Ondulação de Corrente

A ondulação de corrente é obtida através da análise das tensões em uma malha que contemple a tensão no indutor, como a equação (4.1). Substituindo a equação (4.5) em (4.1), é obtida a equação (4.10), a qual descreve a ondulação de corrente no indutor.

$$\Delta I_{L_f} = \frac{V_{o1} \cdot D}{L_f \cdot f_s} \quad (4.10)$$

Isolando a indutância na equação (4.10), obtém-se o valor de indutância em função da ondulação máxima desejada no indutor de filtro da CB-BB.

$$L_f = \frac{V_{o1} \cdot D}{\Delta I_{L_f} \cdot f_s} \quad (4.11)$$

4.3.3. Equações Instantâneas no Domínio do Tempo para a Célula de Balanceamento

Nessa sessão são definidas expressões no domínio do tempo que descrevem o comportamento instantâneo das formas de onda apresentadas na Figura 51.

A ondulação da corrente no indutor, obtida na equação (4.10), somada com o valor médio da corrente que circula no mesmo, fornecem os valores máximos e mínimos que a corrente no indutor pode atingir.

$$I_{min} = I_{L_f med} - \frac{V_{o1} \cdot D \cdot T}{2 \cdot L_f} \quad (4.12)$$

$$I_{max} = I_{L_f med} + \frac{V_{o1} \cdot D \cdot T}{2 \cdot L_f} \quad (4.13)$$

A taxa de variação das correntes dentro de cada uma das etapas é expressa através da análise instantânea da variação da corrente no indutor, o que corresponde à substituição do termo relativo ao período de chaveamento na equação (4.11), sendo necessário adaptar para a segunda etapa, onde o tempo inicial corresponde ao tempo em que a chave fecha. A equação contempla a corrente instantânea no indutor Lf , considerando-se que o valor médio da corrente no indutor em módulo é superior à ondulação de corrente no mesmo.

$$i_{Lf}(t) = \begin{cases} I_{min} + \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D}{Lf} \cdot t & t_0 < t < t_2 \\ I_{max} - \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D}{Lf} \cdot t & t_2 < t < t_4 \end{cases} \quad (4.14)$$

A partir da equação (4.14), é possível determinar o intervalo de tempo de cada etapa da Figura 51. Cada um dos intervalos corresponde ao tempo em que há uma mudança do caminho de circulação da corrente.

$$\Delta t_{(t_1-t_0)} = \frac{(-I_{min}) \cdot Lf}{2 \cdot V_{o1} \cdot D} \quad (4.15)$$

$$\Delta t_{(t_2-t_1)} = D \cdot T - \left(\frac{(-I_{min}) \cdot Lf}{2 \cdot V_{o1} \cdot D} \right) \quad (4.16)$$

$$\Delta t_{(t_3-t_2)} = \frac{I_{max} \cdot Lf}{2 \cdot V_{o1} \cdot D} \quad (4.17)$$

$$\Delta t_{(t_4-t_3)} = (1 - D) \cdot T - \frac{I_{max} \cdot Lf}{2 \cdot V_{o1} \cdot D} \quad (4.18)$$

Para operação onde o módulo do valor médio da corrente no indutor é superior à metade da ondulação da corrente no mesmo, não há inversão no sentido da corrente no indutor. Nesse caso, a duração das etapas corresponde ao tempo de acionamento da chave.

$$\Delta t_{(t_2-t_0)} = D \cdot T$$

$$\Delta t_{(t_2-t_1)} = (1 - D) \cdot T$$

4.3.3.1. Equações Instantâneas para Operação sem Inversão do Sentido da Corrente no Indutor

Nesse modo de operação, a chave S5 conduz a corrente, tanto diretamente como por seu diodo intrínseco. A circulação por essa chave sempre se dá no intervalo entre t_0 e t_2 . A equação (4.19) apresenta a corrente instantânea que percorre a chave S6.

$$i_{S5}(t) = \begin{cases} I_{min} + \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D}{Lf} \cdot t & t_0 < t < t_2 \\ 0 & t_2 < t < t_4 \end{cases} \quad (4.19)$$

A chave S6 conduz durante o intervalo complementar ao da chave S5 nesse modo de operação. A equação (4.20) mostra o valor instantâneo da corrente na chave S6.

$$i_{S6}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 < t < t_2 \\ I_{max} - \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D}{Lf} \cdot t & t_2 < t < t_4 \end{cases} \quad (4.20)$$

As chaves do conversor e seus respectivos diodos intrínsecos operam de forma complementar de acordo com o nível da corrente média no indutor, no caso em que corrente média é positiva, o caminho de circulação da corrente se dá pela chave S5 e pelo diodo intrínseco da chave S6 (SD6). Caso a corrente média no indutor seja negativa, a corrente que antes era conduzida na chave S5, é conduzida pelo diodo intrínseco da mesma, e a corrente conduzida diodo SD6, passa a circular pela chave S6.

4.3.3.2. Equações Instantâneas para Operação com Inversão do Sentido da Corrente no Indutor

Nesse modo de operação a corrente no indutor cruza por zero. Isso significa que há mudança no sentido da corrente no indutor, o que implica que, antes de haver uma mudança no estado das chaves, a corrente é conduzida tanto pela chave como pelo diodo intrínseco da mesma.

As equações (4.21) e (4.22) correspondem ao valor instantâneo da corrente no diodo intrínseco DS5 e na chave S5, respectivamente, como descritas na primeira e segunda etapas, presentes na Figura 50 (a) e na Figura 50 (b). A corrente é conduzida pelo diodo SD5 a partir de seu valor mínimo negativo até chegar à zero, onde ocorre a inversão de sentido. Em seguida a corrente passa a circular diretamente pela chave S5 e cresce linearmente até que haja uma mudança de estado no sinal das chaves, onde é atingido o valor máximo da corrente no indutor.

$$i_{DS5}(t) = \begin{cases} I_{min} + \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D}{Lf} \cdot t & t_0 < t < t_1 \\ 0 & t_1 < t < t_2 \\ 0 & t_2 < t < t_3 \\ 0 & t_3 < t < t_4 \end{cases} \quad (4.21)$$

$$i_{S5}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 < t < t_1 \\ \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D}{Lf} \cdot t & t_1 < t < t_2 \\ 0 & t_2 < t < t_3 \\ 0 & t_3 < t < t_4 \end{cases} \quad (4.22)$$

As equações (4.23) e (4.24) expressam o valor instantâneo da corrente na chave S6 e no diodo intrínseco SD6, respectivamente, como descritas na terceira e quarta etapas da Figura 50 (c) e da Figura 50 (d). Com a mudança de estado das chaves, a corrente que estava sendo conduzida pela chave S5 passa a fluir pelo diodo intrínseco SD6, até chegar à zero, onde ocorre a inversão de sentido. Em seguida a corrente passa a circular pela chave S5 e cresce linearmente até que haja uma mudança de estado no sinal das chaves, onde é atingido o valor máximo da corrente no indutor.

$$i_{S6}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 < t < t_1 \\ 0 & t_1 < t < t_2 \\ I_{min} + \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D}{Lf} \cdot t & t_2 < t < t_3 \\ 0 & t_3 < t < t_4 \end{cases} \quad (4.23)$$

$$i_{DS6}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 < t < t_1 \\ 0 & t_1 < t < t_2 \\ I_{min} + \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D}{Lf} \cdot t & t_2 < t < t_3 \\ 0 & t_3 < t < t_4 \end{cases} \quad (4.24)$$

4.3.4. Esforços de Tensão e Corrente no Indutor Lf

O indutor de filtro tem aplicado sob seus terminais dois níveis de tensão diferentes, a tensão do capacitor de saída C1 ou a tensão do capacitor de saída C2, que são iguais, já que o circuito equilibrará as tensões nos mesmos.

$$V_{Lf_p} = V_{o1} \quad (4.25)$$

O valor médio da corrente no indutor é obtido através da análise da diferença entre as corrente que circulam nos resistores de carga como explicado previamente. O sinal obtido pela corrente corresponde ao sentido de circulação da mesma, de acordo com o convencionalizado no momento da análise.

$$I_{Lf_{med}} = \frac{V_{o2}}{R_{o2}} - \frac{V_{o1}}{R_{o1}} \quad (4.26)$$

A corrente média e eficaz no indutor são obtidas fazendo substituição da equação (4.14) nas equações (3.70) e (3.71).

$$I_{Lf_{med}} = \frac{1}{T} \int_0^{D \cdot T} \left(I_{min} + \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D \cdot t}{Lf} \right) \cdot dt + \frac{1}{T} \int_0^{(1-D)T} \left(I_{max} - \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D \cdot t}{Lf} \right) \cdot dt \quad (4.27)$$

$$I_{Lf_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{D \cdot T} \left(I_{min} + \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D \cdot t}{Lf} \right)^2 \cdot dt + \frac{1}{T} \int_0^{(1-D)T} \left(I_{max} - \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D \cdot t}{Lf} \right)^2 \cdot dt} \quad (4.28)$$

Resolvendo as integrais presentes nas equações (4.27) e (4.28), são obtidas as equações (4.29) e (4.30) para cálculo das corrente no indutor de filtro.

$$I_{Lf_{med}} = D \cdot \left(I_{min} + \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D^2}{Lf \cdot f_s} \right) + (1 - D) \cdot \left(I_{max} - \frac{V_{o1} \cdot D^2}{Lf \cdot f_s} \right) \quad (4.29)$$

$$I_{Lf_{ef}} = \sqrt{a + b + c} \quad (4.30)$$

Onde os termos a, b e c da equação (4.30) estão discriminados nas equações (4.31), (4.32) e (4.33):

$$a = I_{min} \cdot D \cdot \left(I_{min} + \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D^2}{Lf \cdot f_s} \right) \quad (4.31)$$

$$b = \frac{4 \cdot V_{o1}^2 \cdot D^2 \cdot (3 \cdot D^2 - 3 \cdot D + 1)}{3 \cdot Lf^2 \cdot f_s^2} \quad (4.32)$$

$$c = I_{max}(1 - D) \cdot \left(I_{max} - \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D \cdot (1 - D) \cdot T}{Lf \cdot f_s} \right) \quad (4.33)$$

4.3.5. Esforços de Tensão e Corrente nas Chaves S5 e S6

A tensão máxima sob os terminais de qualquer uma das duas chaves é equivalente à soma da tensão do capacitor em paralelo com essa chave e a tensão no indutor, o que corresponde à tensão do outro capacitor, ou seja, a tensão do barramento.

$$V_{S_{max}} = V_{o1} + V_{o2} \quad (4.34)$$

4.3.5.1. Esforços de Corrente para Operação sem Inversão do Sentido da Corrente no Indutor

A corrente média e eficaz na chave S5 ou em seu diodo DS5, de acordo com o sentido da média no indutor, são calculadas pelas equações (4.35) e (4.36), obtidas pela substituição da equação (4.19) nas equações (3.70) e (3.71).

$$I_{med} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{D \cdot T} \left(I_{min} + \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D \cdot t}{Lf} \right) \cdot dt \right) \quad (4.35)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{D \cdot T} \left(I_{min} + \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D \cdot t}{Lf} \right)^2 \cdot dt \right)} \quad (4.36)$$

Resolvendo as integrais presentes nas equações (4.35) e (4.36), são obtidas as equações (4.37) e (4.38) para cálculo direto dessas correntes.

$$I_{med} = \frac{I_{min} \cdot D \cdot T}{T} + \frac{V_{o1} \cdot D^3 \cdot T}{Lf} \quad (4.37)$$

$$I_{ef} = \sqrt{I_{min}^2 \cdot D + \frac{2 \cdot I_{min} \cdot V_{o1} \cdot D^3 \cdot T}{Lf} + \frac{4 \cdot V_{o1}^2 \cdot D^5 \cdot T^2}{3 \cdot Lf^2}} \quad (4.38)$$

A corrente média e eficaz na chave S6 ou em seu diodo intrínsecos são calculados pelas equações (4.39) e (4.40), obtidas pela substituição da equação (4.20) nas equações (3.70) e (3.71).

$$I_{med} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{(1-D) \cdot T} \left(I_{max} - \frac{V_{o1} \cdot D \cdot (2 \cdot t - T)}{Lf} \right) \cdot dt \right) \quad (4.39)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{(1-D) \cdot T} \left(I_{max} - \frac{V_{o1} \cdot D \cdot (2 \cdot t - T)}{Lf} \right)^2 \cdot dt \right)} \quad (4.40)$$

Resolvendo integrais presentes nas equações (4.39) e (4.40), são obtidas como simplificações as equações (4.41) e (4.42).

$$I_{med} = I_{max} \cdot (1 - D) - \frac{V_{o1} \cdot D \cdot (1 - D)^2 \cdot T}{Lf} \quad (4.41)$$

$$I_{ef} = \sqrt{I_{max}^2 \cdot (1 - D) - \frac{2 \cdot I_{max} \cdot D \cdot (1 - D)^2 \cdot T}{Lf} + \frac{4 \cdot V_{o1}^2 \cdot D^2 \cdot (1 - D)^3 \cdot T^2}{3 \cdot Lf^2}} \quad (4.42)$$

4.3.5.2. Esforços de corrente para operação com inversão do sentido da corrente no indutor

A corrente média e eficaz no diodo DS5 é calculada pelas equações (4.43) e (4.44), obtidas pela substituição da equação (4.21) nas equações (3.70) e (3.71).

$$I_{med} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\Delta t(t_1-t_0)} \left(I_{min} + \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D \cdot t}{L_f} \right) \cdot dt \right) \quad (4.43)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{\Delta t(t_1-t_0)} \left(I_{min} + \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D \cdot t}{L_f} \right)^2 \cdot dt \right)} \quad (4.44)$$

Resolvendo as integrais presentes nas equações (4.43) e (4.44), são obtidas as equações (4.45) e (4.46).

$$I_{med} = \frac{I_{min} \cdot \Delta t(t_1-t_0)}{T} + \frac{V_{o1} \cdot D \cdot \Delta t^2(t_1-t_0)}{L_f \cdot T} \quad (4.45)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{I_{min}^2 \cdot \Delta t(t_1-t_0)}{T} + \frac{2 \cdot I_{min} \cdot V_{o1} \cdot D \cdot \Delta t^2(t_1-t_0)}{L_f \cdot T} + \frac{4 \cdot V_{o1}^2 \cdot D^2 \cdot \Delta t^3(t_1-t_0)}{3 \cdot L_f^2 \cdot T}} \quad (4.46)$$

A corrente média e eficaz que flui diretamente pela chave S5 são calculadas pelas equações (4.47) e (4.48), obtidas pela substituição da equação (4.22) nas equações (3.70) e (3.71).

$$I_{med} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\Delta t(t_2-t_1)} \left(\frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D \cdot t}{L_f} \right) \cdot dt \right) \quad (4.47)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{\Delta t(t_2-t_1)} \left(\frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D \cdot t}{L_f} \right)^2 \cdot dt \right)} \quad (4.48)$$

Resolvendo as integrais presentes nas equações (4.47) e (4.48), se obtém as equações (4.49) e (4.50).

$$I_{med} = \frac{V_{o1} \cdot D \cdot \Delta t^2(t_2-t_1)}{L_f \cdot T} \quad (4.49)$$

$$I_{ef} = \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D \cdot \Delta t(t_2-t_1)}{L_f} \cdot \sqrt{\frac{\Delta t(t_2-t_1)}{3 \cdot T}} \quad (4.50)$$

A corrente média e eficaz que flui pelo diodo intrínseco DS6 são calculadas pelas equações (4.51) e (4.52), obtidas pela substituição da equação (4.23) nas equações (3.70) e (3.71).

$$I_{med} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\Delta t_{(t_3-t_2)}} \left(I_{max} - \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D \cdot t}{Lf} \right) \cdot dt \right) \quad (4.51)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{\Delta t_{(t_3-t_2)}} \left(I_{max} - \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D \cdot t}{Lf} \right)^2 \cdot dt \right)} \quad (4.52)$$

Resolvendo as integrais presentes nas equações (4.51) e (4.52), são obtidas as equações (4.53) e (4.54).

$$I_{med} = \frac{I_{max} \cdot \Delta t_{(t_3-t_2)}}{T} + \frac{V_{o1} \cdot D \cdot \Delta t_{(t_3-t_2)}^2}{Lf \cdot T} \quad (4.53)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{I_{max}^2 \cdot \Delta t_{(t_3-t_2)}}{T} - \frac{2 \cdot I_{max} \cdot V_{o1} \cdot D \cdot \Delta t_{(t_3-t_2)}^2}{Lf \cdot T} + \frac{4 \cdot V_{o1}^2 \cdot D^2 \cdot \Delta t_{(t_3-t_2)}^3}{3 \cdot Lf^2 \cdot T}} \quad (4.54)$$

A corrente média e eficaz que flui pelo diodo intrínseco DS6 são calculadas pelas equações (4.55) e (4.56), obtidas pela substituição da equação (4.23) nas equações (3.70) e (3.71).

$$I_{med} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\Delta t_{(t_4-t_3)}} \left(\frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D \cdot t}{Lf} \right) \cdot dt \right) \quad (4.55)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{\Delta t_{(t_4-t_3)}} \left(\frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D \cdot t}{Lf} \right)^2 \cdot dt \right)} \quad (4.56)$$

Resolvendo as integrais presentes nas equações (4.55) e (4.56), são as equações (4.57) e (4.58).

$$I_{med} = \frac{V_{o1} \cdot D \cdot \Delta t_{(t_4-t_3)}^2}{Lf \cdot T} \quad (4.57)$$

$$I_{ef} = \frac{2 \cdot V_{o1} \cdot D \cdot \Delta t_{(t_4-t_3)}}{Lf} \cdot \sqrt{\frac{\Delta t_{(t_4-t_3)}}{3 \cdot T}} \quad (4.58)$$

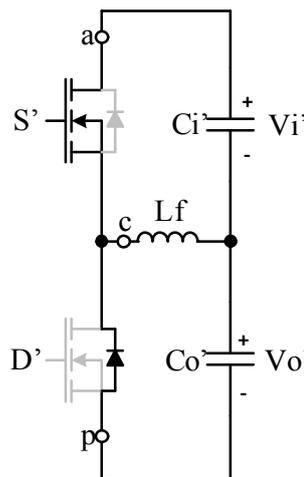
4.4. Funções de Transferência para Projeto das Malhas de Controle

Nesta seção é apresentada a modelagem da CB-BB fazendo uso da técnica da chave PWM utilizada previamente. A técnica de controle aplicada no circuito de balanceamento visa o equilíbrio das tensões de saída nos capacitores, portanto, a modelagem buscará a relação entre a tensão de saída e a razão cíclica.

4.4.1. Identificação do Conversor

A CB-BB apresenta característica inversora de tensão entre os capacitores, considerando operação bidirecional, ou seja, qualquer um dos capacitores pode funcionar como carga ou fonte para o outro. Como os dois capacitores devem apresentar o mesmo nível de tensão, o ganho do conversor é unitário para aplicação no estudo, pois este é responsável apenas por equilibrar a energia nos capacitores. Tais características descritas anteriormente assemelham-se com possibilidades de operação do conversor *Buck-Boost* CC-CC tradicional. Na Figura 52 está presente o conversor *Buck-Boost* CC-CC que é utilizado para modelar a CB-BB, estão identificados na figura os terminais da chave PWM, que contempla a chave e o diodo, como descrito por (VOPÉRIAN, 1990).

Figura 52 – Conversor *Buck-Boost* CC-CC com terminais da chave PWM identificados.



Fonte: próprio autor.

Para que possa ser aplicado o modelo do conversor *Buck-Boost* clássico, é necessário observar as equivalências entre esse conversor básico e o circuito da CB-BB. Assim como na modelagem do conversor *Boost*, os componentes do modelo na Figura 52 foram identificados com o sobrescrito ('). Os parâmetros de equivalência entre os dois circuitos estão contidos na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros de equivalência entre conversor *Buck-Boost* CC-CC e a CB-BB.

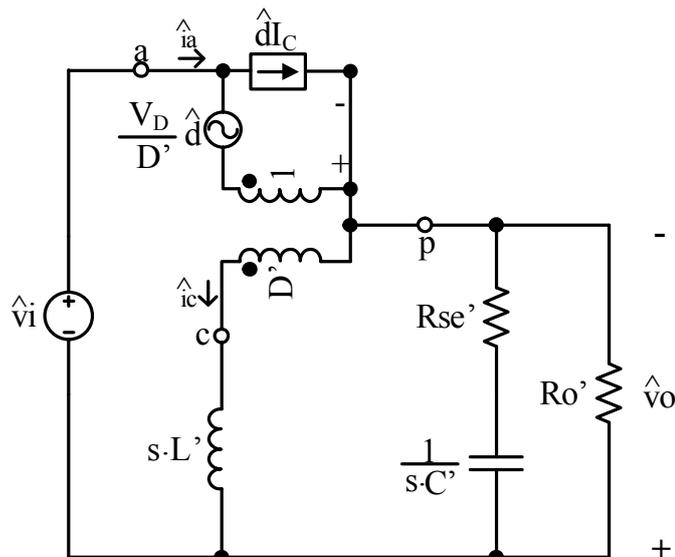
Especificação	Equivalência
Razão cíclica	$D' = D$
Tensão de entrada	$V_i' = V_{o1}$ ou $V_i' = V_{o2}$
Tensão de saída	$V_o' = V_{o2}$ ou $V_o' = V_{o1}$
Período de chaveamento	$T' = T$
Frequência de chaveamento	$f_s' = f_s$
Indutância de entrada	$L' = Lf$
Capacitância do filtro de saída	$C' = C1 = C2$
Resistência série do capacitor de filtro	$Rse' = Rse1 = Rse2$
Resistência de carga	$R_o' = R_{o1} = R_{o2}$

Fonte: próprio autor.

4.4.2. Modelagem Pela Técnica da Chave PWM

A técnica de modelagem da chave PWM consiste na identificação dos terminais da chave para substituição por um modelo onde a análise possa ser simplificada. O modelo da chave apresenta três terminais que devem ser identificados no circuito onde deve ser realizada a análise. Na Figura 53 é apresentado o circuito utilizado para análise do conversor *Buck-Boost* após a substituição da chave PWM pelo modelo proposto por (VOPÉRIAN, 1990).

Figura 53 – Conversor *Buck-Boost* após a substituição do modelo da chave PWM.



Fonte: (VOPÉRIAN, 1990).

Na Figura 53, a tensão V_D equivale à tensão média entre os pontos “a” e “p”, ou seja, é igual à soma da tensão de entrada e saída. Já a corrente I_C é equivalente à diferença entre a corrente de entrada e a corrente de saída.

$$V_D = V_i' - V_o' \quad (4.59)$$

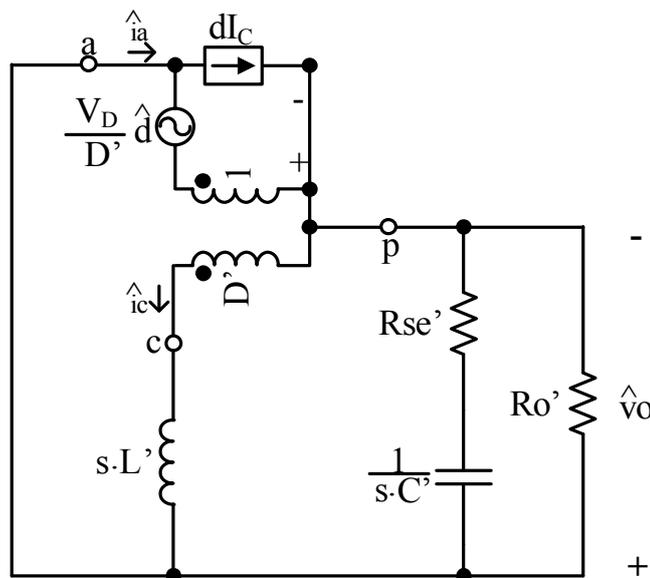
$$I_C = \frac{P_o}{\eta \cdot V_i'} - \frac{P_o}{\eta \cdot V_o'} \quad (4.60)$$

Nos tópicos a seguir são obtidas as funções de transferência necessárias ao projeto do controlador.

4.4.3. Função de Transferência da Tensão de Saída Perturbando a Razão Cíclica no Conversor Buck-Boost (\hat{v}_o/\hat{d})

A relação a ser obtida busca equacionar a influência das variações da razão cíclica na tensão de saída. Para obtenção dessa função de transferência consideram-se nulas as influências da variação da tensão de entrada na tensão de saída. O circuito equivalente a ser analisado é mostrado na Figura 54.

Figura 54 – Conversor *Buck-Boost* equivalente utilizando o modelo da chave PWM e desprezando-se as variações da tensão de entrada.



Fonte: (VOPÉRIAN, 1990).

A partir da Figura 54, a análise é feita para obtenção de duas relações, a primeira delas corresponde à análise das correntes no ponto “a”, a outra relação é obtida através da análise das tensões na malha que contemplam a tensão de saída, a tensão entre os pontos “c” e “p” e a tensão no indutor, como mostram as equações (4.61) e (4.62).

$$\hat{i}_a = I_c \cdot \hat{d} + \hat{i}_c \cdot D' \quad (4.61)$$

$$-\hat{v}_o - \hat{v}_{cp} + s \cdot L' \cdot \hat{i}_c = 0 \quad (4.62)$$

$$\hat{v}_{cp} = \left(v_o + \frac{V_D \cdot \hat{d}}{D'} \right) \cdot D' \quad (4.63)$$

Na equação (4.64) é mostrada a função de transferência que relaciona a variação da razão cíclica com a variação da tensão de saída desprezando as variações da tensão de entrada, obtida através da substituição da equação (4.63) em (4.62), e o resultado tendo sido substituído em (4.61).

$$\left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i=0} = \frac{s^2 \cdot L' \cdot I_c \cdot R_o' \cdot R_{se}' \cdot C' + s \cdot R_o' \cdot (R_{se}' \cdot C' \cdot V_D \cdot \overline{D'} - L' \cdot I_c) + V_D \cdot R_o' \cdot R_{se}'}{s^2 \cdot L' \cdot C' (R_o' + R_{se}') + s \cdot (R_o' \cdot R_{se}' \cdot C' \cdot \overline{D'}^2 + L') + C' \cdot \overline{D'}^2} \quad (4.64)$$

4.5. Considerações Finais

Neste capítulo foram realizadas as análises qualitativa e quantitativa da Célula de Balanceamento *Buck-Boost*. Ela é responsável por equilibrar as tensões de saída dos dois capacitores do barramento. Todos os esforços de tensão e corrente dos componentes do conversor foram equacionados para circuito. Foi obtida a função de transferência que relaciona a variação da tensão de saída com a variação da razão cíclica, a qual é utilizada para projeto da malha de controle que é responsável por manter as tensões dos capacitores equilibradas.

5. EXEMPLO DE PROJETO DO CONVERSOR CA-CC *BOOST BRIDGELESS* MONOFÁSICO COM CFP

5.1. Introdução

Neste capítulo é apresentado o projeto do conversor CC-CA *Boost bridgeless* baseado na CCTE sob estudo. São atribuídas especificações para o projeto com fim de quantificar os esforços de tensão e corrente utilizando as equações obtidas no Capítulo 2. A partir dos cálculos realizados é feita a escolha dos componentes que compõem o circuito

É apresentada a técnica de controle utilizada para correção do fator de potência da corrente de entrada e regulação da tensão do barramento da saída do conversor CA-CC. São utilizadas as funções de transferência obtidas nos capítulo 2, e a partir delas, juntamente com as especificações para cada malha de controle, são projetados os controladores.

5.2. Especificações e Considerações de Projeto

As especificações para o projeto do circuito de potência do conversor CA-CC *Boost bridgeless* baseado na CCTE estão dispostas na Tabela 4. Já os parâmetros adotados estão listados na Tabela 5.

Tabela 4 – Especificações para projeto do conversor CA-CC *Boost bridgeless* monofásico com CFP.

Especificação	Valor
Potência de saída	$P_o = 1 \text{ kW}$
Tensão de entrada eficaz mínima	$V_{iefmin} = 176 \text{ V}$
Tensão de entrada eficaz nominal	$V_{iefnom} = 220 \text{ V}$
Tensão de entrada eficaz máxima	$V_{iefmax} = 264 \text{ V}$
Frequência da rede	$f_r = 60 \text{ Hz}$

Fonte: próprio autor.

Tabela 5 – Parâmetros assumidos para projeto do conversor CA-CC *Boost bridgeless* monofásico com CFP.

Especificação	Valor
Frequência de chaveamento	$f_s = 30 \text{ kHz}$
Ondulação da corrente no indutor	$\Delta I_L = 10\% \cdot I_{Lmax}$
Ondulação de tensão na saída	$\Delta V_C = 2\% \cdot V_o$
Rendimento teórico estimado	$\eta = 0,95$

Fonte: próprio autor.

A partir das especificações, o parâmetro α é calculado utilizando a equação (3.30) considerando uma variação de $\pm 20\%$ na tensão de entrada.

$$\alpha_{min} = \frac{400}{264 \cdot \sqrt{2}} = 1,071$$

$$\alpha_{nom} = \frac{400}{220 \cdot \sqrt{2}} = 1,286$$

$$\alpha_{max} = \frac{400}{176 \cdot \sqrt{2}} = 1,607$$

É possível obter a razão cíclica mínima que o conversor irá atingir quando estiver sendo alimentado pela tensão nominal utilizando a equação (3.32).

$$D_{min} = \frac{1,286 - 1}{1,286} = 0,223$$

Determina-se através da equação (3.34) o ângulo de transição entre os dois modos de operação no conversor operando com tensão de entrada nominal.

$$\beta = \sin^{-1} \left(\frac{1,286}{2} \right) = 0,698 \text{ rad}$$

A corrente de saída é determinada pela potência de saída do conversor, considerando a carga linear e a tensão de saída contínua, portanto:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \tag{5.1}$$

$$I_o = \frac{1000}{400} = 2,5 \text{ A}$$

5.3. Projeto do Circuito de Potência

5.3.1. Dimensionamento dos Indutores $L1$ e $L2$

A máxima tensão sobre os indutores é calculada utilizando a equação (3.65), como dado por:

$$V_{L1} = V_{L2} = 100 \text{ V}$$

A corrente eficaz que percorre os terminais desses componentes, é calculada pela equação (4.50).

$$I_{L1,2_{ef}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 1,607 \cdot 2,5}{0,95} = 5,981 \text{ A}$$

A corrente de pico de entrada é obtida através substituição de valores na equação (3.64), onde inicialmente é desprezado o termo referente à ondulação de corrente.

$$I_{L1,2_p} = \frac{2 \cdot 1,607 \cdot 2,5}{0,95} = 8,458 \text{ A}$$

A partir do resultado obtido, o parâmetro correspondente à máxima ondulação de corrente aceitável é dada por:

$$\Delta I_{L1,2_{max}} = 10\% \cdot 8,458 = 0,846 \text{ A}$$

Logo, a corrente de pico nos indutores é:

$$I_{L1,2_p} = \frac{2 \cdot 1,607 \cdot 2,5}{0,95} + \frac{0,846}{2} = 8,881 \text{ A}$$

Para a ondulação de corrente desejada e operação em modo de condução contínua, a indutância total é obtida através da substituição dos parâmetros na equação (3.47).

$$L_{eq} = \frac{400}{16 \cdot 0,846 \cdot 30 \cdot 10^3} = 985 \mu\text{H}$$

$$L1 = L2 = \frac{985 \cdot 10^{-6}}{2} = 493 \mu\text{H}$$

5.3.2. Dimensionamento dos Autotransformadores $Tr1$ e $Tr2$

A máxima tensão sobre os enrolamentos autotransformadores é calculada através da equação (3.66), sendo assim:

$$V_{Tr_{max}} = \frac{400}{2} = 200 \text{ V}$$

O valor eficaz da corrente que circula através de cada um dos enrolamentos dos autotransformadores é obtida substituindo-se valores na equação (3.67).

$$I_{Tr_{ef}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 1,607 \cdot 2,5}{2 \cdot 0,95} = 2,990 \text{ A}$$

O valor de pico da corrente que circula pelos enrolamentos do autotransformador é obtido pela substituição de valores na equação (3.68).

$$I_{Tr_p} = \frac{1,607 \cdot 2,5}{0,95} + \frac{0,846}{4} = 4,440 \text{ A}$$

5.3.3. Dimensionamento das Chaves S1, S2, S3 e S4

A tensão máxima nos terminais das chaves é expressa pela equação (3.69).

$$V_{S_{max}} = 400 V$$

A corrente média nesses componentes é mensurada a partir da equação (3.74).

$$I_{S_{med}} = \frac{2,5 \cdot (4 \cdot 1,607 - 3,142)}{4 \cdot 3,142 \cdot 0,95} = 0,688 A$$

A corrente eficaz nas chaves é obtida através da substituição de valores na equação (3.75).

$$I_{S_{ef}} = \frac{1,607 \cdot 2,5}{0,95} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2}{3 \cdot 3,142 \cdot 1,607}} = 1,452 A$$

A corrente de pico nas chaves é obtida através da equação (3.76).

$$I_{S_p} = \frac{1,607 \cdot 2,5}{0,95} + \frac{0,846}{4} = 4,440 A$$

A corrente média nos diodos intrínsecos das chaves é calculada a partir da equação (3.85).

$$I_{DS_{med}} = \frac{2,5 \cdot 1,607}{3,142 \cdot 0,95} = 1,346 A$$

A corrente eficaz nos diodo intrínsecos das chaves é obtida a partir da substituição de valores na equação (3.86).

$$I_{DS_{ef}} = \frac{1,607 \cdot 2,5}{2 \cdot 0,95} = 2,114 A$$

A corrente de pico os diodos intrínsecos é calculada com auxílio da equação (3.76).

$$I_{DS_p} = \frac{1,607 \cdot 2,5}{0,95} + \frac{0,846}{4} = 4,440 A$$

A partir dos esforços solicitados pelo conversor, foi escolhido para implementação o módulo SK 50GM065 da fabricante Semikron, que corresponde a um braço de IGBT (duas chaves em série), como mostra a Figura 55. Esse módulo foi adotado visando um melhor aproveitamento do espaço na criação do protótipo.

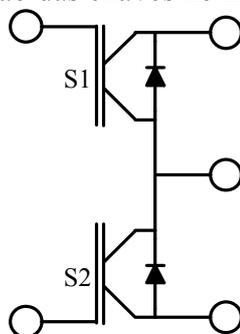
O tipo de chave escolhida também está relacionado com a tensão que estas são capazes de suportar, sendo mais difícil a aquisição de chaves tipo IGBT que suportem tensões

como 600 V em comparação com chaves do tipo MOSFET que suportem esse nível de tensão, o que pode por elevar o custo da aplicação.

Outra vantagem da utilização de chaves do tipo IGBT é que os diodos intrínsecos das mesmas são inseridos na estrutura da chave, e são diodos rápidos, diferentemente dos diodos intrínsecos dos MOSFETs, pois estes são parte física da estrutura da chave, e correspondem a diodos lentos.

Para utilizar a chave superior apenas como diodo, aterra-se o pino de gatilho da chave superior. Além disso, o uso do módulo permite que, no futuro, seja implementada uma versão bidirecional do conversor (SEMIKRON, 2008).

Figura 55 – Disposição das chaves no módulo SK 50GM065.



Fonte: próprio autor.

5.3.4. Dimensionamento dos Diodos D1, D2, D3 e D4

A tensão máxima nos terminais dos diodos é expressa pela equação (3.77).

$$V_{D_{max}} = 400 \text{ V}$$

A corrente média nesses componentes é mensurada a partir da equação (3.80), como segue:

$$I_{D_{med}} = \frac{2,5}{4 \cdot 0,95} = 0,658 \text{ A}$$

A corrente eficaz nos diodos é obtida através da equação (3.81).

$$I_{D_{ef}} = \frac{2 \cdot 2,5}{0,95} \cdot \sqrt{\frac{1,607}{6 \cdot 3,142}} = 1,537 \text{ A}$$

A corrente de pico através dos diodos é calculada com a substituição de valores na equação (3.82), obtendo-se o seguinte valor:

$$I_{Dp} = \frac{2,5}{4 \cdot 0,95} + \frac{0,846}{4} = 0,870 \text{ A}$$

A partir dos esforços solicitados pelo conversor, pode-se escolher o diodo adequado para operação do conversor. Como explicado previamente, para o diodo do conversor CA-CC, pode-se adotar o módulo SK 50GB065 da Semikron (SEMIKRON, 2008).

5.3.5. Dimensionamento da Capacitância de Saída

Para escolha do capacitor, adotou-se o critério do tempo de manutenção (*Hold-up Time*), sugerido por (TODD, 1999) para esse tipo de aplicação. A equação (5.2) apresenta a fórmula de cálculo da capacitância de saída.

$$C_o = 2 \cdot \frac{P_o \cdot \Delta t}{V_o^2 - V_{o_{min}}^2} \quad (5.2)$$

Onde Δt é o tempo que o conversor deve se manter em operação após a remoção da fonte de alimentação. Adotou-se como Δt o período de duração de um semiciclo da senoide. $V_{o_{min}}$ é o nível mínimo que a tensão pode atingir caso fique sem alimentação da fonte durante o período de Δt , tendo sido adotada uma queda de 15% da tensão nominal. Substituindo valores na equação (5.2), obtém-se:

$$C_o = 2 \cdot \frac{1000 \cdot 8,333 \cdot 10^{-3}}{400^2 - 340^2} = 375 \cdot 10^{-6} \text{ F} \quad (5.3)$$

O capacitor escolhido, do fabricante EPCOS, tem seus dados dispostos na Tabela 6, obtidos a partir de (EPCOS, 2016).

Tabela 6 – Parâmetros dos capacitores.

Parâmetro	Valor
Tipo	<i>Eletrolítico</i>
Fabricante	<i>Epcos</i>
Código	<i>B43541</i>
Capacitância nominal	$C_o = 470 \mu\text{F}$
Tensão máxima	$V_{Co-max} = 400 \text{ V}$
Corrente eficaz máxima	$I_{Co-ef} = 3,18 \text{ A @ } 80 \text{ }^\circ\text{C}$
Resistência típica	$R_{SE} = 0,170 \Omega$

Fonte: (EPCOS, 2016).

Como devem ser adotados capacitores divididos e iguais, fez-se o uso de 4 capacitores iguais arranjados dois em série, no barramento total, e um capacitor em paralelo com cada um destes. Dessa forma, a capacitância total do sistema é mantida.

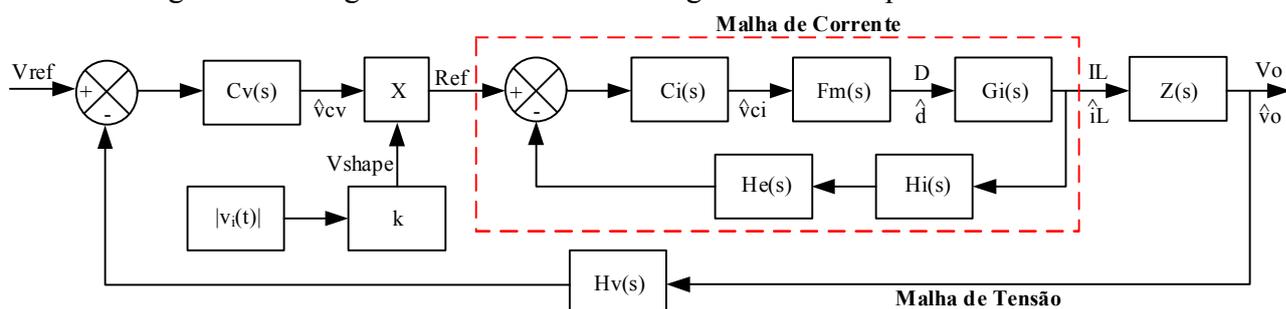
5.4. Projeto do Circuito de Controle

5.4.1. Técnica de Controle Empregada

A técnica de controle adotada é capaz de corrigir o fator de potência da corrente de entrada, bem como manter o nível de tensão no barramento de saída do conversor CA-CC *Boost*. Para cumprir tais objetivos, foi adotada a técnica de controle por corrente média (*average current mode control*) apresentada por (DIXON, 1999).

Essa técnica apresenta duas malhas de controle, uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. A malha interna tem como objetivo controlar a corrente drenada da fonte de entrada, de forma que essa se mantenha em fase com a tensão de entrada e apresente o menor nível de distorção possível. Já a malha externa é responsável por regular o nível da tensão do barramento de saída do conversor CA-CC, independente da carga a ser conectada, e também deve ser capaz de reagir a transitórios de carga no menor tempo possível, sem influenciar em outras grandezas controladas no sistema. A Figura 56 apresenta o diagrama de blocos da estratégia de controle por corrente média.

Figura 56 – Diagrama de blocos da estratégia de controle por corrente média.



Fonte: próprio autor.

O projeto do controle por modo corrente média se dá em duas partes. A região tracejada na Figura 56 corresponde à malha de corrente, ela é projetada primeiro e com velocidade muito superior à velocidade da malha externa. Já a malha de tensão, malha de controle externa na Figura 56, é responsável por fornecer a referência para a malha de

corrente, e é projetada para ser mais lenta. Nos tópicos a seguir são explanados cada um dos blocos através do projeto de cada uma das malhas.

5.4.2. Projeto da Malha de Corrente do Conversor CA-CC

O projeto do controlador do conversor CA-CC se inicia pelo projeto do compensador malha de corrente. Inicialmente é necessário determinar os parâmetros presentes no diagrama de blocos presente na Figura 56.

O bloco $F_m(s)$ corresponde ao ganho do modulador PWM, ele é calculado a partir do pico da tensão da portadora dente-de-serra. No presente estudo, assume-se o pico da portadora dente-de-serra igual a 5 V ($V_s = 5 V$). O ganho do modulador PWM é calculado a partir da equação (5.4).

$$F_m(s) = \frac{1}{V_s} \quad (5.4)$$

Substituindo o valor de pico da portadora dente-de-serra na equação (5.4), é obtido o ganho do modulador PWM.

$$F_m(s) = \frac{1}{5} = 0,2$$

$H_i(s)$ corresponde ao ganho sensor de corrente, o elemento responsável por realizar a leitura da corrente de entrada. No projeto é utilizado um resistor *shunt* para realizar a amostragem da corrente. A queda de tensão nos terminais do resistor *shunt* é amplificada, utilizando um amplificador diferencial, para que atinja um valor adotado como referência. Os valores adotados para o resistor *shunt* e tensão de referência para corrente foram respectivamente:

$$R_s = 0,1 \Omega$$

$$Vref_i = 1 V$$

O ganho do amplificador diferencial deve ser tal que o valor de pico da corrente de entrada corresponda ao valor de tensão de referência, logo:

$$G_{dif} = \frac{Vref_i}{I_{L1,2p} \cdot Rsh} \quad (5.5)$$

Substituindo valores em (5.5), tem-se:

$$G_{dif} = \frac{1}{8,881 \cdot 0,1} = 1,182$$

O ganho do sensor de corrente será dado pelo produto entre o resistor *shunt* e o ganho do amplificador diferencial, logo:

$$H_i(s) = 0,1 \cdot 1,182 = 0,118$$

$H_e(s)$ corresponde a uma função utilizada para testar a robustez do sistema. Esse bloco é inserido no sistema de forma a buscar uma representação das não idealidades em altas frequências, uma vez que a modelagem do sistema torna-se menos fiel nas proximidades da frequência de chaveamento. Função de transferência $H_e(s)$ é dada pela equação (5.6) (MELO, 2007).

$$H_e(s) = 1 + \frac{s}{\omega_n \cdot Q_Z} + \frac{s^2}{\omega_n^2} \quad (5.6)$$

Onde,

$$\omega_n = \pi \cdot f_S \quad (5.7)$$

$$Q_Z = -\frac{2}{\pi} \quad (5.8)$$

Substituindo valores nas equações (5.7) e (5.8), e em seguida substituindo os resultados obtidos na equação (5.6), é obtida a função de transferência $H_e(s)$.

$$H_e(s) = s^2 - 2,961 \cdot 10^5 \cdot s + 3,553 \cdot 10^{10}$$

$G_i(s)$ corresponde ao modelo da planta a ser controlada, no caso, à função de transferência da corrente no indutor perturbando a razão cíclica no conversor *Boost*, obtida pela substituição de valores na equação (3.91).

$$G_i(s) = \frac{400}{9852 \cdot 10^{-4} \cdot s}$$

A função de transferência de malha aberta $FTMA_i(s)$, a qual, a partir de seu diagrama de Bode, pode-se realizar a análise da estabilidade do sistema, e projetar o compensador da malha através das informações presentes nele, é obtida através da equação (5.9). Na Figura 57 está presente o diagrama de Bode de $FTMA_i(s)$.

$$FTMA_i(s) = G_i(s) \cdot H_i(s) \cdot F_m(s) \cdot H_e(s) \quad (5.9)$$

O projeto do controlador é realizado através da metodologia do fator K apresentada por (VENABLE, 1983). Primeiramente, para o projeto do compensador é determinada a frequência de cruzamento do sistema compensado. A teoria de controle

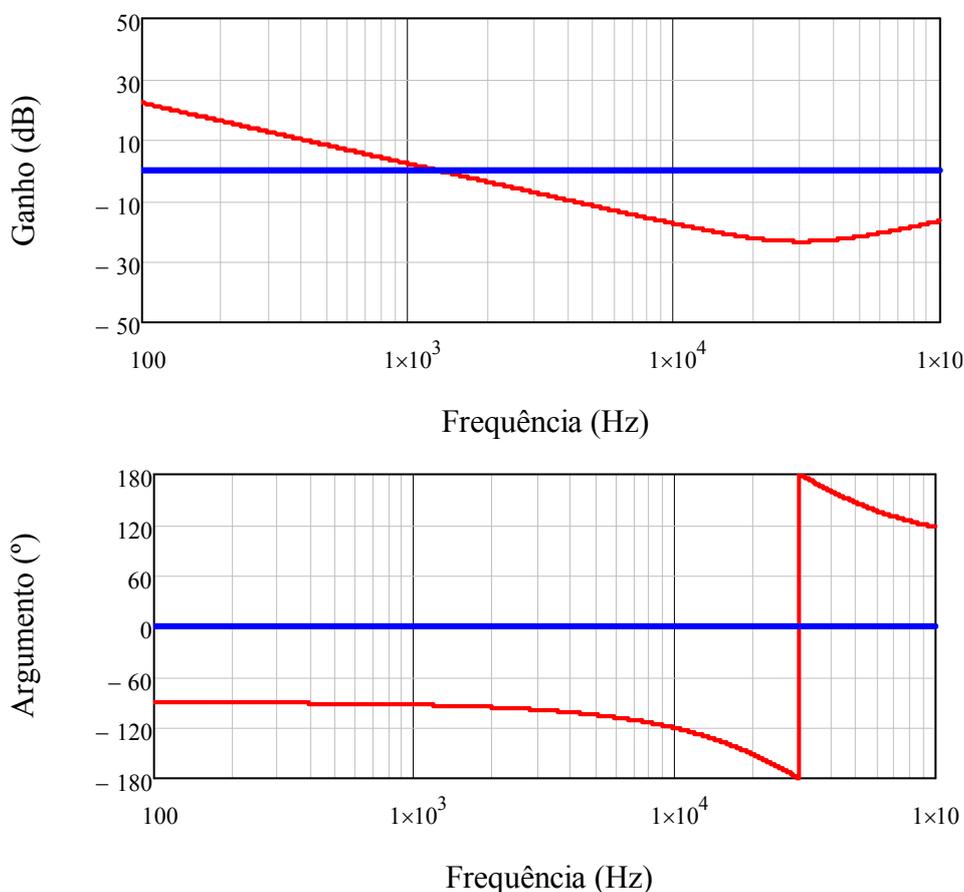
aplicada a fontes chaveadas afirma que esse valor deve ser menor ou igual a um quarto frequência de ondulação da corrente que circula pelo indutor, pois dessa forma os modelos poderão ser aplicados adequadamente, como mostra a equação (5.10) (MELO, 2007).

$$f_{ci} \leq \frac{f_i}{4} \quad (5.10)$$

Quanto mais alta a frequência de cruzamento do sistema compensado, mais rápidas serão as respostas dinâmicas, sendo assim, adota-se o maior valor possível, no caso, foi utilizada a frequência de cruzamento para a malha de corrente (f_{ci}) de 15 kHz.

A partir da frequência de cruzamento desejada para a malha de controle são colhidas duas informações no diagrama de Bode de malha aberta. A primeira delas é o ganho que o controlador deve fornecer à planta para que o cruzamento do sistema compensado se dê na frequência desejada. O outro dado importante é o argumento na frequência de cruzamento, pois dessa forma é possível determinar o avanço de fase que o controlador deve proporcionar ao sistema para que o mesmo apresente a margem de fase desejada.

Figura 57 – Diagrama de Bode de $FTMA_i(s)$



Fonte: próprio autor.

O ganho A_v do sistema na frequência de cruzamento desejada, a partir da análise da Figura 57, é:

$$A_v = -19,124 \text{ dB}$$

O argumento (P) na frequência de cruzamento desejada do diagrama de Bode presente na Figura 57 é:

$$P = -136,321^\circ$$

O ganho que o compensador deve proporcionar ao sistema é equivalente ao ganho A_v do sistema na frequência de cruzamento. A equação (5.11) apresenta o cálculo do valor absoluto do ganho do compensador.

$$G = 10^{\frac{|A_v|}{20}} \quad (5.11)$$

Substituindo o ganho da $FTMA_i$ na frequência de cruzamento na equação (5.11), é obtido o ganho absoluto que o compensador da malha de corrente deve proporcionar.

$$G = 10^{\frac{|-14,557|}{20}} = 9,04$$

Para cálculo do avanço de fase que o compensador deve proporcionar ao sistema, deve-se definir a margem de fase desejada para o sistema compensado. A margem de fase do sistema compensado está diretamente relacionada com a dinâmica da resposta do sistema, ou seja, o coeficiente de amortecimento (ξ) referente ao modelo clássico de sistemas de segunda ordem.

Quanto mais próximo o coeficiente amortecimento estiver da unidade, mais lenta será a resposta dinâmica do sistema, porém menor será o sobressinal. Já quanto mais próximo de zero, mais oscilatória e rápida será a resposta do sistema, porém este apresentará um sobressinal elevado. Para que a resposta apresente um meio termo entre velocidade e sobressinal, costuma-se adotar o valor de 0,63 para o coeficiente de amortecimento. Com relação à margem de fase, esse valor para o coeficiente de amortecimento corresponde a aproximadamente 63° de margem de fase para o sistema compensado.

Devido à presença do ganho de amostragem $H_e(s)$, (MELO, 2007) sugere a escolha de uma margem de fase para o sistema compensado entre 20° e 40° , tendo sido adotado 30° para o presente projeto. A equação (5.12) mostra como é calculado o avanço de fase (α) que o compensador deve provocar na planta, onde (M) corresponde ao valor da margem de fase desejada para o sistema compensado.

$$\alpha = M - P - 90 \quad (5.12)$$

Substituindo valores na equação (5.12) é obtido o avanço de fase que o compensador deve proporcionar, dado por:

$$\alpha = 30 - (-136,321) - 90 = 76,321^\circ$$

Como o avanço de fase é inferior à 90° , (VENABLE, 1983) sugere a aplicação de um compensador do tipo 2, o qual apresenta dois pólos e um zero. Um dos pólos está alocado na origem, o outro pólo, assim como o zero, são obtidos em função de um fator K, como mostram as equações (5.13) e (5.14).

$$f_{Z1} = \frac{f_{ci}}{K} \quad (5.13)$$

$$f_{P1} = 0 \quad (5.14)$$

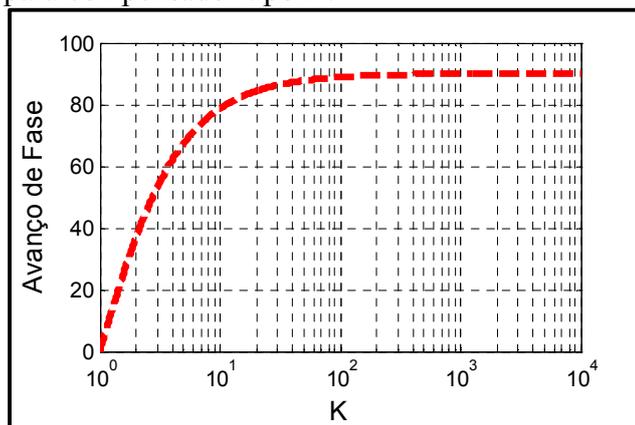
$$f_{P2} = K \cdot f_{ci} \quad (5.15)$$

Para o compensador do tipo 2, o avanço de fase se relaciona (α) se relaciona com o fator K pela equação (5.16) .

$$\alpha(K) = \left(2 \cdot \operatorname{tg}^{-1}(K) - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \frac{180}{\pi} \quad (5.16)$$

De forma a facilitar a análise da equação (5.16), a mesma é realizada graficamente. A curva que relaciona o fator K com o avanço de fase proporcionado está presente na Figura 58.

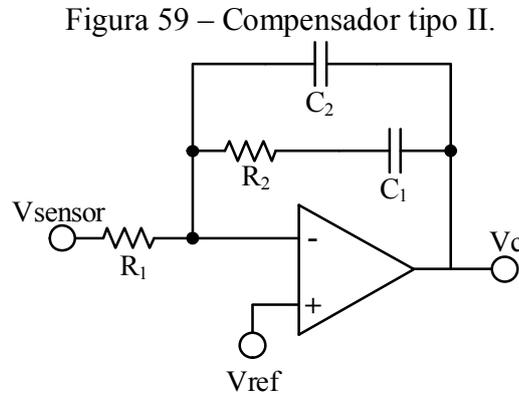
Figura 58 – Avanço de fase em função do fator K para compensador tipo II.



Fonte: próprio autor.

Por análise da Figura 58 se obtém que, para o avanço de fase desejado, o valor de K deve ser 8,337. Substituindo K nas equações (5.13) e (5.15), têm-se as frequências do pólo

e do zero do compensador são iguais a $f_{z1} = 1,799 \cdot 10^3 \text{ Hz}$ e $f_{p1} = 1,251 \cdot 10^5 \text{ Hz}$, respectivamente. A Figura 59 apresenta a topologia do compensador tipo II.



Fonte: (VENABLE, 1983).

Para cálculo dos componentes do compensador, é assumido um valor para o resistor R_1 , no caso, foi adotado $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$.

Os capacitores C_2 , C_1 e o resistor R_2 são calculados pelas equações (5.17), (5.18) e (5.19), respectivamente.

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot G \cdot K \cdot R_1} \quad (5.17)$$

$$C_1 = C_2 \cdot (K^2 - 1) \quad (5.18)$$

$$R_2 = \frac{K}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_1} \quad (5.19)$$

Substituindo valores nas equações (5.17), (5.18) e (5.19), são obtidos os componentes do compensador de corrente do conversor CA-CC *Boost*.

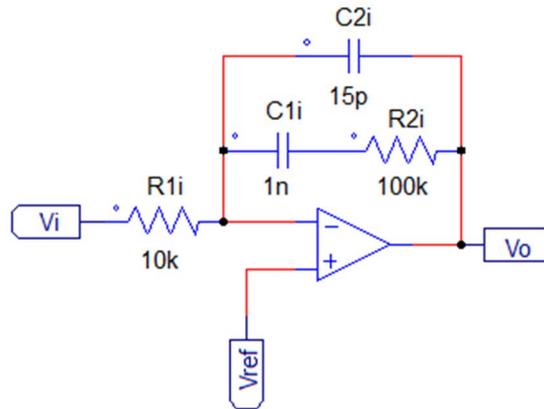
$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 9,04 \cdot 8,337 \cdot 10 \cdot 10^3} = 1,408 \cdot 10^{-11} \text{ F}$$

$$C_1 = 1,408 \cdot 10^{-11} \cdot (8,337^2 - 1) = 9,644 \cdot 10^{-10} \text{ F}$$

$$R_2 = \frac{8,337}{2 \cdot \pi \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 9,644 \cdot 10^{-10}} = 9,172 \cdot 10^4 \text{ }\Omega$$

Os valores comerciais adotados para os componentes foram: $C_2 = 15 \text{ pF}$, $C_1 = 1 \text{ nF}$ e $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$. A Figura 60 apresenta o compensador da malha de corrente com os componentes comerciais utilizados.

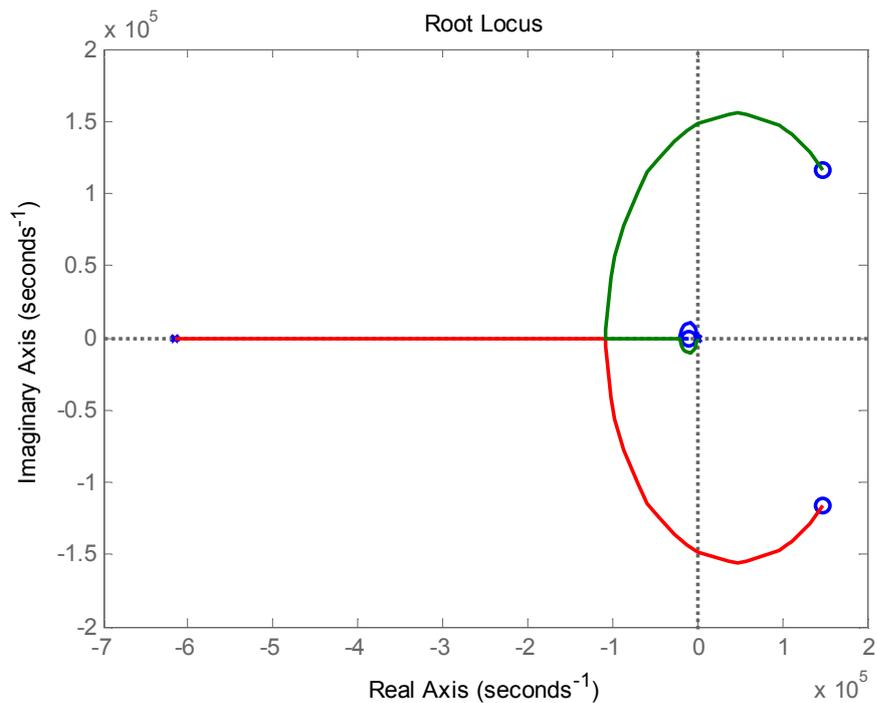
Figura 60 – Compensador da malha de corrente com os componentes comerciais.



Fonte: próprio autor.

A Figura 61 apresenta o diagrama do lugar das raízes para o sistema compensado. Observa-se no gráfico os dois zeros no semiplano direito decorrente de $H_e(s)$, o sistema apresenta um polo na origem não sendo necessário outro polo, porém, para ajuste do ganho, o compensador insere um polo real no semiplano esquerdo, o mais distante da origem o possível, e o outro polo e o zero são alocados na origem e próximo dela, respectivamente, de forma a se anularem e como resultado restar o polo na origem inicial do sistema.

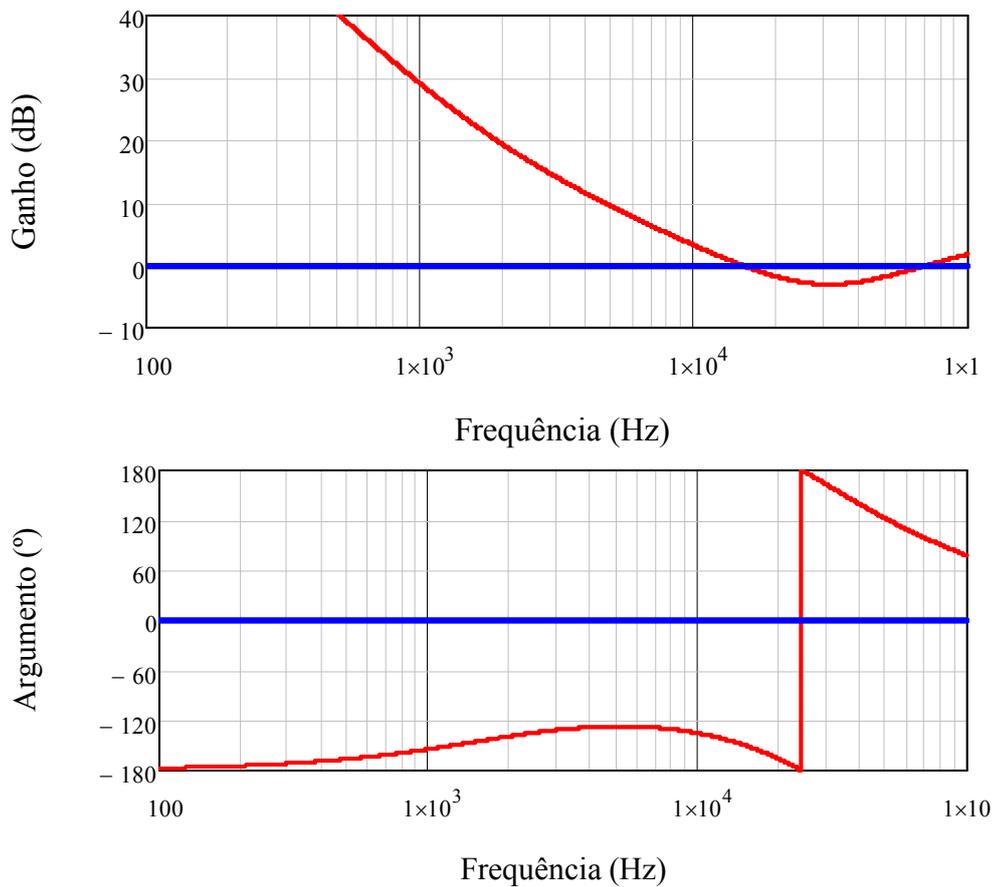
Figura 61 – Diagrama do lugar das raízes para $FTMA_i(s)$ compensada.



Fonte: próprio autor.

A Figura 62 apresenta o diagrama de Bode da $FTMA_i(s)$ compensada. A margem de fase do sistema compensado é aproximadamente 30° com frequência de cruzamento de 15 kHz, como esperado pelo projeto.

Figura 62 – Diagrama de Bode de $FTMA_i(s)$ compensada.



Fonte: próprio autor.

5.4.3. Projeto da Malha de Tensão do Conversor CA-CC

A continuidade do projeto de controle do conversor CA-CC se dá pelo projeto da malha de tensão, externa à malha de corrente. A seguir são definidos os blocos da malha de tensão, presente na Figura 56.

O bloco $H_v(s)$ na Figura 56 corresponde ao ganho ao ganho sensor de tensão, elemento responsável por realizar a amostragem da tensão do barramento do conversor CA-CC, o qual é calculado pela equação (5.20).

$$H_v(s) = \frac{V_{ref}}{V_o} \quad (5.20)$$

Onde V_{ref} corresponde à tensão de referência que é comparada no compensador com a saída do sensor, para projeto é adotado $V_{ref} = 2 V$, pois a leitura da tensão se dá através da soma das amostras das leituras individuais de cada um dos capacitores, essa soma é equivalente a 2 V. Substituindo valores na equação (5.20), é obtido o valor que o ganho do sensor de tensão proporciona ao sistema.

$$H_v(s) = \frac{2}{400} = 0,005$$

Para realizar a leitura da tensão do capacitor de cada uma das saídas, utiliza-se um divisor de tensão resistivo, cuja tensão de saída deve ser equivalente à 1 V para um tensão de 200 V no capacitor, assumindo um valor para o resistor superior do divisor de tensão, o resistor inferior pode ser encontrado pela equação .

$$R_{inf} = \frac{V_{ref} \cdot R_{sup}}{V_o - V_{ref}} \quad (5.21)$$

Adotando $R_{sup} = 1 \cdot 10^6$, e substituindo-se valores na equação (5.21), se obtém o valor do resistor inferior do divisor resistivo utilizado para sensoriamento da tensão do barramento.

$$R_{inf} = \frac{1 \cdot 1 \cdot 10^6}{200 - 1} = 5,025 \cdot 10^3 \Omega$$

$Z(s)$ na Figura 56 corresponde à função de transferência da corrente no indutor perturbando a razão cíclica no conversor *Boost*, obtida pela substituição de valores na equação (3.95).

$$Z(s) = \frac{7,995 \cdot 10^{-3} \cdot s + 99,561}{0,075 \cdot s + 1}$$

Como a malha de corrente é interna à malha de tensão na técnica de controle adotada, a mesma apresentará influência na malha externa. Segundo (MELO, 2007), como a malha de tensão é muito mais lenta do que a malha de corrente, a malha de corrente é substituída apenas por ganho para a análise da malha de tensão e projeto do compensador. A malha de corrente então é substituída na análise por um ganho equivalente ao inverso do ganho do sensor de corrente.

Na Figura 56 está presente um bloco relativo a uma amostra da tensão de entrada retificada, o qual é multiplicado pelo sinal de controle da malha de tensão, e dessa forma é gerada a referência da malha de corrente, a qual apresentará a forma de onda desejada e se encontrará em fase com a tensão de entrada. Esse bloco apresenta influência na função de

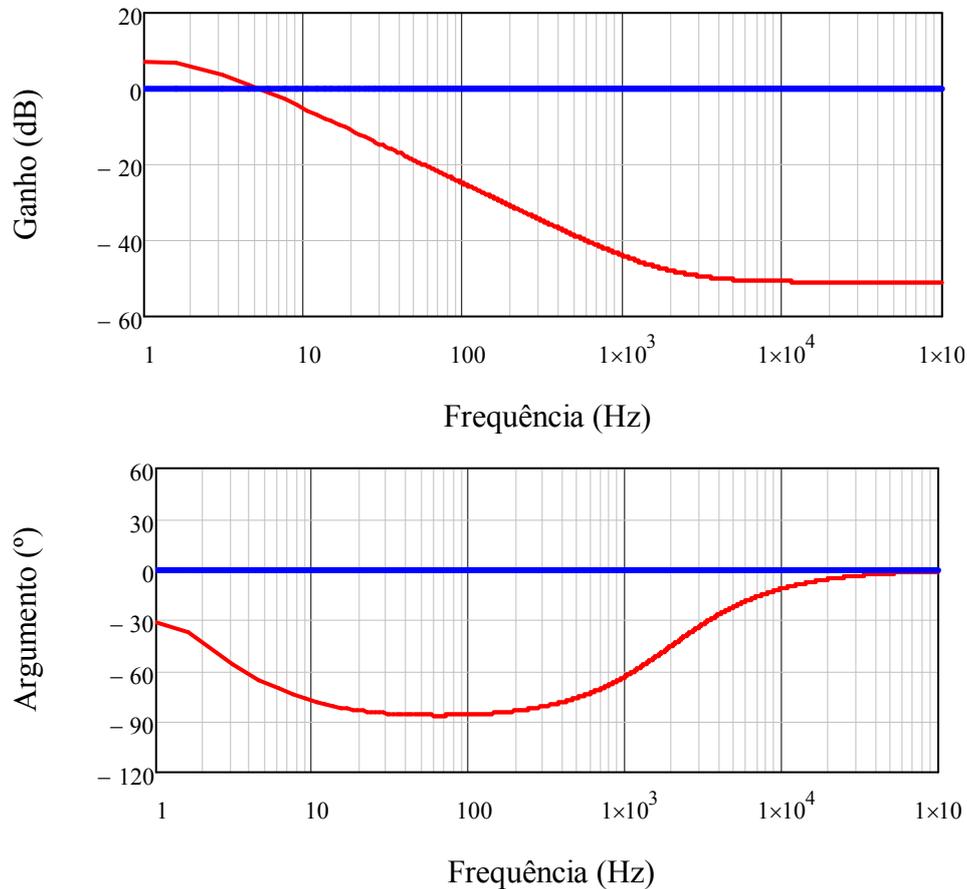
transferência de malha aberta da malha de tensão, essa influência é equivalente ao valor médio do sinal de amostra, utilizando-se uma senoide de amplitude unitária como referência, tem-se que o valor do ganho V_{amos} devido à amostra da tensão de entrada é dado por:

$$V_{amos} = \frac{2}{\pi} = 0,637 \quad (5.22)$$

A função de transferência de malha aberto da tensão $FTMA_v(s)$ é apresentada na equação (5.23).

$$FTMA_v(s) = \frac{1}{H_i(s)} \cdot Z(s) \cdot H_v(s) \cdot V_{amos} \quad (5.23)$$

Figura 63 – Diagrama de Bode de $FTMA_v(s)$.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 63 está presente o diagrama de Bode de $FTMA_v(s)$. A frequência de cruzamento da malha de tensão deve ser bem inferior à da malha de corrente, sugere-se que seja inferior ou igual a um quarto da frequência da rede, como mostra a equação (5.24).

$$f_{ci} \leq \frac{1}{4} \cdot f_r \quad (5.24)$$

Sendo assim, adotou-se 9 Hz como frequência de cruzamento para a malha de tensão (f_{cv}).

O ganho Av de $FTLA_v(v)$ na frequência de cruzamento desejada, a partir da análise da Figura 63, é:

$$Av = -4,251 \text{ dB}$$

O ganho absoluto que o compensador da malha de tensão deve proporcionar ao sistema é obtido pela substituição de valores na equação (5.11).

$$G = 10^{\frac{|-1,673|}{20}} = 1,631$$

O argumento (P) na frequência de cruzamento desejada do diagrama de Bode presente na Figura 63 é:

$$P = -76,522^\circ$$

Para cálculo do avanço de fase que o compensador deve proporcionar ao sistema, deve-se definir a margem de fase desejada para o sistema compensado. Como explicado previamente para a malha de controle, normalmente são escolhidos valores de margem de fase do sistema compensado próximos de 63° , tendo sido assumido 60° para o projeto. Substituindo valores na equação (5.12) obtém-se o avanço de fase que o compensador deve proporcionar, dado por:

$$\alpha = 60 - (-76,522) - 90 = 46,522^\circ$$

Por análise da Figura 58 tem-se que, para o avanço de fase desejado, o valor de K deve ser 2,508. Substituindo K nas equações (5.13) e (5.15), têm-se as frequências do pólo e do zero do compensador da malha de tensão são iguais a $f_{z1} = 4,408 \text{ Hz}$ e $f_{p1} = 32,670 \text{ Hz}$, respectivamente.

Os componentes do compensador da malha de tensão do conversor CA-CC *Boost* são calculados substituindo valores nas equações (5.17), (5.18) e (5.19). Foi adotado $R1 = 56 \text{ k}\Omega$ para o compensador da malha de tensão.

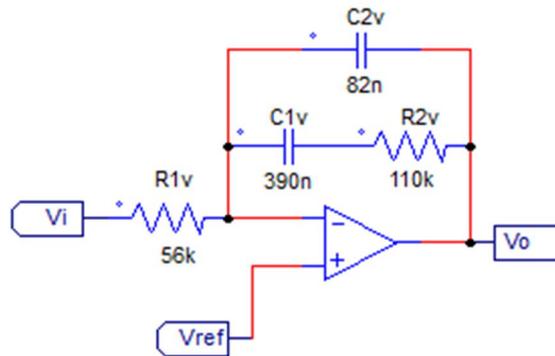
$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 9 \cdot 1,631 \cdot 2,508 \cdot 10 \cdot 10^3} = 7,718 \cdot 10^{-8} \text{ F}$$

$$C_1 = 7,718 \cdot 10^{-8} \cdot (2,508^2 - 1) = 4,083 \cdot 10^{-7} \text{ F}$$

$$R_2 = \frac{2,508}{2 \cdot \pi \cdot 9 \cdot 4,083 \cdot 10^{-7}} = 1,086 \cdot 10^5 \Omega$$

Os valores obtidos são aproximados para os seguintes valores comerciais: $C_2 = 82 \text{ nF}$, $C_1 = 390 \text{ nF}$ e $R_2 = 110 \text{ k}\Omega$. A Figura 64 apresenta o compensador da malha de tensão com os componentes adotados.

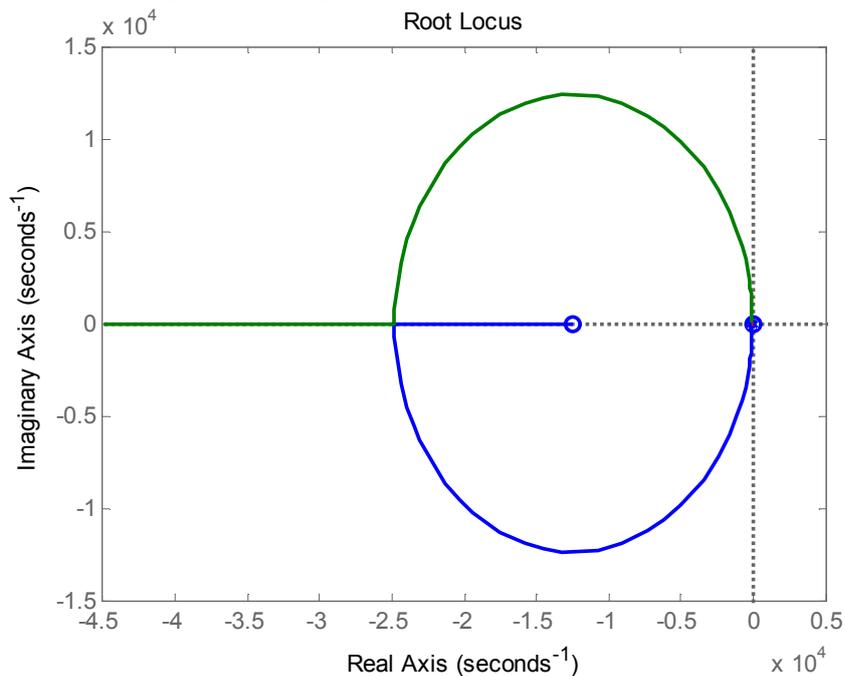
Figura 64 – Compensador da malha de tensão com os componentes comerciais.



Fonte: próprio autor.

A Figura 65 apresenta o diagrama do lugar das raízes resultante para o sistema compensado. Observa-se a inserção do polo na origem por parte do compensador, e a inserção de um polo próximo ao zero que está próximo a origem, o qual pertence à planta.

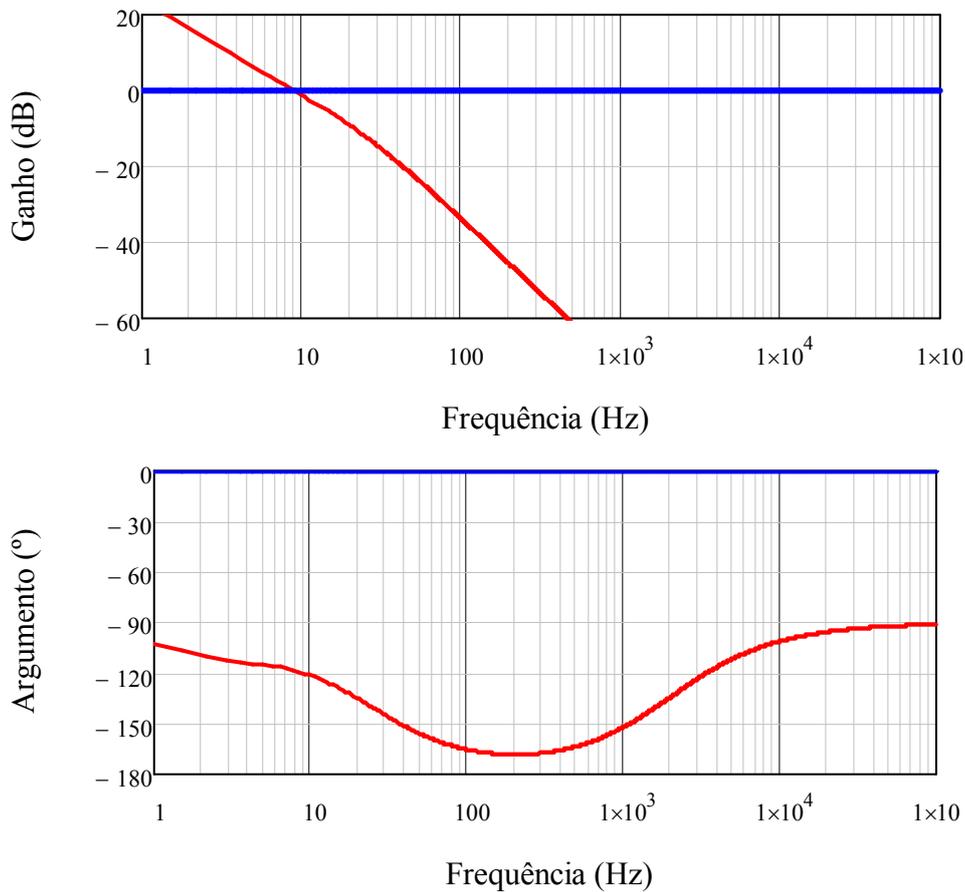
Figura 65 – Diagrama do lugar das raízes para $FTMA_v(s)$ compensada



Fonte: próprio autor.

A Figura 66 apresenta o diagrama de Bode da $FTMA_v(s)$ compensada. Observe-se no diagrama de Bode que a margem de fase do sistema compensado é aproximadamente 60° com frequência de cruzamento de 9 Hz , como foi projetado.

Figura 66 – Diagrama de Bode $FTMA_v(s)$ compensada.



Fonte: próprio autor.

5.5. Considerações Finais

Neste Capítulo foi realizado o projeto do circuito de potência do conversor CA-CC, onde foram especificados todos os componentes, e também o projeto de controle, onde foram projetadas as malhas de controle para que o compensador atue seja capaz de realizar a correção do fator de potência da corrente de entrada e manter a tensão de saída regulada.

6. EXEMPLO DE PROJETO DA CÉLULA DE BALANCEAMENTO *BUCK-BOOST*

6.1. Introdução

Neste capítulo é apresentado o projeto da CB-BB. Assim como no capítulo anterior, é realizado o projeto do circuito de potência baseado em especificações que são assumidas com objetivo de quantificar os esforços nos componentes para escolha adequada dos mesmos. É apresentada a técnica de controle aplicada para manter o nível de tensão equilibrado nos capacitores, bem como o projeto dos compensadores.

6.2. Especificações e Considerações de Projeto

As especificações para o projeto do circuito de potência da CB-BB estão dispostas na Tabela 7.

Tabela 7 – Especificações para projeto da célula de balanceamento *Buck-Boost*.

Especificação	Valor
Potência máxima de saída no capacitor C1	$P_{o1max} = 500 W$
Potência máxima de saída no capacitor C2	$P_{o2max} = 500 W$
Tensão de saída no capacitor C1	$V_{o1} = 200 V$
Tensão de saída no capacitor C2	$V_{o2} = 200 V$

Fonte: próprio autor.

Os parâmetros assumidos estão listados na Tabela 8.

Tabela 8 – Parâmetros assumidos para projeto da célula de balanceamento *Buck-Boost*.

Especificação	Valor
Frequência de chaveamento	$f_s = 30 kHz$
Ondulação da corrente no indutor	$\Delta I_L = 1 A$
Rendimento teórico estimado	$\eta = 0,95$

Fonte: próprio autor.

A razão cíclica para que a relação entre as duas saídas seja a desejada, como mostra a Tabela 8, é calculada isolando o termo relativo à mesma na equação (4.9).

$$D = \frac{V_{o2}}{V_{o1} + V_{o2}} \quad (6.1)$$

Substituindo valores na equação (6.1) é obtida a razão cíclica de operação da CB-BB.

$$D = \frac{200}{200 + 200} = 0,5$$

A carga resistiva a ser conectada, para potência nominal na saída é calculada através da lei de Ohm.

$$R_{o1} = \frac{200^2}{500} = 80 \Omega$$

6.3. Projeto do Circuito de Potência

6.3.1. Dimensionamento do Indutor L_f

A indutância L_f é calculada pela substituição de valores na equação (4.11) para a ondulação de corrente no indutor seja igual à especificada na Tabela 8.

$$L_f = \frac{200 \cdot 0,5}{1 \cdot 30 \cdot 10^3} = 3,333 \text{ mH}$$

A máxima tensão sobre o indutor L_f é especificada como mostra a equação (4.25).

$$V_{Lfp} = 200 \text{ V}$$

A corrente média no indutor L_f é obtida através da substituição de valores na equação (4.26). Para pior caso, é assumido que uma das saídas esteja em aberto.

$$I_{Lf_{med}} = \frac{200}{\infty} - \frac{200}{80} = -2,5 \text{ A}$$

Os valores máximo e mínimo da corrente no indutor L_f , para operação especificada, são calculados por substituição de valores nas equações (4.12) e (4.13).

$$I_{Lf_{min}} = -2,5 - \frac{1}{2} = -3 \text{ A}$$

$$I_{Lf_{max}} = -2,5 + \frac{1}{2} = -2 \text{ A}$$

A corrente de pico no indutor L_f , em valor absoluto, é obtida através da observação do valor máximo e mínimo da corrente no indutor, calculados previamente, o valor que apresentar o maior módulo, corresponderá ao valor de pico da corrente no indutor.

$$I_{Lfp} = |I_{Lfmin}| = |-3| = 3 A$$

O valor eficaz da corrente no indutor é calculado pela substituição de valores nas equações (4.31), (4.32) e (4.33), para obtenção dos termos a, b e c, para em seguida serem substituídos na equação (4.34).

$$a = (-3) \cdot 0,5 \cdot \left((-3) + \frac{2 \cdot 200 \cdot 0,5^2}{3,333 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 10^3} \right) = 3$$

$$b = \frac{4 \cdot 200^2 \cdot 0,5^2 \cdot (3 \cdot 0,5^2 - 3 \cdot 0,5 + 1)}{3 \cdot (3,333 \cdot 10^{-3})^2 \cdot (30 \cdot 10^3)^2} = 0,333$$

$$c = (-2) \cdot (1 - 0,5) \cdot \left((-2) - \frac{2 \cdot 200 \cdot 0,5 \cdot (1 - 0,5)}{3,333 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 10^3} \right) = 3$$

$$I_{Lfef} = \sqrt{3 + 2,667 + 3} = 2,517 A$$

6.3.2. Dimensionamento das Chaves S5 e S6

A tensão máxima nos terminais das chaves é expressa pela equação (3.69), como mostra:

$$V_{Smax} = 200 + 200 = 400 V$$

Para o caso em análise, não há inversão sentido da corrente no indutor. Como foi considerada que o capacitor inferior não apresenta carga conectada, a corrente fluirá diretamente pela chave S6 e pelo diodo intrínseco da chave S5.

$$I_{S6med} = (-2) \cdot (1 - 0,5) - \frac{200 \cdot 0,5 \cdot (1 - 0,5)^2}{3,333 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^3} = -1,250 A$$

A corrente eficaz nessa chave é obtida através da substituição de valores na equação (4.42).

$$I_{S6ef} = \sqrt{(-2)^2 \cdot (1 - 0,5) - \frac{2 \cdot (-2) \cdot 2000 \cdot 0,5 \cdot (1 - 0,5)^2}{3,333 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 10^3} + \frac{4 \cdot 200^2 \cdot 0,5^2 \cdot (1 - 0,5)^3}{3 \cdot (3,333 \cdot 10^{-3})^2 \cdot (30 \cdot 10^3)^2}}$$

$$= 1,780 A$$

A corrente média no diodo intrínseco SD5, o qual conduz a corrente para o caso em análise, é calculado a partir da equação (4.39).

$$I_{DS5_{med}} = (-3) \cdot 0,5 + \frac{200 \cdot 0,5^3}{3,333 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^3} = -1,250 \text{ A}$$

A corrente eficaz nos diodo intrínsecos das chaves é obtida substituindo valores na equação (4.40).

$$I_{DS_{ef}} = \sqrt{(-3)^2 \cdot (0,5) - \frac{2 \cdot (-2) \cdot 2000 \cdot 0,5^3}{3,333 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 10^3} + \frac{4 \cdot 200^2 \cdot (0,5)^5}{3 \cdot (3,333 \cdot 10^{-3})^2 \cdot (30 \cdot 10^3)^2}}$$

$$= 1,780 \text{ A}$$

A corrente de pico tanto na chave como no diodo intrínseco que estiverem em condução são iguais ao valor de pico da corrente no indutor, logo:

$$I_{S6_p} = I_{DS5_p} = 3 \text{ A}$$

A partir dos esforços solicitados pelo conversor e pelos mesmos motivos explanados anteriormente para escolha da chave, adotou-se novamente o módulo SK 50GB065, apresentando duas chaves que irão operar complementarmente, como descrito no funcionamento da CB-BB (SEMIKRON, 2008).

6.4. Projeto do Circuito de Controle

6.4.1. Operação em Malha Aberta

A equação (4.9), a qual descreve a relação entre tensão de V_{o1} e V_{o2} da CB-BB, pode ser reescrita em função da razão cíclica e de seu complemento, como mostra a equação (6.2).

$$\frac{V_{o1}}{V_{o2}} = \frac{D}{\bar{D}} \quad (6.2)$$

Ou seja, a tensão V_{o1} é proporcional à razão cíclica, enquanto a tensão V_{o2} é proporcional ao seu complemento. Sendo assim, para que a relação se mostre unitária com tensões iguais nos capacitores, a razão cíclica e seu complemento devem ser iguais, isso ocorre para $D = 0,5$, como obtido previamente.

Idealmente, o equilíbrio em malha aberta estaria satisfeito caso as chaves fossem acionadas com razão cíclica de 0,5, porém (MARTINS, 1995) observou que diferenças mínimas nos tempos de acionamentos das chaves podem provocar um efeito de basculamento da tensão nos capacitores, de modo que, quando operando em regime, pode ocorrer da tensão

total do barramento recair sobre apenas um dos capacitores, enquanto a tensão do outro capacitor tenderá a zero.

Portanto, é de suma importância a aplicação de uma técnica de controle eficiente para o equilíbrio das tensões nos capacitores, pois caso contrário, a aplicação do circuito fica inviabilizada.

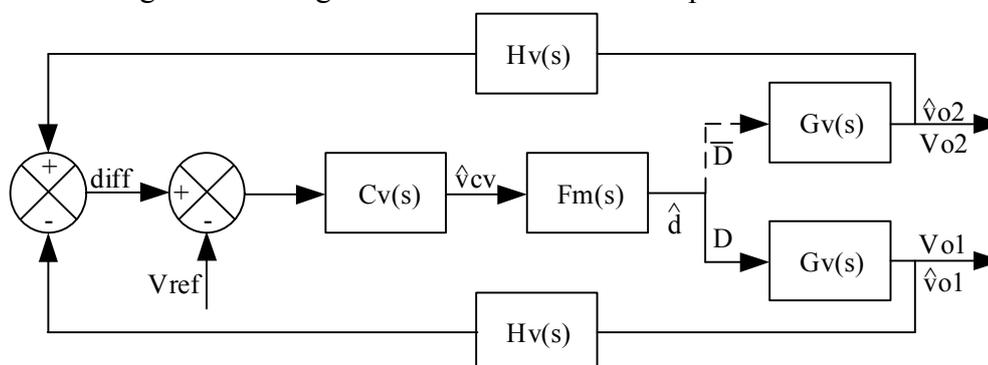
6.4.2. Técnica de Controle Empregada

A técnica de controle deverá ser capaz de equilibrar o nível de tensão nos capacitores de saída do conversor, para tal, foi utilizada a técnica de controle por modo tensão, amplamente utilizada em soluções clássicas de controle de fontes chaveadas.

Para equilibrar as tensões nos capacitores, as tensões de ambas as saídas devem ser medidas e subtraídas uma da outra, de forma a serem comparadas com a referência nula. A aplicação da razão cíclica na planta faz com que uma das saídas assuma valor proporcional à esta, enquanto a outra saída apresenta valor proporcional ao seu complemento, de forma que a mesma planta gera as duas saídas de tensão. A Figura 67 mostra o diagrama de blocos da estratégia de controle por modo tensão.

O compensador deve ser projetado de forma que apresente rápida resposta para variações da carga mantendo os níveis de tensão nos capacitores equilibrados, porém sem provocar perturbações no restante do sistema. Nos tópicos a seguir é explanado cada um dos blocos do diagrama, e é realizado o projeto da malha de tensão da CB-BB.

Figura 67 – Diagrama de blocos do controle por modo tensão.



Fonte: próprio autor.

6.4.3. Projeto da Malha de Corrente do Conversor CA-CC

O bloco $F_m(s)$ na Figura 67 novamente corresponde ao ganho do modulador PWM. Substituindo o valor de pico da portadora dente-de-serra na equação (5.4), se obtém:

$$F_m(s) = \frac{1}{5} = 0,2$$

O bloco $H_v(s)$ na Figura 67 corresponde ao ganho do sensor de tensão, calculado pela equação (5.20). Esse elemento é responsável por realizar a amostragem das tensões dos capacitores para realizar a comparação entre as mesmas. A tensão nos capacitores é atenuada para redução da amplitude da diferença, dessa forma evitam-se possíveis danos ao circuito caso hajam níveis elevados de diferença de tensões. Para projeto adotou-se que a saída do sensor apresentaria 1 V para nível de tensão de 200 V em cada um capacitores, como explicado no projeto da malha de tensão do conversor CA-CC.

$$H_v(s) = \frac{1}{200} = 0,005 \quad (6.3)$$

$G_v(s)$ na Figura 67 corresponde à função de transferência da tensão de saída perturbando a razão cíclica no conversor *Buck-Boost*, obtida pela substituição de valores na equação (4.64).

$$G_v(s) = \frac{1,278 \cdot s + 16000}{1,255 \cdot 10^{-4} \cdot s^2 + 4,928 \cdot 10^{-3} \cdot s + 20} \quad (6.4)$$

A função de transferência de malha aberta da tensão ($FTMA_v(s)$) utilizada para projeto do compensador é mostrada na equação (6.5).

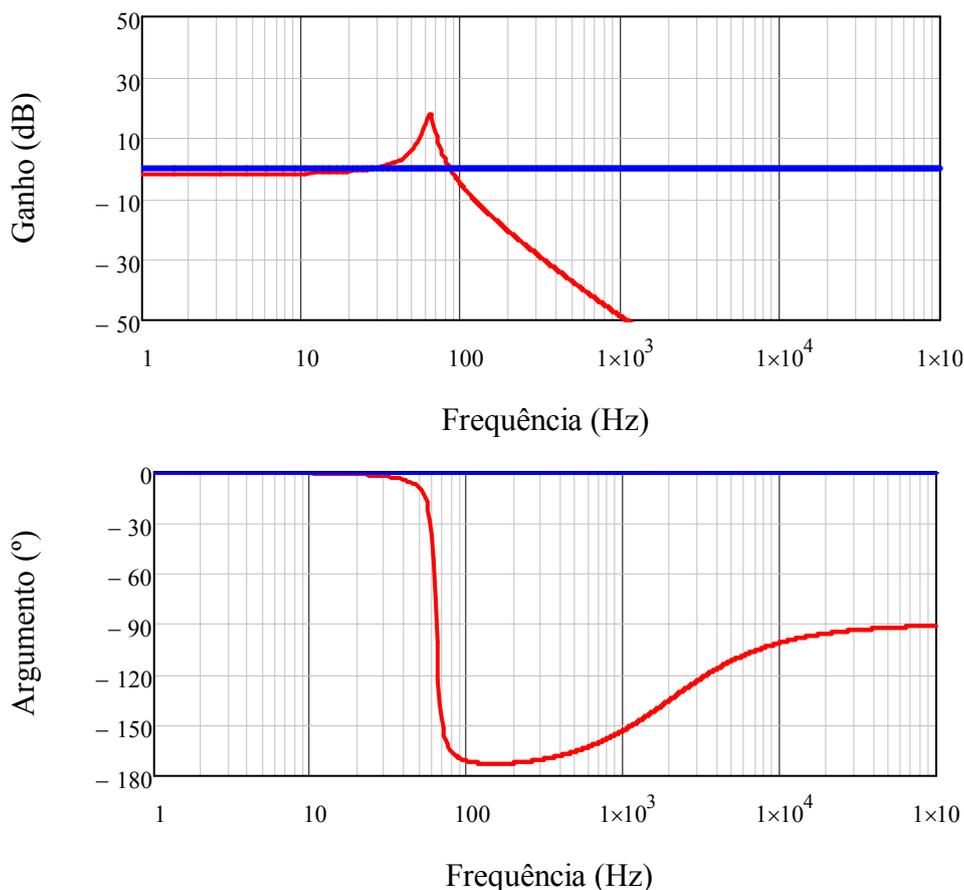
$$FTMA_v(s) = F_m(s) \cdot G_v(s) \cdot H_v(s) \quad (6.5)$$

Na Figura 68 está presente o diagrama de Bode de $FTMA_v(s)$ da CB-BB.

A frequência de cruzamento da malha de tensão CB-BB deve ser elevada o suficiente para apresentar dinâmica rápida, porém sem interferir na dinâmica das outras malhas. Além disso, observa-se que o ganho em frequências elevadas torna-se muito negativo rapidamente, o que pode exigir um ganho muito elevado por parte do compensador. Sendo assim, é adotado 360 Hz como frequência de cruzamento para essa malha de tensão (f_{cv}).

O ganho A_v a ser proporcionado pelo compensador é equivalente ao ganho de $FTMA_v(s)$ na frequência de cruzamento desejada, a partir da análise da Figura 68, esse valor corresponde a:

$$A_v = -31,664 \text{ dB}$$

Figura 68 – Diagrama de Bode de $FTMA_v(s)$ da CB-BB

Fonte: próprio autor.

O ganho absoluto que o compensador da malha de tensão deve proporcionar é:

$$G = 10^{\frac{|-28,416|}{20}} = 38,299$$

O valor do argumento (P) na frequência de cruzamento desejada, obtida através da análise do diagrama de Bode presente na Figura 68, é:

$$P = -168,729^\circ$$

Para cálculo do avanço de fase, deve-se definir a margem de fase desejada para o sistema compensado. Foi adotado novamente 60° para a margem de fase do sistema compensado, de forma a garantir uma rápida resposta e um pequeno sobressinal. Substituindo valores na equação (5.12), obtém-se o avanço de fase que o compensador deve proporcionar ao sistema.

$$\alpha = 60 - (-168,729) - 90 = 138,729^\circ$$

Como o avanço de fase é superior à 90° , (VENABLE, 1983) sugere a aplicação de um compensador do tipo III, o qual apresenta três pólos e dois zeros, estando um dos pólos

localizado na origem, os dois zeros serão localizados próximos a uma frequência que se relaciona com K , assim como os dois pólos, porém estes estarão localizados em uma frequência mais elevada do que a dos zeros.

$$f_z = \frac{f_v}{\sqrt{K}} \quad (6.6)$$

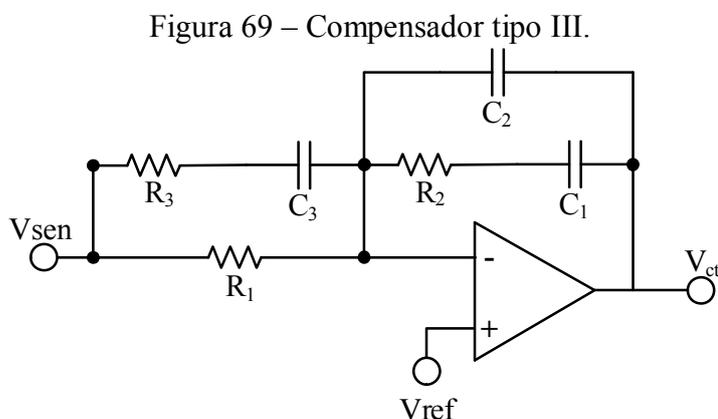
$$f_{p1} = 0 \quad (6.7)$$

$$f_p = \sqrt{K} \cdot f_v \quad (6.8)$$

Substituindo valores nas equações (6.6) e (6.7), são obtidas as frequências que os dois zeros estarão próximos ($f_z = 65,538 \text{ Hz}$), e a frequência em que os dois pólos estarão próximos ($f_z = 1977 \text{ Hz}$).

Na Figura 69 está presente o arranjo físico do compensador tipo III. Para o compensador do tipo III, o avanço de fase (α) se relaciona com o fator K como descrito pela equação (6.9).

$$\alpha(K) = (4 \cdot \text{tg}^{-1}(\sqrt{K}) - \pi) \cdot \frac{180}{\pi} \quad (6.9)$$

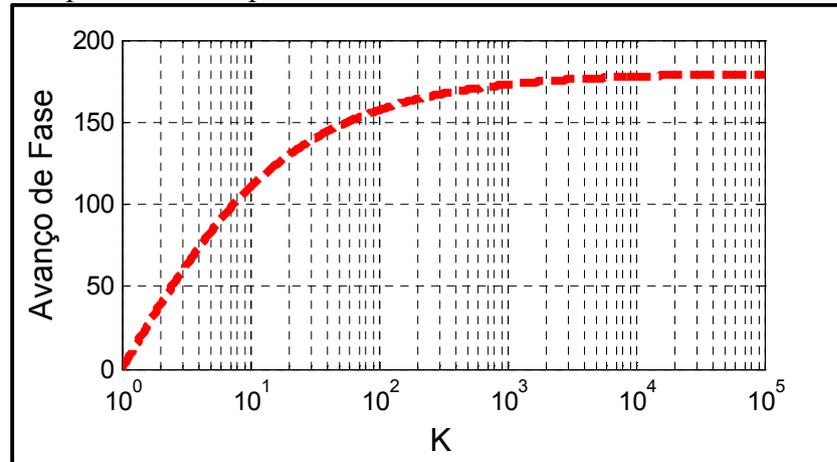


Fonte: (VENABLE, 1983).

De forma a facilitar a análise da equação (6.9), a mesma é realizada graficamente. A curva que relaciona o fator K com o avanço de fase proporcionado pelo compensador é mostrada na Figura 70.

Através da análise da Figura 70, é possível observar que, para o avanço de fase desejado, o valor de K deve ser 30,173.

Figura 70 – Relação entre o avanço de fase e o fator K para compensador do tipo III.



Fonte: próprio autor.

Para cálculo dos componentes do compensador, deve-se assumir um valor para o resistor R1. Os outros componentes são obtidos pela substituição do valor adotado para R1, para o fator K e para a frequência de cruzamento. Para o presente caso adotou-se $R_1 = 56 \text{ k}\Omega$.

Os capacitores C_2 , C_1 e C_3 e os resistores R_2 e R_3 são calculados pelas equações (6.10), (6.11), (6.14), (6.12) e (6.13), respectivamente.

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot G \cdot R_1} \quad (6.10)$$

$$C_1 = C_2 \cdot (K - 1) \quad (6.11)$$

$$R_2 = \frac{\sqrt{K}}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_1} \quad (6.12)$$

$$R_3 = \frac{R_1}{K - 1} \quad (6.13)$$

$$C_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_3 \cdot \sqrt{K}} \quad (6.14)$$

Substituindo-se valores nas equações (6.10), (6.11), (6.12), (6.13) e (6.14), obtém-se os componentes do compensador da malha de tensão da célula de balanceamento *Buck-Boost*.

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 360 \cdot 38,299 \cdot 56 \cdot 10^3} = 2,061 \cdot 10^{-10} \text{ F}$$

$$C_1 = 2,061 \cdot 10^{-10} \cdot (30,173 - 1) = 6,013 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

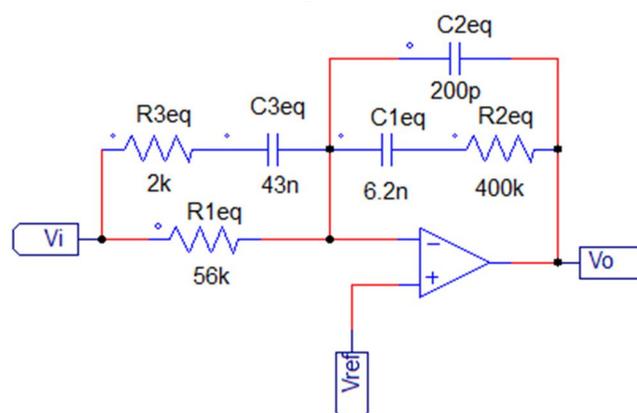
$$R_2 = \frac{\sqrt{30,173}}{2 \cdot \pi \cdot 360 \cdot 1,131 \cdot 10^{-8}} = 4,038 \cdot 10^5 \Omega$$

$$R_3 = \frac{56 \cdot 10^3}{30,173 - 1} = 1,920 \cdot 10^3 \Omega$$

$$C_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 360 \cdot 1,920 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{30,173}} = 4,193 \cdot 10^{-8} F$$

A Figura 71 apresenta o compensador da malha de equilíbrio das tensões projetado utilizando componentes comerciais com valores próximos aos calculados previamente.

Figura 71 – Compensador da malha de equilíbrio das tensões nos capacitores da CB-BB com os componentes comerciais.

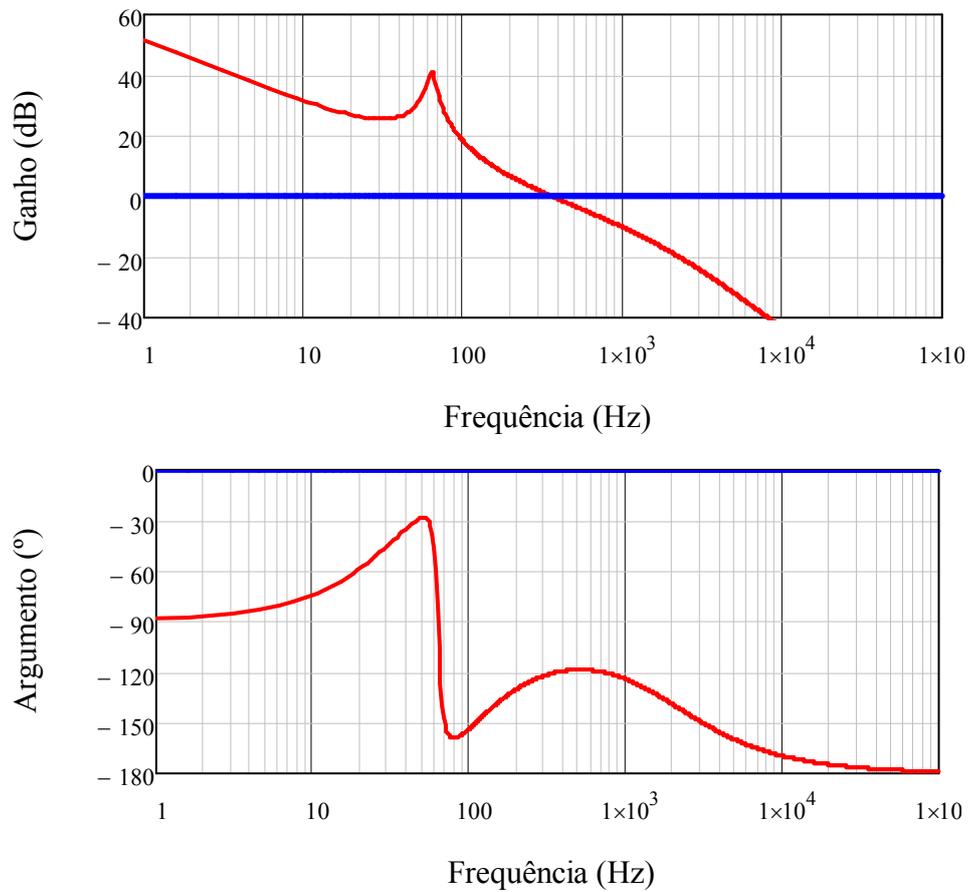


Fonte: próprio autor.

A Figura 72 apresenta o diagrama de Bode da $FTMA_v(s)$ compensada. A margem de fase do sistema compensado é aproximadamente 60° com frequência de cruzamento de 360 Hz, como esperado pelo projeto.

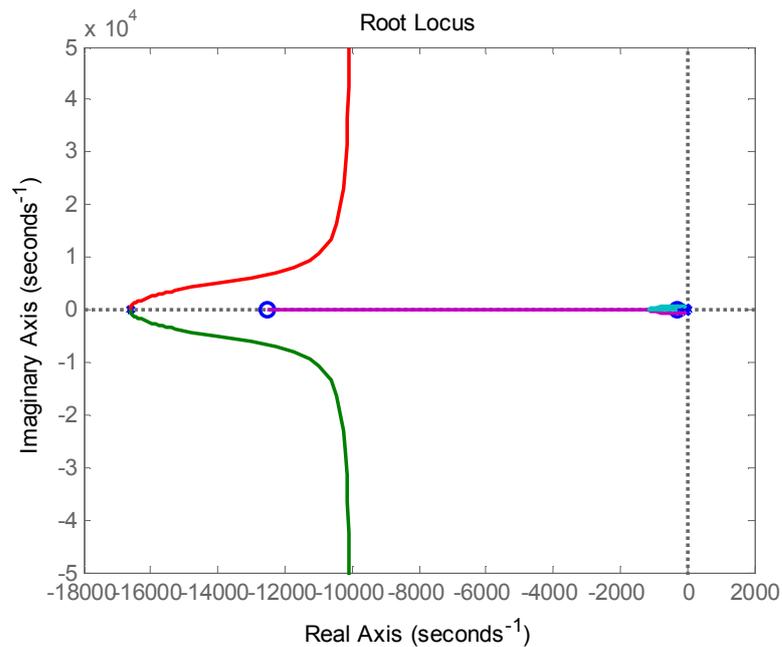
A Figura 73 apresenta o digrama do lugar das raízes para a $FTMA_v(s)$ compensada. Observa-se a inserção do polo na origem por parte do compensador, de forma a anular o erro de regime. Além disso, há a inserção de dois zeros próximos a origem e dois polos o mais distante possível à esquerda do diagrama. A planta, por sua vez, apresenta dois polos sobre o eixo imaginário, e um zero próximo da posição onde foram alocados os dois polos do compensador que estão distantes da origem.

Figura 72 – Diagrama de Bode da $FTMA_v(s)$ compensada.



Fonte: próprio autor.

Figura 73 – Diagrama do lugar das raízes para $FTMA_v(s)$ compensada.



Fonte: próprio autor.

6.5. Considerações Finais

Neste Capítulo foi realizado o projeto dos circuitos de potência e controle da CB-BB, responsável por gerar tensões equilibradas nos capacitores presentes no barramento de saída. No projeto de potência foram especificados todos os componentes, de forma que o caso analisado foi quando a potência de saída fosse igual a metade da nominal e apenas um dos capacitores estivesse fornecendo energia para uma carga puramente resistiva, dessa forma, os componentes desse circuito estariam mais solicitados devido à presença de uma corrente média diferente de zero circulando no indutor.

7. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

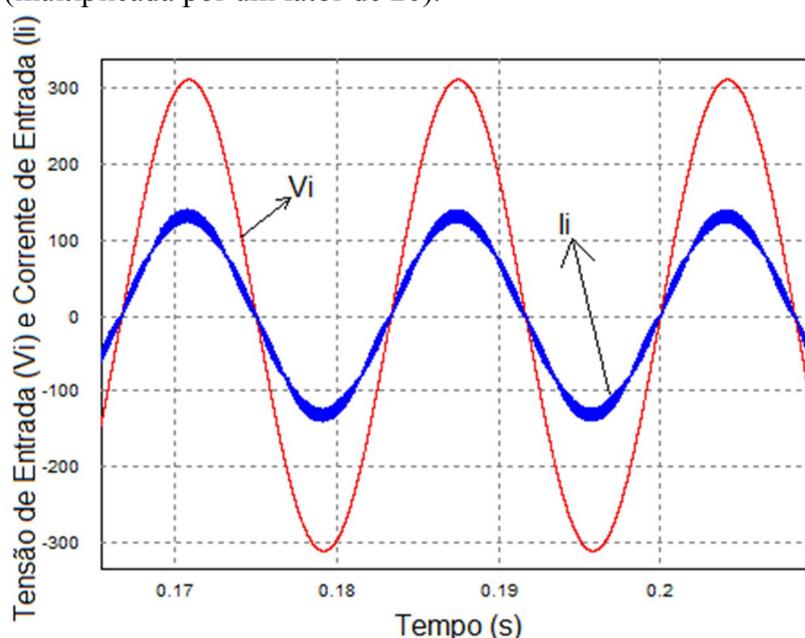
7.1. Introdução

Nesse Capítulo são apresentados os resultados obtidos através de simulação via *software* PSIM® para o circuito proposto. Inicialmente é realizada análise para carga nominal, puramente resistiva, buscando observar a equivalência dos esforços calculados com os resultados de simulação. O comportamento das malhas de controle foi testado através da aplicação de degrau de carga de 50%, com a remoção total da carga de um dos capacitores. Por fim, é analisada a operação com cargas não lineares e desequilibradas, de forma que solicitem esforços diferentes de cada um dos capacitores de saída.

7.2. Análise da Operação com Carga Nominal

Inicialmente é observado o comportamento do circuito operando com carga resistiva nominal. Na Figura 74 estão explicitadas a corrente de entrada e a tensão de entrada, de forma a verificar o fator de potência unitário e a qualidade do sinal de corrente. Na Figura 74 a curva da corrente de entrada encontra-se multiplicada por um fator de 20, para proporcionar uma melhor visualização do fator de potência unitário.

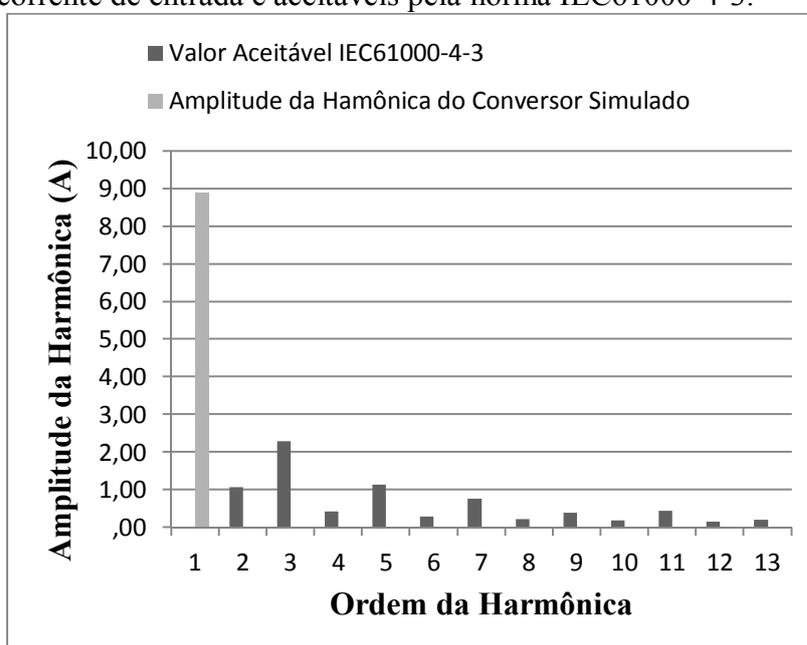
Figura 74 – Tensão de entrada v_i e corrente de entrada i_i (multiplicada por um fator de 20).



Fonte: próprio autor.

O fator de potência obtido na simulação para operação com carga nominal foi de 0,998, e a Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada (TDH_i) foi de 2,94 %. Na Figura 75 estão dispostos os níveis de corrente de cada uma das harmônicas obtidas na simulação e comparadas com os valores aceitáveis pela norma IEC61000-4-3 para equipamentos classe A. Como se pode constatar, o circuito está de acordo com a classificação de Classe A e a ordem das harmônicas é bastante reduzida, não ficando visível no gráfico, e assim sendo, bem inferior ao valor da norma.

Figura 75 – Comparação entre as amplitudes das harmônicas da corrente de entrada e aceitáveis pela norma IEC61000-4-3.



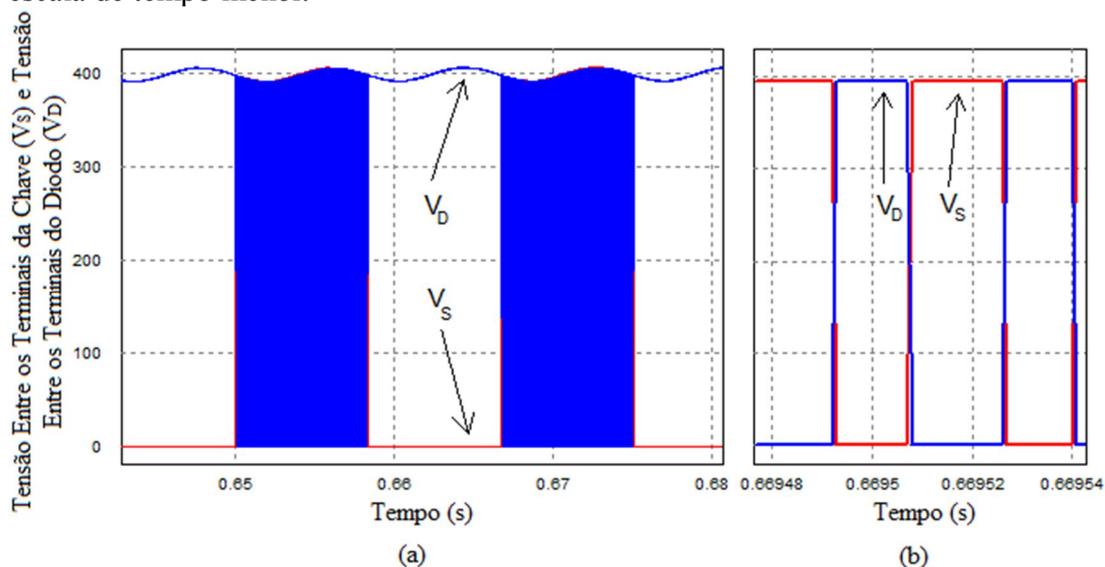
Fonte: próprio autor.

Na Figura 76 (a) estão presentes as formas de onda das tensões entre coletor e emissor na chave e entre catodo e anodo no diodo de um dos braços do conversor. Comprovando que a tensão máxima que os mesmos ficam submetidos é equivalente à tensão de saída. Na Figura 76 (a) a forma de onda está em uma escala de tempo próxima da senoide de entrada, já na Figura 76 (b) a forma de onda está em uma escala de tempo próxima do período de chaveamento, para verificação da complementaridade da operação dos dois componentes.

Para verificar a operação adequada das malhas de controle, é realizado um degrau de carga partindo da carga nominal para 50% da carga, ou seja, carga em apenas um dos capacitores de saída, e novamente retornando aos 100% de carga. Na Figura 77 está presente a

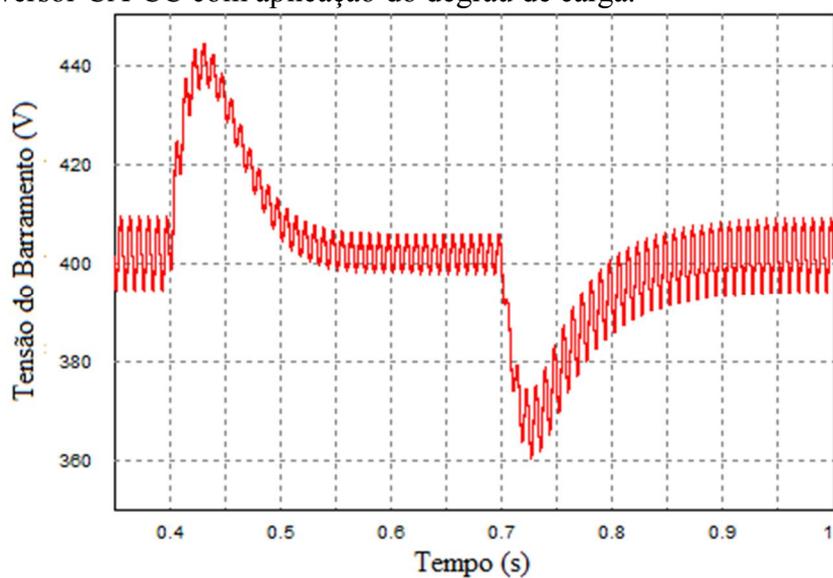
tensão de saída com aplicação dos degraus de carga, os mesmos foram aplicados nos instantes de 0,4 s e 0,7 s, respectivamente. Observa-se pela Figura 77 que o sistema necessita de aproximadamente 200 ms para que a tensão no barramento retorne ao valor de regime após uma variação na carga

Figura 76 – Tensão entre coletor e emissor na chave, e entre catodo e entre anodo no diodo de um dos braços do conversor: (a) escala de tempo aumentada, (b) em escala de tempo menor.



Fonte: próprio autor.

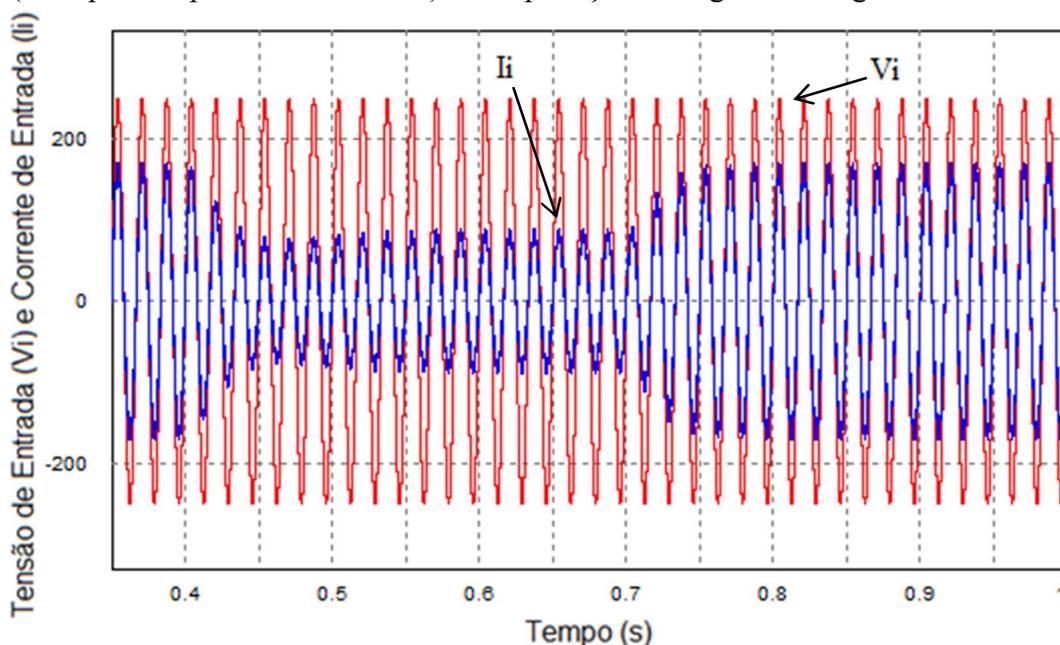
Figura 77 – Comportamento da tensão no barramento de saída do conversor CA-CC com aplicação do degrau de carga.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 78 está presente o comportamento da corrente de entrada com aplicação dos degraus de carga. Com 50% da carga, o THD_i se manteve em torno de 5,8 %. A corrente apresentou uma componente CC de 0,27 A para 50% de carga e 0 A para 100% de carga. A corrente, por ser uma malha mais rápida, atinge o valor de regime em aproximadamente 125 ms como mostra a Figura 78.

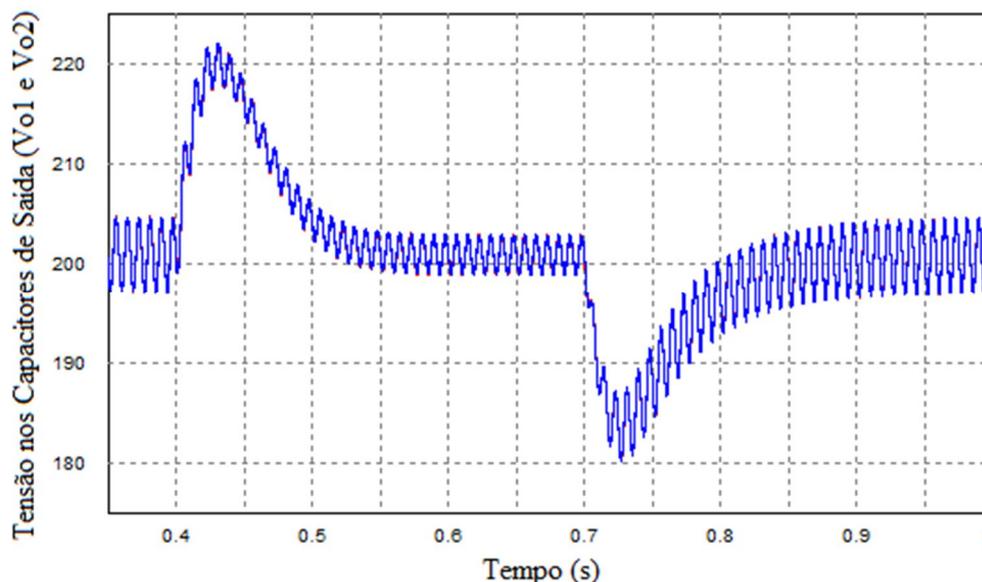
Figura 78 – Tensão de entrada v_i e comportamento da corrente de entrada i_i (multiplicada por um fator de 20) com aplicação de degrau de carga.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 79 estão presentes as tensões nos dois capacitores de saída, os quais devem apresentar tensões iguais independente da carga conectada. Pode-se observar que durante toda a operação, ambos os capacitores se mantêm com o mesmo nível de tensão, independente da dinâmica no barramento, o tempo de retorno ao regime permanente é cerca de 200 ms, os capacitores estão com tensão reguladas em torno de 201 V, devido a adoção de valores de resistores comerciais próximos aos ideais no sensoriamento da tensão. Nas formas de onda da Figura 79, as tensões nos dois capacitores estão sobrepostas devido à atuação da malha de controle, de forma que aparentam ser apenas uma curva somente.

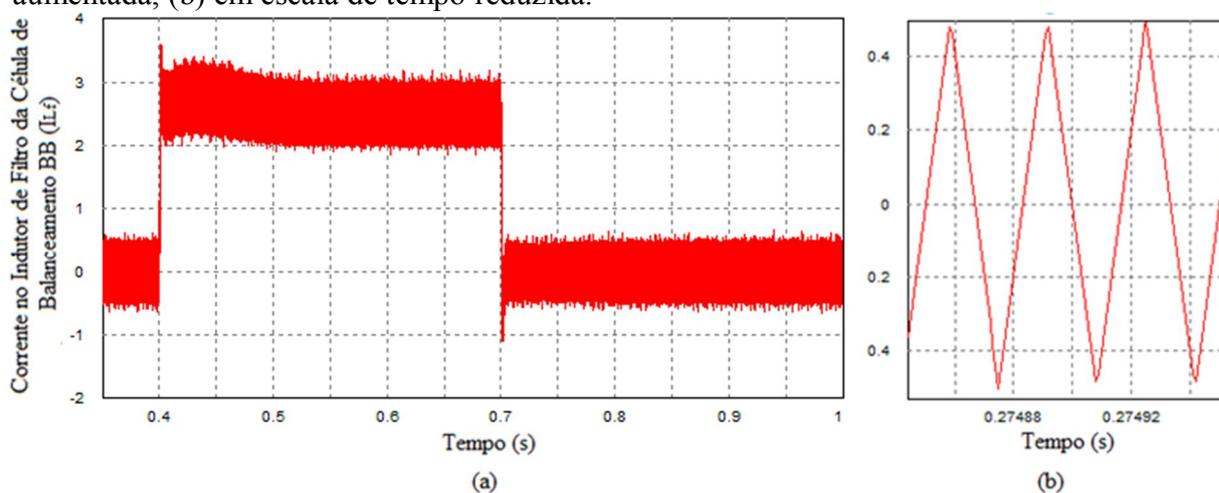
Figura 79 – Comportamento das tensões nos capacitores de saída com aplicação do degrau de carga.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 80 (a) está presente a dinâmica da corrente no indutor de filtro L_f da CB-BB. Observa-se que quando a carga está em apenas um dos capacitores, esse indutor irá apresentar circulação de corrente com valor médio diferente de zero, equivalente à corrente de carga, no caso sob estudo, este valor é de 2,5 A para 50% de carga. Quando a carga for equilibrada nos capacitores de saída, o valor médio da corrente nesse indutor é nulo, como observa-se na Figura 80 (b).

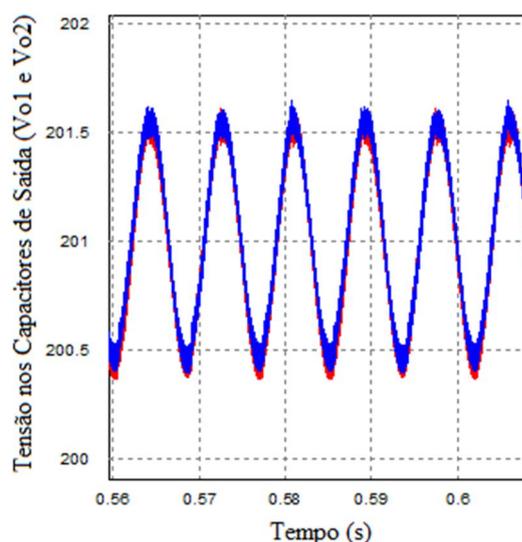
Figura 80 – Corrente no indutor L_f com aplicação do degrau de carga: (a) escala de tempo aumentada, (b) em escala de tempo reduzida.



Fonte: próprio autor.

A Figura 81 apresenta o comportamento da tensão nos capacitores para operação com cargas resistivas desequilibradas, 20% na saída superior e 40% na saída inferior. Observa-se a sobreposição das curvas de tensão devido à malha de controle de equilíbrio.

Figura 81 – Tensões nos capacitores de saída para operação com cargas desequilibradas.



Fonte: próprio autor.

Na Tabela 9 é apresentado um comparativo entre os principais resultados de simulação e calculados para os esforços nos componentes do conversor CA-CC *Boost* em estudo operando com carga resistiva nominal.

Tabela 9 – Comparativo entre resultados de simulação e calculados para o bloco do conversor CA-CC *Boost*.

Parâmetro	Resultado de Simulação	Valor Calculado	Erro Percentual
Corrente média nas chaves S1, S2, S3 e S4	0,650 A	0,688 A	5,84 %
Corrente eficaz nas chaves S1, S2, S3 e S4	1,385 A	1,452 A	4,83 %
Corrente média nos diodos D1, D2, D3 e D4	0,631 A	0,658 A	4,27 %
Corrente eficaz nos diodos D1, D2, D3 e D4	1,477 A	1,537 A	4,06 %
Corrente média nos diodos das chaves SD1, SD2, SD3 e SD4	1,283 A	1,346 A	4,71%
Corrente eficaz nos diodos das chaves SD1, SD2, SD3 e SD4	2,024 A	2,114 A	4,44 %
Corrente eficaz de entrada	5,689 A	5,981 A	5,13 %
Tensão de saída	402 V	400 V	0,5 %
Tensão máxima nos terminais das chaves e diodos do Conversor CA-CC	413 V	400 V	3,25 %
Tensão máxima sobre os indutores de entrada	103 V	100 V	3 %

Fonte: próprio autor.

Na Tabela 10 está presente um comparativo entre os principais resultados de simulação e calculados para os esforços nos componentes da CB-BB. A análise desse bloco do conversor é realizada com 50 % da carga conectada em apenas em um dos capacitores, pois este representa o pior caso.

Tabela 10 – Comparativo entre resultados de simulação e calculados para o bloco da CB-BB.

Parâmetro	Resultado de Simulação	Valor Calculado	Erro Percentual
Corrente média no indutor de filtro da célula BB (50 % carga)	2,5 A	2,5 A	0 %
Corrente eficaz no indutor de filtro da célula BB (50 % carga)	2,517 A	2,517 A	0 %
Corrente média na chave e diodo intrínseco em condução (50 % de carga)	1,250 A	1,250 A	0 %
Corrente eficaz na chave e diodo intrínseco em condução (50 % de carga)	1,787 A	1,780 A	0,4 %
Tensão máxima nos terminais do indutor de filtro da Célula BB	206 V	200 V	3 %
Tensão máxima nos terminais das chaves da Célula BB	413 V	400 V	3,25 %

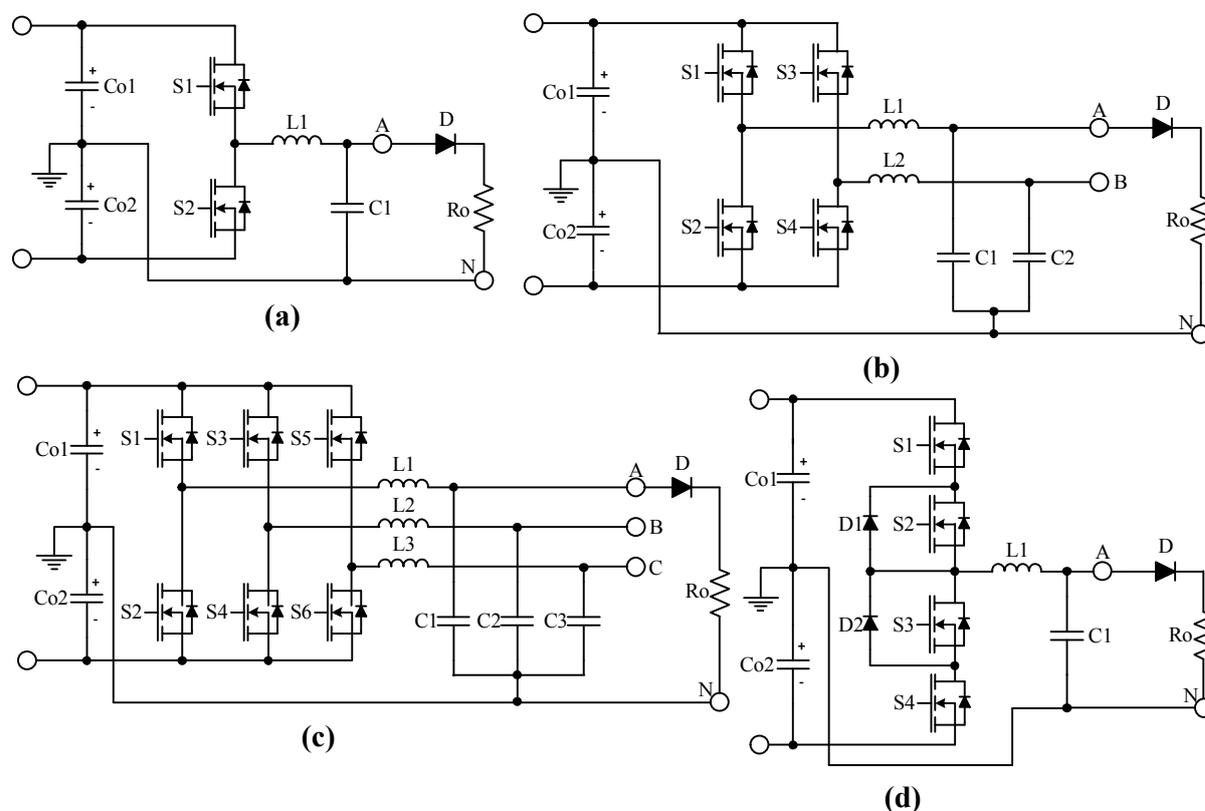
Fonte: próprio autor.

7.3. Análise da Operação com Cargas Especiais

Nessa seção é analisado o comportamento do conversor quando alimentando as cargas apresentadas na Figura 1. As simulações foram realizadas de forma que haja um desequilíbrio na energia drenada nos capacitores de saída do conversor. Deseja-se observar o efeito da conexão desse tipo de carga na distorção da corrente de entrada e no equilíbrio das tensões nos capacitores de saída.

As simulações são realizadas considerando-se que cada capacitor pode fornecer no máximo 50% da potência total. Dessa forma, a carga é conectada apenas em uma das fases e sendo composta por um conversor CA-CC de meia onda e uma carga resistiva conectada neste. Assim, a potência é drenada apenas de um dos capacitores e ainda há um desequilíbrio entre as fases, caso o inversor apresente mais de uma fase. O circuito resultante para uma fase está disposto na Figura 82.

Figura 82 – Inversores com conversor CA-CC de meia onda na saída: (a) monofásico, (b) bifásico, (c) trifásico, (d) NPC.



Fonte: próprio autor.

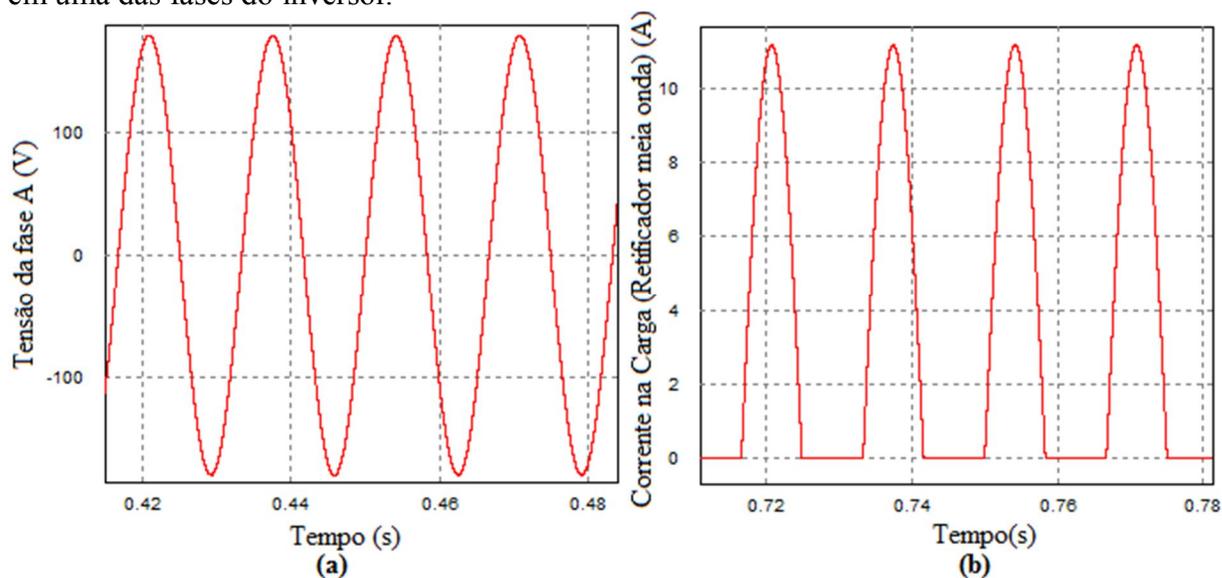
7.3.1. Inversor Monofásico

Na saída do conversor CA-CC é conectado o inversor monofásico com retificador de meia onda na saída, como mostra a Figura 82 (a). A carga resistiva correspondente a 50% da carga nominal do conversor, ou seja, será drenada energia de apenas um dos capacitores sem exceder seu limite de potência.

Na Figura 83 (a) está presente a tensão gerada na saída do inversor, bem como a corrente do retificador que supre a carga resistiva com 50% da potência nominal, como mostra a Figura 83 (b). Estas formas de onda são aplicáveis a todas as cargas que serão analisadas, pois em todos os casos a carga (retificador e resistor) está conectada apenas em uma das fases e com mesma potência drenada e mesma configuração.

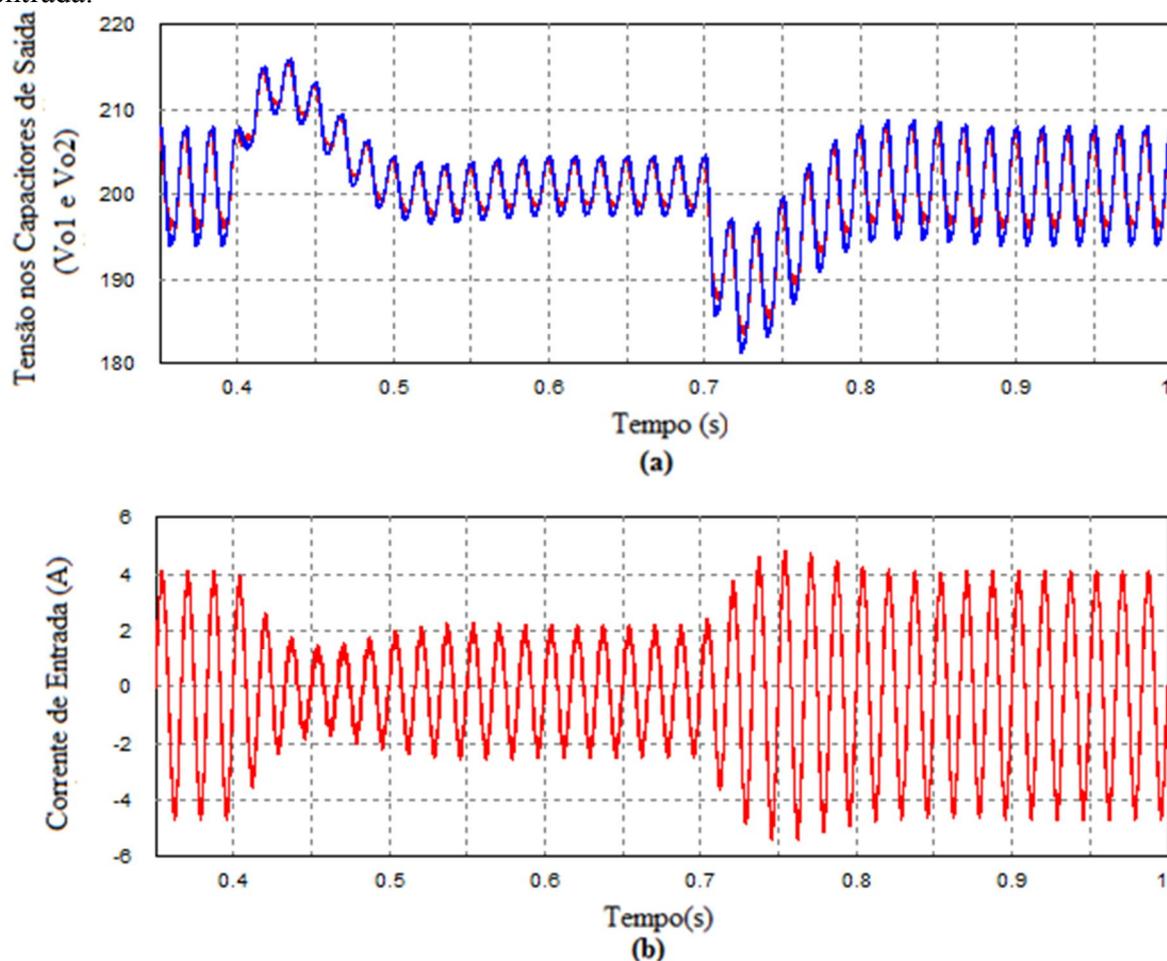
A Figura 84 apresenta o comportamento dinâmico para aplicação de um degrau de carga no inversor, de 50% para 25% e retornando para 50% nos instantes 0,4 s e 0,7 s da simulação, respectivamente. Observa-se que o sistema requer um tempo de aproximadamente 200 ms para retornar ao valor de regime permanente.

Figura 83 – (a) Tensão de saída de uma fase do inversor, (b) corrente do retificador conectado em uma das fases do inversor.



Fonte: próprio autor.

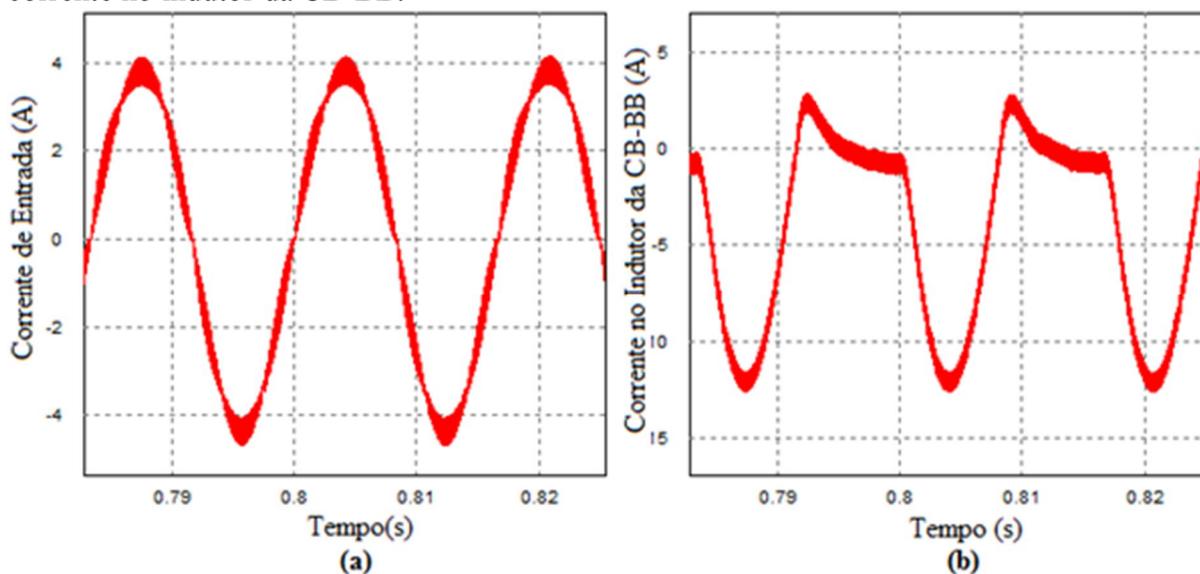
Figura 84 – Comportamento dinâmico para carga com inversor monofásico e transitório de carga drenando energia apenas de um capacitor: (a) tensões nos capacitores, (b) corrente de entrada.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 85 (a) está presente a corrente de entrada em menor escala de tempo após a adição do inversor monofásico com retificador como carga. Na Figura 85 (b) está mostrada a corrente no indutor L_f da CB-BB. O THD_i da corrente de entrada a situação descrita ficou em torno de 8,18 %. Há a presença de um pequeno nível CC na corrente de entrada, em torno de 0,2 A.

Figura 85 – Comportamento em regime permanente para carga com inversor monofásico e transitório de carga drenando energia apenas de um capacitor: (a) corrente de entrada, (b) corrente no indutor da CB-BB.



Fonte: próprio autor.

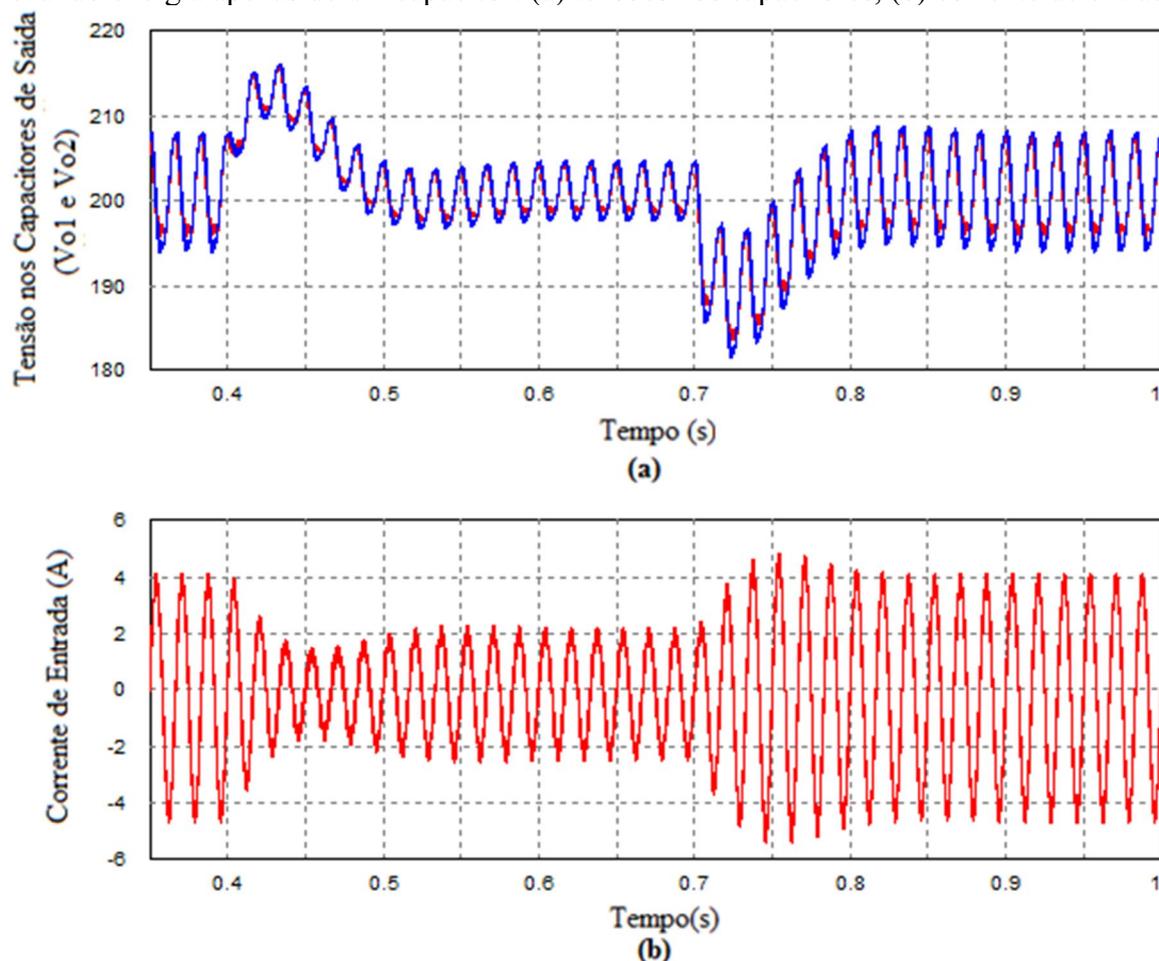
7.3.2. Inversor Bifásico

Na saída do conversor é conectado o inversor bifásico presente na Figura 82 (b) com retificador e carga resistiva correspondente a 50% da carga nominal como descrito para o caso do inversor monofásico.

Na Figura 86 (a) são mostradas as tensões nos capacitores de saída após a adição da carga não linear e na Figura 86 (b) está presente a dinâmica da corrente de entrada. O sistema apresentou tempo de retorno ao regime de aproximadamente 200 ms.

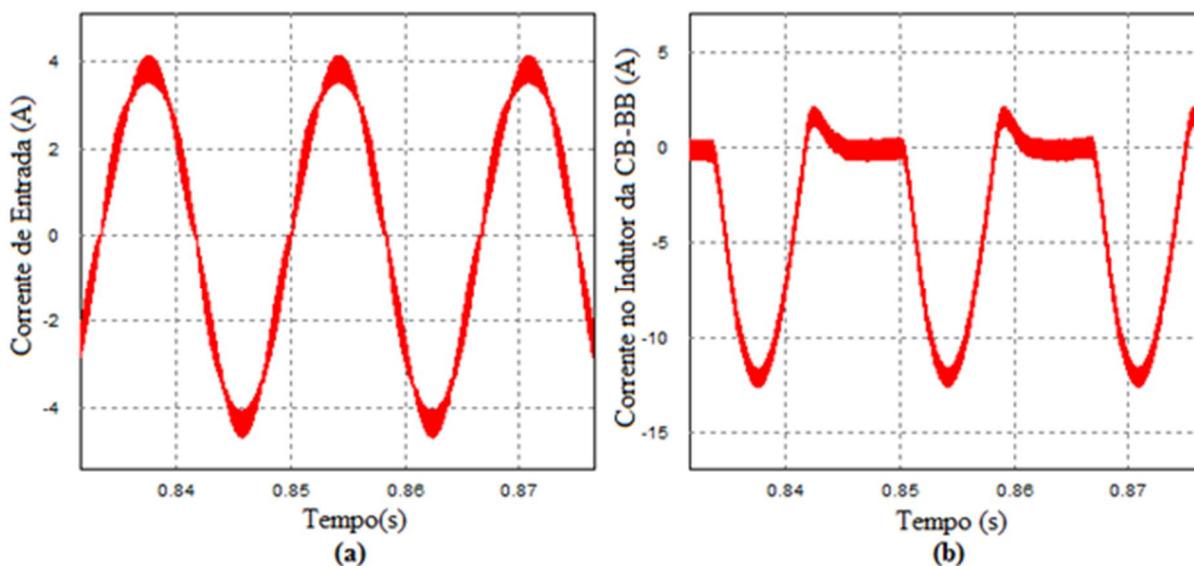
Na Figura 87 (a) é mostrada a corrente de entrada em menor escala de tempo e na Figura 87 (b) a corrente no indutor da CB-BB. O THD_i para esta configuração novamente se manteve em torno de 8,2 %

Figura 86 – Comportamento dinâmico para carga com inversor bifásico e transitório de carga drenando energia apenas de um capacitor: (a) tensões nos capacitores, (b) corrente de entrada.



Fonte: próprio autor.

Figura 87 – Comportamento em regime permanente para carga com inversor bifásico e transitório de carga drenando energia apenas de um capacitor: (a) corrente de entrada, (b) corrente no indutor da CB-BB.



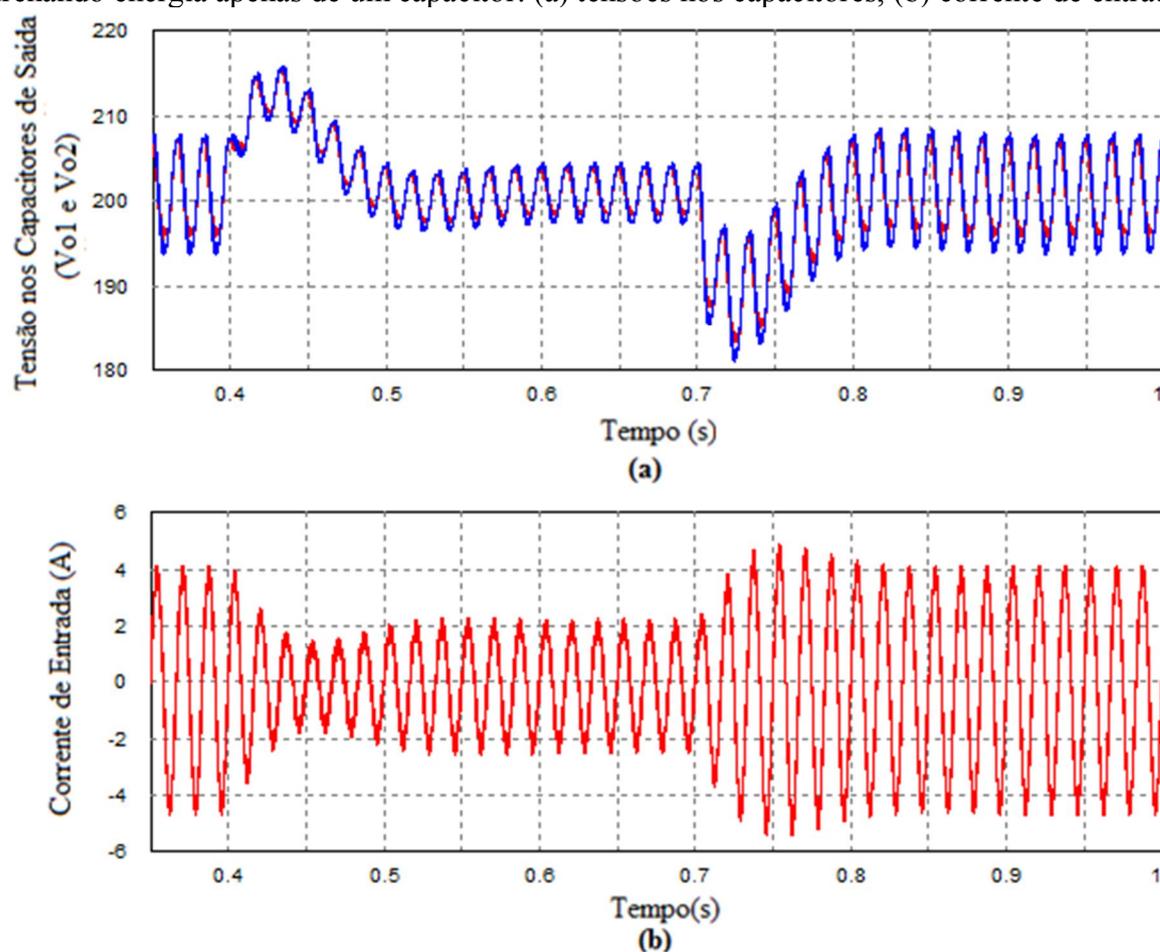
Fonte: próprio autor.

7.3.3. Inversor Trifásico

Na saída do conversor é conectado o inversor trifásico da Figura 82 (c) com uma carga resistiva correspondente a 50% da potência nominal. A Figura 88 (a) e a Figura 88 (b) apresentam o comportamento dinâmico das tensões nos capacitores e da corrente de entrada, respectivamente, para aplicação de degrau de carga no arranjo da Figura 82 (c). Para o presente caso, o sistema necessita de aproximadamente 200 ms para retornar ao valor de regime permanente

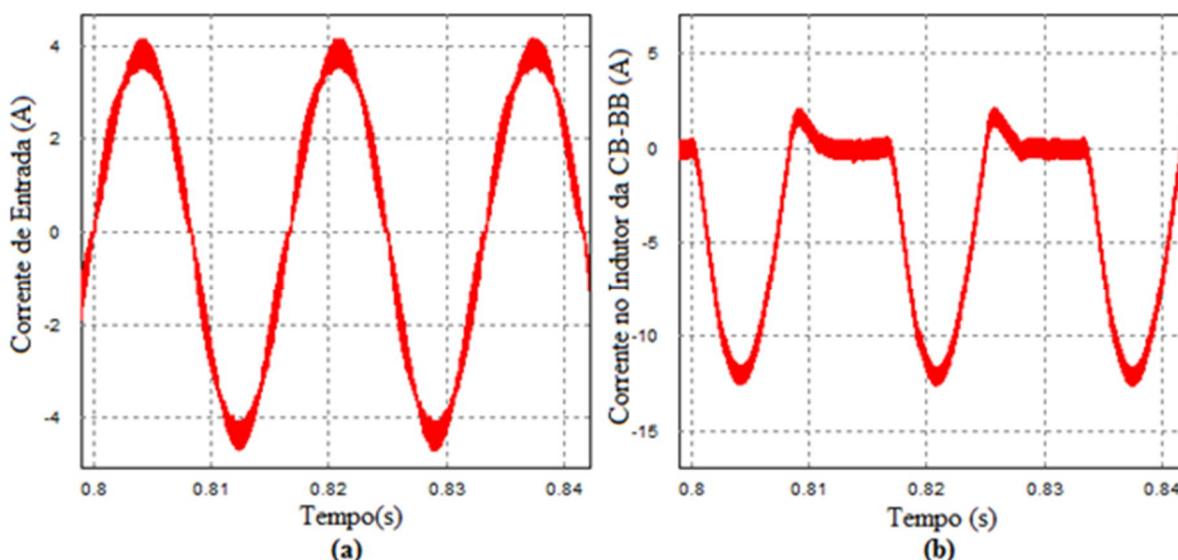
A Figura 89 (a) apresenta a corrente de entrada em menor escala de tempo e a Figura 89 (b) apresenta a corrente do indutor da CB-BB. O THD_i da corrente de entrada para a configuração descrita 8,3 %, há a presença de um nível CC na corrente de entrada de valor de 0,35 A.

Figura 88 – Comportamento dinâmico para carga com inversor trifásico e transitório de carga drenando energia apenas de um capacitor: (a) tensões nos capacitores, (b) corrente de entrada.



Fonte: próprio autor.

Figura 89 – Comportamento em regime permanente para carga com inversor trifásico e transitório de carga drenando energia apenas de um capacitor: (a) corrente de entrada, (b) corrente no indutor da CB-BB.



Fonte: próprio autor.

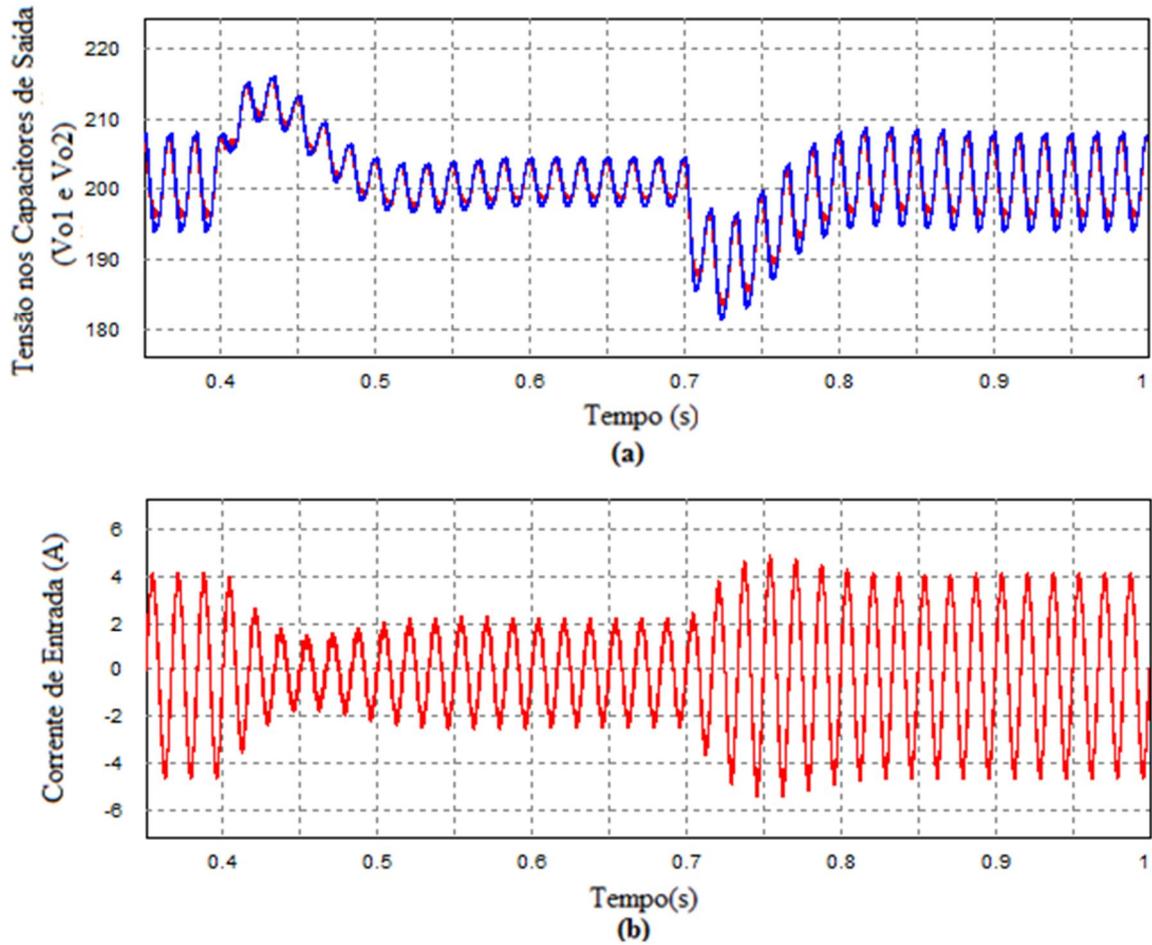
7.3.4. Inversor NPC

Na saída do conversor é conectado o inversor NPC com um conversor CA-CC de meia onda e uma carga resistiva correspondente a 50%, como mostra a Figura 82 (d).

A Figura 90 (a) e a Figura 90 (b) apresentam o comportamento para aplicação de degrau de carga, estão contempladas as dinâmicas da tensão nos capacitores e da corrente de entrada, respectivamente. O sistema se mostrou um pouco mais rápido que os arranjos anteriores, necessitando de apenas cerca de 150 ms para retornar ao valor de regime.

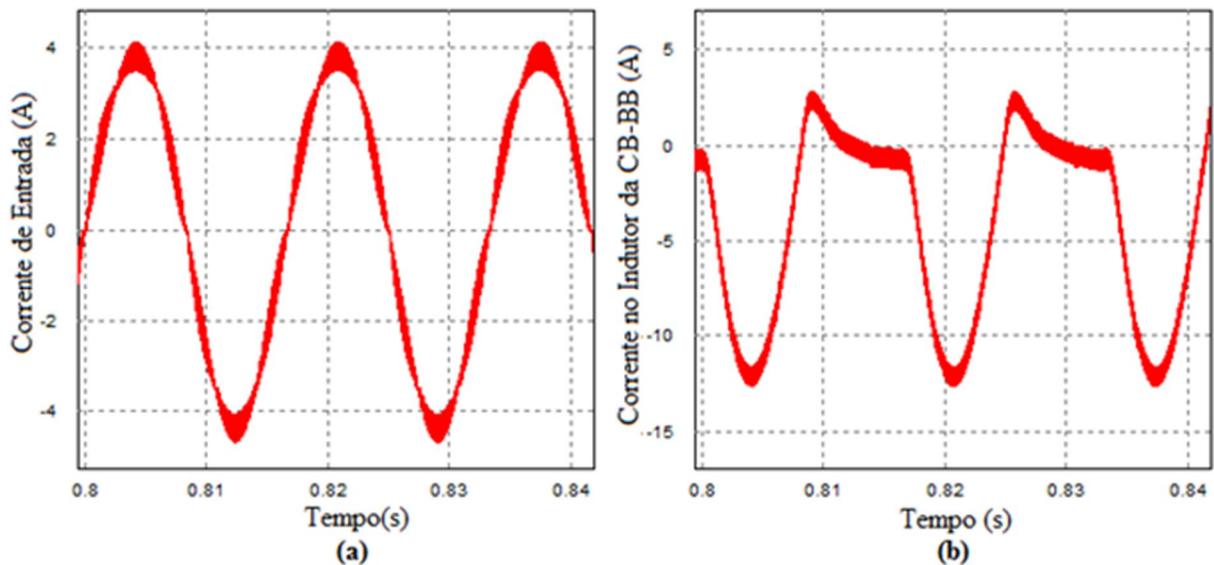
A Figura 91 (a) apresenta a corrente de entrada em escala de tempo reduzida e a Figura 91 (b) apresenta a corrente no indutor da CB-BB. O THD_i da corrente de entrada para 50 % da carga nominal drenando energia apenas de um capacitor suprindo um inversor NPC ficou em torno de 8,2 %. Observa-se novamente a presença de um valor CC na corrente de entrada, nesse caso esse valor foi de aproximadamente 0,4 A.

Figura 90 – Comportamento dinâmico para carga com inversor NPC e transitório de carga drenando energia apenas de um capacitor: (a) tensões nos capacitores, (b) corrente de entrada.



Fonte: próprio autor.

Figura 91 – Comportamento em regime permanente para carga com NPC monofásico e transitório de carga drenando energia apenas de um capacitor: (a) corrente de entrada, (b) corrente no indutor da CB-BB.



Fonte: próprio autor.

7.4. Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos através de simulação para diferentes tipos de carga conectados ao conversor proposto. Foram comparados os resultados para os esforços calculados nos capítulos 4 e 5 com os valores obtidos em simulação, comprovando a eficiência do método de obtenção das equações. Nas simulações, observaram-se níveis CC na corrente de entrada, estes estando relacionado ao desequilíbrio de carga na saída.

Observou-se a robustez das técnicas de controle aplicadas através da conexão de cargas não lineares drenando energia apenas de um dos capacitores do barramento de saída e aplicação de degraus de carga. Em todos os casos analisados as tensões se mantiveram equilibradas e o THD_i da corrente de entrada manteve-se baixo.

8. CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foi proposta uma topologia de conversor CA-CC *Boost bridgeless* baseada na CCTE operando integrado a uma célula de balanceamento *Buck-Boost*. Dessa forma, obtém-se um conversor CA-CC capaz de suprir cargas que necessitem de fontes simétricas, como é o caso de alguns inversores cujo neutro deve ser conectado ao ponto médio do divisor capacitivo.

Foram realizadas análises qualitativas dos circuitos do conversor CA-CC *Boost* e da CB-BB, onde foram demonstradas as etapas de operação do conversor e formas de ondas resultados. Em seguida, foram realizadas análises quantitativas, onde foram obtidas as equações que regem o comportamento de cada uma das etapas do conversor, metodologias de cálculo dos esforços de corrente e tensão nos componentes e o dimensionamento dos mesmos.

Após o estudo teórico, foram realizados os projetos dos circuitos de controle e potência para conversor CC-CA e para a CB-BB. O seu funcionamento foi verificado somente através de simulação. Para fonte primária, foi assumida a tensão da rede da concessionária, 220 V, mas considerando uma variação deste valor em $\pm 20\%$, a tensão de saída total do barramento CC foi assumida como sendo 400 V, portanto, os capacitores apresentavam tensões equilibradas em 200 V. Para validação das técnicas de controle, foram aplicadas diferentes tipos de carga drenando energia de apenas um dos capacitores. Para todos os casos analisados, as tensões em cada um dos capacitores mantiveram-se reguladas e equilibradas. Para carga nominal e equilibrada nos dois capacitores, foi observado via simulação que o fator de potência foi de 0,998, apresentando uma taxa de distorção harmônica da corrente de entrada de 2,8 %. As componentes harmônicas da corrente de entrada se mantiveram em conformidade com a norma IEC 61000-3-2 para equipamentos classe A. Nas outras aplicações, a taxa de distorção mostrou-se um pouco mais elevada, mas era esperado, já que a carga era apenas 50% da carga total para estes casos. Para todas as conexões de cargas não lineares analisadas foi observada uma taxa de distorção de 8,2% da corrente de entrada.

As configurações com desequilíbrio de carga inserem uma componente CC na corrente de entrada, porém a mesma é mínima quando comparada com outras topologias que realizam alimentação de capacitores como fontes simétricas para inversores, mas não há preocupação com a corrente drenada da rede. Foi observada também uma relação entre a velocidade da malha de tensão e o valor da componente CC inserida, de forma que quanto mais lenta, menor era o valor CC, porém, a dinâmica se tornava muito lenta para aplicações do gênero.

Como principal desvantagem do conversor, destaca-se a quantidade de componentes ativos, que apesar de uma melhor distribuição dos esforços por parte da CCTE, topologias que apresentem menos componentes podem apresentar um rendimento melhor, sendo necessário um estudo comparativo mais aprofundado. Outro ponto negativo da topologia é a quantidade considerável de elementos magnéticos, os quais são os principais responsáveis pelo acréscimo de peso e volume do protótipo.

A continuidade do trabalho pode ser dada com comprovação do funcionamento com montagem física do protótipo, de forma a observar o rendimento da topologia, volume do protótipo, interferências relacionadas à montagem e ruídos.

REFERÊNCIAS

- ANCUTI, M. C. et al. Boost Interleaved PFC versus Bridgeless Boost Interleaved PFC Converter Performance/Efficiency Analysis. *In: APPLIED AND THEORETICAL ELECTRICITY*, 2014, Craiova. **Anais...** Craiova: ICATE'14, 2014. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6972651/>>. Acesso em: 20 abr. 2018.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas**. 2. ed. Florianópolis: Do Autor, 2007.
- BARSUKOV, Y.; QIAN, J. **Battery Power Management for Portable Devices**. 1. ed. : Artech House, 2013.
- BASCOPE, G. V. T. **Nova Família de Conversores CC-CC PWM não Isolados Utilizando Células de Comutação de Três Estados**. 2001. 291 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.
- BASCOPE, G. V. T. A Single Phase PFC 3kW Converter Using a Three-State Switching Cell *In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (PESC'04)*, 2004, Aachen. **Anais...** Aachen: OESC'04, 2004. Disponível em: <<http://ivobarbi.com/PDF/artigosCongresso/08/01355190.pdf>>. Acesso em: 20 abr. 2018. p. 4037-4042.
- BRANCO, C. G. C. et al. Proposal of Three-Phase High-Frequency Transformer Isolation UPS Topologies for Distributed Generation Applications. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 60, p. 1520-1531, abr. 2013.
- CHOI, W.-Y.; KWON, J.-M.; KWON, B.-H. An Improved Bridgeless PFC Boost-Doubler Rectifier With High-Efficiency. *In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (PESC'08)*, 2008, Rhodes. **Anais...** Rhodes: PESC'08, 2009. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4592113/>>. Acesso em: 20 abr. 2018 p. 1309-1313.
- CRUZ, C. M. T. **Técnicas de Comutação não Dissipativa Aplicadas a Retificadores de Três Níveis Operando com Fator de Potência Unitário**. Universidade Federal de Santa Catarina. 2002. 215 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2002.
- DIXON, L. **Average Current Mode Control of Switching Power Supplies**. Disponível em: <http://ecee.colorado.edu/~ecen5807/course_material/papers>. Acesso em: mai 2017.
- EPCOS. **Aluminum electrolytic capacitors: Snap-in capacitors (B43541)**. Disponível em: <<https://en.tdk.eu/inf/20/30/db/aec/B43541.pdf>>. Acesso em: mai 2017.
- HUBER, L.; JANG, Y.; JOVANOVIĆ, M. M. Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, v. 23, p. 1381-1390, mai. 2008.

JANG, Y. et al. Input-Voltage Balancing of Series-Connected Converters. *In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC'11)*, 2011, Fort Worth. **Anais...** Fort Worth: APEC'11, 2011. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5744739/>> Acesso em: 20 abr. 2018 p. 1153-1160.

LANGE, A. D. B. et al. Three-Level Single-Phase Bridgeless PFC Rectifiers. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, v. 30, p. 2935-2949, jun. 2015.

MARTINS, A. S. **Estratégica de Controle para o Conversor Duplo Boost Operando em Modo de Condução Contínua Aplicado na Correção do Fator de Potência**. Universidade Federal de Santa Catarina. 1995. 93 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1995.

MARTINS, A. S.; ANDRADE, E. S.; BARBI, I. A PWM Rectifier with High Power Factor For UPS. *In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA. (COBEP'97)*, 1997, Belo Horizonte. **Anais...** Belo Horizonte: COBEP'97. p. 571-576.

MARTINS, A. S.; KASSICK, E. V.; BARBI, I. Control Strategy For The Double-Boost Converter in Continuous Conduction Mode Applied to Power Factor Correction. **POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (PESC '96)**, Baveno, 1996. **Anais...** Baveno: PESC'06. p. 1066-1072.

MELO, N. X. **CONVERSOR BOOST PARA MITIGAÇÃO DE AFUNDAMENTOS DE TENSÃO EM ACIONAMENTOS DE VELOCIDADE VARIÁVEL**. 2007. 146 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2007.

MOHAN, N.; UNDERLAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics Converters, Applications and Design**. 3. ed. New York: John Wiley & Sons, 2002.

MUSAVI, F.; EBERLE, W.; DUNFORD, W. G. A High-Performance Single-Phase Bridgeless Interleaved PFC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Battery Chargers. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS**, v. 47, p. 1833-1843, jul. 2011.

ORTMANN, M. S.; MUSSA, S. A.; HELDWEIN, M. L. HF Voltage Generation in a Multi-State Switching Cells-Based Single-Phase Multilevel PFC Rectifier. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, v. 27, p. 46-56, jan. 2012.

SANTELO, T. N. **Célula de Comutação de Três Estados Aplicada ao Pré-regulador Boost de Estágio Único e Elevado Fator de Potência**. 2006. 121 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2006.

SEMIKRON. **IGBT Module SK50GB065 Datasheet**. Disponível em: <<https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-sk-50-gb-065-24509002>>. Acesso em: 10 jun. 2017.

SILVEIRA, G. C. **Conversor CC-CC Boost Baseado na Célula de Comutação De Três Estados para Alimentação de Inversores com Divisor Capacitivo**. 2011. 154 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2011.

SINGH, B. et al. A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC–DC Converters. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 50, p. 962-981, out. 2003.

SRINIVASAN, R.; ORUGANTI, R. A Unity Power Factor Converter Using Half-Bridge Boost Topology. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, v. 13, p. 487-500, mai. 1998.

THORNTON. **Catálogo de Ferrite**. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>>. Acesso em: jun 2017.

TODD, P. C. **Application Note U-134: UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design**, Unitrode, 1999.

VENABLE, H. D. The K Factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis. PROC. POWERCON 10, San Diego, 1983. **Anais...** POWERCON 10. San Diego: POWERCON 10. Disponível em: <<https://venable.biz/tech-pubs/The%20K%20Factor%20a%20New%20Mathematical%20Tool%20for%20Stability%20Analysis.pdf>> Acesso em: 20 abr. 2018 p. 1-12.

VOPÉRIAN, V. Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode. **IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS**, v. 26, n. 3, p. 496-496, mai. 1990.

APÊNDICE A – PROJETO FÍSICO DOS INDUTORES L1 E L2

A Tabela 11 mostra os parâmetros para o projeto físico dos indutores L1 e L2.

Tabela 11 – Parâmetros de projetos para os indutores L1 e L2.

Especificação	Valor
Fator de ocupação do núcleo pelo enrolamento	$K_w = 0,7$
Densidade máxima de corrente	$J_{max} = 400 \text{ A/cm}^2$
Densidade máxima de fluxo magnético	$B_{max} = 0,3 \text{ T}$
Permeabilidade magnética do vácuo	$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

Fonte: próprio autor.

O núcleo do elemento magnético é determinado através do produto das áreas, calculado a partir da equação (8.1).

$$A_e A_w = \frac{L_1 \cdot I_{L1,2p} \cdot I_{L1,2ef} \cdot 10^4}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \quad (8.1)$$

Substituindo valores na equação (8.1), se obtém o valor do produto de áreas necessário ao projeto.

$$A_e A_w = \frac{493 \cdot 10^{-6} \cdot 8,881 \cdot 5,981 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 400 \cdot 0,3} = 3,117 \text{ cm}^4$$

A partir do produto das áreas, foi escolhido o núcleo NEE-42/21/20-IP12R do fabricante Thornton. Os dados obtidos a partir de (THORNTON, 2015) estão dispostos na Tabela 12.

Tabela 12 – Dimensões do núcleo NEE-42/21/20-IP12R.

Parâmetro	Valor
Área da seção transversal do núcleo	$A_e = 2,4 \text{ cm}^2$
Área da janela do núcleo	$A_w = 1,57 \text{ cm}^2$
Produto das áreas	$A_e A_w = 3,768 \text{ cm}^4$
Comprimento médio do magnético	$l_t = 10,5 \text{ cm}$
Volume do núcleo	$V_e = 23,3 \text{ cm}^3$
Altura da janela do núcleo	$G = 2,96 \text{ cm}$
Peso aproximado	$P = 56 \text{ g}$

Fonte: (THORNTON, 2015).

O número de espiras é obtido através da equação (8.2).

$$N_{eL1,2} = \frac{L_1 \cdot I_{L1,2p} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max}} \quad (8.2)$$

Substituindo os valores obtidos a partir das especificações do núcleo e de resultados de equações anteriores, se obtém o valor de espirais no núcleo.

$$N_{e_{L1,2}} = \frac{493 \cdot 10^{-6} \cdot 8,881 \cdot 10^4}{2,4 \cdot 0,3} = 60,81 \text{ espiras}$$

O número de espiras deve ser um valor real e, portanto, inteiro. Dessa forma, adota-se:

$$N_{e_{L1,2_{int}}} = 61 \text{ espiras}$$

O comprimento do entreferro dos indutores é estimado através da equação (8.3).

$$l_{g_{L1,2}} = \frac{\mu_0 \cdot N_{e_{L1,2_{int}}}^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_1} \quad (8.3)$$

Substituindo valores na equação (8.3), se obtém o valor comprimento do entreferro do indutor:

$$l_{g_{L1,2}} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 61^2 \cdot 2,4 \cdot 10^{-2}}{493 \cdot 10^{-6}} = 0,228 \text{ cm}$$

Devido ao efeito de espraiamento do fluxo magnético na região do entreferro, é aplicado um fator de correção no numero de espiras. O fator de correção é calculado pela equação (8.4).

$$F_{c_{L1,2}} = 1 + \frac{l_{g_{L1,2}}}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \left(2 \cdot \frac{G}{l_{g_{L1,2}}} \right) \quad (8.4)$$

Substituindo valores na equação (8.4), é obtido o valor do fator de correção.

$$F_{c_{L1,2}} = 1 + \frac{0,228}{\sqrt{2,4}} \cdot \ln \left(2 \cdot \frac{2,96}{0,228} \right) = 1,479$$

O fator de correção é aplicado para obtenção de um novo número de espiras através da equação (8.5).

$$N_{e_{L1,2_{Fc}}} = \frac{L_1 \cdot I_{L1,2_p} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max} \cdot \sqrt{F_{c_{L1,2}}}} \quad (8.5)$$

Substituindo o fator de correção obtido na equação (8.5), se obtém o novo número de espiras.

$$N_{e_{L1,2_{Fc}}} = \frac{493 \cdot 10^{-6} \cdot 8,881 \cdot 10^4}{2,4 \cdot 0,3 \cdot \sqrt{1,479}} = 50,003 \text{ espiras}$$

Aproximando-se para o próximo valor inteiro, foram adotadas 50 espiras para os indutores.

Para escolha do fio a ser utilizado, leva-se em consideração a penetração da corrente no fio, causado pelo efeito pelicular na alta frequência da corrente que circulará nos enrolamentos. Esse cálculo é realizado pela equação (8.6).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot f_s}} \quad (8.6)$$

Substituindo valores na equação (8.6), obtém-se que a profundidade da penetração da corrente no fio é:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot 30 \cdot 10^3}} = 0,031 \text{ cm}$$

O diâmetro do fio a ser adotado deve ser menor do que o dobro da profundidade de penetração, logo:

$$D_{L1,2_{\max}} = 2 \cdot 0,031 = 0,062 \text{ cm}$$

A partir da definição do diâmetro máximo, é adotado o fio AWG 23. Os dados do fio AWG 23 estão especificados na Tabela 13 (BARBI, 2007).

Tabela 13 – Dados do fio AWG 23.

Parâmetro	Valor
Diâmetro da seção transversal do condutor	$d_{\text{fio-23}} = 0,057 \text{ cm}$
Área do cobre	$A_{\text{cu}} = 0,0026 \text{ cm}^2$
Área do fio com isolamento	$A_{\text{cu-iso}} = 0,00322 \text{ cm}^2$
Resistência do fio a 100 °C	$R_{\text{fio}} = 0,000892 \Omega/\text{cm}$

Fonte: (BARBI, 2007).

Para cálculo do número de fios em paralelo, é necessário primeiramente calcular a área da seção de cobre necessária no indutor, a qual é obtida pela equação (8.7).

$$S_{L1,2_{\text{fio}}} = \frac{I_{Lef}}{J_{\max}} \quad (8.7)$$

Substituindo valores na equação (8.7), é obtida a área de cobre necessária para os indutores.

$$S_{L1,2_{\text{fio}}} = \frac{5,981}{400} = 0,015 \text{ cm}^2$$

O número de fios em paralelo é calculado pela equação (8.8).

$$N_{L1,2_p} = \frac{S_{L1,2_{\text{fio}}}}{A_{\text{cu}}} = \quad (8.8)$$

Substituindo valores na equação (8.8), se obtém o número de fios em paralelo que devem ser utilizado para implementação física dos indutores L1 e L2.

$$N_{L1,2-p} = \frac{0,015}{0,0026} = 5,769 \text{ fios em paralelo}$$

Para realização física, assume-se o valor inteiro mais próximo, ou seja, seis fios em paralelo. Deve-se então verificar a possibilidade física da construção do elemento magnético através da análise do fator de utilização da janela do núcleo, o qual é calculado através da equação (8.9).

$$K_{u_{L1,2}} = \frac{N_{L1,2-p} \cdot N_{e_{L1,2FC}} \cdot A_{cu_{iso}}}{A_w} \quad (8.9)$$

Substituindo valores em (8.9), obtém-se:

$$K_{u_{L1,2}} = \frac{6 \cdot 50 \cdot 0,003221}{1,57} = 0,615$$

Logo, verifica-se que o fator de utilização da janela está menor do que o especificado na Tabela 11, portanto, a construção física dos indutores é realizável. Na Tabela 14 estão presentes os dados resumidos para construção física dos indutores L1 e L2.

Tabela 14 – Resumo do projeto físico dos indutores L1 e L2.

Parâmetro	Valor
Núcleo utilizado	NEE – 42/21/20
Número de espiras	50 espiras
Fio utilizado	AWG 23
Número de fios em paralelo	6 fios em paralelo
Comprimento do entreferro	0,228 cm

Fonte: próprio autor.

APÊNDICE B – PROJETO FÍSICO DOS AUTOTRANSFORMADORES TR1 E TR2

Para projeto dos autotransformadores é assumido que os mesmos apresentam relação de transformação unitária, que cada um deles processa metade da potência total e que a corrente de magnetização é desprezível (BASCOPE, 2001).

A Tabela 15 apresenta os parâmetros para o projeto físico dos autotransformadores Tr1 e Tr2.

Tabela 15 – Parâmetros de projetos físico dos autotransformadores Tr1 e Tr2.

Especificação	Valor
Fator de utilização da janela do núcleo	$K_u = 0,4$
Fator de ocupação do núcleo pelo enrolamento	$K_p = 0,41$
Fator de topologia	$K_f = 1$
Densidade máxima de corrente	$J_{max} = 400 \text{ A/cm}^2$
Densidade máxima de fluxo magnético	$\Delta B_{max} = 0,2 \text{ T}$
Permeabilidade magnética do vácuo	$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

Fonte: próprio autor.

O núcleo é determinado através do cálculo do produto das áreas, a partir da equação (8.10).

$$A_e A_w = \frac{\frac{P_o}{2}}{K_f \cdot K_u \cdot K_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max} \cdot (2 \cdot f_s)} \quad (8.10)$$

Substituindo valores na equação (8.10), se obtém o valor do produto de áreas necessário.

$$A_e A_w = \frac{500}{1 \cdot 0,4 \cdot 0,41 \cdot 400 \cdot 0,2 \cdot 2 \cdot 30 \cdot 10^3} = 6,352 \text{ cm}^4$$

A partir do produto das áreas, foi escolhido o núcleo NEE-55/28/21 de material IP12R, do fabricante Thornton. Os dados obtidos a partir de (THORNTON, 2015) estão dispostos na Tabela 16.

O número de espiras é obtido através da equação (8.11).

$$N_{e_Tr} = \frac{V_{Tr_{max}}}{4 \cdot A_e \cdot \Delta B_{max} \cdot f_s} \cdot 10^4 \quad (8.11)$$

Tabela 16 – Dimensões do núcleo NEE-55/28/21.

Parâmetro	Valor
Área da seção transversal do núcleo	$A_e = 3,54 \text{ cm}^2$
Área da janela do núcleo	$A_w = 2,5 \text{ cm}^2$
Produto das áreas	$A_e A_w = 8,85 \text{ cm}^4$
Comprimento médio do magnético	$l_t = 11,6 \text{ cm}$
Volume do núcleo	$V_e = 42,5 \text{ cm}^3$
Altura da janela do núcleo	$G = 3,7 \text{ cm}$
Peso aproximado	$P = 56 \text{ g}$

Fonte: (THORNTON, 2015).

Substituindo os valores das especificações da Tabela 15, juntamente com alguns resultados obtidos previamente, é obtido o número de espiras para os enrolamentos do autotransformador.

$$N_{e_Tr} = \frac{200}{4 \cdot 3,54 \cdot 0,2 \cdot 30 \cdot 10^3} \cdot 10^4 = 23,54 \text{ espiras}$$

O número de espiras deve ser um valor real e, portanto, inteiro. Dessa forma, é adotado:

$$N_{e_Tr_int} = 24 \text{ espiras}$$

Substituindo valores na equação (8.6), calcula-se a profundidade de penetração da corrente no fio.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot 30 \cdot 10^3}} = 0,031 \text{ cm}$$

O diâmetro do fio a ser adotado deve ser menor do que o dobro da profundidade de penetração, logo:

$$D_{Tr_max} = 2 \cdot 0,031 = 0,062 \text{ cm}$$

A partir da definição do diâmetro máximo, foi escolhido o fio AWG 23. Os dados do fio AWG 23 estão especificados na Tabela 17 (BARBI, 2007).

Tabela 17 – Dados do fio AWG 23.

Parâmetro	Valor
Diâmetro da seção transversal do condutor	$d_{\text{fio-23}} = 0,057 \text{ cm}$
Área do cobre	$A_{\text{cu}} = 0,0026 \text{ cm}^2$
Área do fio com isolamento	$A_{\text{cu-iso}} = 0,00322 \text{ cm}^2$
Resistência do fio a 100 °C	$R_{\text{fio}} = 0,000892 \Omega/\text{cm}$

Fonte: (BARBI, 2007).

Para cálculo do número de fios em paralelo, é necessário primeiramente calcular a área da seção de cobre. Substituindo valores na equação (8.7), é obtida a área de cobre necessária.

$$S_{Tr_{fio}} = \frac{2,990}{400} = 7,476 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Substituindo valores na equação (8.8), é obtido o número de fios em paralelo que deve ser utilizado para implementação física dos autotransformadores Tr1 e Tr2.

$$N_{Tr_{p}} = \frac{7,476 \cdot 10^{-3}}{0,0026} = 2,87 \text{ fios em paralelo}$$

Para realização física, é assumido o valor inteiro mais próximo, ou seja, três fios em paralelo.

Deve-se então verificar a possibilidade física da construção do elemento magnético através da análise do fator de utilização da janela do núcleo, o qual é calculado através da equação (8.12).

$$K_{u_{Tr}} = 2 \cdot \frac{N_{Tr_{p}} \cdot N_{e_{Tr}} \cdot A_{cu-iso}}{A_w} \quad (8.12)$$

Substituindo valores em (8.12), obtém-se:

$$K_{u_{Tr}} = 2 \cdot \frac{3 \cdot 24 \cdot 0,00322}{2,5} = 0,185$$

O fator de utilização da janela está menor do que o especificado na Tabela 15, logo, a construção física do indutor é realizável. Na Tabela 18 estão presentes os dados resumidos para construção física dos autotransformadores Tr1 e Tr2.

Tabela 18 – Resumo do projeto físico dos autotransformadores Tr1 e Tr2.

Parâmetro	Valor
Núcleo utilizado	<i>NEE – 55/28/21</i>
Número de espiras	<i>16 espiras</i>
Fio utilizado	<i>AWG 23</i>
Número de fios em paralelo	<i>3 fios em paralelo</i>

Fonte: próprio autor.

APÊNDICE C – PROJETO FÍSICO DO INDUTOR L_f DA CB-BB

A Tabela 19 mostra os parâmetros adotados para o projeto físico do indutor L_f .

Tabela 19 – Parâmetros de projetos para indutor L_f .

Especificação	Valor
Fator de ocupação do núcleo pelo enrolamento	$K_w = 0,7$
Densidade máxima de corrente	$J_{max} = 400 \text{ A/cm}^2$
Densidade máxima de fluxo magnético	$B_{max} = 0,3 \text{ T}$
Permeabilidade magnética do vácuo	$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

Fonte: próprio autor.

Para escolha do núcleo, deve-se calcular o produto das áreas, o qual é obtido pela substituição de valores na equação (8.1).

$$A_e A_w = \frac{3,333 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 2,517 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 400 \cdot 0,3} = 2,996 \text{ cm}^4$$

A partir do produto das áreas, é escolhido o núcleo de ferrite NEE-42/21/20 da fabricante (THORNTON, 2015). Os dados obtidos a partir de (THORNTON, 2015) estão dispostos na tabela Tabela 20.

Tabela 20 – Dimensões do núcleo NEE-42/21/20.

Parâmetro	Valor
Área da seção transversal do núcleo	$A_e = 2,4 \text{ cm}^2$
Área da janela do núcleo	$A_w = 1,57 \text{ cm}^2$
Produto das áreas	$A_e A_w = 3,768 \text{ cm}^4$
Comprimento médio do magnético	$l_t = 10,5 \text{ cm}$
Volume do núcleo	$V_e = 23,3 \text{ cm}^3$
Altura da janela do núcleo	$G = 2,96 \text{ cm}$
Peso aproximado	$P = 56 \text{ g}$

Fonte: (THORNTON, 2015).

O número de espiras do indutor L_f é obtido através da substituição de valores na equação (8.2).

$$N_{e_{L_f}} = \frac{3,333 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^4}{2,4 \cdot 0,3} = 138,875 \text{ espiras}$$

O número de espiras deve ser um valor real e, portanto, inteiro. Dessa forma, adota-se:

$$N_{e_Lf_{int}} = 139 \text{ espiras}$$

Substituindo valores na equação (8.3), se obtém o valor estimado do comprimento do entreferro que o indutor Lf deve apresentar.

$$l_{g_Lf} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 139^2 \cdot 2,4 \cdot 10^{-2}}{3,333 \cdot 10^{-3}} = 0,175 \text{ cm}$$

Devido ao efeito de espraçamento do fluxo magnético na região do entreferro, é necessária a aplicação de um fator de corrente no número de espiras. Substituindo valores na equação (8.4), é obtido o valor do fator de correção.

$$F_{c_Lf} = 1 + \frac{0,175}{\sqrt{2,4}} \cdot \ln\left(2 \cdot \frac{2,96}{0,175}\right) = 1,398$$

Substituindo o fator de correção obtido na equação (8.5), se obtém o novo número de espiras com a consideração do fator de espraçamento do fluxo magnético na região do entreferro.

$$N_{e_Lf_{Fc}} = \frac{3,333 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^4}{2,4 \cdot 0,3 \cdot \sqrt{1,398}} = 89,643 \text{ espiras}$$

Para realização física, esse valor é aproximado para próximo valor inteiro, foram adotadas 90 espiras para o indutor Lf .

Para levar em consideração o efeito pelicular na alta frequência da corrente que circula nos enrolamentos. A profundidade da penetração é calculada pela equação (8.13).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (8.13)$$

A profundidade de penetração obtida pela substituindo valores na equação (8.13) é:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{30 \cdot 10^3}} = 0,043 \text{ cm}$$

O diâmetro do fio adotado deve ser menor do que o dobro da profundidade de penetração, logo:

$$D_{Lf_{max}} = 2 \cdot 0,043 = 0,086 \text{ cm}$$

A partir da definição do diâmetro máximo, foi escolhido o fio AWG 21. Os dados do fio estão especificados na Tabela 21 (BARBI, 2007).

Tabela 21 – Dados do fio AWG 21.

Parâmetro	Valor
Diâmetro da seção transversal do condutor	$d_{\text{fio-21}} = 0,072 \text{ cm}$
Área do cobre	$A_{\text{Cu}} = 0,0041 \text{ cm}^2$
Área do fio com isolamento	$A_{\text{Cu-iso}} = 0,0050 \text{ cm}^2$
Resistência do fio a 100 °C	$R_{\text{fio}} = 0,000420 \Omega/\text{cm}$

Fonte: (BARBI, 2007).

Para cálculo do número de fios em paralelo deve-se primeiramente calcular a área da seção de cobre necessária para o indutor, obtida pela substituição de valores na equação (8.7).

$$S_{Lf_{\text{fio}}} = \frac{2,517}{400} = 6,292 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Substituindo valores na equação (8.8), é obtido o número de fios em paralelo que deve ser utilizado para implementação física do indutor Lf .

$$N_{Lf_{\text{p}}} = \frac{6,292 \cdot 10^{-3}}{0,0041} = 1,53 \text{ fios em paralelo}$$

Para realização física, é adotado o valor inteiro mais próximo, portanto, o número de fios em paralelo a ser utilizado são dois fios.

Para verificar a possibilidade física da construção do elemento magnético verifica-se se o valor do fator de utilização do elemento, obtido através da equação (8.9), é menor do que o máximo aceitável pela especificação na Tabela 19.

$$K_{u_{Lf}} = \frac{2 \cdot 90 \cdot 0,0050}{1,57} = 0,573$$

Logo, como $K_{u_{Lf}} = 0,573$, é comprovado que o indutor Lf é realizável. Na Tabela 22 estão presentes os dados para construção física do indutor Lf .

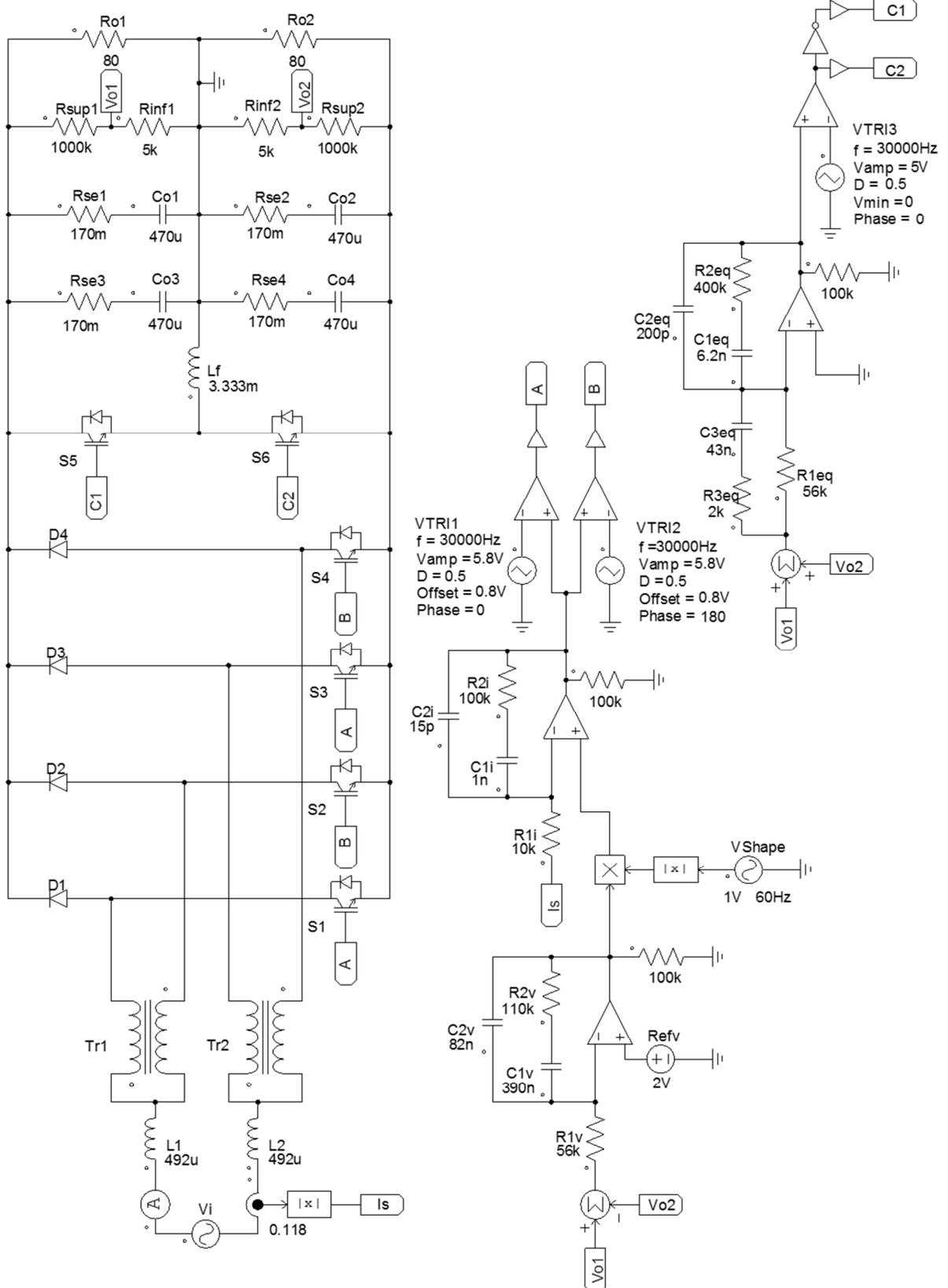
Tabela 22 – Resumo do projeto físico do indutor Lf .

Parâmetro	Valor
Núcleo utilizado	<i>NEE – 42/21/20</i>
Número de espiras	<i>90 espiras</i>
Fio utilizado	<i>AWG 21</i>
Número de fios em paralelo	<i>2 fios em paralelo</i>

Fonte: próprio autor.

APÊNDICE D – CIRCUITO DE SIMULAÇÃO COM CARGAS RESISTIVAS

Figura 92 – Circuito de simulação com carga resistiva.



Fonte: próprio autor.