



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

JOSÉ AILTON L. BARBOZA JÚNIOR

**CONVERSOR CA-CC DUPLO BOOST COM PFC E CONEXÃO
SÉRIE/PARALELO NA ENTRADA PARA SISTEMAS
ININTERRUPTOS DE ENERGIA**

FORTALEZA

2012

JOSÉ AILTON L. BARBOZA JÚNIOR

**CONVERSOR CA-CC DUPLO BOOST COM PFC E CONEXÃO
SÉRIE/PARALELO NA ENTRADA PARA SISTEMAS
ININTERRUPTOS DE ENERGIA**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração Eletrônica de Potência e Acionamentos.

Orientador:

Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé

FORTALEZA

2012

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

-
- B214c Barboza Júnior, José Ailton L.
Conversor CC-CA duplo boost com PFC e conexão série/paralelo na entrada para sistemas ininterruptos de energia / José Ailton L. Barboza Júnior. – 2013.
121 f. : il. color., enc. ; 30 cm.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2013.
Área de Concentração: Sistemas Ininterruptos de Energia.
Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.
1. Engenharia elétrica. 2. Conversores. 3. Fator de potência. I. Título.

JOSÉ AILTON L. BARBOZA JÚNIOR

**CONVERSOR CA-CC DUPLO BOOST COM PFC E CONEXÃO
SÉRIE/PARALELO NA ENTRADA PARA SISTEMAS
ININTERRUPTOS DE ENERGIA**

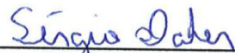
Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamentos, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.

Aprovada em: 13/12/2012.

BANCA EXAMINADORA



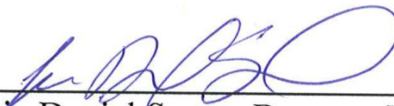
Prof. René Pastor Torrico Bascopé, Dr.



Prof. Sérgio Daher, Dr.-Ing



Prof. Cícero Marcos Tavares Cruz, Dr.



Prof. Luiz Daniel Santos Bezerra, Msc.

Todos os dias um novo desafio a ser superado.
(Ailton Jr)

Aos meus pais Ailton e Airla,
Aos meus avós Melquíades† e Dulce†, Zezinho† e Olívia†,
Ao meu Irmão Felipe,
A todos da minha família,
Eu dedico este trabalho.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais Ailton e Airla, pela árdua tarefa de educar e me fazer compreender que a minha maior riqueza é o conhecimento.

Ao meu irmão Felipe Moreira por estar disponível sempre que solicitado.

A minha família, por confiarem e acreditarem no meu potencial. Em especial: Angelita, Aldy, Aurineide, Arivaldo, Anésio, Airton, Jacira, Jane, Jandira, Genilda, Paulo, Josias, Karine, Karoline, Mirza, Amanda, Waldemar, Valmir Filho, Jorge Leite, Jean, João Paulo Leite e Lucas.

Aos órgãos governamentais FUNCAP (Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico) e CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) pela contribuição e apoio financeiro com as bolsas de pesquisa.

Ao LCE (Laboratório de Condicionadores de Energia) pela disponibilidade de equipamentos para a realização deste trabalho.

Ao GPEC (Grupo de Processamento de Energia e Controle) por disponibilizar os equipamentos para a realização desta pesquisa.

Ao professor René Pastor pela confiança em mim depositada, dispor sua experiência e conhecimento, sempre que necessário durante essa minha trajetória de estudo, além de sua amizade e atenção.

Ao professor Reinaldo Imbiriba pelo apoio, amizade e disponibilidade e dividir conhecimentos diversos na área da eletrônica.

Aos meus amigos Antonio Barbosa e Dalton Honório pela amizade e companheirismo nos momentos mais difíceis.

Aos meus amigos e colegas, Bruno Almeida, Derivan Marley, Eldin Miranda, Francisco Júnior, Pedro Henrique, Wellington Silva, Marcos Nascimento, Juliano de Oliveira, Ronny Cacao, Venicio Soares, Juarez Camurça, David Erel, Lisonildo e Cimário.

Aos amigos de graduação em especial: Hallyson Moura e Victor Jucá pelo apoio, confiança e troca de conhecimento durante o curso.

A todas as pessoas que por motivo de esquecimento não foram citadas anteriormente, deixo neste espaço minhas sinceras desculpas.

Ailton, J. “Conversor CA-CC Duplo Boost com PFC e Conexão Série/Paralelo na Entrada para Sistemas Ininterruptos de Energia”, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2011, 145p.

O presente trabalho trata do estudo de um conversor CA-CC duplo *boost* com correção de fator de potência e recurso para operar com dois valores de tensão de entrada. O mesmo é aplicável a sistemas ininterruptos de energia do tipo dupla conversão ou *on-line* com características de tensão de entrada *bivolt* (110 Vca e 220 Vca) e desta maneira é descartada a utilização de um autotransformador com seletor de tensão. O conversor em estudo é composto por dois conversores CA-CC *boost* clássicos, em que, para uma tensão de entrada de 110 Vca as entradas são conectadas em paralelo e para uma tensão de entrada de 220 Vca as entradas são conectadas em série. A ideia é fazer com que se tenha uma divisão equilibrada na entrada de cada conversor quando a tensão da rede elétrica for 220 Vca. Assim cada conversor *boost* clássico recebe metade da tensão total de alimentação do conversor proposto. A estratégia de controle é baseada no controle por modo corrente média aplicada a ambos os conversores para proporcionar a correção do fator de potência e a regulação da tensão de saída. Para verificar o estudo teórico foi desenvolvido o projeto do circuito de potência e controle validando através de resultados de simulação e experimentais para um protótipo de 2,4 kW. Para a conexão paralelo e série das entradas, os resultados obtidos foram satisfatórios e o conversor operou adequadamente.

Palavras-chave: Dupla Conversão, Conversor CA-CC Duplo *Boost*, Conversor com Correção do Fator de Potência.

Ailton, J. “A Double Boost Converter with PFC and Series/Parallel Input Connection for Uninterrupted Power System”, Federal University of Ceará – UFC, 2012, 145p.

This work presents a study of a Double Boost AC-DC Converter with power factor correction and dual input voltage operation capability via a selector switch. Such converter can be applied to on-line uninterruptible power supplies with dual voltage input characteristics, this way avoiding the usage of a low frequency autotransformer. The studied structure is composed by two AC-DC classical boost converters, in which for input voltage of 110 Vac both its inputs are connected in parallel, and, for 220 Vac, they are connected in series. The control strategy is based in the average current mode control applied to both converters, in order to provide the power factor correction and output voltage regulation. Simulation and experimental results for 2.4 kW are presented, and so are validate the theoretical study and design. Connecting the inputs in parallel and series, the results were satisfactory and the converter operated properly.

Keywords: Double Conversion, Double Boost AC-DC Converter, Power Factor Correction Converter.

SUMÁRIO

SUMÁRIO.....	x
LISTA DE ILUSTRAÇÕES	xiv
LISTA DE TABELAS	xvii
SIMBOLOGIA, ACRÔNIMOS E ABREVIATURAS.....	xviii
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1	4
1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA, MOTIVAÇÕES	4
1.1. Introdução	4
1.2. Nobreak Dupla Conversão.....	6
1.3. Associação de Conversores Estáticos	7
1.4. Topologias de Nobreaks Dupla Conversão com Entrada Universal.....	8
1.4.1. Nobreak Dupla Conversão Baseado no Conversor CA-CC Boost Clássico e Inversor Ponte Completa.....	8
1.4.2. Nobreak Dupla Conversão Baseado no Conversor CA-CC Boost Série e Inversor Meia Ponte	9
1.4.3. Nobreak Dupla Conversão Baseado no Conversor CA-CC Boost Sem Ponte e Inversor Ponte Completa.....	10
1.4.4. Nobreak Dupla Conversão Baseado no Conversor CA-CC Boost de Três Níveis Modificado e Inversor Ponte Completa	11
1.5. Topologias de Nobreaks Dupla Conversão com Entrada <i>Bivolt</i> Utilizando Autotransformador.....	11
1.5.1. Nobreak Dupla Conversão Baseado no Conversor CA-CC Boost Clássico e Inversor Ponte Completa.....	12
1.5.2. Nobreak Dupla Conversão Baseado no Conversor CA-CC sem Ponte e Inversor Ponte Completa	13
1.5.3. Nobreak Dupla Conversão Baseado no Conversor CA-CC Três Níveis Modificado e Inversor Ponte Completa	13

1.5.4. Nobreak Dupla Conversão Baseado no Conversor CA-CC de Três Níveis e Inversor Meia Ponte	14
1.5.5. Nobreak Dupla Conversão Baseado no Conversor CA-CC de Dois Níveis e Inversor Meia Ponte	15
1.6. Topologias de Nobreaks Dupla Conversão com Conversores Associados em Série/Paralelo	15
1.6.1. Nobreak Dupla Conversão com Associação de Conversores do Item 1.5.1	16
1.7. Conversor Proposto.....	16
1.7.1. Topologia com Estratégia de Controle Independente.....	17
1.8. Especificações do Conversor Proposto.....	17
1.9. Considerações Finais	18
CAPÍTULO 2	19
2 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR PROPOSTO	19
2.1. Introdução	19
2.2. Topologia do Conversor Proposto	19
2.3. Análise Qualitativa	20
2.3.1. Princípio de Operação para a Conexão em Paralelo na Entrada	20
2.3.2. Princípio de Operação para a Conexão em Série na Entrada	22
2.4. Análise Quantitativa	23
2.4.1. Ganho Estático.....	24
2.4.2. Variação da Razão Cíclica.....	24
2.4.3. Indutor de Armazenamento de Energia.....	25
2.4.4. Esforços de Tensão e Corrente no Interruptor.....	26
2.4.5. Esforços de Tensão e Corrente no Diodo de Transferência	27
2.4.6. Capacitor Filtro de Saída	27
2.5. Descrição do Sistema de Controle	28
2.6. Modelo Dinâmico do Conversor.....	31

2.6.1. Função de Transferência da Corrente no Indutor.....	34
2.6.2. Função de Transferência da Tensão de Saída	36
2.6.3. Malha de Feedforward	37
2.7. Considerações Finais	38
CAPÍTULO 3	39
3 METODOLOGIA E PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO	39
3.1. Introdução	39
3.2. Especificações e Considerações.....	39
3.3. Parâmetros Assumidos.....	40
3.4. Dimensionamento dos Componentes.....	41
3.4.1. Dimensionamento da Ponte Retificadora	41
3.4.2. Dimensionamento do Indutor de Armazenamento de Energia.....	42
3.4.3. Dimensionamento do Interruptor.....	45
3.4.4. Dimensionamento do Diodo de Transferência	46
3.4.5. Dimensionamento do Capacitor Filtro de Saída.....	47
3.4.6. Dimensionamento do Sensor de Corrente no Indutor	49
3.4.7. Dimensionamento do Circuito Sensor de Tensão.....	50
3.5. PROJETO DA TÉCNICA DE CONTROLE.....	51
3.5.1. Dimensionamento do Filtro de Feedforward.....	51
3.5.2. Malha de Corrente	52
3.5.3. Malha de Tensão.....	56
3.6. Comparação entre os Valores Numéricos e os Simulados	59
3.7. Considerações Finais	60
CAPÍTULO 4	61
4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	61
4.1. Introdução	61

4.2.	Resultados de Simulação de um Único Conversor <i>Boost</i>	62
4.3.	Resultados Experimentais de um Único conversor <i>boost</i>	65
4.4.	Resultados de Simulação para a Conexão Paralelo na Entrada	66
4.4.1.	Conexão Paralelo na Entrada e Cargas Balanceadas.....	67
4.4.2.	Conexão Paralelo na Entrada e Cargas Não Balanceadas	69
4.5.	Resultados Experimentais para a Conexão Paralelo na Entrada.....	71
4.6.	Resultados de Simulação para a Conexão Série na Entrada.....	73
4.6.1.	Conexão Série na Entrada e Cargas Balanceadas.....	73
4.6.2.	Conexão Série na Entrada e Cargas Não Balanceadas	75
4.7.	Resultados de Simulação para a Conexão Série na Entrada (Controle Digital)	78
4.8.	Considerações finais	80
	CONCLUSÃO GERAL E RECOMENDAÇÕES	82
	TRABALHOS FUTUROS	83
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	84
	APÊNDICE 1	87
	CIRCUITO UTILIZADO NA SIMULAÇÃO COM CONTROLE ANALÓGICO.....	87
	APÊNDICE 2	90
	ESQUEMÁTICO DA PLACA DE CONTROLE ANALÓGICO	90
	APÊNDICE 3	94
	ESQUEMÁTICO DA PLACA DE POTÊNCIA	94
	APÊNDICE 4	96
	CIRCUITO UTILIZADO NA SIMULAÇÃO COM CONTROLE DIGITAL	96
	APÊNDICE 5	98
	CÓDIGO FONTE DA TÉCNICA DE CONTROLE DIGITAL.....	98

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Diagrama de blocos dos tipos de nobreaks: a) <i>standby</i> , b) linha interativa, c) dupla conversão.	4
Figura 1.2 – Nobreak de dupla conversão.	6
Figura 1.3 – Associação de conversores estáticos.	7
Figura 1.4 – Nobreak baseado no conversor <i>boost</i> clássico e inversor ponte completa.	8
Figura 1.5 – Nobreak baseado no conversor <i>boost</i> série e inversor meia ponte.	9
Figura 1.6 – Nobreak baseado no conversor <i>boost</i> sem ponte e inversor ponte completa.	10
Figura 1.7 – Nobreak baseado no conversor <i>boost</i> de três níveis e inversor ponte completa. .	11
Figura 1.8 – Nobreak baseado no conversor <i>boost</i> e inversor ponte completa.	12
Figura 1.9 – Nobreak baseado no conversor <i>boost</i> sem ponte e inversor ponte completa.	13
Figura 1.10 – Nobreak baseado no conversor <i>boost</i> três níveis modificado e inversor ponte completa.	14
Figura 1.11 – Nobreak baseado no conversor <i>boost</i> de três níveis e inversor meia ponte.	14
Figura 1.12 – Nobreak baseado no conversor <i>boost</i> de dois níveis e inversor meia ponte.	15
Figura 1.13 – Nobreak com associação de conversores do item 1.5.1.	16
Figura 1.14 – Conversor CA-CC duplo <i>boost</i> com estratégia de controle independente.	17
Figura 2.1 – Conversor proposto em operação equilibrada.	20
Figura 2.2 – Circuito equivalente com as entradas conectadas em paralelo.	20
Figura 2.3 – Circuito equivalente com as entradas conectadas em série.	22
Figura 2.4 – Variação da razão cíclica em função do ângulo elétrico θ	25
Figura 2.5 – Correntes no indutor, interruptor e diodo.	25
Figura 2.6 – Tempo de <i>hold-up</i>	27
Figura 2.7 – Diagrama de blocos utilizando o circuito integrado UC3854BN.	29
Figura 2.8 – Diagrama de blocos da técnica de controle aplicada ao conversor.	30
Figura 2.9 – Modelo da chave PWM.	32
Figura 2.10 – Modelos CC e CA da chave PWM.	33
Figura 2.11 – Modelos CC e CA da Chave PWM aplicados ao conversor <i>boost</i>	33
Figura 2.12 – Diagrama de blocos do controle por corrente média.	35
Figura 2.13 – Diagrama de blocos da malha de tensão.	36
Figura 2.14 – Filtro passa-baixa da malha de <i>feedforward</i>	38
Figura 3.1 – Conversor <i>boost</i> clássico.	39

Figura 3.2 – Ponte retificadora GSIB2580.	42
Figura 3.3 – Núcleo NEE-65/33/26.	43
Figura 3.4 – Encapsulamento e pinagem do IGBT IRGP50B60PD.	45
Figura 3.5 – Encapsulamento e pinagem do diodo 30ETH06.	47
Figura 3.6 – Encapsulamento e referência do catálogo do capacitor adotado.	48
Figura 3.7 – Sensor de corrente de efeito <i>Hall</i> ACS756.	49
Figura 3.8 – Circuito condicionador do sensor de corrente.	49
Figura 3.9 – Circuito sensor de tensão.	50
Figura 3.10 – Diagrama de Bode da $FTLA_{sci}(s)$; (a) ganho, (b) fase.	53
Figura 3.11 – Compensador PI com filtro adotado para a malha de corrente.	54
Figura 3.12 – Diagrama de Bode da $FTLA_{ci}(s)$; (a) ganho, (b) fase.	55
Figura 3.13 – Diagrama de Bode da $FTLA_{scv}(s)$; (a) ganho, (b) fase.	56
Figura 3.14 – Compensador PI com filtro adotado para a malha de tensão.	57
Figura 3.15 – Diagrama de Bode da $FTLA_{cv}(s)$; (a) ganho, (b) fase.	58
Figura 4.1 – Visão 3D do protótipo desenvolvido.	61
Figura 4.2 – Tensão e corrente de entrada.	62
Figura 4.3 – Tensão retificada e corrente no indutor L_1	62
Figura 4.4 – Detalhe da ondulação na corrente do indutor L_1	63
Figura 4.5 – Tensão na carga R_L	63
Figura 4.6 – Tensão de gatilho, controle e triangular.	64
Figura 4.7 – Degrau de carga.	64
Figura 4.8 – Tensão e corrente na entrada do conversor <i>boost</i>	65
Figura 4.9 – Tensão e corrente no indutor L_1	65
Figura 4.10 – Tensão e corrente de saída.	66
Figura 4.11 – Curva de rendimento do conversor <i>boost</i>	66
Figura 4.12 – Tensão e corrente na entrada do conversor duplo <i>boost</i>	67
Figura 4.13 – Tensões retificadas e correntes através dos indutores L_1 e L_2	67
Figura 4.14 – Tensões de saída V_{01} e V_{02}	68
Figura 4.15 – Tensões de gatilho, controle e triangular do conversor: a) superior e b) inferior.	68
Figura 4.16 – Tensão e corrente na entrada do conversor duplo <i>boost</i>	69
Figura 4.17 – Tensões retificadas e correntes através dos indutores L_1 e L_2	70
Figura 4.18 – Tensões de saída V_{01} e V_{02}	70
Figura 4.19 – Tensões de controle e triangular dos conversores.	71

Figura 4.20 – Tensões e correntes na entrada do conversor duplo <i>boost</i> .	71
Figura 4.21 – Tensões nos interruptores e correntes nos indutores do conversor duplo <i>boost</i> .	72
Figura 4.22 – Tensões e correntes nas cargas R_{L1} e R_{L2} do conversor duplo <i>boost</i> .	72
Figura 4.23 – Tensão e corrente na entrada do conversor duplo <i>boost</i> .	73
Figura 4.24 – Tensões retificadas e correntes através dos indutores L_1 e L_2 .	74
Figura 4.25 – Tensões de saída V_{01} e V_{02} .	74
Figura 4.26 – Tensões de gatilho, controle e dente de serra do conversor superior.	75
Figura 4.27 – Tensões de gatilho, controle e dente de serra do conversor inferior.	75
Figura 4.28 – Tensão e corrente na entrada do conversor duplo <i>boost</i> .	76
Figura 4.29 – Tensões retificadas e correntes através dos indutores L_1 e L_2 .	76
Figura 4.30 – Tensões de saída V_{01} e V_{02} .	77
Figura 4.31 – Tensões de gatilho, controle e dente de serra do conversor superior.	77
Figura 4.32 – Tensões de gatilho, controle e dente de serra do conversor inferior.	78
Figura 4.33 – Tensão e corrente na entrada do conversor duplo <i>boost</i> .	79
Figura 4.34 – Tensão e corrente na entrada do conversor duplo <i>boost</i> .	79
Figura 4.35 – Tensões de saída V_{01} e V_{02} .	80

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Parâmetros de projeto utilizados no bloco de potência.	18
Tabela 2.1 – Descrição dos elementos da técnica de controle.....	35
Tabela 3.1 – Considerações do conversor duplo <i>boost</i> proposto.	40
Tabela 3.2 – Especificações do conversor <i>boost</i> clássico.	40
Tabela 3.3 – Especificações técnicas da ponte retificadora GSIB2580.	42
Tabela 3.4 – Parâmetros utilizados no dimensionamento do indutor.....	42
Tabela 3.5 – Parâmetros do núcleo adotado.	43
Tabela 3.6 – Especificações técnicas do IGBT IRGP50B60PD.	46
Tabela 3.7 – Especificações técnicas do diodo 30ETH06.....	47
Tabela 3.8 – Especificações técnicas do capacitor 470uF/250V (Epcos).	48
Tabela 3.9 – Especificações técnicas do amplificador operacional TL074.....	50
Tabela 3.10 – Parâmetros assumidos no projeto da malha de <i>feedforward</i>	51
Tabela 3.11 – Parâmetros assumidos no projeto da malha de corrente.....	52
Tabela 3.12 – Parâmetros assumidos no projeto da malha de tensão.....	57
Tabela 3.13 – Comparação entre os valores calculados e simulados.....	59

SIMBOLOGIA, ACRÔNIMOS E ABREVIATURAS

Simbologia	Descrição	Unidade
A_+	Área positiva volt-segundo da tensão sobre o indutor L.	Vxs
A_-	Área negativa volt-segundo da tensão sobre o indutor L.	Vxs
A_e	Seção transversal do núcleo NEE-65/33/26.	cm ²
A_p	Produto de áreas do núcleo $A_e A_w$.	cm ⁴
A_w	Área da janela do núcleo NEE-65/33/26.	cm ²
B_{max}	Máxima densidade de fluxo magnético.	T
C_0	Capacitor filtro de saída.	F
C_{eq}	Capacitor filtro de saída equivalente.	F
$C_i(s)$	Controlador PI modificado (Tipo 2) para configuração inversora, correspondente à malha de corrente.	-
$C_v(s)$	Controlador PI modificado (Tipo 2) para configuração não inversora, correspondente ao laço de tensão.	-
D	Razão cíclica	-
D'	Razão cíclica complementar	-
D_{max}	Razão cíclica máxima	-
D_{min}	Razão cíclica mínima	-
\hat{d}	Perturbação da razão cíclica	-
D_1 - D_4	Diodos retificadores de entrada.	-
d_{max}	Diâmetro máximo do fio do indutor L.	cm
F	Fator de espalhamento do indutor L.	-
f_{ci}	Frequência de cruzamento da malha de corrente.	Hz
f_{cv}	Frequência de cruzamento da malha de tensão.	Hz
$F_m(s)$	Modulador SPWM, que gera os sinais de gatilho.	-
$FTLA_{ci}(s)$	Função de transferência de malha aberta com controlador (corrente).	-
$FTLA_{cv}(s)$	Função de transferência de malha aberta com controlador (tensão).	-
$FTLA_{sci}(s)$	Função de transferência de malha aberta sem controlador (corrente).	-
$FTLA_{scv}(s)$	Função de transferência de malha aberta sem controlador (tensão).	-
$H_e(s)$	Função de transferência matemática para testar a robustez da malha de corrente.	-
$H_i(s)$	Função de transferência do sensor de efeito hall de amostragem de corrente de saída do conversor cc-ca.	-
$H_v(s)$	Função de transferência do amplificador diferencial de amostragem da tensão de saída do conversor cc-ca.	-
I_a	Corrente através do terminal a	A
\hat{i}_a	Corrente de pequeno sinal através do terminal a	A
I_c	Corrente através do terminal c	A
\hat{i}_c	Corrente de pequeno sinal através do terminal c	A
I_{efCo}	Corrente eficaz através do capacitor filtro C_0 .	A
I_{efD}	Corrente eficaz através do diodo D_1 .	A
I_{efLb}	Corrente eficaz através do indutor boost L_b .	A
$I_{efS'}$	Corrente eficaz através do interruptor S_1 .	A

Simbologia	Descrição	Unidade
I_L	Corrente através do indutor boost L.	A
I_{Lpkmax}	Corrente máxima através do indutor boost L.	A
I_{Dmed}	Corrente média através do diodo D_1	A
I_{Lmed}	Corrente média através do indutor boost L.	A
I_{Lmin}	Corrente mínima através do indutor boost L.	A
j	Número imaginário.	-
J_{max}	Densidade máxima de corrente	A/cm ²
K_u	Fator de possibilidade de execução física do indutor L.	-
K_u	Fator de possibilidade de execução física do indutor L.	-
N_{Lb}	Número de espiras do indutor L.	-
L	Indutor boost do conversor ca-cc.	H
l_g	Entreferro do núcleo do indutor L.	cm
M_{fi}	Margem de fase desejada (controlador malha de corrente).	-
M_{fv}	Margem de fase desejada (controlador malha de tensão).	-
N_{esp}	Número de espiras L.	Espiras
N_{fp}	Número de fios em paralelo L.	-
R_{Co}	Resistência interna série do C_o .	Ω
r_e	Resistência que depende da resistência série do capacitor e da carga	Ω
S_1	Interruptor do conversor ca-cc.	-
S_{Cu}	Seção de cobre do fio do indutor L.	cm ²
V_{ap}	Tensão entre os terminais ativo e passivo.	V
\hat{v}_{ap}	Tensão de pequeno sinal entre os terminais ativo e passivo.	V
V_{cp}	Tensão entre os terminais comum e passivo.	V
\hat{v}_{cp}	Tensão de pequeno sinal entre os terminais ativo e passivo.	V
V_C	Tensão de controle.	V
V_{CC}	Tensão do barramento cc.	V
V_{D1}	Tensão sobre o diodo D.	V
$V_{gatilho}$	Tensão de gatilho (gate-source), acionamento interruptores.	V
V_0	Tensão de saída.	V

Abreviatura	Significado
ACMC	Controle por Corrente Média (<i>Average Current Mode Control</i>)
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CFP	Correção de Fator de Potência (<i>Power Factor Correction</i>)
CI	Circuito Integrado
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
EMI	Interferência Eletromagnética
MCC	Modo de Condução Contínua
PCB	Placa de Circuito Impresso (<i>Printed Circuit Board</i>)
PI	Proporcional Integral
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
THD	Distorção Harmônica Total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
UPS	Fonte Ininterrupta de Energia (<i>Uninterruptible Power Systems</i>)

INTRODUÇÃO GERAL

Nos dias de hoje, é grande a busca por conversores com elevado rendimento, alta confiabilidade e baixo custo. Com a necessidade de processamento de elevados níveis de potência, algumas soluções são adotadas e dentre elas pode-se citar: a utilização de um único conversor com semicondutores que atendam os requisitos exigidos pelo projeto, fazer a conexão série/paralelo dos componentes semicondutores ou dos próprios conversores dependendo das características da carga a ser alimentada.

A conexão em série dos componentes semicondutores tem como dificuldade o equilíbrio estático e dinâmico da tensão sobre os mesmos. Uma solução para o problema do desequilíbrio estático é a inserção de resistores com elevada resistência em paralelo com cada interruptor. Já o problema do desequilíbrio dinâmico que se deve ao fato de os interruptores não comutarem ao mesmo tempo, diferença nos sinais de controle e/ou tempo de atraso na entrada em condução e no bloqueio. O problema dinâmico é minimizado com circuitos de controle capazes de compensar os tempos de atraso durante as comutações [1].

Na conexão em paralelo dos componentes semicondutores também ocorre o problema de desequilíbrio estático e dinâmico da corrente através dos mesmos. O ponto crítico se dá com o desequilíbrio dinâmico das correntes durante as comutações, pois o interruptor que entrar em condução primeiro conduzirá a maior corrente.

A conexão de conversores em série ou em paralelo divide os esforços de tensão e corrente nos semicondutores, porém muitos cuidados devem ser tomados [1].

Os conversores podem ser associados na entrada ou na saída, dependendo dos níveis de tensão e corrente na entrada e/ou saída. A conexão em série na entrada dos conversores possibilita a utilização de interruptores com baixos níveis de tensão que apresentam melhores características em relação a perdas. Já a conexão em paralelo possibilita a distribuição de corrente através dos semicondutores, reduzindo os valores eficazes e como consequência as perdas por condução.

Atualmente os pré-reguladores estão substituindo os retificadores convencionais a diodo e/ou tiristores na alimentação de conversores CC-CC e/ou inversores, minimizando desta maneira a injeção de harmônicas na corrente da rede elétrica 60 Hz [1]. Por este fato, é importante o estudo dos circuitos pré-reguladores de tensão com correção do fator de potência.

O suprimento de energia elétrica pode sofrer perturbações que a desviem significativamente de sua condição ideal. Surtos, perda momentânea e oscilações transitórias de tensão são algumas destas perturbações. Estas interrupções são inadmissíveis em algumas aplicações consideradas críticas, como por exemplo, nos sistemas de emergência hospitalar, nos sistemas de processamento de dados, em sistemas de supervisão industrial e de telecomunicações [2]. Por este motivo estudam-se sistemas ininterruptos de energia que são conhecidos comercialmente no Brasil com o nome de “nobreaks”.

A seguir é feita uma descrição dos capítulos com o intuito de facilitar a compreensão do trabalho.

No capítulo 1 tem-se uma revisão bibliográfica e descrição de algumas topologias de nobreaks. Para estas topologias são apresentadas as características, vantagens e desvantagens que são importantes na hora de escolher a mais adequada para a aplicação. Após a análise destas topologias de nobreaks, é proposto o conversor estudado neste trabalho. O conversor proposto trata-se de um conversor CA-CC duplo *boost* com características de correção do fator de potência.

Uma vez escolhido o conversor para estudo, no capítulo 2 foi feita a análise qualitativa e quantitativa do mesmo. O conversor CA-CC duplo *boost* é usado para substituir o autotransformador na entrada do nobreak que é responsável pela adaptação do nível de tensão na entrada. Para o nobreak com tensão nominal de 220 Vca, o autotransformador presente na entrada é utilizado apenas quando a tensão de entrada for de 110 Vca. Também é apresentado o equacionamento para os componentes do circuito de potência do conversor adotado juntamente com a análise simplificada da técnica de controle utilizada.

Na sequência, no capítulo 3 é apresentado as especificações, considerações e a metodologia de projeto para o dimensionamento dos componentes do conversor proposto. O dimensionamento dos componentes magnéticos, interruptores, diodos e capacitores do barramento CC são necessários para facilitar a simulação em um software adequado e a implementação prática em laboratório. Também foi feito o projeto do circuito de controle e o mesmo é baseado na técnica de controle por corrente média.

Já o capítulo 4 contém os resultados de simulação e experimentais utilizados para a validação do conversor proposto. As formas de onda do conversor proposto e de cada conversor *boost* clássico que compõe o mesmo são apresentadas.

Ao fim do trabalho, descreve-se a conclusão geral acerca do estudo desenvolvido, juntamente com as sugestões para desenvolvimentos e/ou melhorias em trabalhos utilizando este tipo de projeto.

CAPÍTULO 1

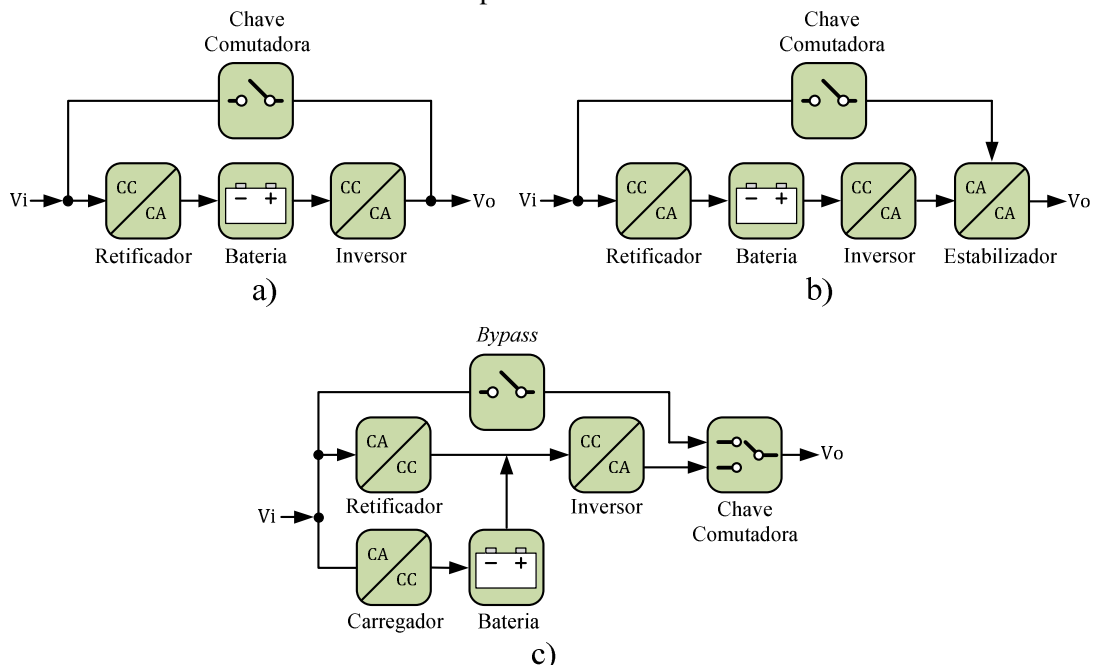
1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA, MOTIVAÇÕES

1.1. Introdução

Os sistemas ininterruptos de energia, denominados no Brasil de nobreaks e na língua inglesa de UPS (*Uninterruptible Power Systems*), são responsáveis por fornecerem energia de maneira confiável e sem interrupção por um tempo determinado limitado pela capacidade das baterias. Estes sistemas protegem cargas sensíveis em condições de falta, subtensão e sobretensão [3].

Segundo a norma brasileira NBR15014 e a norma IEC 62040-3, os nobreaks são classificados em três tipos: nobreak *standby* passivo, nobreak linha interativa e nobreak dupla conversão (também denominados de *on-line*) [4] e [5]. O diagrama de blocos dos tipos de nobreaks pode ser observado na Figura 1.1.

Figura 1.1 – Diagrama de blocos dos tipos de nobreaks: a) *standby* passivo; b) linha interativa; c) dupla conversão.



O nobreak tipo *standby* mostrado na Figura 1.1a), é geralmente utilizado em computadores pessoais. O mesmo possui dois modos de operação que normalmente são indicados por: modo rede e modo bateria.

Operando no modo rede, a carga fica dependente da rede elétrica e suas avarias como ruído (caso não exista filtro na entrada), sobretensão ou variação de frequência. Caso exista falha na rede elétrica, o sistema comuta para o modo bateria e o inversor alimenta a carga. Para este tipo de nobreak o inversor só é habilitado no modo bateria.

O nobreak tipo linha interativa mostrado na Figura 1.1b), é semelhante ao *standby* com a diferença que o mesmo possui um estabilizador para regular a tensão na carga. Os taps do transformador são ajustados de acordo com as variações da tensão na rede elétrica.

O nobreak dupla conversão mostrado no diagrama de blocos da Figura 1.1c), possui três modos de operação que normalmente são indicados por: modo rede, modo bateria e modo *bypass*. Denomina-se nobreak dupla conversão pelo fato de ocorrer transformação de tensão alternada em tensão contínua e posteriormente tensão contínua em tensão alternada.

Quando o nobreak se encontra no modo rede, a tensão alternada da rede elétrica é retificada usando um retificador em ponte completa a diodos e logo é filtrada usando um capacitor eletrolítico para posteriormente esta tensão contínua ser transformada novamente em tensão alternada usando um inversor antes de alimentar a carga. Neste modo de operação, as baterias são carregadas com energia advinda da rede elétrica.

Quando a rede elétrica se encontra fora da faixa de operação normal o nobreak entra no modo bateria; assim, o banco de baterias é conectado ao barramento CC e o mesmo alimenta o inversor que transforma a tensão contínua em tensão alternada entregando esta energia à carga.

No caso de algum conversor que compõe o nobreak apresentar defeito, o circuito supervisor habilitará o nobreak a operar no modo *bypass* e desta maneira a rede elétrica disponibilizada pela concessionária alimentará diretamente a carga. Outra opção é fazer isto manualmente através de uma chave seletora (se disponível).

O sistema supervisor é responsável por fazer o nobreak alternar entre os modos de operação existentes de acordo com o monitoramento das variáveis necessárias (tensão e corrente de entrada e/ou saída, tensão do barramento CC e etc). Quanto mais variáveis forem utilizadas no sistema supervisor do nobreak, mais caro será o sistema, por outro lado o mesmo irá oferecer uma maior proteção para a carga e para o próprio sistema.

Neste trabalho é dada ênfase aos nobreaks do tipo dupla conversão por apresentarem as características descritas a seguir [6]:

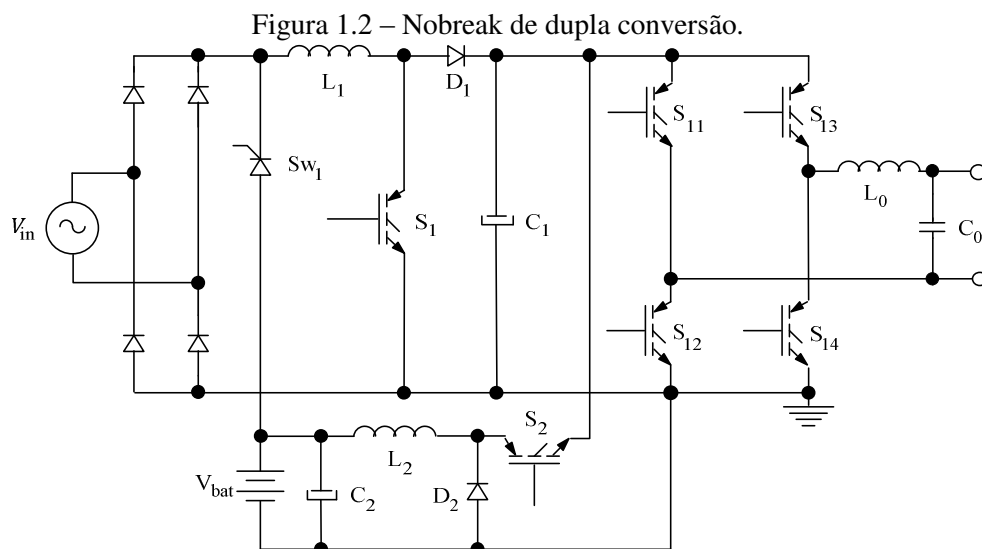
- Tensão de saída senoidal regulada com baixa distorção harmônica (THD) independente das alterações na tensão de entrada ou na carga, sendo esta linear ou não, simétrica ou assimétrica.
- Operação *on-line*, ou seja, tempo de transferência zero da operação na passagem do modo rede ao modo bateria.
- Alta confiabilidade.
- *Bypass* como uma fonte de alimentação redundante no caso de falha interna.
- Baixa interferência eletromagnética (EMI) e ruído acústico.

1.2. Nobreak Dupla Conversão

Os nobreaks dupla conversão surgiram na década de 70 e são compostos por um retificador, carregador de baterias, inversor, banco de baterias e uma chave de *bypass* [7]. Dependendo do modelo e fabricante o nobreak pode apresentar ou não o isolamento galvânico entre entrada e saída através de um transformador [6].

Os nobreaks não isolados possuem como vantagens o menor peso e volume, menor custo e maior rendimento, no entanto possuem a desvantagem de não serem isolados galvanicamente da rede, aumentando a probabilidade da carga receber interferências e consequentemente sofrer avarias [8].

Diversas topologias utilizadas em nobreak de dupla conversão são encontradas na literatura. Uma topologia bastante utilizada em nobreaks é observada na Figura 1.2.

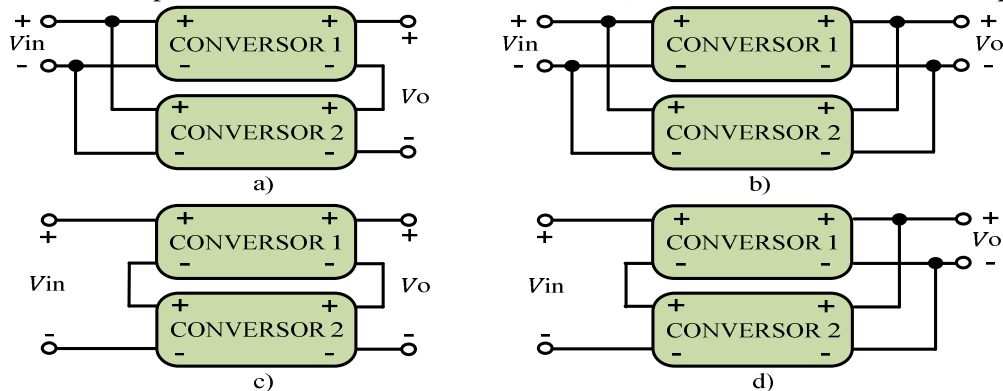


Este tipo de topologia utiliza o conversor CA-CC *boost* para geração da tensão do barramento CC que alimenta o conversor CC-CA (inversor). Além disto, o conversor CA-CC tem a opção de operar com correção do fator de potência (*Power Factor Correction – PFC*). Para fazer a conversão de tensão contínua em tensão alternada é utilizado um conversor CC-CA na configuração ponte completa (*full-bridge*) também denominado de inversor de tensão. Ao sistema também é agregado um circuito de carregamento das baterias utilizando o conversor *buck* apresentado na Figura 1.2.

1.3. Associação de Conversores Estáticos

Pode-se dividir os esforços de tensão ou corrente nos semicondutores fazendo a associação dos mesmos ou associando os próprios conversores. A simples associação de conversores não minimiza os problemas de desequilíbrio estático e dinâmico de tensão ou corrente da associação convencional de semicondutores. Deve-se deixar claro que esta técnica não é uma solução absoluta para o problema, pois depende de muitos fatores, tais como assimetria das impedâncias dos caminhos de circulação de corrente, acoplamento dos elementos magnéticos, diferenças dos sinais de controle, tipos de topologias, etc [1],[9],[33].

Figura 1.3 – Associação de conversores estáticos; a) entradas em paralelo e saídas em série; b) entradas e saídas em paralelo; c) entradas e saídas em série; d) entradas em série e saídas em paralelo.



A associação de conversores pode ser utilizada de acordo com a disponibilidade do fornecimento de energia da concessionária, das características dos conversores utilizados e parâmetros a serem fornecidos à carga. Se um sistema possui dois conversores, existem quatro possibilidades de conexão para os mesmos como indicado na Figura 1.3. Atualmente uma associação bastante utilizada é a que possui a entrada em paralelo e a saída em série utilizada em aplicações com alta tensão de saída.

Uma técnica estudada em algumas literaturas é a arquitetura modular que utiliza um conversor padrão e a associação de vários conversores padrão dependendo dos requisitos exigidos pela carga [9].

Ao se utilizar uma associação em série na entrada de um conversor, faz-se a redução da tensão nos interruptores, assim pode se utilizar semicondutores de baixo custo e boas características estáticas e dinâmicas [10].

1.4. Topologias de Nobreaks Dupla Conversão com Entrada Universal

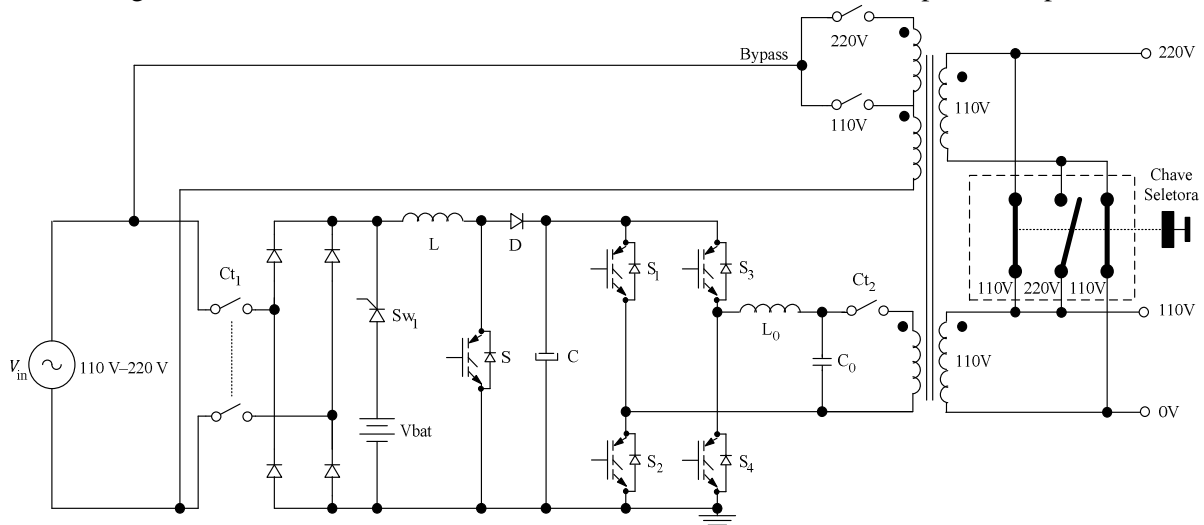
Neste item são apresentadas algumas topologias de nobreaks dupla conversão com entrada universal.

Para cada topologia é feita uma breve descrição das vantagens e desvantagens. Estas topologias podem ser interessantes para o processamento de baixa potência (<5 kVA), pois no caso da tensão de entrada ser mínima, as correntes eficazes envolvidas nos componentes são elevadas causando perdas por condução e como consequência o rendimento é baixo.

1.4.1. Nobreak Dupla Conversão Baseado no Conversor CA-CC Boost Clássico e Inversor Ponte Completa

A Figura 1.4 mostra uma topologia de nobreak baseada no conversor CA-CC *boost* clássico juntamente com um inversor na configuração ponte completa.

Figura 1.4 – Nobreak baseado no conversor *boost* clássico e inversor ponte completa.



Esta topologia tem como vantagens, a presença de dois conversores conhecidos que apresentam circuitos de controle consolidados na literatura e técnicas de *layout* que facilitam

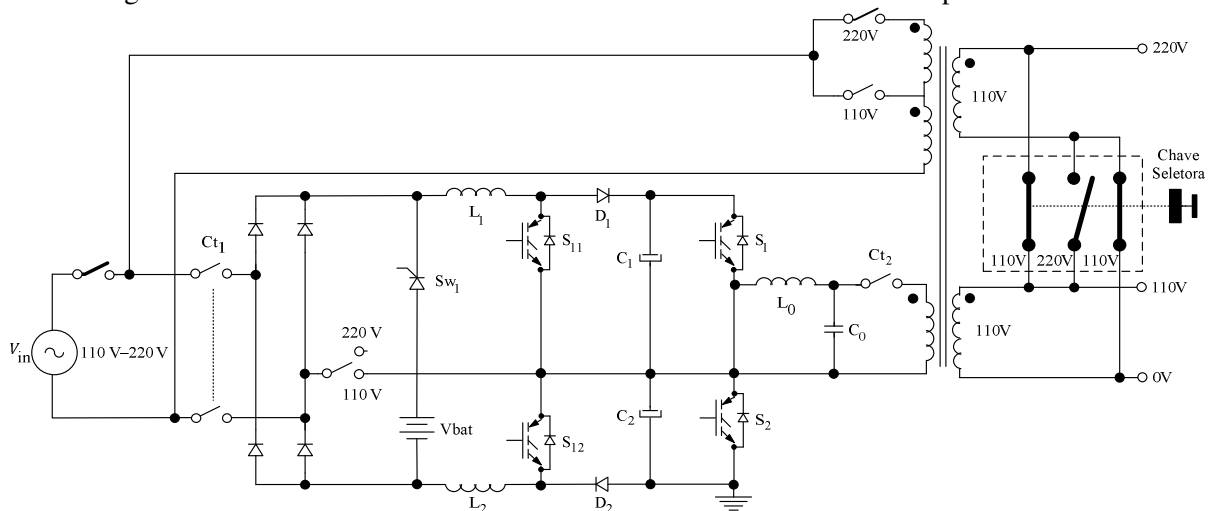
seu desenvolvimento. O conversor *boost* é capaz de realizar a CFP e elevar a tensão do banco de baterias. Uma desvantagem é em relação ao transformador que é volumoso devido à densidade de potência processada e o dimensionamento dos componentes de potência deve ser feito para o menor nível da tensão de entrada.

A presença de duas chaves *bypass* torna complexa a seleção da tensão de alimentação, existindo uma maior quantidade de cobre envolvida na construção do transformador, principalmente, no enrolamento de *bypass* pelo fato de o mesmo possuir dois valores de tensão (110/220 Vca).

1.4.2. Nobreak Dupla Conversão Baseado no Conversor CA-CC Boost Série e Inversor Meia Ponte

A Figura 1.5 mostra uma topologia de nobreak baseada no conversor CA-CC *boost* série e um inversor meia ponte. Esta topologia possui uma chave seletora junto à ponte retificadora de entrada que permite a redução das perdas por condução quando a tensão de entrada é mínima (110 Vca), pois, menos componentes são envolvidos na circulação de corrente pelo fato do braço direito da ponte de diodos permanecer polarizado reversamente, melhorando assim o rendimento do sistema.

Figura 1.5 – Nobreak baseado no conversor *boost* série e inversor meia ponte.



Esta topologia tem como vantagens, a redução das perdas por condução usando a chave seletora junto à ponte retificadora, uma menor quantidade de chaves controladas, o próprio conversor *boost* que permite a CFP em modo rede também é capaz de elevar a tensão das

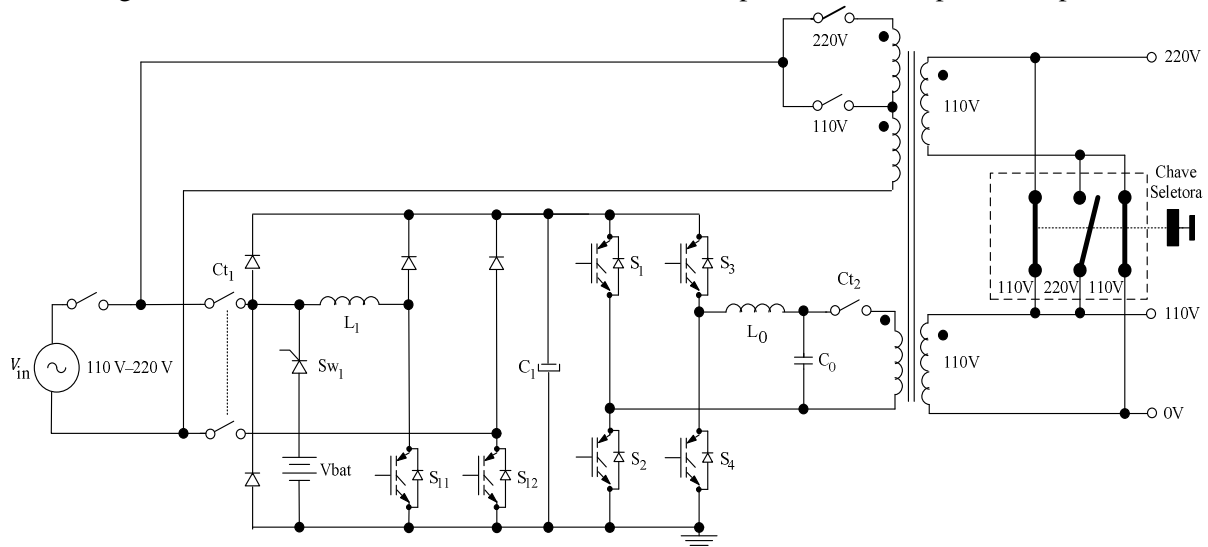
baterias. As desvantagens são a necessidade de um circuito de controle adicional para balancear a tensão sobre os capacitores conectados em série no barramento CC, o filtro de saída do inversor é projetado somente para a frequência de comutação dos transistores o qual eleva o peso e o volume do mesmo, apresenta uma complexidade adicional na seleção da chave de *bypass* e o transformador necessita de uma maior quantidade de cobre pela existência de dois níveis de tensão no enrolamento de *bypass*.

1.4.3. Nobreak Dupla Conversão Baseado no Conversor CA-CC Boost Sem Ponte e Inversor Ponte Completa

A topologia da Figura 1.6 é composta por um conversor CA-CC *boost* sem ponte retificadora a diodos associado a um inversor ponte completa.

Esta topologia tem como vantagens a redução das perdas por condução usando o conversor *boost* sem ponte retificadora e o conversor *boost* é capaz de elevar a tensão das baterias até o nível de tensão do barramento CC que alimenta o inversor. Em relação às desvantagens, têm-se que existe uma maior quantidade de chaves controladas, apresenta uma complexidade adicional na seleção da chave de *bypass* e o transformador necessita de uma maior quantidade de cobre pela existência de dois níveis de tensão no enrolamento de *bypass*.

Figura 1.6 – Nobreak baseado no conversor *boost* sem ponte e inversor ponte completa.

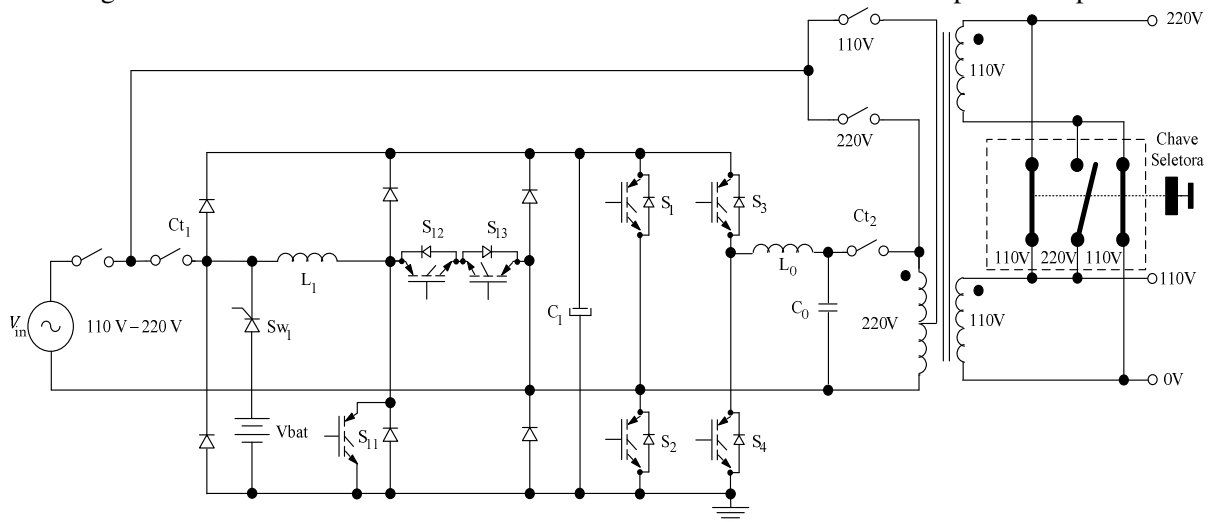


1.4.4. Nobreak Dupla Conversão Baseado no Conversor CA-CC Boost de Três Níveis Modificado e Inversor Ponte Completa

A arquitetura da Figura 1.7 é composta por um conversor CA-CC *boost* de três níveis modificado e um inversor ponte completa.

Esta topologia tem como vantagens a redução das perdas por condução usando o conversor *boost* de três níveis modificado, a presença de menos semicondutores no caminho de circulação de corrente, o conversor *boost* apresenta CFP, adaptações são feitas para elevar a tensão do banco de baterias e menos cobre é utilizado na construção do transformador comparado aos transformadores das topologias anteriores. As desvantagens são a necessidade de dimensionar os componentes para a tensão mínima de entrada (110 Vca) que acarreta uma maior circulação de corrente, uma maior quantidade de chaves controladas, a frequência da tensão de saída do inversor equivale à frequência da tensão de entrada, pois o braço direito do inversor opera com os sinais PWM de 60 Hz sincronizados com a frequência de entrada e apresenta uma complexidade adicional na seleção da chave de *bypass*.

Figura 1.7 – Nobreak baseado no conversor *boost* de três níveis e inversor ponte completa.



1.5. Topologias de Nobreaks Dupla Conversão com Entrada *Bivolt* Utilizando Autotransformador

Neste item são apresentadas arquiteturas de nobreaks dupla conversão com entrada *bivolt* (110 Vca e 220 Vca) graças à utilização de um autotransformador de baixa frequência com chave seletora. O autotransformador é útil somente quando a tensão de entrada da rede

elétrica é 110 Vca, para a tensão de entrada da rede de 220 Vca o mesmo é desnecessário. Em princípio todos os nobreaks operam com tensão eficaz de entrada de 220 Vca após o autotransformador com o intuito de reduzir a circulação de corrente eficaz através dos componentes implicando em um melhor rendimento do sistema.

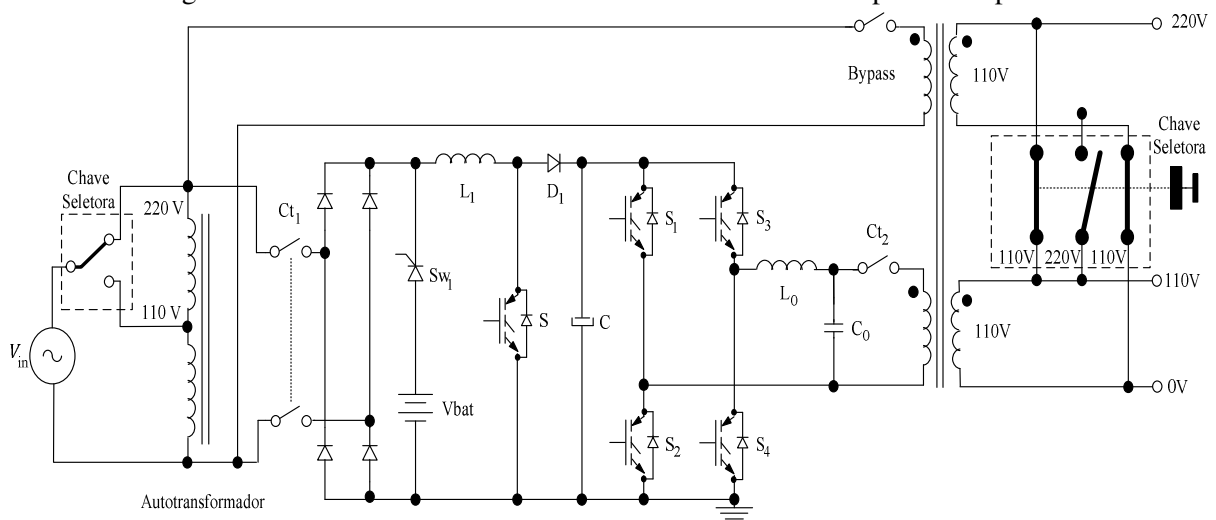
Para cada tipo de estrutura é apresentada uma breve descrição das vantagens e desvantagens.

1.5.1. Nobreak Dupla Conversão Baseado no Conversor CA-CC Boost Clássico e Inversor Ponte Completa

A topologia mostrada na Figura 1.8 difere da topologia mostrada na Figura 1.4. A diferença básica está na instalação de um autotransformador na entrada e a necessidade de somente uma chave de *bypass*.

As vantagens em relação à topologia com entrada universal quando opera com tensão de entrada da rede elétrica de 110 Vca são a redução da circulação de correntes eficazes pelo fato do conversor CA-CC ser alimentado com tensão de 220 Vca graças ao autotransformador e a redução da complexidade da chave *bypass*. Em relação às desvantagens destaca-se a inclusão do autotransformador na entrada do sistema aumentando o custo e a relação da densidade de potência kg/w.

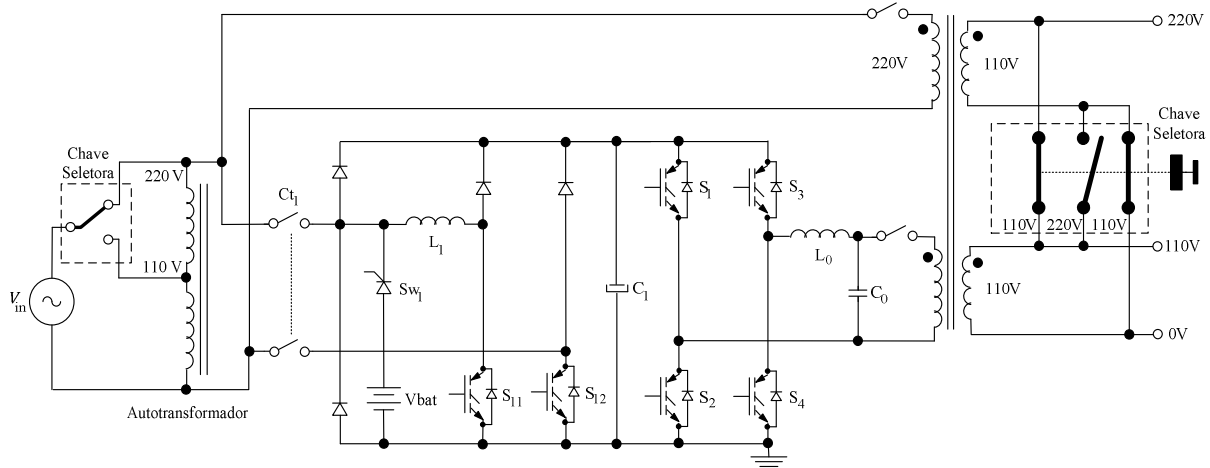
Figura 1.8 – Nobreak baseado no conversor *boost* e inversor ponte completa.



1.5.2. Nobreak Dupla Conversão Baseado no Conversor CA-CC sem Ponte e Inversor Ponte Completa

Em relação à topologia da Figura 1.8, como mostra a Figura 1.9 um autotransformador é adicionado na entrada. As vantagens são as mesmas já apresentadas para a topologia sem autotransformador pelo fato de que ocorre uma menor circulação de corrente eficaz através dos componentes devido à alimentação de 220 Vca garantida pelo autotransformador mesmo quando a tensão advinda da rede elétrica é 110 Vca e a complexidade da chave *bypass* é reduzida. Uma desvantagem importante é a elevada densidade devido à presença do autotransformador.

Figura 1.9 – Nobreak baseado no conversor *boost* sem ponte e inversor ponte completa.

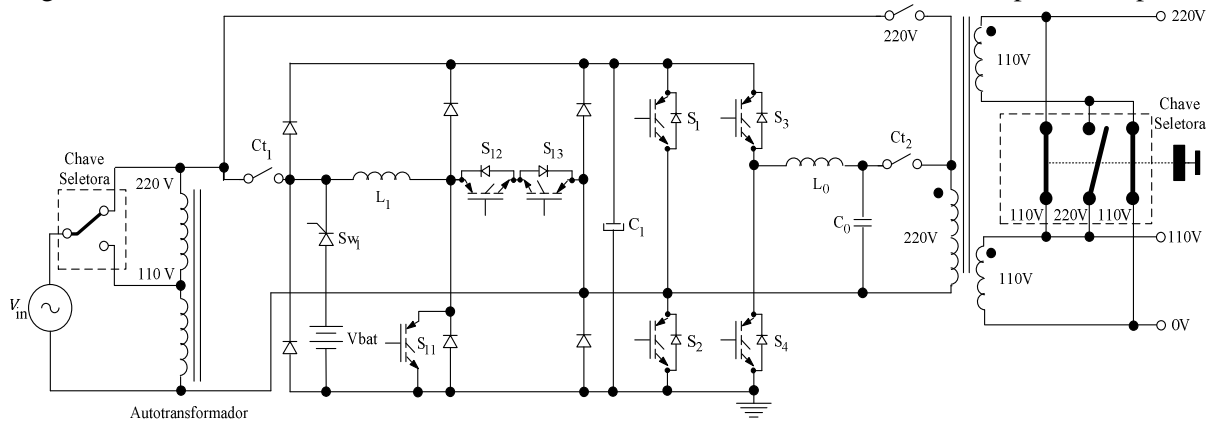


1.5.3. Nobreak Dupla Conversão Baseado no Conversor CA-CC Três Níveis Modificado e Inversor Ponte Completa

Comparando a topologia da Figura 1.10 com a mostrada na Figura 1.9 um autotransformador é adicionado e um enrolamento de *bypass* é descartado.

Como vantagens pode-se citar uma menor circulação de corrente eficaz através dos componentes devido ao fato de ser alimentado com tensão eficaz de entrada de 220 Vca garantida pelo autotransformador quando a tensão de entrada da rede elétrica é 110 Vca e a redução da complexidade da chave de *bypass*. As desvantagens são idem as apresentadas para a topologia da Figura 1.9.

Figura 1.10 – Nobreak baseado no conversor *boost* três níveis modificado e inversor ponte completa.

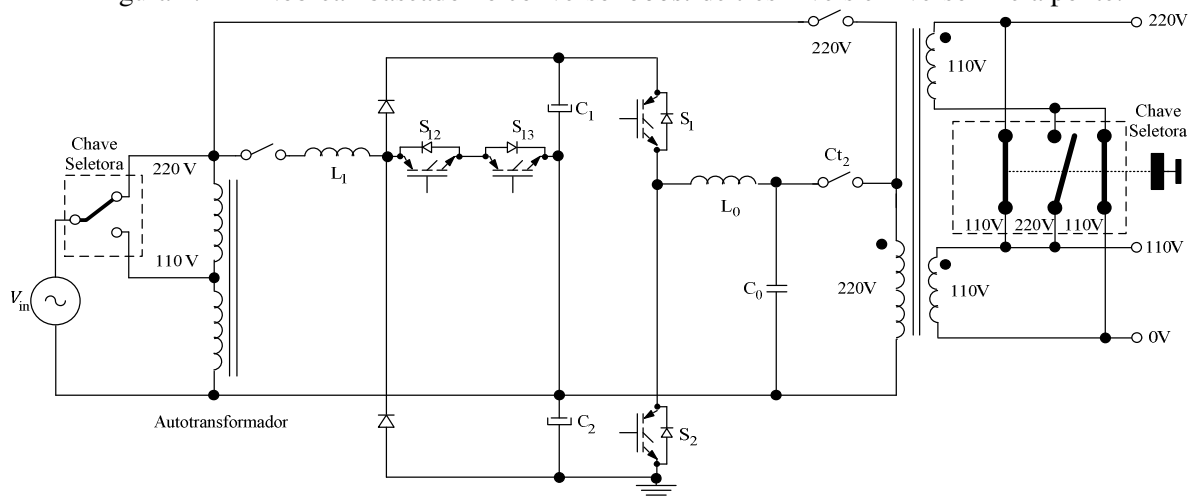


1.5.4. Nobreak Dupla Conversão Baseado no Conversor CA-CC de Três Níveis e Inversor Meia Ponte

A topologia da Figura 1.11 apresenta retificador dobrador de tensão, isto implica que para uma tensão eficaz de entrada de 220 Vca a tensão do barramento CC total deve ser maior que o dobro da tensão de pico de entrada. O retificador pode trabalhar com tensão de entrada de 110 Vca devido à presença do autotransformador na entrada.

As vantagens desta topologia são a CFP, alto rendimento pelo fato de que são envolvidos uma menor quantidade de componentes no caminho de circulação de corrente e o transformador isolador necessita de uma menor quantidade de cobre. As desvantagens são o interruptor com maior tensão Vce, modulação 2 níveis aumentando o volume de L_0 e C_0 .

Figura 1.11 – Nobreak baseado no conversor *boost* de três níveis e inversor meia ponte.

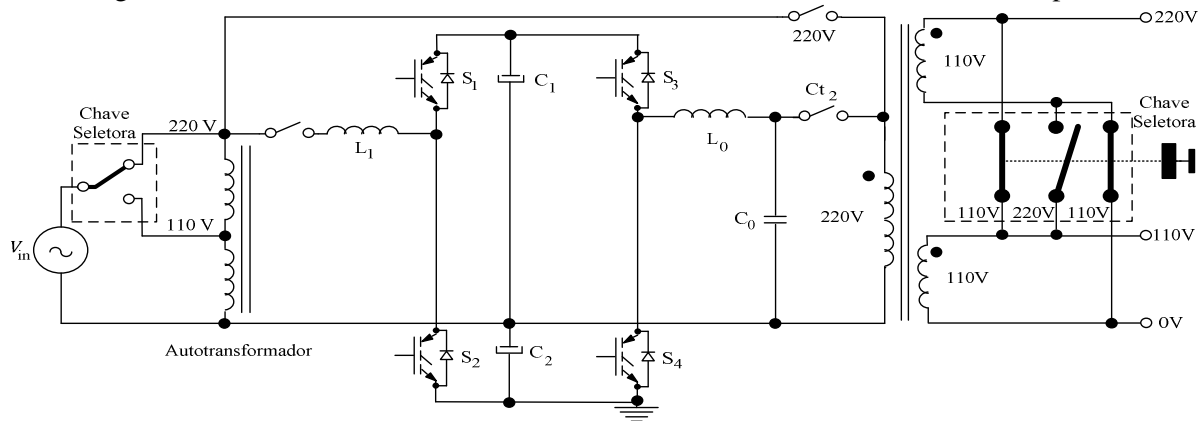


1.5.5. Nobreak Dupla Conversão Baseado no Conversor CA-CC de Dois Níveis e Inversor Meia Ponte

A topologia da Figura 1.12 apresenta retificador dobrador de tensão. Pelo fato da presença do autotransformador o pré-regulador sempre recebe tensão de 220 Vca mesmo quando a tensão da rede elétrica é 110 Vca.

As vantagens desta topologia são a CFP, alto rendimento porque é envolvida uma menor quantidade de componente no caminho de circulação de corrente e o transformador isolador de saída necessita de uma menor quantidade de cobre. As desvantagens são o interruptor com maior tensão Vce, modulação 2 níveis aumentando o volume de L_0 e C_0 .

Figura 1.12 – Nobreak baseado no conversor *boost* de dois níveis e inversor meia ponte.



1.6. Topologias de Nobreaks Dupla Conversão com Conversores Associados em Série/Paralelo

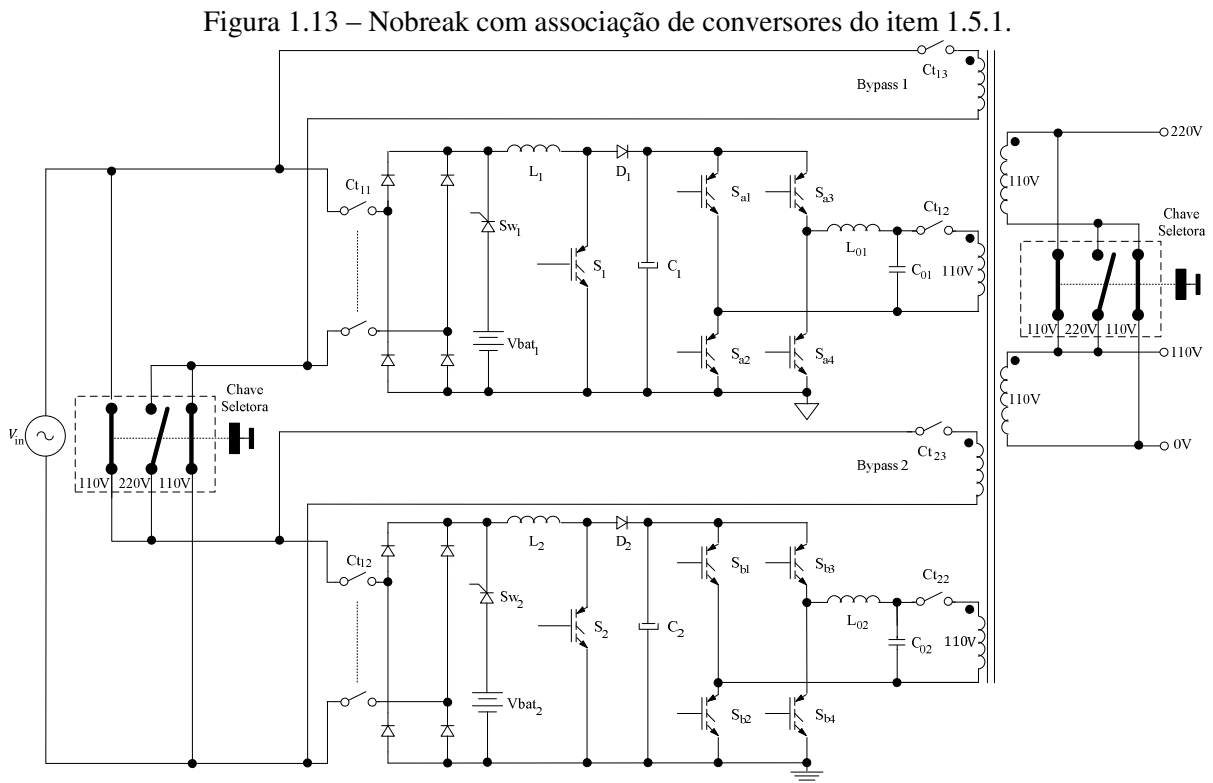
Visando a técnica de associação de conversores estáticos para reduzir os esforços de tensão e corrente sobre os componentes, neste item é apresentada a possibilidade de associar conversores para o desenvolvimento de nobreaks de dupla conversão. Usando esta técnica é possível eliminar o autotransformador de entrada reduzindo a relação de volume/w do nobreak. Outra vantagem é que somente o projeto de um conversor é necessário facilitando o processo de fabricação e compra de componentes.

Quando a rede elétrica é de 110 Vca as entradas são conectadas em paralelo e quando for 220 Vca as entradas são ligadas em série. Sendo que esta operação pode ser feita manualmente ou automaticamente.

1.6.1. Nobreak Dupla Conversão com Associação de Conversores do Item 1.5.1

Esta configuração apresenta as seguintes vantagens: à eliminação do autotransformador e o uso de componentes semicondutores com menor tensão de operação. Estes apresentam melhores características estáticas e dinâmicas. As desvantagens são a maior quantidade de componentes eletrônicos e a complexidade do circuito de controle e supervisão para monitorar o balanceamento da tensão de entrada de ambos os conversores. Além da necessidade de malhas auxiliares nos inversores assegurando a correta distribuição de potência nos enrolamentos, aumentando a complexidade do controle.

A Figura 1.13 mostra a associação de dois conversores apresentados no item 1.5.1.



1.7. Conversor Proposto

O presente trabalho apresenta o estudo de um conversor CA-CC *boost* com associação série/paralelo das entradas utilizando a técnica de controle com realimentação cruzada. Para esta aplicação é usada a técnica de controle por corrente média (*Average Current Mode Control – ACMC*) e modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation – PWM*) [12].

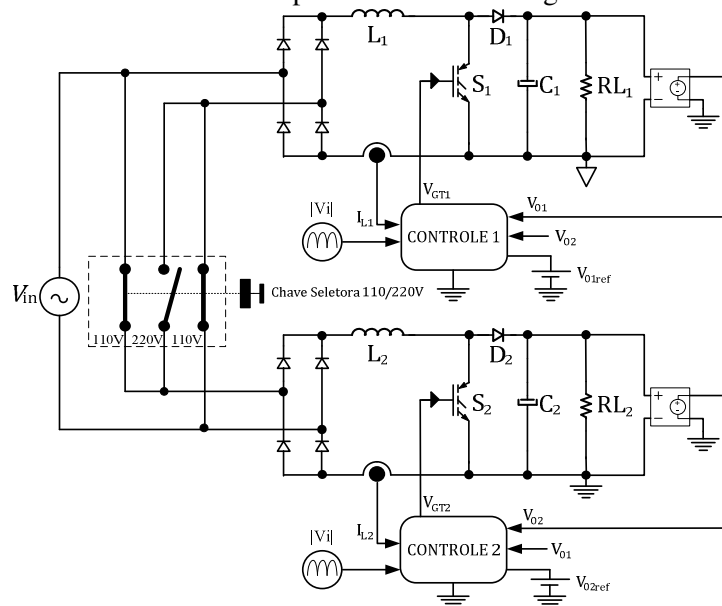
1.7.1. Topologia com Estratégia de Controle Independente

O conversor duplo *boost* foi desenvolvido para substituir o autotransformador na entrada que é usado para adequar os níveis de tensão na entrada dos nobreaks. Segundo a Figura 1.13, sabe-se que os conversores *boost* que compõe o conversor proposto devem possuir as seguintes características:

- Tensões de saída equilibradas (200 Vcc).
- Processar metade da potência total do conversor proposto.
- Operar com CFP.

Cada conversor possui seu circuito de controle e amostragem independente (tensão de entrada, tensão de saída e corrente através do indutor). A estratégia de controle independente com dupla realimentação cruzada foi utilizada pelo fato da não possibilidade de equilíbrio das tensões nos barramentos de cada conversor *boost* para a conexão série na entrada.

Figura 1.14 – Conversor CA-CC duplo *boost* com estratégia de controle independente.



1.8. Especificações do Conversor Proposto

As principais características do conversor proposto são apresentadas na Tabela 1.1. No capítulo 3 é desenvolvido o projeto do conversor proposto bem como os outros componentes envolvidos no sistema.

Tabela 1.1 – Parâmetros de projeto utilizados no bloco de potência.

<i>Parâmetro</i>	<i>Simbologia</i>	<i>Valor</i>
Potência de Saída	P_o	2400 W
Tensão Nominal de Entrada	V_{ief}	110 V
Tensão do Barramento	V_o	200 V
Frequência da Rede	f	60 Hz

1.9. Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentada a geração de nobreaks dupla conversão com isolamento em baixa frequência na saída. Os mesmos foram classificados em três tipos: nobreaks dupla conversão com entrada universal, nobreaks dupla conversão com entrada bivolt usando um autotransformador e nobreaks dupla conversão baseados na associação de conversores estáticos.

A associação de conversores foi idealizada a partir de referências bibliográficas que apresentam associação de conversores CC-CC isolados utilizando transformador de alta frequência, requisito indispensável para tal. A proposta do presente trabalho é verificar a viabilidade da técnica de associação de conversores estáticos para eliminar o autotransformador de um sistema nobreak monofásico do tipo dupla conversão.

Foi proposto o estudo de dois conversores *boost* clássico com CFP, cujas entradas podem ser conectadas em série ou paralelo utilizando a estratégia de controle com dupla realimentação cruzada. Os resultados de simulação e experimentais são apresentados no capítulo 4 deste trabalho. O conversor proposto é denominado de conversor CA-CC duplo *boost* com CFP.

CAPÍTULO 2

2 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR PROPOSTO

2.1. Introdução

Neste capítulo é apresentada a análise qualitativa e quantitativa do conversor duplo boost proposto, úteis para o desenvolvimento teórico e dimensionamento dos componentes de potência e controle.

Na análise qualitativa é apresentado o princípio de funcionamento para as conexões série e paralelo, já na análise quantitativa é feito o equacionamento matemático para determinar o ganho de tensão, os esforços de corrente e tensão nos componentes do circuito de potência. Também é realizado o equacionamento simplificado para os componentes do circuito de controle.

O equacionamento é necessário para facilitar o projeto do conversor proposto bem como validar a escolha dos componentes utilizados no projeto de acordo com os esforços de tensão e corrente.

Para realizar a análise são feitas as seguintes considerações:

- Operação em modo de condução contínua (MCC);
- A tensão de entrada de ambos os conversores associados são iguais, conectando as entradas em série ou em paralelo;
- A tensão de saída de ambos os conversores associados são iguais, conectando as entradas em série ou em paralelo;
- Ambos os conversores associados processam a mesma potência.

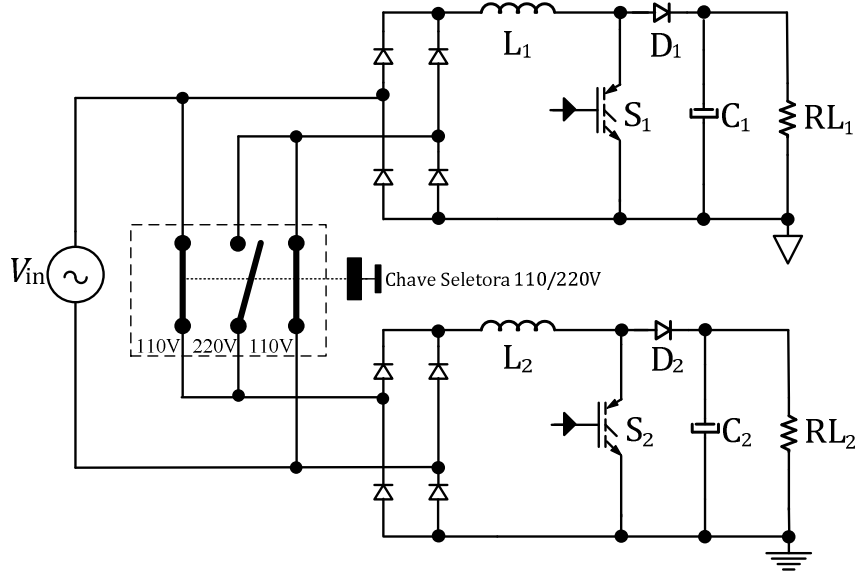
Pelo fato de o conversor duplo *boost* ser composto de dois conversores *boost* clássicos, deve-se deixar claro que cada conversor receberá a denominação com números subscritos 1 e 2, como por exemplo L_1 e L_2 .

2.2. Topologia do Conversor Proposto

A topologia do conversor proposto é mostrada na Figura 2.1. A mesma é formada basicamente por dois conversores CA-CC *boost* não isolados, cujas entradas podem ser

conectadas em série quando a tensão da rede elétrica for 220 Vca e em paralelo quando a tensão da rede for 110 Vca.

Figura 2.1 – Conversor proposto em operação equilibrada.

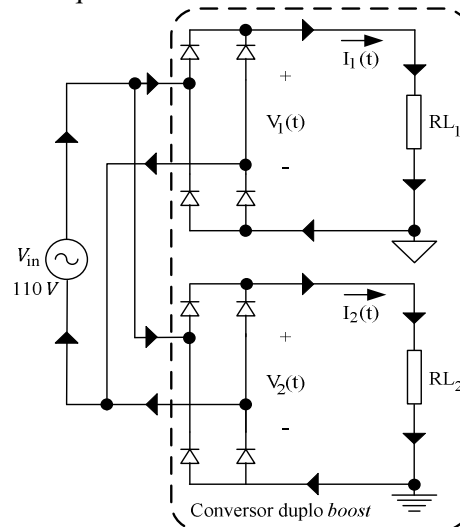


2.3. Análise Qualitativa

2.3.1. Princípio de Operação para a Conexão em Paralelo na Entrada

A análise do princípio de operação do conversor duplo *boost* proposto, será desenvolvida a partir do retificador de onda completa com carga resistiva. Deve-se ressaltar que as cargas RL_1 e RL_2 são conversores *boost* clássicos com CFP.

Figura 2.2 – Circuito equivalente com as entradas conectadas em paralelo.



A partir da Figura 2.2 é observado que a entrada de cada retificador recebe a tensão da rede de forma equilibrada (desprezando as perdas das trilhas e/ou cabos). Nesta situação o conversor duplo *boost* proposto opera com tensão de alimentação nominal de 110 Vca. Para a conexão em paralelo na entrada do conversor duplo *boost*, as tensões instantâneas são iguais e expressas por:

$$v_1(t) = v_2(t) \quad (2.1)$$

As potências instantâneas absorvidas pelas cargas RL_1 e RL_2 são dadas pelas Equações (2.2) e (2.3):

$$p_1(t) = v_1(t) \cdot i_1(t) \quad (2.2)$$

$$p_2(t) = v_2(t) \cdot i_2(t) \quad (2.3)$$

Para esta situação se as potências absorvidas pelas cargas RL_1 e RL_2 são iguais, implica que as correntes que circulam pelas mesmas são iguais e podem ser observadas na Equação (2.4):

$$p_1(t) = p_2(t) \therefore i_1(t) = i_2(t) \quad (2.4)$$

Outra situação a ser analisada é para o caso em que as correntes são diferentes. Inicialmente, a corrente que circula através da carga RL_1 sendo maior do que a que circula em RL_2 . Pode-se expressar através da Equação (2.5).

$$p_1(t) > p_2(t) \therefore i_1(t) > i_2(t) \quad (2.5)$$

Por outro lado se a corrente que circula através da carga RL_2 for maior que a de RL_1 , pode-se expressar através da Equação (2.6).

$$p_1(t) < p_2(t) \therefore i_1(t) < i_2(t) \quad (2.6)$$

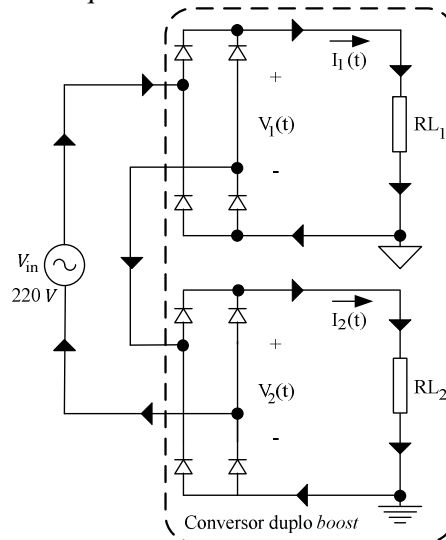
De acordo com a análise realizada anteriormente, quando as tensões nas entradas dos conversores são iguais implica que as tensões nas saídas dos mesmos são controladas pelas correntes. Isto é favorável porque através do controle da corrente de entrada pode se balancear facilmente as tensões de saída. Ou seja, o balanceamento das tensões de saída é feito pelo controle independente de cada conversor sem interferência entre eles.

2.3.2. Princípio de Operação para a Conexão em Série na Entrada

Para o caso da conexão em série na entrada do conversor duplo *boost*, observa-se que as entradas de cada conversor *boost* clássico recebe metade da tensão da rede elétrica. Enfatizando que para que isto ocorra, todos os componentes devem ser ideais, porém isto não ocorre na prática. Nesta situação o conversor duplo *boost* proposto opera com tensão nominal de 220 Vca.

A análise do princípio de operação do conversor continuará sendo realizada a partir do retificador de onda completa com carga resistiva. Deve-se ressaltar que as cargas RL_1 e RL_2 são conversores *boost* clássicos com CFP. Quando o conversor *boost* opera com CFP a corrente se encontra em fase com a tensão, assim o conversor pode ser equivalente a um resistor. Na Figura 2.3 pode ser observado o circuito com a conexão em série na entrada para a posterior análise.

Figura 2.3 – Circuito equivalente com as entradas conectadas em série.



Para a conexão em série na entrada do conversor duplo *boost*, as correntes instantâneas podem ser expressas por:

$$i_1(t) = i_2(t) \quad (2.7)$$

As potências instantâneas absorvidas pelas cargas RL_1 e RL_2 são dadas pelas Equações (2.8) e (2.9):

$$p_1(t) = v_1(t) \cdot i_1(t) \quad (2.8)$$

$$p_2(t) = v_2(t) \cdot i_2(t) \quad (2.9)$$

Para esta situação se as potências absorvidas pelas cargas RL_1 e RL_2 são iguais, implica que as tensões são divididas simetricamente em cada conversor e podem ser observadas na Equação (2.10):

$$p_1(t) = p_2(t) \therefore v_1(t) = v_2(t) \quad (2.10)$$

Outra situação a ser analisada é quando as cargas são diferentes. Quando a potência absorvida pela carga RL_1 é maior que a absorvida pela carga RL_2 , as tensões nas entradas dos retificadores são diferentes. As tensões são expressas através da Equação (2.11).

$$p_1(t) > p_2(t) \therefore v_1(t) > v_2(t) \quad (2.11)$$

Neste caso, quando as potências de saída dos retificadores são diferentes, implica que as tensões nas entradas dos mesmos também serão diferentes. Este desequilíbrio acarreta em sinais de controle diferentes, ou seja, cada circuito de controle estará operando em um ponto de operação diferente. Isto resulta em um sinal de comando com uma largura de pulso diferente para cada interruptor.

Assim, o simples monitoramento das tensões de saída e das correntes nos indutores não garante que as tensões nas saídas dos conversores fiquem balanceadas mesmo que cada conversor possua seu circuito de controle independente.

Para solucionar este problema a solução adotada foi utilizar a amostra da tensão de saída do conversor “um” no circuito de controle do conversor “dois”. Esta estratégia de controle é explicada mais adiante.

Pelo fato de o conversor duplo *boost* ser bivolt, cada conversor interno recebe uma tensão nominal equivalente à metade da tensão de entrada (desprezando as variações na tensão da rede elétrica). Com isso, os esforços de tensão e corrente nos componentes não mudam da conexão série para a conexão paralela.

2.4. Análise Quantitativa

As equações a seguir são úteis para o dimensionamento do estágio de potência do conversor proposto. Assim, neste tópico é determinado o ganho estático, os esforços de corrente e tensão nos semicondutores. É importante esclarecer que a análise é feita para cada conversor *boost* do conversor proposto.

2.4.1. Ganho Estático

O ganho estático (relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada) do conversor *boost* operando no MCC alimentado por uma fonte de tensão CC é calculado a partir das áreas volt-segundo no indutor para um período de comutação.

$$A_+ = A_- \quad (2.12)$$

Sendo que:

$$A_+ = V_i D T \quad (2.13)$$

$$A_- = (V_0 - V_i)(1 - D)T \quad (2.14)$$

Igualando as Equações (2.13) e (2.14) e simplificando, chega-se a Equação (2.15):

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.15)$$

2.4.2. Variação da Razão Cíclica

Sendo o conversor alimentado com uma fonte de tensão senoidal, a tensão de entrada é dada pela Equação (2.16):

$$V_{in}(t) = V_p \text{sen}(\omega t) \quad (2.16)$$

Substituindo a Equação (2.16) em (2.17):

$$\frac{V_0}{V_p \text{sen}(\omega t)} = \frac{1}{1 - D(\omega t)} \quad (2.17)$$

A partir da Equação (2.17) pode se obter a variação da razão cíclica dada pela Equação (2.18):

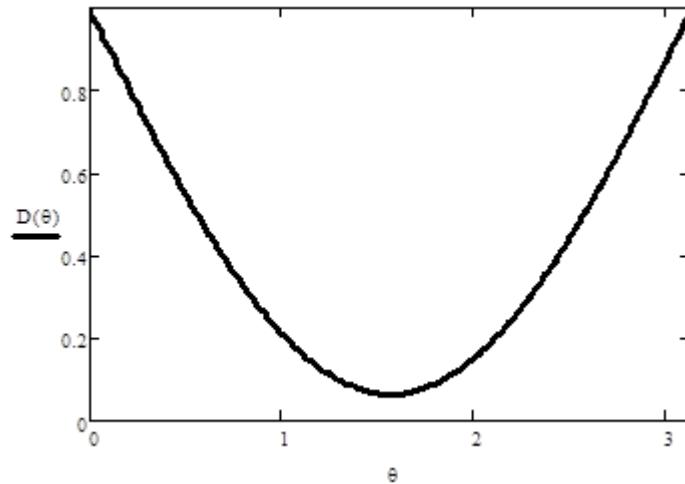
$$D(\omega t) = 1 - \frac{V_p}{V_0} \text{sen}(\omega t) \quad (2.18)$$

Da Equação (2.18), define-se o parâmetro adimensional β como a relação entre a tensão de saída e o valor de pico da tensão de entrada dada pela Equação (2.19):

$$\beta = \frac{V_0}{V_p} \quad (2.19)$$

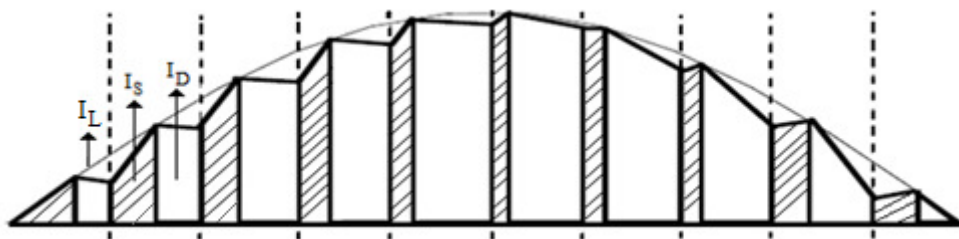
Na Figura 2.4 é observado o comportamento da razão cíclica em função da variação do ângulo $\theta = \omega t$.

Figura 2.4 – Variação da razão cíclica em função do ângulo elétrico θ .



Segundo a Figura 2.4, o interruptor ficará mais tempo no seu estado de condução quando a tensão de entrada estiver passando pelo zero e mais tempo no estado bloqueado quando a tensão da rede estiver no seu valor de pico. A área hachurada representa a corrente no interruptor e a área clara corresponde à corrente através do diodo de transferência do conversor *boost*. A corrente total, que corresponde à envolvente, circula pelo indutor de armazenamento desprezando-se a ondulação [31].

Figura 2.5 – Correntes no indutor, interruptor e diodo.



2.4.3. Indutor de Armazenamento de Energia

O indutor de armazenamento de energia do conversor *boost* é responsável por filtrar harmônicas de alta frequência e limitar a ondulação na corrente de entrada. O conversor opera em modo de condução contínua MCC. Pelo fato de existirem harmônicas de alta frequência

na corrente do indutor, um filtro passa-baixa deverá ser adicionado à entrada do conversor evitando a propagação à rede elétrica.

Para o cálculo da indutância de armazenamento de energia, utiliza-se a Equação (2.20) [27]:

$$L_b = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ief \min} \cdot D}{F_s \cdot \Delta I L_b} \quad (2.20)$$

Segundo a Equação (2.20), quanto menor for a ondulação de corrente, maior será a indutância requerida. Por outro lado, um aumento na frequência de chaveamento fará com que o valor da indutância seja menor.

2.4.4. Esforços de Tensão e Corrente no Interruptor

Os esforços de tensão no interruptor são calculados utilizando o valor da tensão de saída. Assim, a tensão máxima que o mesmo deve suportar é dada pela Equação (2.21):

$$V_{SMAX} = V_0 \quad (2.21)$$

A corrente eficaz no interruptor é calculada a partir da Equação (2.22):

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (\sqrt{2} I L_{befmax} \cdot \text{sen}(wt))^2 \cdot \left(\frac{\sqrt{2} V_{ief \min}}{V_0} \cdot \text{sen}(wt) \right) d(wt)} \quad (2.22)$$

Simplificando:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{8 \cdot I L_{befmax}^2}{3\pi} \cdot \frac{\sqrt{2} V_{ief \min}}{V_0} \int_0^{\pi} (\text{sen}(wt))^2 \cdot \text{sen}(wt) d(wt)} \quad (2.23)$$

Solucionando a integral chega-se a Equação (2.24):

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{8}{3\pi}} \cdot I L_{befmax} \cdot \sqrt{\frac{V_{p \min}}{V_0}} \quad (2.24)$$

A corrente média no interruptor é dada pela Equação (2.25):

$$I_{Smed} = \sqrt{2} I L_{befmax} \cdot \left(\frac{2}{\pi} - \frac{\sqrt{2} V_{ief \min}}{2 \cdot V_0} \right) \quad (2.25)$$

2.4.5. Esforços de Tensão e Corrente no Diodo de Transferência

A máxima tensão reversa que o diodo deverá suportar é dada pela Equação (2.26):

$$V_{D_{max}} = V_0 \quad (2.26)$$

A corrente média através do diodo é igual à corrente média de saída dada pela Equação (2.27):

$$I_{D_{med}} = I_0 \quad (2.27)$$

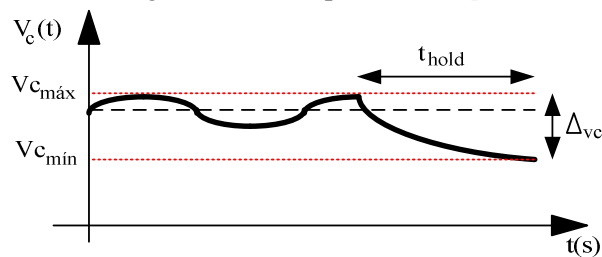
A corrente eficaz é determinada usando a Equação (2.28):

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (\sqrt{2}IL_{befmax} \cdot \text{sen}(wt))^2 \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{2}V_{ief\ min}}{V_0} \cdot \text{sen}(wt)\right) d(wt)} \quad (2.28)$$

2.4.6. Capacitor Filtro de Saída

O capacitor filtro de saída do conversor *boost* é calculado baseado no tempo de manutenção (*hold-up time*), que é medido desde o instante em que a fonte de alimentação é retirada até o instante que a tensão sobre a carga fica mínima para seu funcionamento. Neste intervalo o capacitor filtro fornece essa energia à carga. Normalmente na prática são adotados tempos de manutenção acima de meio período da rede elétrica (>8,333 ms), que é o tempo suficiente para a abertura ou fechamento de contato de um rele ou um contator eletromagnético [12].

Figura 2.6 – Tempo de *hold-up*.



A capacitância pode ser calculada pela Equação (2.29) [12]:

$$C_0 = \frac{2 \cdot P_0 \cdot \Delta t_{hold}}{V_0^2 - V_{0descarga}^2} \quad (2.29)$$

Onde:

P_0 : Potência de saída.

Δt_{hold} : Tempo em que a tensão permanece dentro de uma faixa especificada.

V_0 : Tensão de saída nominal.

$V_{0Descarga}$: Tensão mínima de saída.

Os capacitores comerciais também exigem atenção em relação aos esforços de tensão e corrente. Um item a ser observado é a corrente eficaz nominal suportada pelos capacitores, pois de acordo com a corrente eficaz nominal calculada pode ser necessário à associação em paralelo de capacitores.

Para o cálculo da corrente eficaz drenada pelo capacitor de saída, deve-se encontrar a relação entre o pico da tensão de entrada e a tensão eficaz de saída segundo a Equação (2.19). A corrente eficaz pelo capacitor filtro de saída é calculada usando a Equação (2.30) [13]:

$$I_{C_{0ef}} = \frac{IL_{bef\ max}}{2.\beta} \quad (2.30)$$

2.5. Descrição do Sistema de Controle

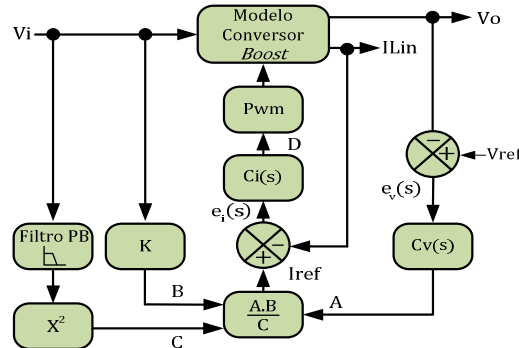
Diversas técnicas de controle podem ser aplicadas em conversores CA-CC para conseguir a CFP, dentre elas:

- Controle por corrente média [14], [34].
- Controle por corrente de pico [15], [34].
- Controle por corrente programada [14], [34].
- Controle por histerese [14], [34].

O conversor irá operar no MCC utilizando a técnica de controle por modo corrente média para fazer a CFP, por este fato será necessário à utilização de um circuito multiplicador analógico. Existem circuitos dedicados para tal função, como por exemplo o AD533 do fabricante *Analog Devices* [16]. Pode-se utilizar o circuito multiplicador interno ao circuito integrado UC3854BN para o controle do conversor CA-CC duplo *boost* sob estudo [12]. Com este circuito integrado e alguns componentes externos é possível fazer a CFP. Internamente ao UC3854BN, existem circuitos amplificadores operacionais que podem ser utilizados para a

implementação dos controladores ou compensadores. O diagrama de blocos do sistema de controle utilizando o circuito integrado UC3854BN é mostrado na Figura 2.7.

Figura 2.7 – Diagrama de blocos utilizando o circuito integrado UC3854BN.



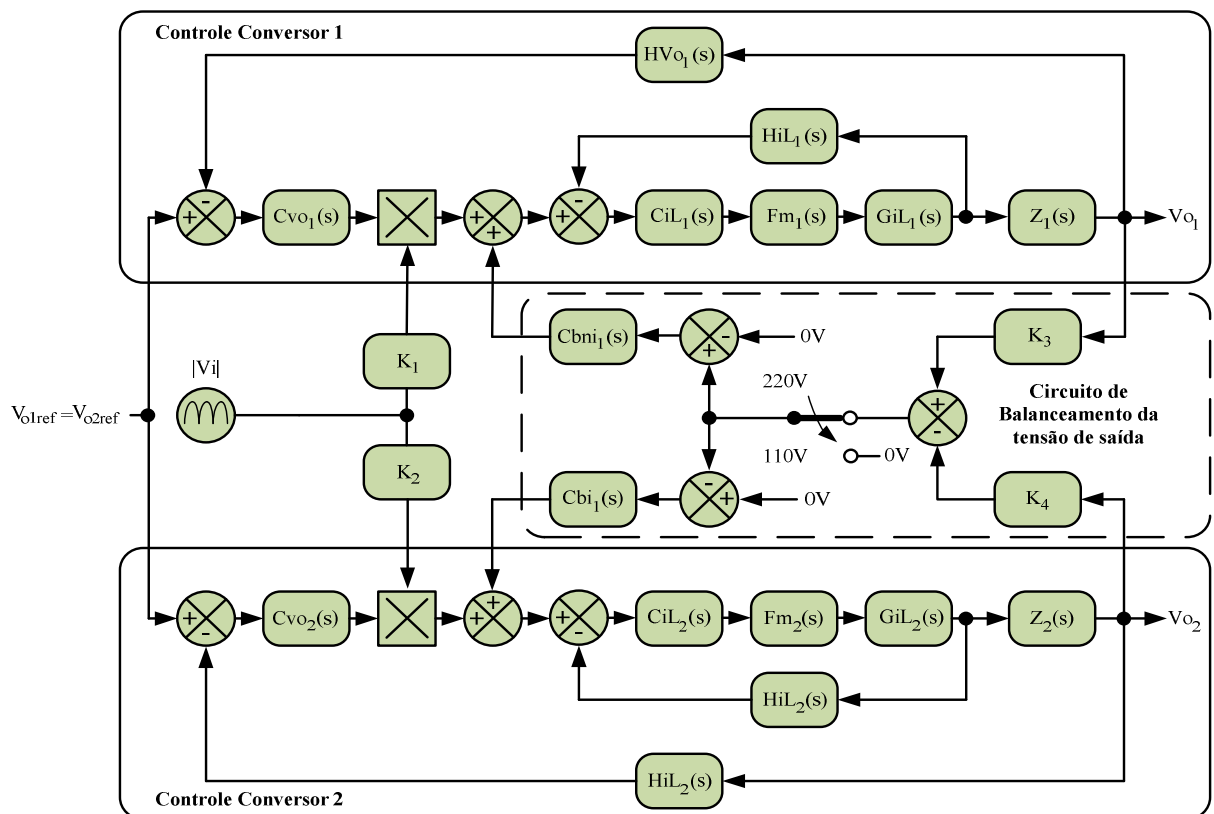
De acordo com o diagrama da Figura 2.7, o valor amostrado da tensão de saída é comparado com um valor de referência gerando um sinal de erro que é aplicado ao compensador de tensão. O sinal de saída do compensador de tensão é multiplicado com a amostra da tensão retificada e dividido pelo valor eficaz da tensão de entrada ao quadrado. Do multiplicador flui pelo pino 5 uma corrente denominada de I_{mo} que a mesma circula pelo resistor R_{mo} e a queda de tensão sobre este resistor, que cumpre a função de corrente de referência, é comparada com a tensão na saída do sensor de corrente. O erro da comparação passa pelo controlador de corrente e o sinal de saída do controlador denominado de tensão de controle é comparado com o sinal dente de serra. Dessa comparação é gerado o sinal PWM que é aplicado ao circuito driver e posteriormente ao interruptor do conversor *boost* [17].

De acordo com as observações do item 1.7.1 onde foram descritas as características de cada conversor *boost* interno ao conversor proposto, foi desenvolvido o diagrama de blocos do controle completo, mostrado na Figura 2.8. Fez-se necessário a inclusão de uma malha para controle do desequilíbrio das tensões de saída para a conexão série das entradas. Isto porque se os conversores não processarem a mesma quantidade de potência ocorrerá uma diferença nas tensões na entrada de cada conversor *boost*. Assim, o equilíbrio das tensões dos barramentos não é conseguido mesmo que cada conversor apresente seu circuito de controle independente. Para solucionar este problema é proposto o diagrama de blocos apresentado na Figura 2.8. Nesta técnica, um circuito multiplicador é utilizado e no mesmo são aplicados os sinais de saída do controlador de tensão e uma amostra da tensão de entrada retificada. Deve ser observado que pela utilização do circuito integrado UC3854BN, no pino 6 é aplicado uma corrente na ordem de $250\mu A$ com o formato senoidal retificado que irá impor o formato da corrente através do indutor. É importante destacar que na conexão série das entradas, se os

conversores processarem potências diferentes, as tensões de entrada de cada conversor são diferentes e distorcidas, como consequência as correntes através dos indutores são distorcidas. Desta maneira, é recomendado colocar cargas aproximadamente iguais para não distorcer as correntes. Já na conexão em paralelo das entradas, não ocorrem problemas de distorção de tensão nem corrente nas entradas dos conversores. Pelas razões indicadas, para a obtenção de uma amostra de tensão retificada de entrada deve ser usado um retificador de precisão baseado em amplificadores operacionais, ou se for um retificador convencional a diodos, usar diodos Schottky por apresentar uma menor queda de tensão entre os terminais quando estão polarizados diretamente.

Em uma aplicação prática o controle necessita de um circuito de balanço de tensões de saída como mostra a Figura 2.8. Este circuito é necessário somente quando as entradas dos conversores são conectadas em série.

Figura 2.8 – Diagrama de blocos da técnica de controle aplicada ao conversor.



De acordo com a Figura 2.8, quando as entradas são conectadas em paralelo, o circuito de balanço das tensões de saída deve ser desabilitado colocando a chave seletora na posição 110 Vca.

Neste caso as tensões de entrada de ambos os conversores *boost* são iguais e como consequência pode-se impor uma corrente nos indutores de armazenamento, tanto para cargas equilibradas e desequilibradas, e desta maneira regular as tensões de saída de ambos os conversores.

Por outro lado, quando as entradas são conectadas em série, o circuito de balanço das tensões de saída deve ser habilitado colocando a chave seletora na posição de 220 Vca.

O circuito de balanço das tensões de saída utiliza dois circuitos de amostragem de tensão, um diferenciador, dois controladores com característica inversora e não inversoras e dois circuitos somadores inseridos após os circuitos multiplicadores.

O princípio de operação do controle de desequilíbrio de tensão se dá como segue: as tensões de saída são amostradas, ajustadas para serem iguais e aplicadas ao circuito diferenciador. O sinal de saída do diferenciador é comparado com uma tensão de referência de zero volt e o sinal de erro enviado aos controladores com característica inversora e não inversora. Os sinais dos controladores inversores e não inversores é aplicado ao circuito somador que é colocado após o multiplicador.

Esta dupla realimentação cruzada soluciona os problemas de desequilíbrio na tensão de saída de cada conversor quando as entradas dos conversores são conectadas em série.

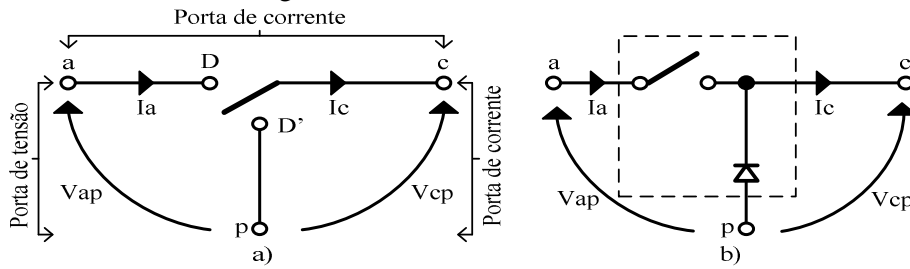
2.6. Modelo Dinâmico do Conversor

Para a obtenção do modelo dinâmico do conversor proposto, deve ser utilizada alguma técnica de modelagem de conversores estáticos. Na literatura [14], [35] existem varias técnicas de modelagem que são indicadas a seguir:

- Modelo AC básico aproximado;
- Modelo médio de espaço de estados;
- Modelo do circuito canônico;
- Modelo da chave média;
- Modelo da chave PWM.

No presente trabalho será utilizada a técnica de modelagem da chave PWM proposto por [11].

Figura 2.9 – Modelo da chave PWM.



O modelo da chave PWM baseia-se nos valores médios das tensões e correntes presentes entre os três terminais (ativo, passivo e comum). No caso do modelo da chave PWM o terminal ativo sempre está junto à chave ativa, o terminal comum junto ao indutor e o terminal passivo junto à chave passiva. Aproximando as ondulações pelos valores médios nos intervalos DT e $(1-D)T$, e aplicando a definição de valor médio num período de comutação, T , chega-se aos seguintes valores médios das grandezas de corrente e tensão envolvidos no modelo da chave PWM, os quais são dados pelas Equações (2.31) e (2.32):

$$I_a = D \cdot I_c \quad (2.31)$$

$$V_{cp} = (V_{ap} - r_e \cdot I_c \cdot D') \cdot D \quad (2.32)$$

Deve-se ressaltar que na equação (2.32), r_e é uma resistência que depende do tipo de conversor, bem como das características da porta de tensão. No presente trabalho esta resistência é função da resistência interna do capacitor filtro (R_{se}) e da resistência de carga, assim:

$$r_e = R_{se} // R_L \quad (2.33)$$

Das equações (2.31) e (2.32) chega-se ao modelo CC da chave PWM que é mostrado na Figura 2.10a). O modelo CC serve para encontrar o ganho estático dos conversores considerando todas as não idealidades. Para encontrar o modelo CA ou de pequenos sinais da chave PWM, as variáveis de corrente, tensão e razão cíclicas das Equações (2.31) e (2.32) são perturbadas e logo linearizadas chegando-se as Equações (2.34) e (2.35).

$$\hat{i}_a = D \cdot \hat{i}_c + I_c \cdot \hat{d} \quad (2.34)$$

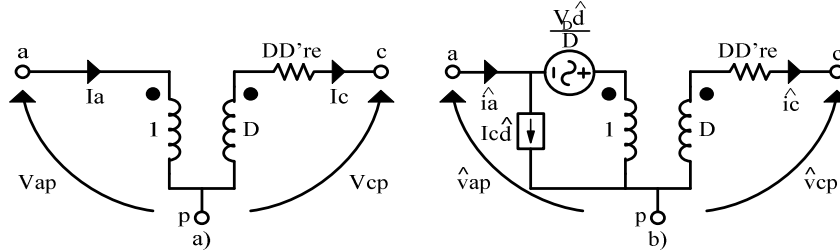
$$\hat{v}_{cp} = D \cdot \hat{v}_{ap} - r_e \cdot D \cdot D' \cdot \hat{i}_c + v_D \cdot \hat{d} \quad (2.35)$$

Sendo v_D dada pela Equação (2.36):

$$v_D = v_{ap} + r_e \cdot I_c \cdot (D - D') \quad (2.36)$$

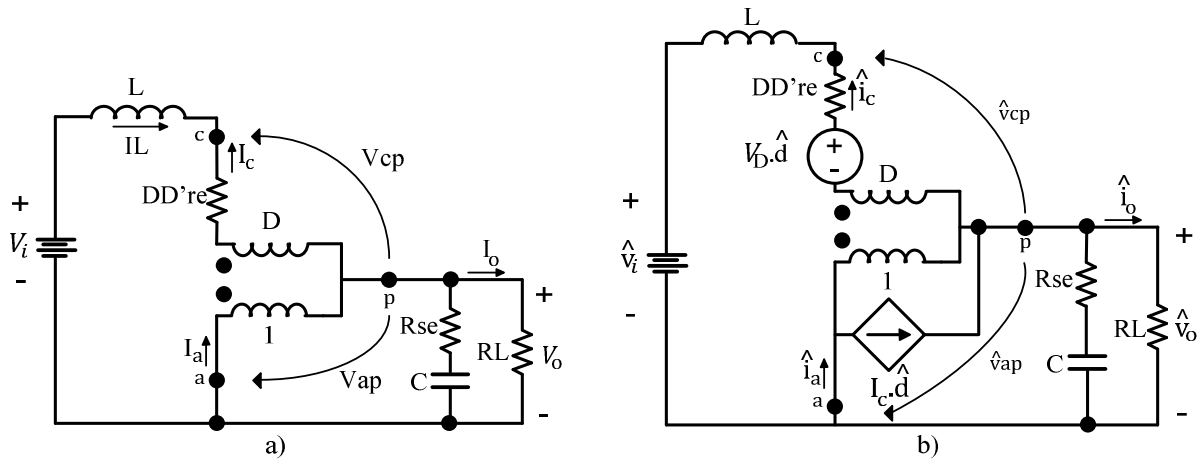
Usando as Equações (2.34) e (2.35) é apresentado o modelo CA da chave PWM e mostrado na Figura 2.10b.

Figura 2.10 – Modelos CC e CA da chave PWM.



Na Figura 2.11 a) e b) são observados os modelos CC e CA respectivamente, aplicados ao conversor *boost* clássico.

Figura 2.11 – Modelos CC e CA da Chave PWM aplicados ao conversor *boost*.



Os parâmetros sinalizados com um chapéu na Figura 2.11, representam as variáveis de pequenos sinais e as letras maiúsculas representam parâmetros em regime permanente que correspondem a um ponto de operação do conversor.

Aplicando as Leis de Kirchhoff das tensões e correntes [18] na Figura 2.10 são determinadas as funções de transferência necessárias para o controle das variáveis de corrente ou tensão desejadas no conversor.

$$\left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_i} \right|_{d=0} = ? \quad (\text{FT para controlar a tensão de saída variando a tensão de entrada}) \quad (2.37)$$

$$\left. \frac{\hat{v}_i}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_0=0} = ? \quad (\text{FT para controlar a tensão de entrada variando a razão cíclica}) \quad (2.38)$$

$$\left. \frac{\hat{v}_0}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i=0} = ? \quad (\text{FT para controlar a tensão de saída variando a razão cíclica}) \quad (2.39)$$

$$\left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i=0} = ? \quad (\text{FT para controlar a corrente no indutor variando a razão cíclica - exata}) \quad (2.40)$$

$$\left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i=\hat{v}_0=0} = ? \quad (\text{FT para controlar a corrente no indutor variando a razão cíclica -}$$

aproximada)

$$\left. \frac{\hat{v}_0}{\hat{i}_L} \right|_{\hat{v}_i=\hat{d}=0} = ? \quad (\text{FT para controlar a tensão de saída variando a corrente no indutor}) \quad (2.42)$$

$$Z_{in} \Big|_{\hat{d}=0} = ? \quad (\text{FT da impedância de entrada}) \quad (2.43)$$

$$Z_0 \Big|_{\hat{v}_s=\hat{d}=0} = ? \quad (\text{FT da impedância de saída}) \quad (2.44)$$

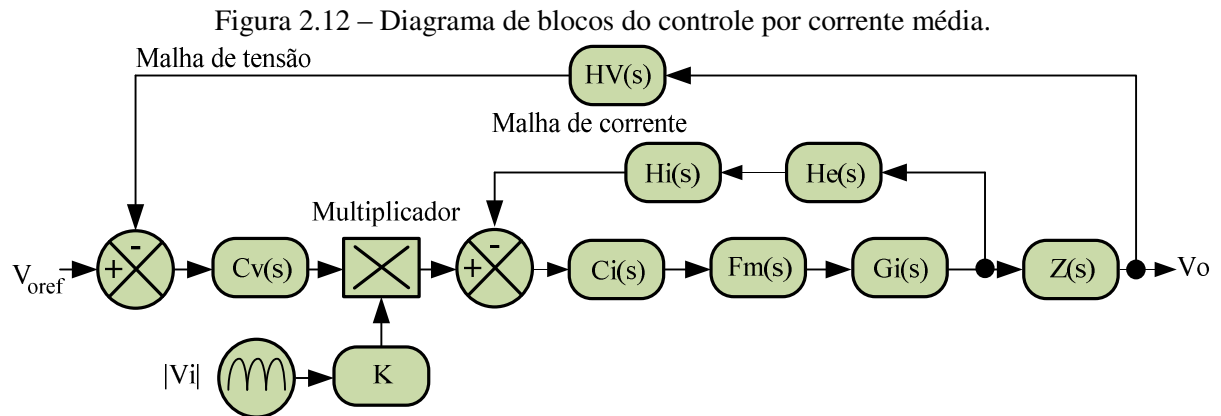
2.6.1. Função de Transferência da Corrente no Indutor

O controle por modo corrente média proposto em [11] é uma técnica bastante utilizada para o controle da corrente de entrada em retificadores com baixa distorção harmônica. O mesmo inclui diversas vantagens, dentre elas:

- Inclui proteção de sobrecorrente.
- Possibilita o paralelismo de conversores.
- Frequência de chaveamento constante.

O controle por corrente média utiliza a amostragem da corrente no indutor, em que a mesma pode ser realizada por um resistor *shunt* ou um sensor de efeito *hall*. Também utiliza a amostragem da tensão de saída para a regulação em um valor adotado no projeto. A malha de tensão deve ser projetada para atuar nas frequências de poucos Hertz, enquanto que a de

corrente na ordem dos KHz. A Figura 2.12 mostra o diagrama de blocos do controle por modo corrente média, o mesmo possui duas malhas de controle, uma interna que é a de corrente e outra externa que controla a tensão de saída.



A Tabela 2.1 descreve os parâmetros encontrados no diagrama de blocos da Figura 2.12.

Tabela 2.1 – Descrição dos elementos da técnica de controle.

<i>Elemento</i>	<i>FT</i>	<i>Descrição</i>
Controlador de tensão	$C_v(s)$	Controlador PI modificado (Tipo 2)
Controlador de corrente	$C_i(s)$	Controlador PI modificado (Tipo 2)
Planta	$G_v(s)$	Função de transferência v_o/i_L
Planta	$G_i(s)$	Função de transferência i_L/d
Medidor de tensão	$H_v(s)$	Amplificador diferencial para amostragem da tensão do barramento
Função de transferência	$H_e(s)$	Função de transferência matemática para testar a robustez da malha de corrente
Sensor de corrente	$H_i(s)$	Sensor de efeito hall para amostragem da corrente do indutor
Modulador PWM	$F_m(s)$	Ganho do modulador PWM
Multiplicador	-	Multiplicador de sinais

A malha de corrente é responsável por impor a forma de onda senoidal na corrente do indutor. Para o correto dimensionamento dos componentes do compensador, utiliza-se a função de transferência aproximada da planta $G_i(s)$ dada pela Equação (2.45).

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_0}{L_b \cdot s} \quad (2.45)$$

A função de transferência matemática para teste da robustez do controle é dada por:

$$H_e(s) = \left[1 - \frac{j \cdot s}{2 \cdot F_s} + \frac{(j \cdot s)^2}{\pi^2 \cdot F_s^2} \right] \quad (2.46)$$

Para se obter a função de transferência $H_i(s)$ do elemento de medição de corrente é necessário a utilização do ganho do sensor de efeito *hall* e do ganho do circuito diferencial responsável por eliminar o offset na saída do sensor de corrente bem como incluir um ganho adequado a medição. Assim, temos:

$$H_i(s) = K_{hall} \cdot K_{dif} \quad (2.47)$$

O modulador PWM tem a seguinte função de transferência:

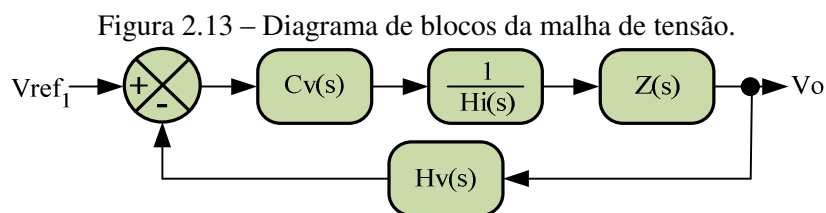
$$F_m(s) = \frac{1}{V_s} \quad (2.48)$$

A função de transferência de laço aberto é útil para a análise e projeto de um sistema realimentado. A função de transferência de laço aberto sem compensador apresentada na Equação(2.49):

$$FTLA_{sci}(s) = G_i(s) \cdot F_m(s) \cdot H_i(s) \cdot H_e(s) \quad (2.49)$$

2.6.2. Função de Transferência da Tensão de Saída

O controle da tensão de saída permite regular a tensão de saída do conversor. Este controlador deve ser lento para que não ocorra distorção na corrente de entrada [11]. A frequência de cruzamento recomenda-se colocar abaixo de $\frac{1}{4}$ da frequência retificada de 120 Hz garantindo o desacoplamento entre a malha de tensão e a de corrente.



A função de transferência que relaciona a tensão de saída de pequeno sinal com a corrente através do indutor de pequeno sinal é dada por (2.50):

$$Z(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{L1}(s)} = \frac{2}{\pi} \cdot \left[\frac{s + \frac{1}{C_0 \cdot R_{se}}}{s + C_0 \cdot (R_0 + R_{se})} \right] \quad (2.50)$$

A função de transferência $H_v(s)$ representa o ganho de medição que no presente projeto é realizado utilizando circuito amplificador diferencial.

$$H_v(s) = \frac{V_{ref}}{V_{obs}} \quad (2.51)$$

A função de transferência de laço aberto sem compensador é dada por:

$$FTLA_{scv}(s) = H_v(s) \cdot Z(s) \cdot \frac{1}{H_i(s)} \cdot V_{shape} \quad (2.52)$$

2.6.3. Malha de Feedforward

A junção da malha de *feedforward* à malha de realimentação negativa melhora o desempenho dos sistemas controlados em relação a controle de tensão e/ou corrente minimizando os efeitos da perturbação devido às variações da tensão de entrada. Para o conversor proposto, uma amostra da tensão retificada da rede elétrica é filtrada por um filtro passa-baixa de segunda ordem e o valor eficaz é aplicado ao circuito integrado UC3854BN por meio do pino 8. Internamente, o valor eficaz da tensão de entrada é elevado ao quadrado antes de entrar no bloco divisor, pois o mesmo faz a divisão com a multiplicação dos sinais A e B. Pode ser observado na Figura 2.7, que se houver uma diminuição da tensão da rede, o sinal de controle C irá aumentar a referência de corrente fazendo o interruptor conduzir por mais tempo.

Segundo recomendações do fabricante [12]:

$$V_{ff} = \frac{Vin_{\minimo} \cdot RFF_3}{RFF_1 + RFF_2 + RFF_3} \quad (2.53)$$

$$V_{ffc} = Vin_{\minimo} \cdot \frac{RFF_2 + RFF_3}{RFF_1 + RFF_2 + RFF_3} \quad (2.54)$$

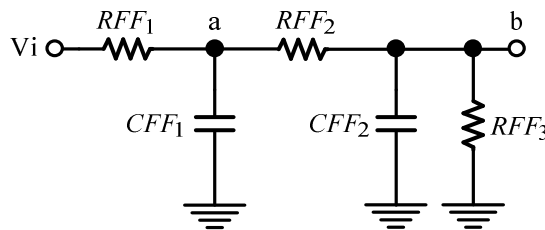
Reescrevendo as Equações (2.53) e (2.54) calcula-se RFF_2 :

$$RFF_2 = \frac{RFF_1[V_{ff} \cdot Vin_{\text{mínimo}} - V_{ffc}(V_{ff} - Vin_{\text{mínimo}}) - (V_{ff} \cdot V_{ffc})]}{V_{ffc}(V_{ff} - Vin_{\text{mínimo}}) + (V_{ff} \cdot V_{ffc}) - Vin_{\text{mínimo}}(Vin_{\text{mínimo}} - V_{ff}) - V_{ff} \cdot Vin_{\text{mínimo}}} \quad (2.55)$$

O valor de RFF_3 é obtido a partir da Equação (2.56):

$$RFF_3 = \frac{V_{ff}(RFF_1 + RFF_2)}{Vin_{\text{mínimo}} - V_{ff}} \quad (2.56)$$

Figura 2.14 – Filtro passa-baixa da malha de *feedforward*.



2.7. Considerações Finais

Neste capítulo foram desenvolvidas as análises qualitativa e quantitativa do conversor *boost* clássico no modo de condução contínua MCC operando com CFP. Ressalta-se que o conversor proposto é formado pela associação de dois *boost* clássicos com as entradas associadas em série ou paralelo.

O princípio de operação realizando as associações série/paralelo na entrada foram abordados. Também foi descrito o sistema de controle adotado juntamente com a modelagem e determinação das funções de transferência para as malhas de corrente, tensão e *feedforward*.

Para o correto dimensionamento dos componentes de potência, determinou-se o equacionamento apresentando os esforços de tensão e corrente nos mesmos.

Neste capítulo apresenta-se uma proposta de controle independente cujo desempenho é superior em relação ao controle acoplado devido à uma resposta transitória. Quando as entradas são conectadas em série, o controle independente não consegue regular adequadamente as tensões de saída. Para solucionar este problema, foi adicionado um circuito de equilíbrio baseado numa dupla realimentação cruzada.

CAPÍTULO 3

3 METODOLOGIA E PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO

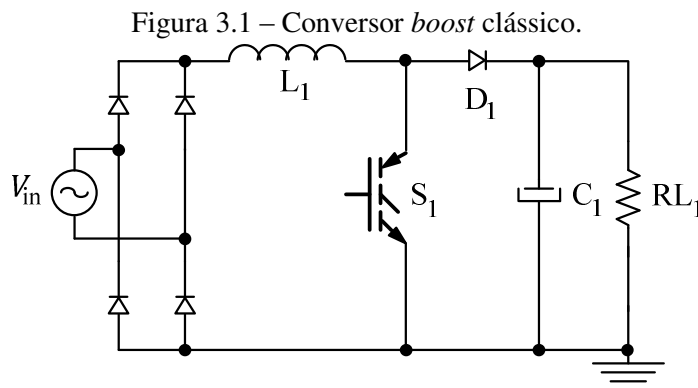
3.1. Introdução

Neste capítulo é apresentado o projeto do circuito de potência, bem como o dimensionamento de seus componentes de acordo com os esforços de tensão e corrente abordados no Capítulo 2. Também é realizado o projeto da técnica de controle adotada juntamente com a polarização de alguns componentes externos utilizados pelo circuito integrado UC3854BN. É utilizado o circuito multiplicador analógico interno ao mesmo. Os outros circuitos que compõem o diagrama de blocos da técnica de controle serão implementados com amplificador operacional.

O conversor duplo *boost* proposto é composto por dois conversores *boost* clássicos, assim, o desenvolvimento do projeto é realizado para apenas um conversor. Os componentes de cada conversor receberão a denominação com números subscritos 1 e 2, como por exemplo L_1 e L_2 .

Após o projeto é realizado a verificação do mesmo comparando os valores calculados com os obtidos através de simulação.

Posteriormente serão montadas duas unidades que irão compor o conversor proposto.



3.2. Especificações e Considerações

As considerações relacionadas ao conversor proposto são apresentadas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Considerações do conversor duplo *boost* proposto.

<i>Parâmetro</i>	<i>Simbologia</i>	<i>Valor</i>
Frequência de chaveamento	F _s	25 kHz
Rendimento	η	95%
Ondulação da corrente no indutor	ΔI _L	20%

A partir da Tabela 3.2 sabe-se que cada conversor *boost* clássico deverá processar metade da potência nominal do conversor duplo *boost* e ser alimentado com uma tensão nominal de 110 Vca. Os parâmetros de projeto utilizados para o mesmo se encontram na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Especificações do conversor *boost* clássico.

<i>Parâmetro</i>	<i>Simbologia</i>	<i>Valor</i>
Potência de saída	P ₀	1200 W
Tensão nominal de entrada	V _{ief}	110±20% Vca
Tensão do barramento	V ₀	200 Vdc
Frequência da rede	F _R	60 Hz

3.3. Parâmetros Assumidos

Para o dimensionamento do conversor *boost* clássico, alguns parâmetros devem ser conhecidos. Devido as perdas nos componentes do circuito de potência, foi estimado um rendimento teórico para o conversor dado na Tabela 3.1.

Inicialmente, calcula-se a potência ativa de entrada do conversor:

$$P_{in} = \frac{P_0}{\eta} = \frac{1200}{0,95} = 1263 \text{ W} \quad (3.1)$$

Os valores de pico máximo e mínimo para a tensão de entrada são dados por:

$$V_{p\min} = \sqrt{2} \cdot (V_{ief} - V_{ief} \cdot 20\%) = 124 \text{ V} \quad (3.2)$$

$$V_{p\max} = \sqrt{2} \cdot (V_{ief} + V_{ief} \cdot 20\%) = 187 \text{ V} \quad (3.3)$$

A condição de máxima corrente na entrada do conversor ocorre para o menor valor de tensão na entrada do conversor. Assim a máxima corrente na entrada do conversor é dada por:

$$I_{iefm\acute{a}x} = \frac{P_{in}}{\eta \cdot V_{ief\ min}} = \frac{1263}{0,95 \cdot 88} = 14,35 \text{ A} \quad (3.4)$$

O valor de pico para a máxima corrente de entrada é:

$$I_{ipm\acute{a}x} = \sqrt{2} \cdot I_{efm\acute{a}x} = \sqrt{2} \cdot 14,35 = 20,3 \text{ A} \quad (3.5)$$

A relação entre a tensão de saída e o valor de pico da tensão de entrada é:

$$\beta = \frac{V_0}{V_{iefm\acute{a}x} \cdot \sqrt{2}} = \frac{200}{\sqrt{2} \cdot 132} = 1,071 \quad (3.6)$$

A corrente através do indutor de armazenamento é:

$$IL_{iefm\acute{a}x} = I_{iefm\acute{a}x} = 14,35 \text{ A} \quad (3.7)$$

Encontra-se o valor de pico máximo da corrente através do indutor:

$$IL_{ipm\acute{a}x} = \sqrt{2} \cdot IL_{iefm\acute{a}x} = 20,3 \text{ A} \quad (3.8)$$

A corrente eficaz na saída do conversor é determinada pela expressão:

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} = 6 \text{ A} \quad (3.9)$$

A resistência de carga para a potência nominal do conversor *boost* é:

$$R_L = \frac{V_0^2}{P_0} = 33,3 \ \Omega \quad (3.10)$$

3.4. Dimensionamento dos Componentes

3.4.1. Dimensionamento da Ponte Retificadora

A tensão reversa máxima a ser suportada pela ponte retificadora é:

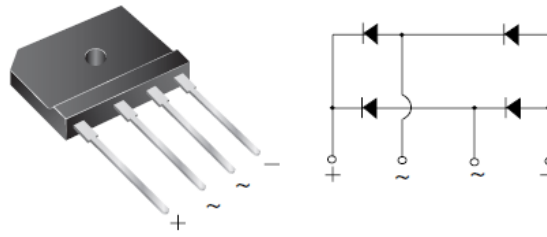
$$V_{ptrv\ máx} = \sqrt{2} \cdot V_{iefm\acute{a}x} = \sqrt{2} \cdot 132 = 187 \text{ V} \quad (3.11)$$

A corrente eficaz máxima equivale a corrente no indutor:

$$I_{pt\ efm\acute{a}x} = IL_{iefm\acute{a}x} = 14,35 \text{ A} \quad (3.12)$$

De acordo com os valores acima calculados e pela disponibilidade em laboratório, foi utilizado no projeto a ponte retificadora GSIB2580 [19].

Figura 3.2 – Ponte retificadora GSIB2580.



Os principais parâmetros da ponte retificadora seguem na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Especificações técnicas da ponte retificadora GSIB2580.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Tensão reversa máxima	$V_{(BR)CES}$	800 V
Corrente direta	$I_{F(AV)}$	25 A
Corrente de pico não repetitiva	I_{FSM}	350 A
Tensão direta (@30 A)	V_F	1 V

Fonte: Vishay

3.4.2. Dimensionamento do Indutor de Armazenamento de Energia

Para a ondulação da corrente no indutor foi adotado um critério percentual de 20%, assim:

$$\Delta IL_1 = 20\% \cdot \frac{P_{in} \cdot \sqrt{2}}{V_{iefmín}} = 4,06 \text{ A} \quad (3.13)$$

A indutância do indutor do conversor é calculada utilizando (2.20):

$$L_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot 88 \cdot 0,378}{25 \cdot 10^3 \cdot 4,06} = 465 \cdot 10^{-6} \text{ H} \quad (3.14)$$

Para a escolha do núcleo a ser utilizado, alguns parâmetros devem ser considerados e os mesmos são apresentados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Parâmetros utilizados no dimensionamento do indutor.

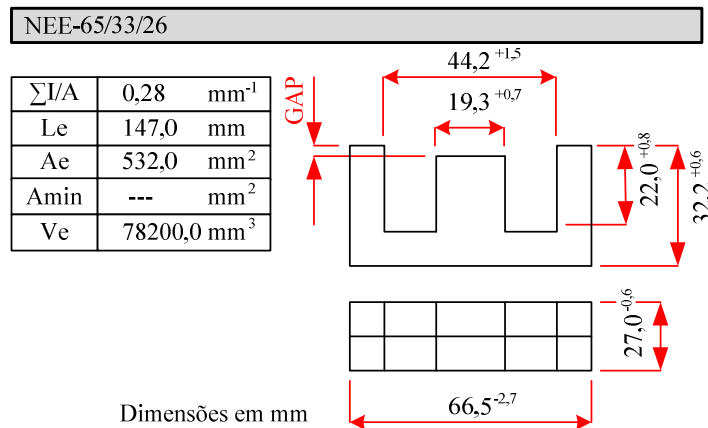
Parâmetro	Simbologia	Valor
Máxima densidade de corrente	$J_{máx}$	390 A/cm ²
Máxima densidade de fluxo magnético	$B_{máx}$	0,3 T
Permeabilidade do ar	μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m
Fator de ocupação da janela	K_w	0,7

De posse dos valores dados na Tabela 3.4, calcula-se a área do enrolamento:

$$A_p = \frac{L_1 \cdot I_{L_{1efm\acute{a}x}} \cdot I_{L_{1pkm\acute{a}x}}}{k_w \cdot J_{m\acute{a}x} \cdot B_{m\acute{a}x}} \cdot 10^4 = \frac{465 \cdot 10^{-6} \cdot 14,35 \cdot 20,3}{0,7 \cdot 390,0,3} \cdot 10^4 = 16,54 \text{ cm}^2 \quad (3.15)$$

Do catálogo de núcleos do fabricante THORNTON, deve-se escolher o NEE-65/33/26, pois o mesmo atende as especificações do projeto [20]. Algumas de suas características são apresentadas na Figura 3.3.

Figura 3.3 – Núcleo NEE-65/33/26.



Fonte: Thornton

As principais características para o núcleo adotado no projeto são dadas na Tabela 3.5.

Tabela 3.5 – Parâmetros do núcleo adotado.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Área da perna central	A_e	5,32 cm ²
Área da janela	A_w	3,7 cm ²
Produto das áreas	A_p	19,68 cm ²
Comprimento médio de uma espira	L_t	14,8 cm
Comprimento da altura da janela	G	4,6 cm

O número de espiras é calculado utilizando a seguinte expressão:

$$NL_1 = \frac{L_1 \cdot I_{L_{1pkm\acute{a}x}}}{A_e \cdot B_{m\acute{a}x}} \cdot 10^4 = 59 \text{ espiras} \quad (3.16)$$

O entreferro é dado por:

$$l_g = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot NL_1^2 \cdot A_e}{L_1} \cdot 10^{-2} = 0,503 \text{ cm} \quad (3.17)$$

Para a montagem no núcleo tipo NEE, deve-se dividir o entreferro em ambos os lados do núcleo, utilizando assim $l_g/2$. Utilizando uma ponte RLC da Agilent, faz o ajuste com maior precisão obtendo assim a indutância desejada.

Na região do entreferro as linhas de fluxo magnético apresentam uma curvatura, denominada de espraçamento, permitindo o aumento relativo da seção do núcleo [18]. Por este motivo deve ser feita a correção usando o fator de espraçamento. Assim calcula-se:

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot G}{l_g}\right) = 1 + \frac{0,503}{\sqrt{5,32}} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot 4,6}{0,503}\right) = 1,634 \quad (3.18)$$

Assim o número de espiras corrigido é dado por:

$$NL_{\text{corrigido}} = \frac{NL_1}{\sqrt{F}} = \frac{59,14}{\sqrt{1,634}} = 47 \text{ espiras} \quad (3.19)$$

A seção total do condutor é encontrada a seguir:

$$SL_1 = \frac{IL_{\text{efmáx}}}{J_{\text{máx}}} = \frac{14,35}{390} = 0,03681 \text{ cm}^2 \quad (3.20)$$

As espiras dos enrolamentos devem ser feitas com fio 26 AWG. As seções sem isolamento e com isolamento do fio indicado são:

$$S26_{\text{awgs}} = 0,001287 \text{ cm}^2 \quad (3.21)$$

$$S26_{\text{awgc}} = 0,001671 \text{ cm}^2 \quad (3.22)$$

Para o indutor especificado, deverão ser utilizados 29 fios com bitola 26 AWG em paralelo.

Área total do cobre para o fio adotado é calculada:

$$AcuL = NFL \cdot S26_{\text{awgs}} \cdot NL_{\text{corrigido}} = 2,271 \text{ cm}^2 \quad (3.23)$$

Com o projeto finalizado, deve-se verificar se a área da janela disponível será suficiente para o enrolamento dimensionado. O fator de ocupação da janela é dado por:

$$Rel_A = \frac{AcuL}{A_w} = \frac{2,278}{3,7} = 0,615 \quad (3.24)$$

A partir da equação anterior, verifica-se que o núcleo poderá ser construído, pois o fator de ocupação é menor que 0,7 para indutores [21].

3.4.3. Dimensionamento do Interruptor

Inicialmente calcula-se a máxima razão cíclica:

$$D_{\max} = 1 - \frac{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef\min}}}{V_0} = 1 - \frac{\sqrt{2} \cdot 88}{200} = 0,378 \quad (3.25)$$

Razão Cíclica Mínima:

$$D_{\min} = 1 - \frac{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef\max}}}{V_0} = 1 - \frac{\sqrt{2} \cdot 132}{200} = 0,067 \quad (3.26)$$

A corrente eficaz através do interruptor é calculada a partir da Equação (2.24):

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{8}{3\pi}} \cdot 14,35 \cdot \sqrt{\frac{124,45}{200}} = 10,43A \quad (3.27)$$

A corrente média no interruptor é calculada como segue:

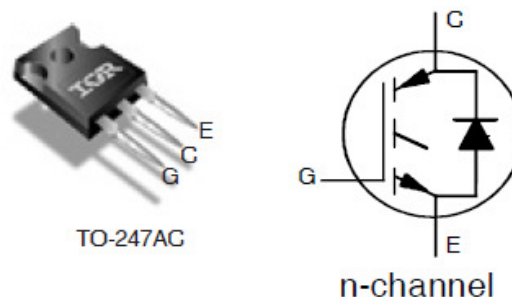
$$I_{Smed} = \sqrt{2} \cdot 14,35 \cdot \left(\frac{2}{\pi} - \frac{1}{2} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot 88}{200} \right) = 6,607 \text{ A} \quad (3.28)$$

A tensão reversa máxima é:

$$V_{S_{\max}} = V_0 = 200 \text{ V} \quad (3.29)$$

Com base nos esforços de corrente e tensão calculados acima e disponibilidade no laboratório, foi adotado o IGBT IRGP50B60PD. O mesmo possui tecnologia WARP2 que contempla dispositivos de baixo custo, operam em altas frequências e têm melhor rendimento se comparado com MOSFETS equivalentes [22].

Figura 3.4 – Encapsulamento e pinagem do IGBT IRGP50B60PD.



A Tabela 3.6 define alguns parâmetros do IGBT que será utilizado no estágio de potência.

Tabela 3.6 – Especificações técnicas do IGBT IRGP50B60PD.

<i>Parâmetro</i>	<i>Simbologia</i>	<i>Valor</i>
Tensão coletor-emissor	V_{CES}	600 V
Corrente de coletor	I_C	33 A
Tensão de saturação coletor-emissor (@ 33 A)	$V_{CE(ON)}$	2 V
Tensão <i>gate</i> -emissor	V_{GE}	± 20 V
Tempo de subida	t_r	26 ns
Tempo de descida	t_f	43 ns
Resistência térmica junção-carcaça	R_{JCS3}	0,34 °C/W
Resistência térmica carcaça-dissipador	R_{CD2}	0,24 °C/W
Faixa de temperatura de operação	T_J	-55 à +150 °C

Fonte: *International Rectifier*

De posse das principais características do IGBT adotado, será realizada uma estimativa das perdas por condução:

$$P_{condS} = \frac{V_{cen} - V_{ceo}}{I_{cn}} \cdot IS_{ef}^2 + V_{ceo} \cdot IS_{med} = 10 \text{ W} \quad (3.30)$$

As perdas por comutação são dadas por:

$$P_{comS} = \frac{1}{6} \cdot V_{ce_{máx}} \cdot IL_{efmáx} (t_{fn} + t_{rn}) \cdot F_s = 0,478 \text{ W} \quad (3.31)$$

Assim, estima-se o total de perdas no interruptor:

$$P_{totS} = P_{condS} + P_{comS} = 10,478 \text{ W} \quad (3.32)$$

3.4.4. Dimensionamento do Diodo de Transferência

O Diodo está representado no esquemático por D_1 e sua corrente média é dada por:

$$ID_{med} = I_0 = 6 \text{ A} \quad (3.33)$$

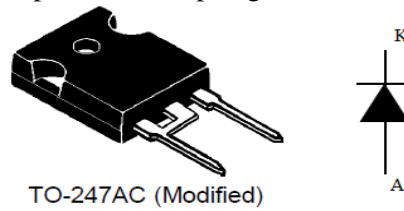
A Corrente eficaz através do diodo é dada como segue:

$$ID_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (\sqrt{2} \cdot 14,35 \cdot \text{sen}(wt))^2 \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{2} \cdot 88}{200} \cdot \text{sen}(wt)\right) d(wt)} = 9,86 \text{ A} \quad (3.34)$$

A tensão reversa máxima aplicada sob o diodo é dada no momento em que o mesmo se encontra em não condução. Assim:

$$VD_{rev} = V_0 = 200 \text{ V} \quad (3.35)$$

Figura 3.5 – Encapsulamento e pinagem do diodo 30ETH06.



A Tabela 3.7 define alguns parâmetros do diodo que será utilizado no estágio de potência [23].

Tabela 3.7 – Especificações técnicas do diodo 30ETH06.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Tensão reversa máxima	$V_{(BR)CES}$	600 V
Corrente direta	$I_{F(AV)}$	30 A
Corrente de pico não repetitiva	I_{FSM}	200 A
Tensão direta (@30 A)	V_F	2 V
Tempo de recuperação reversa	t_{rr}	28 ns
Carga de recuperação reversa	Q_{rr}	65 nC

Fonte: *International Rectifier*

As perdas no diodo por condução são dadas por:

$$PD_{total} = \frac{V_F - V_{FO}}{I_{F(AV)}} \cdot ID_{ef}^2 + V_{FO} \cdot ID_{med} = \frac{2-1}{30} \cdot 9,86^2 + 1.6 = 9,24 \text{ W} \quad (3.36)$$

3.4.5. Dimensionamento do Capacitor Filtro de Saída

O capacitor será dimensionado a partir da equação (2.29). Adota-se um valor mínimo de tensão que o capacitor deverá fornecer durante um intervalo de tempo.

O tempo de manutenção (*hold-up time*) é adotado e utilizado na Equação (3.37):

$$\Delta t_{hold} = 8,33 \cdot 10^{-3} \text{ s} \quad (3.37)$$

A tensão mínima de descarga do barramento é dada por:

$$V_{0descarga} = V_0 - V_0 \cdot 15\% = 200 - 200 \cdot 15\% = 170 \text{ V} \quad (3.38)$$

A capacitância é calculada a partir da Equação (2.29):

$$C_0 = \frac{2 \cdot 1200 \cdot 8,33 \cdot 10^{-3}}{200^2 - 170^2} = 1,8 \cdot 10^{-3} \text{ F} \quad (3.39)$$

A resistência série equivalente é dada por:

$$R_{se_{eq}} = \frac{0,34}{4} = 0,085 \text{ } \Omega \quad (3.40)$$

A corrente eficaz aproximada é calculada por:

$$i_{co_{ef}} = \frac{14,35}{2,1,071} = 6,7 \text{ A} \quad (3.41)$$

Para atender os requisitos de capacitância, resistência série equivalente, corrente eficaz e tensão direta adota-se quatro capacitores de 470 uF/250V do fabricante Epcos [24]. A Tabela 3.8 mostra as principais especificações para o componente adotado no projeto.

Figura 3.6 – Encapsulamento e referência do catálogo do capacitor adotado.

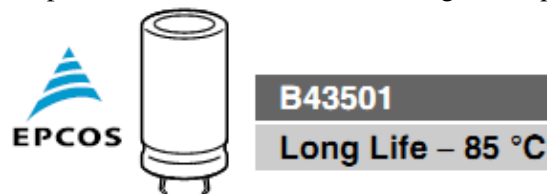


Tabela 3.8 – Especificações técnicas do capacitor 470uF/250V (Epcos).

Parâmetro	Simbologia	Valor
Tensão máxima	V_{DC}	250 V
Capacitância	C_0	470 μ F
Corrente eficaz máxima	I_{Cef}	3,84 A
Resistência série equivalente	R_{SE}	340 m Ω

Fonte: *Epcos*

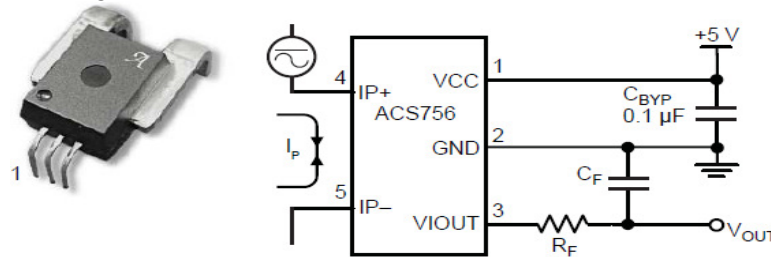
3.4.6. Dimensionamento do Sensor de Corrente no Indutor

Para o presente trabalho, foi adotado o sensor de efeito *hall* devido as suas vantagens em relação ao sensor do tipo resistor *shunt*. O sensor escolhido foi o ACS756 do fabricante ALLEGRO [25].

Para o correto funcionamento do circuito de controle analógico, o *offset* de +2,5 Vcc deverá ser removido antes que o mesmo chegue ao controlador.

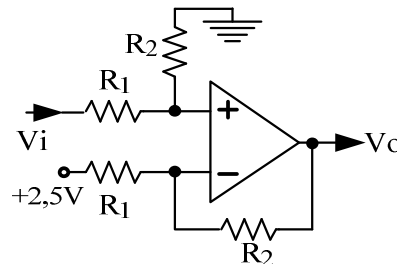
O sensor de efeito *hall* bem como seu circuito típico de aplicação é mostrado na Figura 3.7.

Figura 3.7 – Sensor de corrente de efeito Hall ACS756.



O circuito condicionador além de fornecer o ganho necessário ao projeto da malha de corrente deverá eliminar o *offset* de +2,5 Vcc presente na saída do sensor. O circuito utilizado para tal é o amplificador na configuração diferenciador mostrado na Figura 3.8.

Figura 3.8 – Circuito condicionador do sensor de corrente.



Pode ser observado a partir da Figura 3.8, que uma tensão de +2,5 Vcc é agregada ao resistor da entrada inversora. A tensão de saída do circuito condicionador é dada por:

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V^+ - V^-) \quad (3.42)$$

Substituindo o valor da tensão de *offset* do sensor, têm-se a Equação (3.43):

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V^+ - 2,5) \quad (3.43)$$

Pelo fato de os sinais amostrados serem de baixa frequência e os ganhos para o circuito de controle não serem elevados, um amplificador operacional que atende estes parâmetros é o TL074 [26]. O mesmo foi adotado no projeto por suas características e pela disponibilidade no laboratório.

Tabela 3.9 – Especificações técnicas do amplificador operacional TL074.

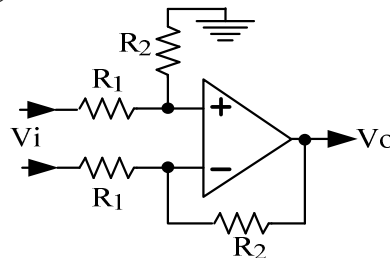
<i>Parâmetro</i>	<i>Simbologia</i>	<i>Valor</i>
Tensão máxima	V_{DC}	± 18 V
Corrente de entrada	I_{IB}	65 pA
Razão de Rejeição Modo Comum	CMRR	100 dB
Largura de Banda	B_1	3 MHz

Fonte: *Texas Instruments*

3.4.7. Dimensionamento do Circuito Sensor de Tensão

Para o monitoramento da tensão de saída do conversor, foi utilizado um circuito diferencial com amplificador operacional. Motivo este, pois o circuito de controle se encontra referenciado no conversor inferior necessitando uma amostragem diferencial para o conversor superior. O circuito utilizado é mostrado na Figura 3.9.

Figura 3.9 – Circuito sensor de tensão.



A tensão de saída do circuito de amostragem é dada por:

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} (V^+ - V^-) \quad (3.44)$$

3.5. PROJETO DA TÉCNICA DE CONTROLE

3.5.1. Dimensionamento do Filtro de Feedforward

Para o correto dimensionamento da malha de *feedforward*, alguns parâmetros devem ser assumidos e se encontram na Tabela 3.10.

Tabela 3.10 – Parâmetros assumidos no projeto da malha de *feedforward*.

<i>Parâmetro</i>	<i>Simbologia</i>	<i>Valor</i>
Porcentagem de segunda harmônica	%120 Hz	66,2%
Porcentagem de terceira harmônica	%180 Hz	1,5%
Resistor do filtro passa baixa	RFF1	750 kΩ
Ganho do filtro	$K_{ff} = (\%180 / \%120) \text{ Hz}$	0,023
Tensão no ponto b	V_b	$1,5 < V_b < 4,5$

A malha de *feedforward* é composta pelos componentes RFF₁, RFF₂, RFF₃, CFF₁ e CFF₂. Calcula-se a frequência de corte do filtro:

$$F_{c_{ff}} = 2 \cdot F_R \sqrt{K_{ff}} = 2 \cdot 60 \cdot \sqrt{0,023} = 18,063 \text{ Hz} \quad (3.45)$$

A partir das Equações (2.53) e (2.54) calcula-se RFF₂ e RFF₃:

$$RFF_2 = \frac{750 \cdot 10^3 [1,5 \cdot 70,4 - 4,5(1,5 - 70,4) - (1,5 \cdot 4,5)]}{4,5(1,5 - 70,4) + (1,5 \cdot 4,5) - 70,4(70,4 - 1,5) - 1,5 \cdot 70,4} \cong 34 \text{ K}\Omega \quad (3.46)$$

Com o valor de RFF₂ obtido, encontra-se RFF₃ a partir da Equação (3.47):

$$RFF_3 = \frac{1,5(750 \cdot 10^3 + 34 \cdot 10^3)}{70,4 - 1,5} \cong 17 \text{ K}\Omega \quad (3.47)$$

De posse dos resistores, calcula-se CF₁ e CF₂:

$$CFF_1 = \frac{1}{2\pi \cdot F_{c_{ff}} \cdot RFF_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 18,063 \cdot 34 \cdot 10^3} \cong 270 \text{ nF} \quad (3.48)$$

A frequência de corte do filtro com base nos componentes adotados no projeto é dada por:

$$F_{c_{ffreal}} = \frac{1}{2\pi \cdot CFF_1 \cdot RFF_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 270 \cdot 10^{-9} \cdot 34 \cdot 10^3} = 17,3 \text{ Hz} \quad (3.49)$$

O valor de CFF2 é obtido como segue:

$$CFF_2 = \frac{1}{2\pi \cdot Fc_{ffreal} \cdot RFF_3} = \frac{1}{2\pi \cdot 17.17 \cdot 10^3} \cong 560 \text{ nF} \quad (3.50)$$

3.5.2. Malha de Corrente

Para que a corrente através do indutor tenha um formato senoidal e com baixa distorção harmônica alguns parâmetros devem ser adotados. A malha de corrente é composta por um amplificador operacional juntamente com os resistores R_i , R_{iz} , C_{iz} e C_{ip} . O compensador adotado é o PI com filtro [27].

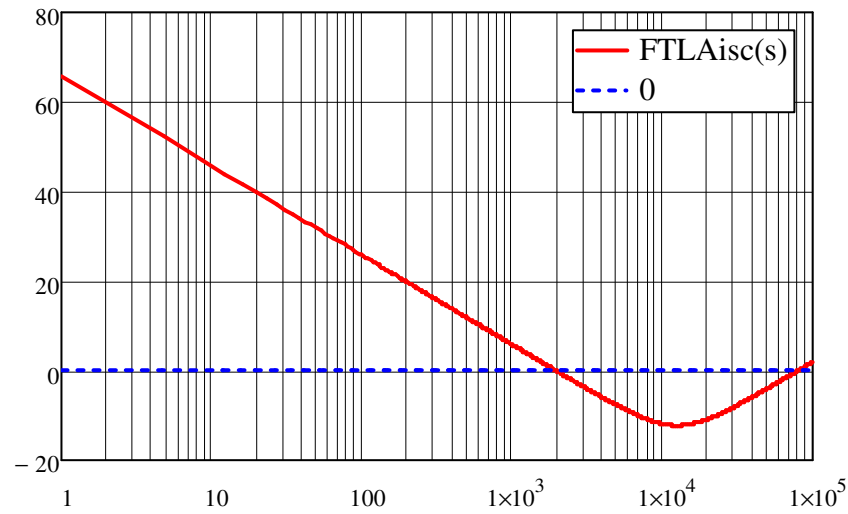
O amplificador de erro tem a função de comparar a corrente amostrada no indutor com uma tensão de referência gerando um sinal de erro que é utilizado para ajustar a razão cíclica de acionamento do interruptor [27]. A tensão de referência é função da tensão de saída do conversor *boost*, da tensão de entrada retificada e da tensão da malha de balanceamento das tensões de saída. A Tabela 3.11 contém os parâmetros utilizados no dimensionamento da malha de corrente.

Tabela 3.11 – Parâmetros assumidos no projeto da malha de corrente.

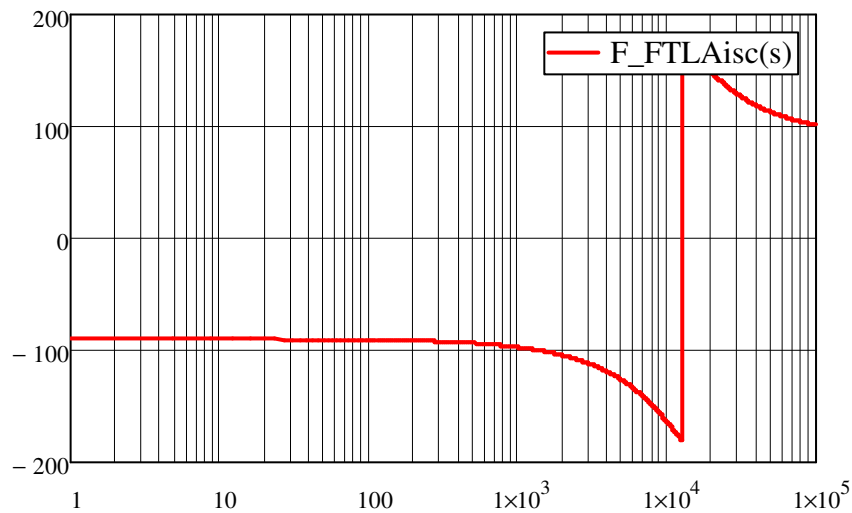
<i>Parâmetro</i>	<i>Simbologia</i>	<i>Valor</i>
Amplitude do sinal da portadora triangular	V_T	5,2 V
Ganho do sensor Hall de corrente	K_{HALL}	0,04 [V/A]
Ganho do circuito diferencial	K_{DIFF}	2 [V/V]
Função de transferência do modulador PWM	$F_m(s) = 1/V_T$	0,192 [%/V]
Frequência de cruzamento da malha de corrente	f_{CI}	4,1 kHz

O diagrama de Bode da $FTLA_{sci}(s)$ é mostrado na Figura 3.9.

Figura 3.10 – Diagrama de Bode da $FTLA_{sci}(s)$; (a) ganho, (b) fase.



(a)



(b)

Os critérios para alocação de polos e zeros para a malha de corrente são descritos a seguir [28], [29] e [30]:

- Polo 1 alocado na origem minimizando o erro estático;
- Polo 2 é alocado acima da metade da frequência de chaveamento;
- O Zero é alocado uma década abaixo da metade da frequência de chaveamento garantindo um cruzamento por zero dB da função de transferência com inclinação de -20dB/década.

- A frequência de cruzamento deve ser de no máximo um quarto da frequência de chaveamento.

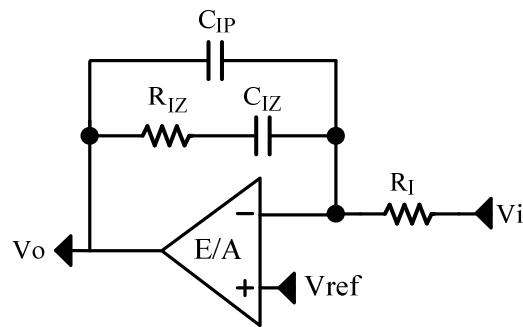
Para a frequência de cruzamento de 4,1 kHz, indicada na Tabela 3.11, observa-se na Figura 3.10, que o controlador deve proporcionar um ganho (ΔV_i) de 2 (em valor absoluto), aproximadamente.

A função de transferência do compensador PI com filtro é dada por:

$$C_i(s) = \frac{1}{R_{CI} \cdot C_{CP}} \cdot \frac{(j \cdot s) + \frac{1}{R_{CZ} \cdot C_{CZ}}}{(j \cdot s) \cdot [(j \cdot s) + (\frac{C_{CP} \cdot C_{CZ}}{R_{CZ} \cdot C_{CP}^2})]} \quad (3.51)$$

O circuito do compensador PI com filtro pode ser observado na Figura 3.11.

Figura 3.11 – Compensador PI com filtro adotado para a malha de corrente.



O ganho é calculado por:

$$K_i = 10^{\frac{|20 \cdot \log(|FTLA_{isc}(2\pi \cdot F_{ci})|)|}{20}} \approx 2 \quad (3.52)$$

Considerando o resistor $R_I = 10k\Omega$, calcula-se o resistor do zero:

$$R_{IZ} = K_i \cdot R_I = 2 \cdot 10 \cdot 10^3 = 22k\Omega \quad (3.53)$$

De acordo com os critérios de alocação de polos mencionados acima, calcula-se o capacitor C_{CZ} :

$$C_{IZ} = \frac{1}{2\pi \cdot F_z \cdot R_{IZ}} = \frac{1}{2\pi \cdot 1,25 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3} = 6,8 \text{ nF} \quad (3.54)$$

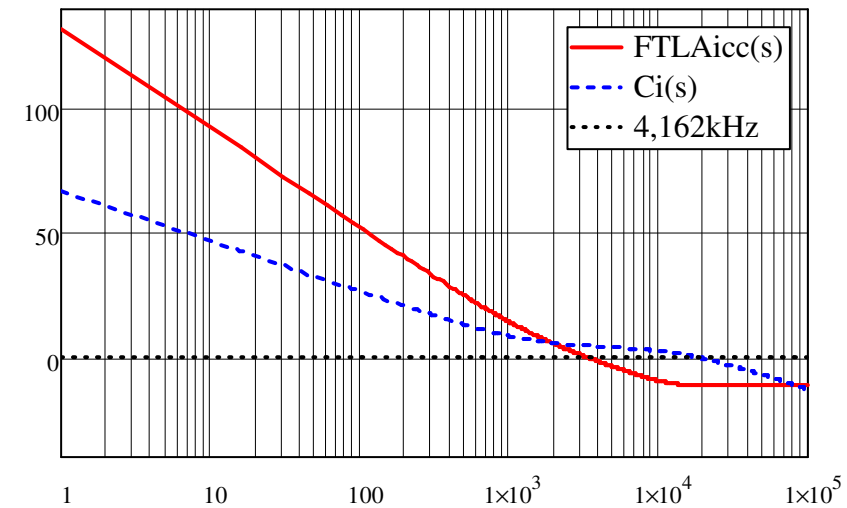
$$C_{IP} = \frac{C_{IZ}}{2\pi \cdot R_{IZ} \cdot F_{p2} \cdot C_{IZ} - 1} = \frac{6,8 \cdot 10^{-9}}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 12,5 \cdot 10^3 \cdot 6,8 \cdot 10^{-9} - 1} \approx 680 \text{ pF} \quad (3.55)$$

A função de transferência com compensador da malha de corrente é dada por:

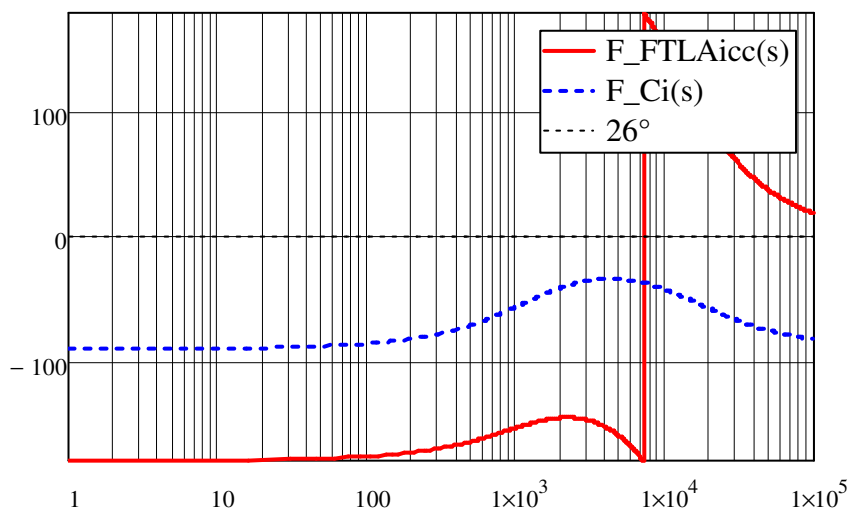
$$FTLA_{ci}(s) = \frac{1}{V_T} \cdot G_i(s) \cdot C_i(s) \cdot H_e(s) \cdot H_i(s) \quad (3.56)$$

Os diagramas de Bode da função de transferência compensada para o controle da corrente no indutor pode ser observado na Figura 3.12.

Figura 3.12 – Diagrama de Bode da $FTLA_{ci}(s)$; (a) ganho, (b) fase.



(a)



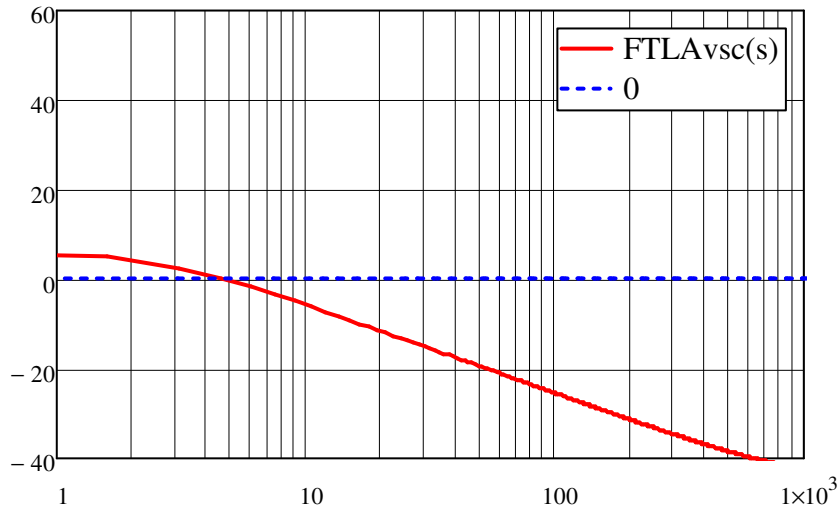
(b)

De acordo com o diagrama de Bode da Figura 3.12a) observa-se que a frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto é de aproximadamente 4,1 KHz. A margem de fase ficou em torno de 26° .

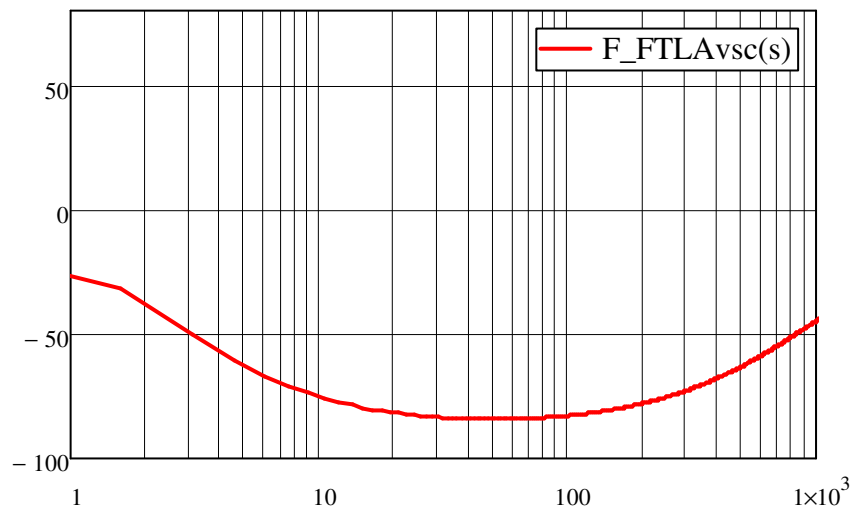
3.5.3. Malha de Tensão

O controle da tensão do barramento CC é responsável por manter a tensão no valor nominal de 200 Vcc e uma variação de 15% na entrada. O diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto é mostrado na Figura 3.13.

Figura 3.13 – Diagrama de Bode da $FTLA_{scv}(s)$; (a) ganho, (b) fase.



(a)

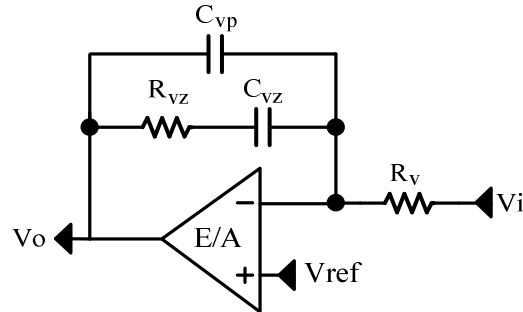


(b)

A malha de tensão deve possuir uma resposta lenta evitando distorção na corrente de entrada. A malha de tensão é composta por um amplificador operacional juntamente com os resistores R_v , R_{vz} , C_{vz} e C_{vp} . Para tal, será utilizado o compensador PI com filtro com baixa

frequência de cruzamento. O compensador PI com filtro utilizado na malha de tensão é mostrado na Figura 3.14.

Figura 3.14 – Compensador PI com filtro adotado para a malha de tensão.



Os critérios para alocação de polos e zeros para a malha de tensão são descritos a seguir [28], [29] e [30]:

- Polo 1 alocado na origem minimizando o erro estático;
- Polo 2 é alocado acima da frequência da rede para atenuar ruídos e ondulações de 120Hz presentes na tensão de saída;
- O Zero é alocado uma década abaixo da frequência da rede garantindo um cruzamento por zero dB da função de transferência com inclinação de -20dB/década.
- A frequência de cruzamento deve ser de no máximo um quarto da frequência da rede elétrica 60 Hz.

Os parâmetros assumidos no dimensionamento do circuito compensador da malha de tensão se encontram na Tabela 3.12.

Tabela 3.12 – Parâmetros assumidos no projeto da malha de tensão.

Amplitude do sinal da portadora triangular	V_T	5,2 V
Tensão de referência do compensador	V_{VREF}	3 V
Função de transferência do modulador PWM	$F_m(s) = 1/V_T$	0,192 1/V
Amostragem da tensão de entrada	V_{shape}	1 V

Com os parâmetros assumidos, inicialmente é calculado o ganho do sensor de tensão:

$$H_V(s) = \frac{V_{VREF}}{V_0} = \frac{3}{200} = 0,0015 \quad (3.57)$$

A frequência de cruzamento do laço é dada por:

$$F_{CV} = \frac{F_r}{4} = \frac{60}{4} = 15 \text{ Hz} \quad (3.58)$$

O ganho necessário para atingir a frequência de cruzamento é dado por:

$$H_V = 20 \log(|FTLA_{scv}(s)|) = -9,103 \text{ dB} \quad (3.59)$$

Em termos de valor absoluto o ganho é dado por:

$$K_V = 10^{\frac{|H_V|}{20}} = 2,852 \quad (3.60)$$

Considerando o resistor $R_V = 100k\Omega$, o passo seguinte é calcular os componentes do compensador de tensão. Assim calcula-se o resistor R_{VZ} :

$$R_{VZ} = K_V \cdot R_V = 2,852 \cdot 100k \approx 270 \text{ k}\Omega \quad (3.61)$$

O capacitor correspondente ao zero do compensador de tensão é calculado por:

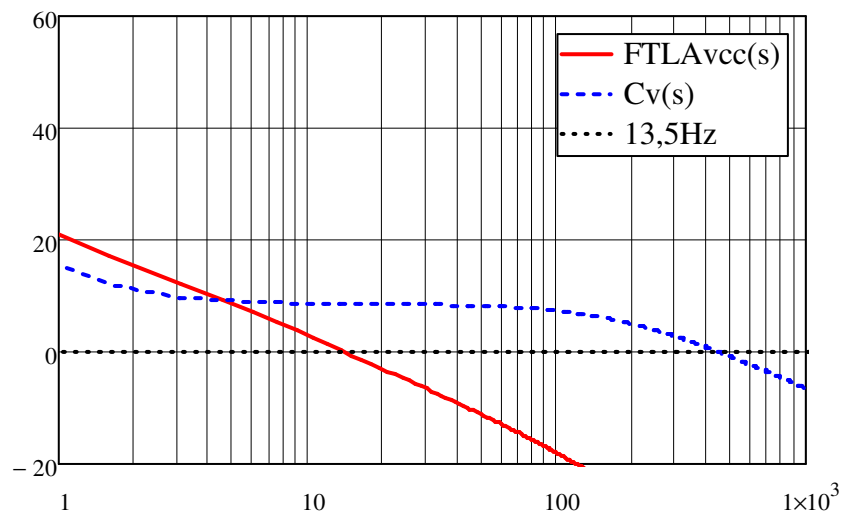
$$C_{VZ} = \frac{1}{2\pi \cdot F_{ZV} \cdot R_{VZ}} = \frac{1}{2\pi \cdot 15 \cdot 270 \cdot 10^3} = 330 \text{ nF} \quad (3.62)$$

O capacitor relativo ao segundo polo é dado por:

$$C_{VP} = \frac{C_{VZ}}{2\pi \cdot F_{P2V} \cdot R_{VZ} \cdot C_{VZ} - 1} = \frac{1}{2\pi \cdot 150 \cdot 270 \cdot 10^3 \cdot 330 \cdot 10^{-9} - 1} = 3,3 \text{ nF} \quad (3.63)$$

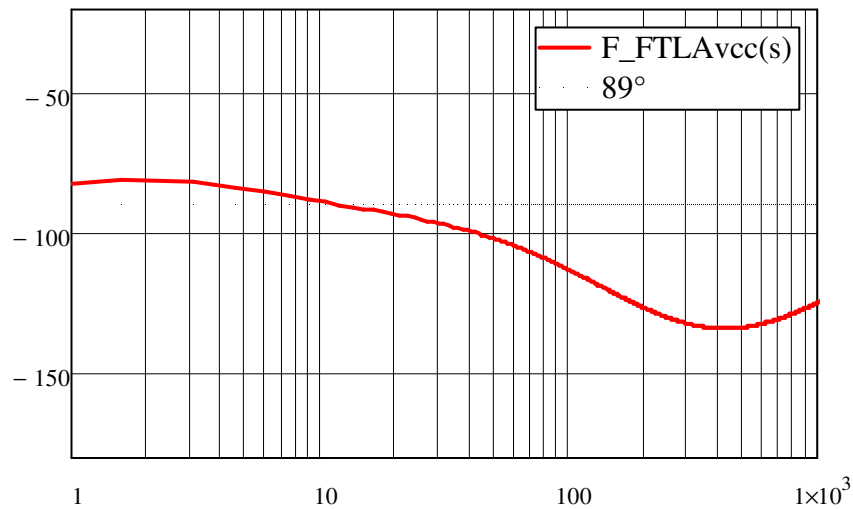
O diagrama de Bode do compensador PI com filtro é observado na Figura 3.15.

Figura 3.15 – Diagrama de Bode da $FTLA_{cv}(s)$; (a) ganho, (b) fase.



(a)

De acordo com o diagrama de Bode da Figura 3.15a) observa-se que a frequência de cruzamento é de aproximadamente 13,5 Hz.



(b)

A partir da Figura 3.15b) observa-se que a margem de fase da função de transferência compensada é de aproximadamente 89° .

3.6. Comparação entre os Valores Numéricos e os Simulados

Após o dimensionamento dos componentes do circuito de potência, foi realizado uma simulação utilizando o software Orcad v10.3. Visando a comparação dos resultados teóricos com os obtidos através de simulação foi montado a Tabela 3.13.

Tabela 3.13 – Comparação entre os valores calculados e simulados.

Parâmetro	Valor Calculado	Valor de Simulação
$I_{efm\acute{a}x}$	14,35 A	14,66 A
$I_{picom\acute{a}x}$	20,30 A	19,30 A
ΔIL	4,06 A	4,30 A
IS_{ef}	10,43 A	10,6 A
IS_{med}	6,60 A	6,6 A
ID_{med}	6,00 A	6,00 A
ID_{ef}	7,35 A	10,45 A

Os dados apresentados na Tabela 3.13 foram obtidos utilizando o conversor *boost* dimensionado no presente capítulo operando com potência nominal de $P_1=1200$ W. O que equivale a uma resistência de carga de $R_1=33,33\Omega$.

3.7. Considerações Finais

Neste capítulo foi realizado o procedimento de projeto do conversor duplo *boost* com associação série/paralelo na entrada. O conversor proposto é composto por dois conversores *boost* clássicos com os mesmos parâmetros, assim foi desenvolvido o projeto para apenas um conversor.

A metodologia de projeto dos estágios de potência e controle baseou-se nas análises qualitativa e quantitativa do conversor proposto realizada no capítulo 2.

A partir dos esforços de tensão e corrente nos componentes do circuito de potência, realizou-se a escolha dos mesmos juntamente aos fabricantes.

O circuito de controle foi projetado utilizando o circuito multiplicador interno ao circuito integrado UC3854BN, pois o mesmo possui as entradas para a tensão retificada, tensão de saída e uma amostra da corrente responsável por dar a forma senoidal a corrente no indutor.

A partir do diagrama de blocos da técnica de controle com realimentação dupla cruzada, desenvolveu-se o projeto dos circuitos analógicos de amostragem bem como os compensadores das malhas de tensão e corrente.

Por fim, foi realizada uma comparação entre os valores calculados no dimensionamento dos componentes do circuito de potência e os valores obtidos via simulação visando à validação do equacionamento.

CAPÍTULO 4

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

4.1. Introdução

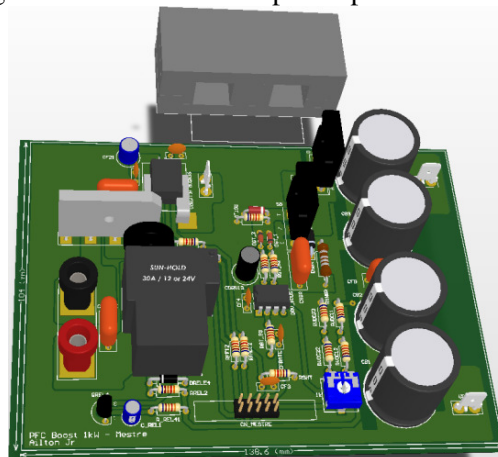
O presente capítulo tem como objetivo inicial, observar se os resultados teóricos se assemelham aos obtidos através de simulação. Para tal foram desenvolvidos ensaios para as conexões série e paralelo na entrada.

A partir da Figura 1.14, é observado que o circuito de controle é referenciado ao terra do conversor inferior, as tensões de saída são amostradas diferencialmente e existe o cruzamento de informação da tensão de saída do conversor oposto em cada circuito de controle. Devido as diferentes referências, cada interruptor é acionado através de um optoacoplador com fonte de tensão isolada advinda de um conversor *flyback*. Deve-se ressaltar que os conversores operam com os circuitos osciladores sincronizados.

Inicialmente, foi utilizado o *software* ORCAD versão 10.3 para a obtenção dos resultados de simulação e posteriormente fazer a comparação com os práticos. Para um melhor entendimento, os resultados se encontram divididos por cargas balanceadas ou não balanceadas e pelo tipo de conexão na entrada do conversor.

De posse do dimensionamento dos componentes de potência o próximo passo é a criação do esquemático e a placa de circuito impresso. Para tal foi utilizado o *software* Altium Designer v10 (estudante). O protótipo em 3D do conversor pode ser observado na Figura 4.1.

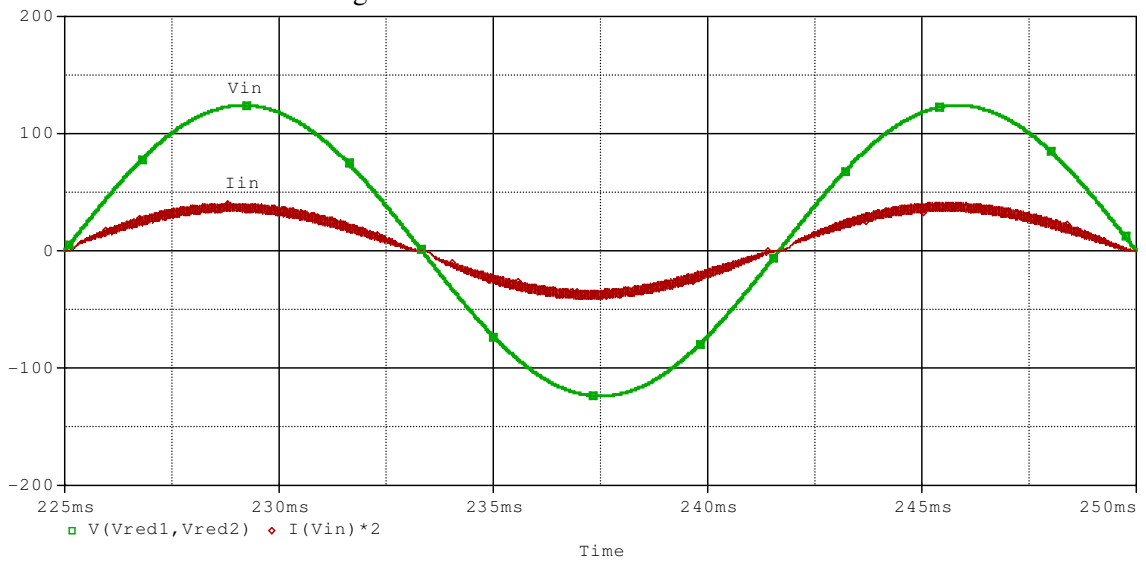
Figura 4.1 – Visão 3D do protótipo desenvolvido.



4.2. Resultados de Simulação de um Único Conversor *Boost*

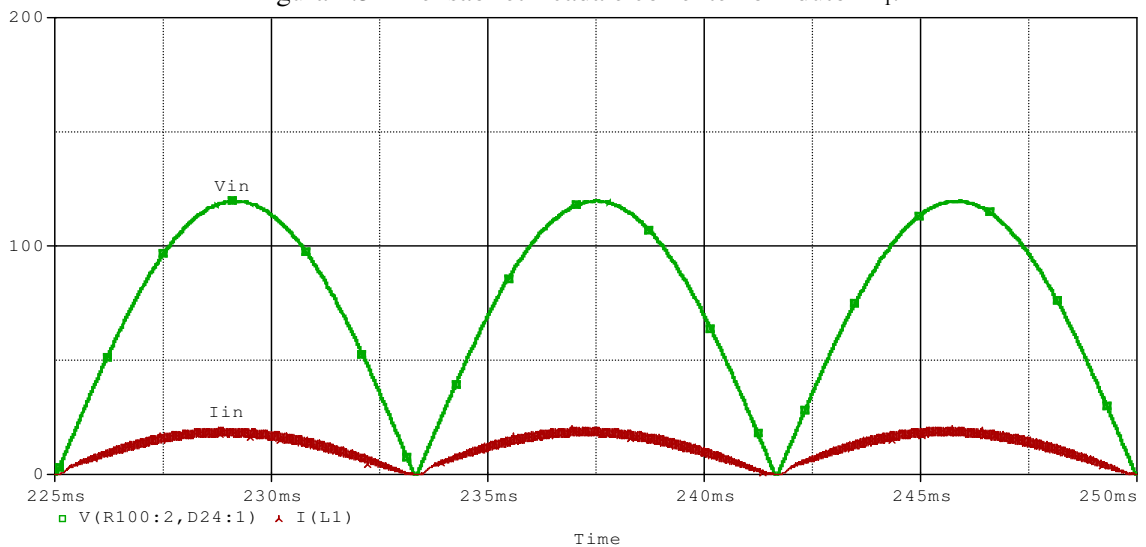
A simulação para o conversor *boost* foi desenvolvida para a validação em plena carga, ou seja, $P_{01}=1200$ W. Para a potência nominal o valor da resistência de carga é de $R_{L1}=33,33$ Ω . A Figura 4.2 mostra as formas de onda da tensão e corrente na entrada do conversor *boost*. Pode ser observado que o conversor opera com CFP.

Figura 4.2 – Tensão e corrente de entrada.

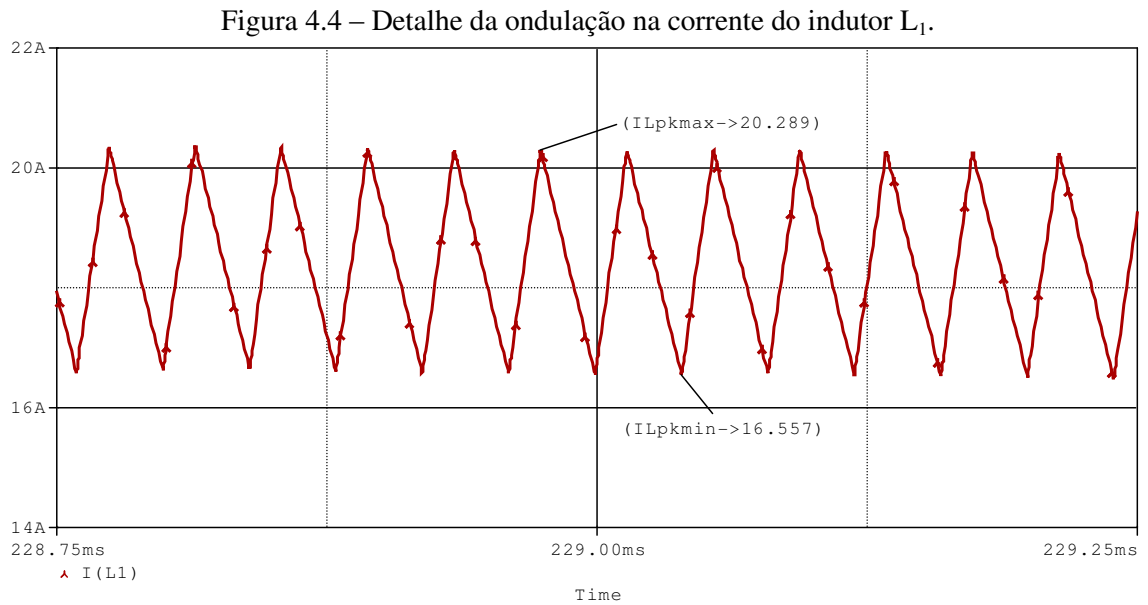


A Figura 4.3 mostra a tensão retificada juntamente com a corrente na entrada do conversor, ou seja, a corrente que atravessa o indutor.

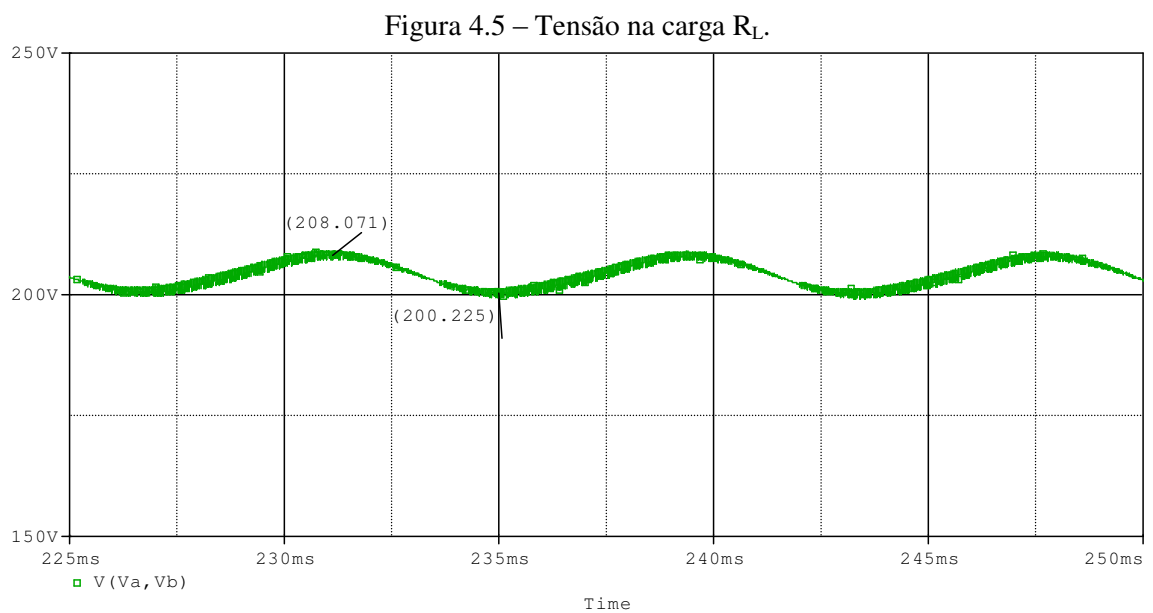
Figura 4.3 – Tensão retificada e corrente no indutor L_1 .



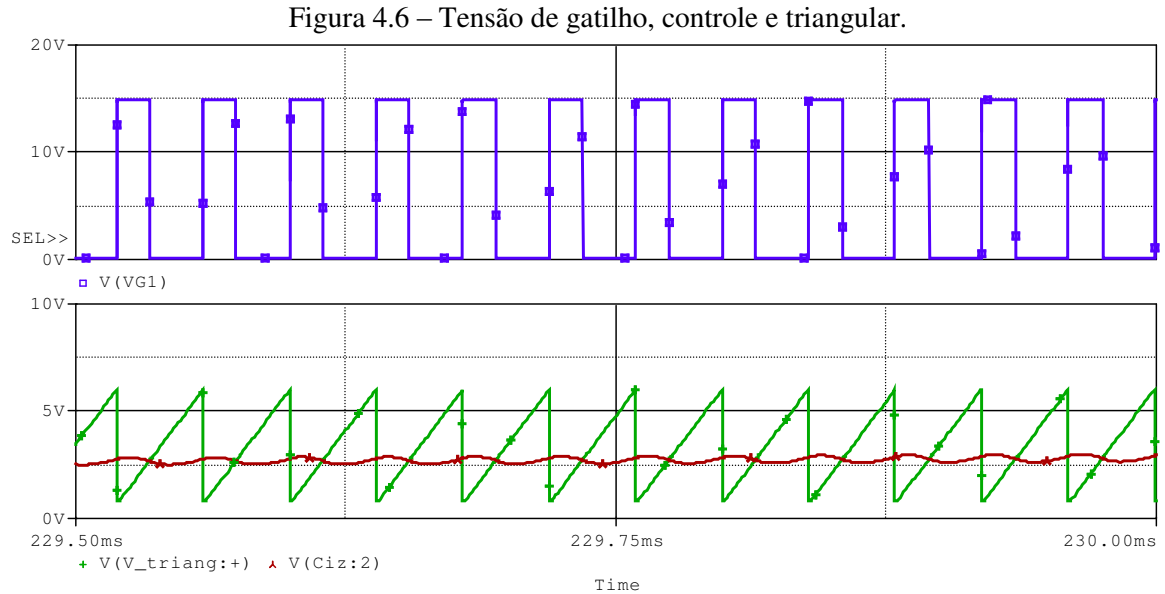
A ondulação da corrente no indutor é mostrada na Figura 4.4. O valor da ondulação é de aproximadamente 3,73 A, bem aproximado do valor calculado de 4,06 A calculado na Equação (3.13).



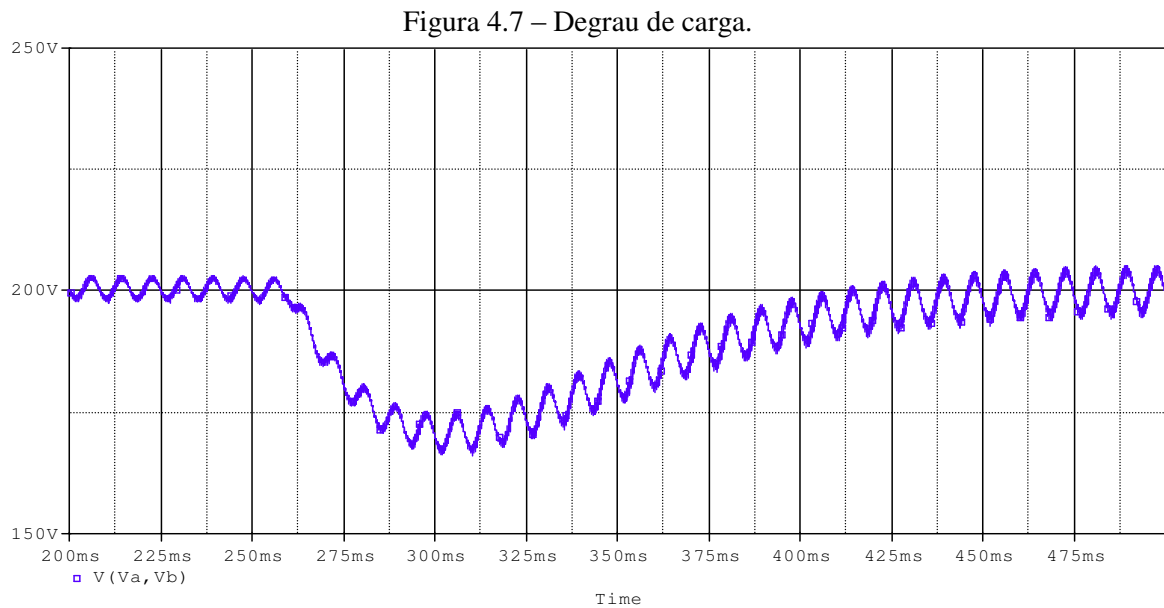
A tensão na carga é mostrada na Figura 4.5. A partir da Figura 4.5 observa-se que a tensão atingiu o valor adotado no projeto que é de 200 Vcc, ou seja, a malha responsável pelo controle da tensão de saída está operando como esperado. A ondulação da tensão de saída é de aproximadamente 10 Vcc.



Da Equação (2.18), sabe-se que o ciclo de trabalho varia senoidalmente para que a corrente de entrada apresente o mesmo formato da tensão da rede. As tensões de gatilho, controle e dente de serra são observadas na Figura 4.6. A inclinação da tensão de controle é menor à inclinação do sinal dente de serra, o qual implica que o sistema é estável.



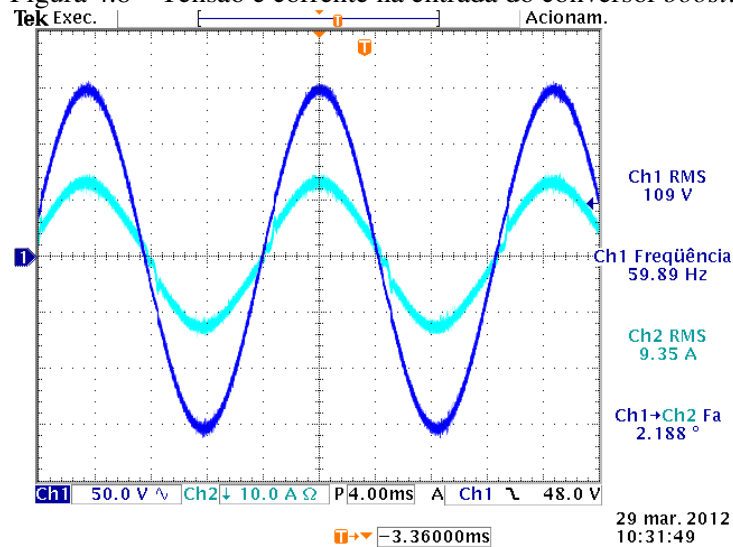
Para validação da malha de tensão do conversor *boost* foi realizado um degrau de carga de 50% para 100% de carga. Para este teste os valores das resistências de carga utilizados foram de $RL_1=66,66 \Omega$ e $RL_2=33,33 \Omega$. A carga RL_2 foi inserida no circuito depois de simulados 260ms e retirada em 300ms. O resultado pode ser observado Figura 4.7.



4.3. Resultados Experimentais de um Único conversor *boost*

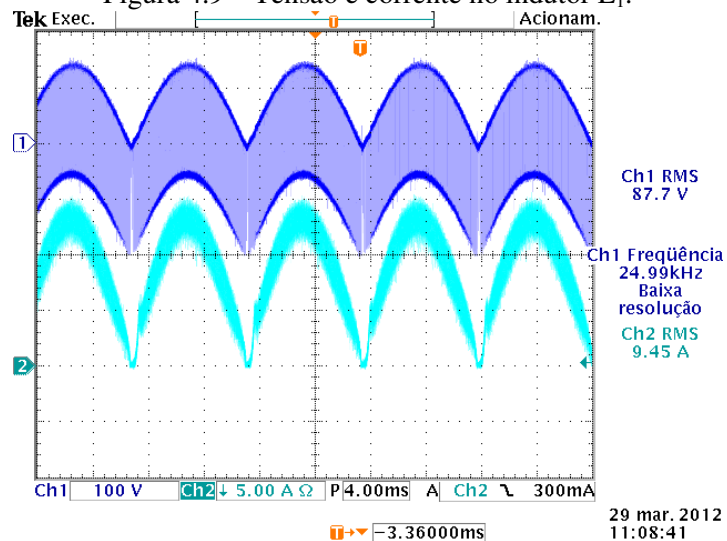
Após a realização dos testes de simulação, foi realizado o teste de bancada para a validação do conversor *boost* e a partir daí fazer a conexão dos dois módulos do conversor, denominado conversor duplo *boost*. Os resultados experimentais foram desenvolvidos com carga resistiva. A Figura 4.8 mostra a tensão e a corrente na entrada do conversor *boost* para a validação do protótipo antes de realizar a conexão das entradas em paralelo e em série.

Figura 4.8 – Tensão e corrente na entrada do conversor *boost*.

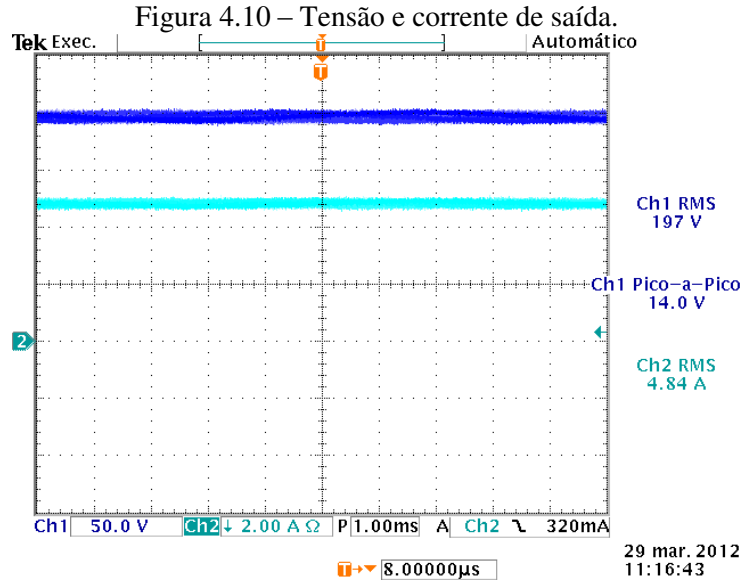


A Figura 4.9 mostra a tensão e a corrente no indutor de armazenamento de energia.

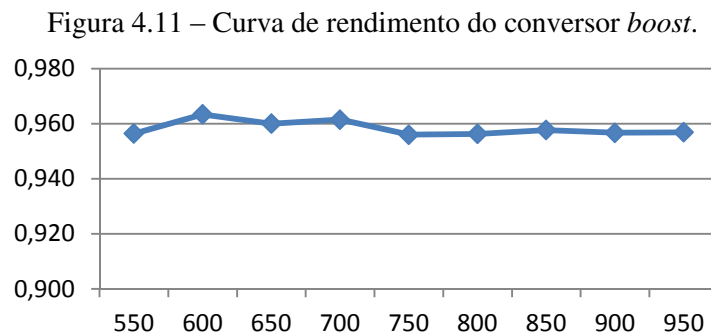
Figura 4.9 – Tensão e corrente no indutor L_1 .



A Figura 4.10 mostra a tensão e a corrente na carga, observa-se que a tensão de saída está no valor estipulado no projeto que é de 200 Vcc.



Para um único conversor *boost* clássico levantou-se a curva de rendimento e foi observado que o mesmo ficou em torno de 96%. A Figura 4.11 mostra a curva de rendimento do conversor.



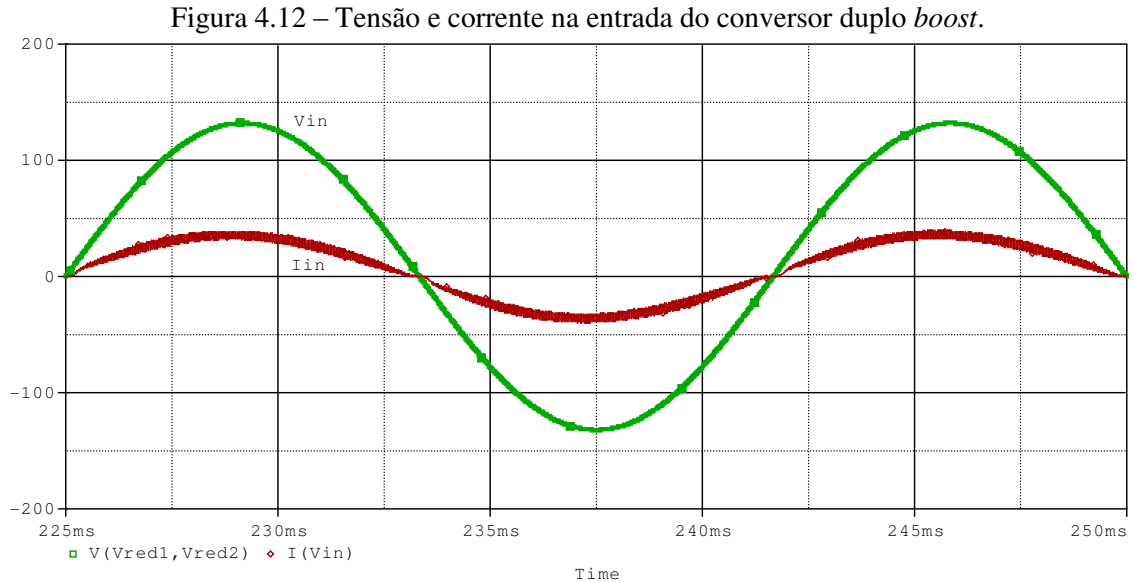
4.4. Resultados de Simulação para a Conexão Paralelo na Entrada

Neste capítulo são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente nos principais componentes do conversor. A configuração utilizada é mostrada na Figura 2.2.

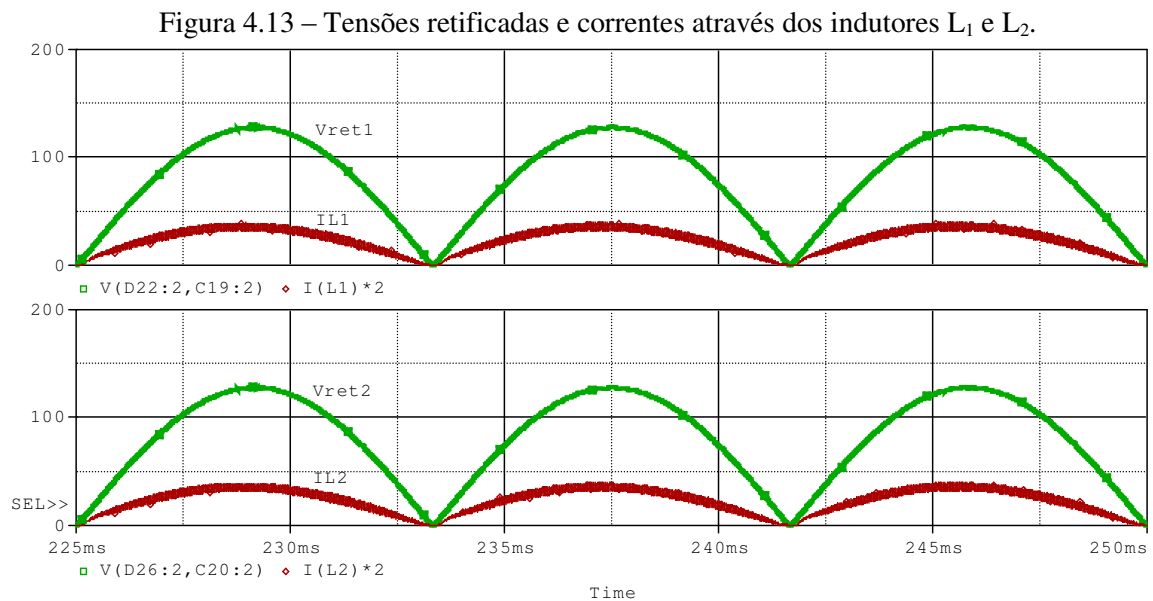
Ao final deste capítulo espera-se que os resultados de simulação sejam aproximados dos resultados obtidos em bancada para a validação do protótipo e da técnica de controle utilizada.

4.4.1. Conexão Paralelo na Entrada e Cargas Balanceadas

As simulações foram desenvolvidas com cargas balanceadas, ou seja, $P_{01}=1200\text{ W}$ e $P_{02} = 1200\text{ W}$. A configuração foi mostrada na Figura 2.2. As resistências de carga são $RL_1=33,33\ \Omega$ e $RL_2 = 33,33\ \Omega$. A Figura 4.12 mostra a tensão e a corrente de entrada.

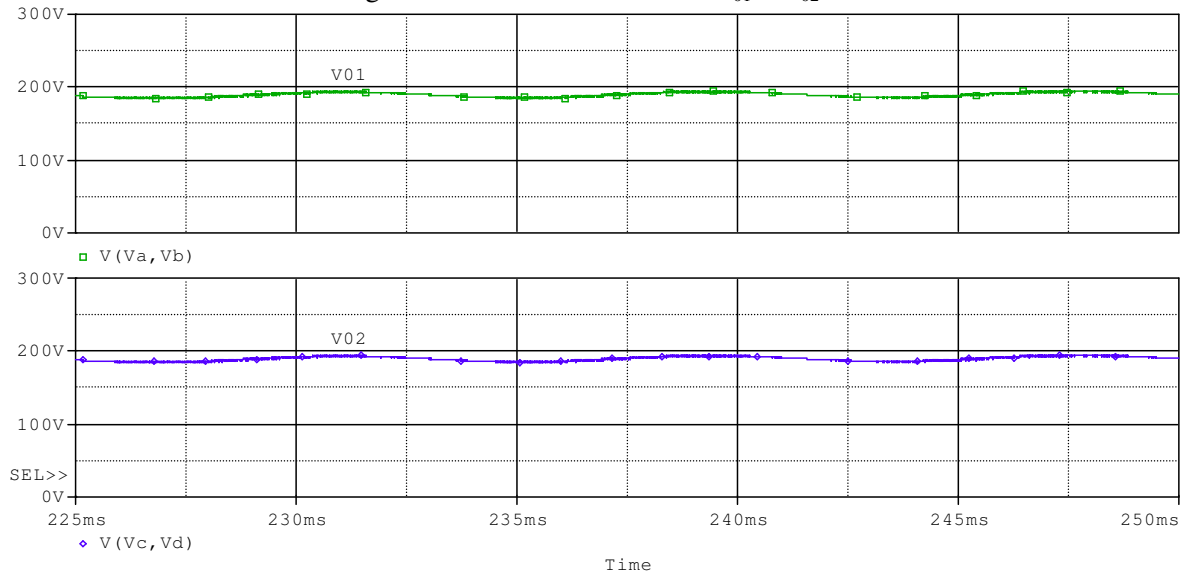


As formas de onda das tensões retificadas e as correntes através dos indutores L_1 e L_2 dos conversores *boost* são mostradas na Figura 4.13.



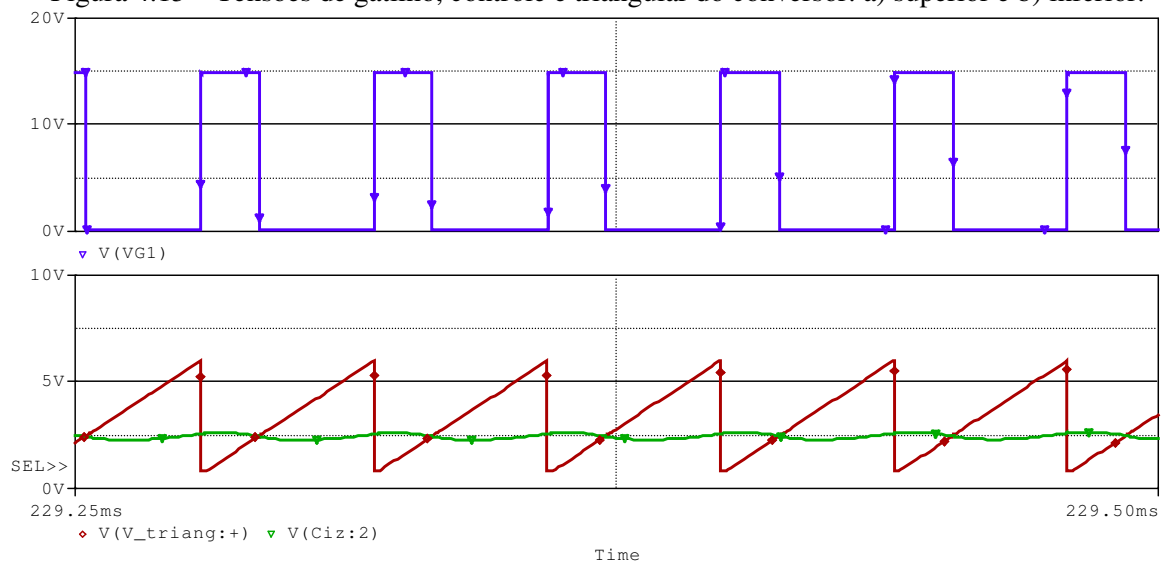
As tensões de saída nas cargas RL_1 e RL_2 são mostradas na Figura 4.14. Observa-se a operação com tensões equilibradas, pois o conversor opera com conexão em paralelo nas entradas.

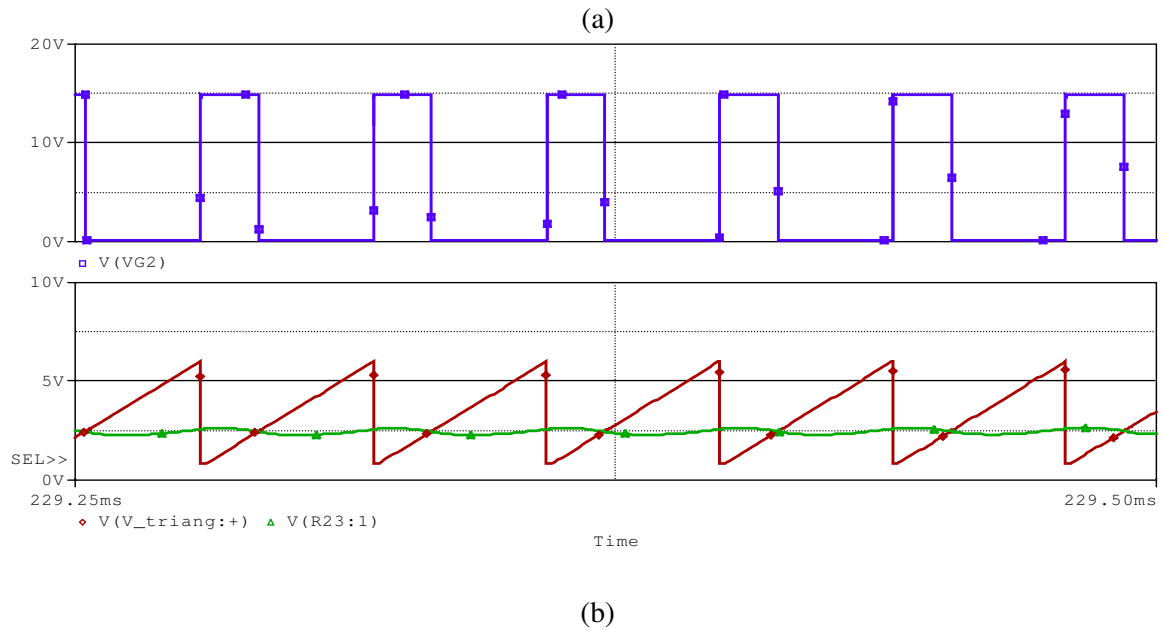
Figura 4.14 – Tensões de saída V_{01} e V_{02} .



Como a operação do conversor é com conexão em paralelo, o conversor proposto equivale a dois conversores *boost* com funcionamento independente. Pelo fato de cada conversor *boost* processar a mesma potência as tensões de gatilho e controle foram semelhantes como observado na Figura 4.15.

Figura 4.15 – Tensões de gatilho, controle e triangular do conversor: a) superior e b) inferior.



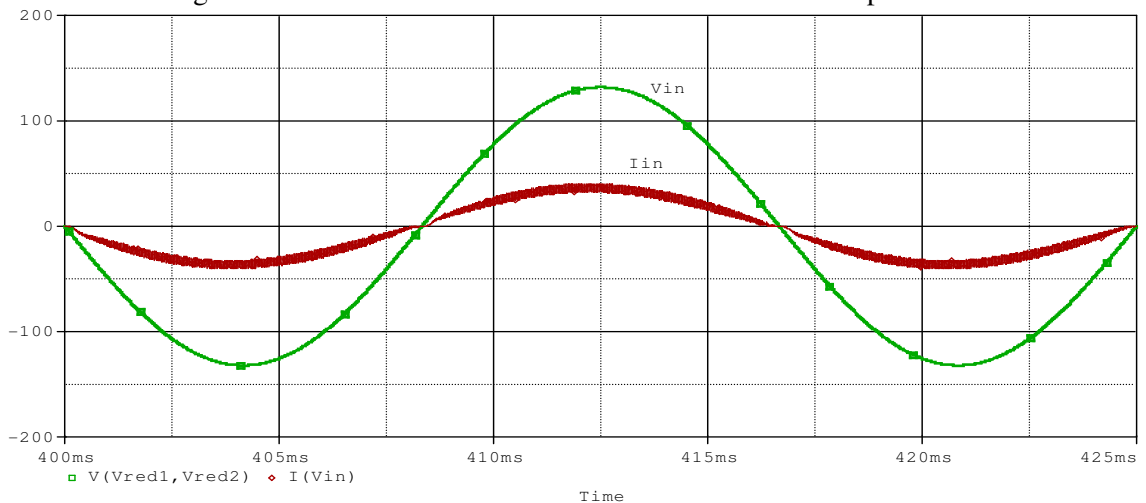


4.4.2. Conexão Paralelo na Entrada e Cargas Não Balanceadas

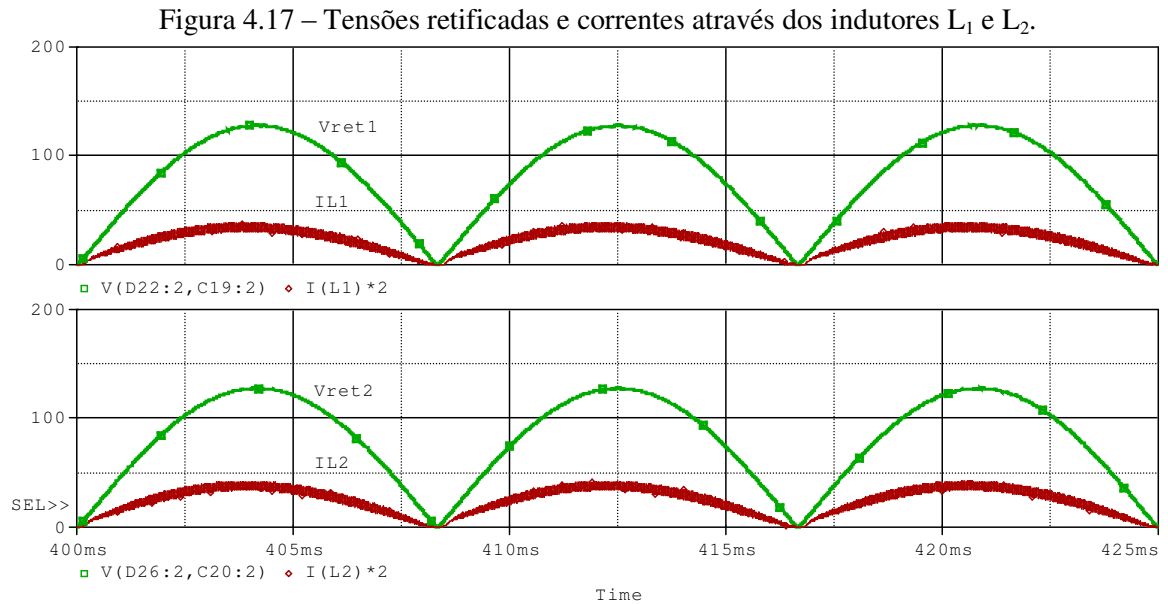
A conexão em paralelo na entrada não contempla a malha para o controle do desequilíbrio das tensões de saída. Isto se deve ao fato de que as tensões nas entradas dos conversores são iguais, como indicado no Capítulo 2. Assim o circuito de controle consegue impor a forma de onda senoidal da corrente de entrada.

As simulações foram desenvolvidas com cargas não balanceadas, ou seja, $P_{01}=1080$ W e $P_{02} = 1200$ W. As resistências de carga são $RL_1=37,04$ Ω e $RL_2 = 33,33$ Ω . A Figura 4.16 mostra a tensão e a corrente na entrada do conversor duplo *boost*.

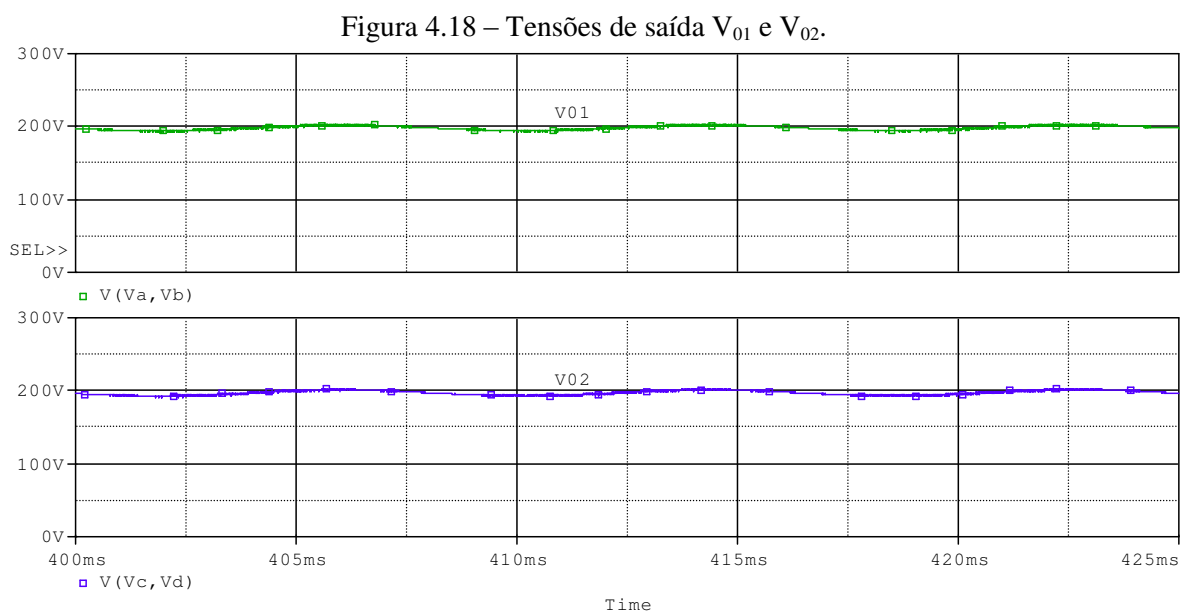
Figura 4.16 – Tensão e corrente na entrada do conversor duplo *boost*.



As formas de onda das tensões retificadas e as correntes através dos indutores L_1 e L_2 dos conversores *boost* são mostradas na Figura 4.17. Pode ser observado que as tensões retificadas possuem a mesma magnitude fazendo com que o circuito de controle consiga fazer a CFP.

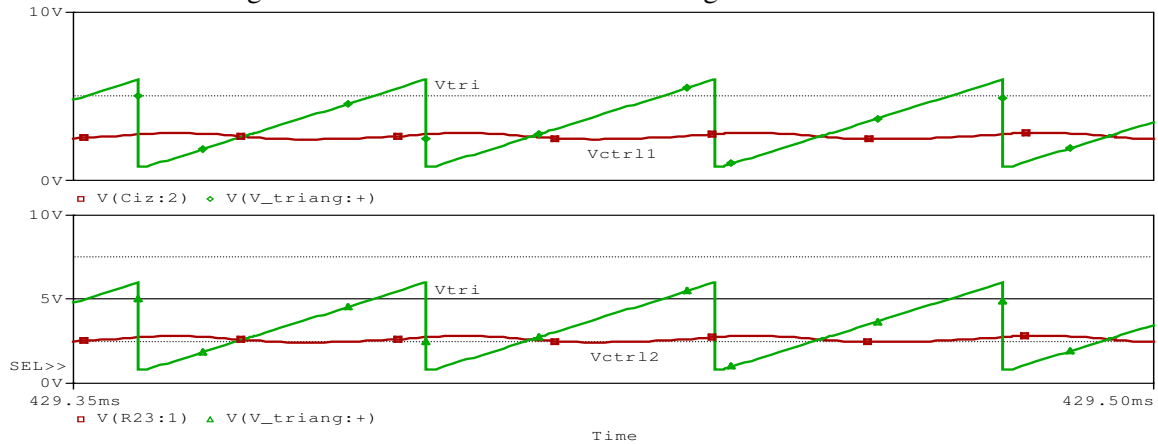


Como foi abordado no capítulo 2, tensões balanceadas nas entradas das pontes retificadoras não influenciam no desequilíbrio da tensão de saída. As tensões de saída nas cargas RL_1 e RL_2 são mostradas na Figura 4.18.



As tensões de controle e triangular para os conversores são mostradas na Figura 4.19.

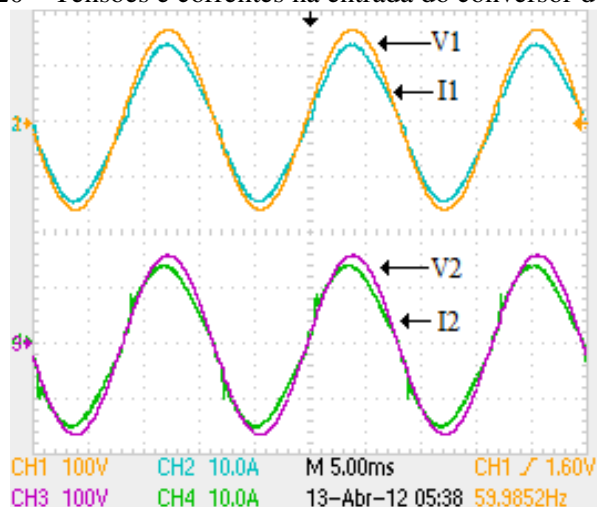
Figura 4.19 – Tensões de controle e triangular dos conversores.



4.5. Resultados Experimentais para a Conexão Paralelo na Entrada

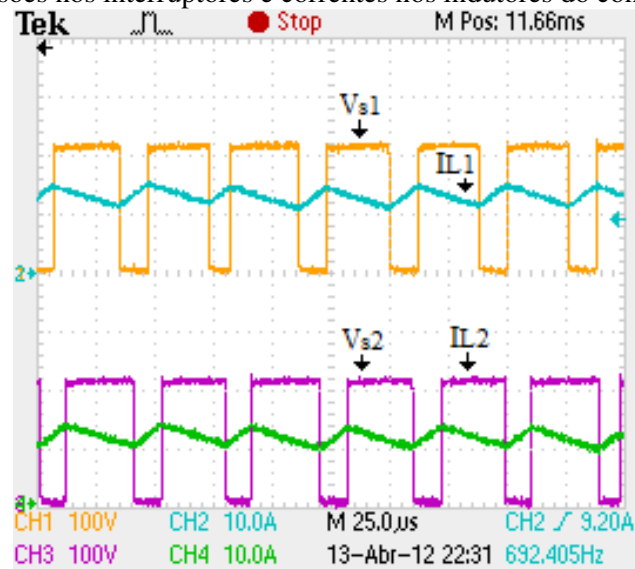
Após a aquisição dos resultados de simulação para a conexão em paralelo na entrada do conversor duplo *boost*, foram realizados os testes de bancada. A Figura 4.20 mostra as tensões e correntes nas entradas de cada conversor *boost*. Com a conexão em paralelo das entradas, o conversor duplo *boost* é equivalente a dois conversores *boost* operando de forma independente com tensão nominal 110 Vca. Pode ser observado a CFP em cada conversor. Da Figura 4.20, é observado que a corrente I_2 está adiantada em relação à tensão V_2 . Isto se deve a tolerância nos componentes utilizados no circuito de controle analógico.

Figura 4.20 – Tensões e correntes na entrada do conversor duplo *boost*.



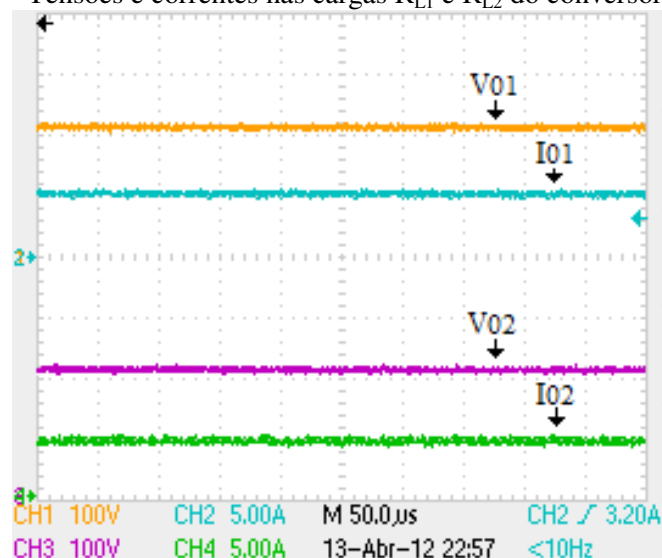
A Figura 4.21 mostra as tensões nos interruptores S_1 e S_2 juntamente com as correntes nos indutores L_1 e L_2 .

Figura 4.21 – Tensões nos interruptores e correntes nos indutores do conversor duplo *boost*.



As tensões e correntes de saída podem ser observadas na Figura 4.22. De acordo com a escala de tensão pode ser observado que o conversor possui uma tensão de saída de 200 Vcc em cada *boost*.

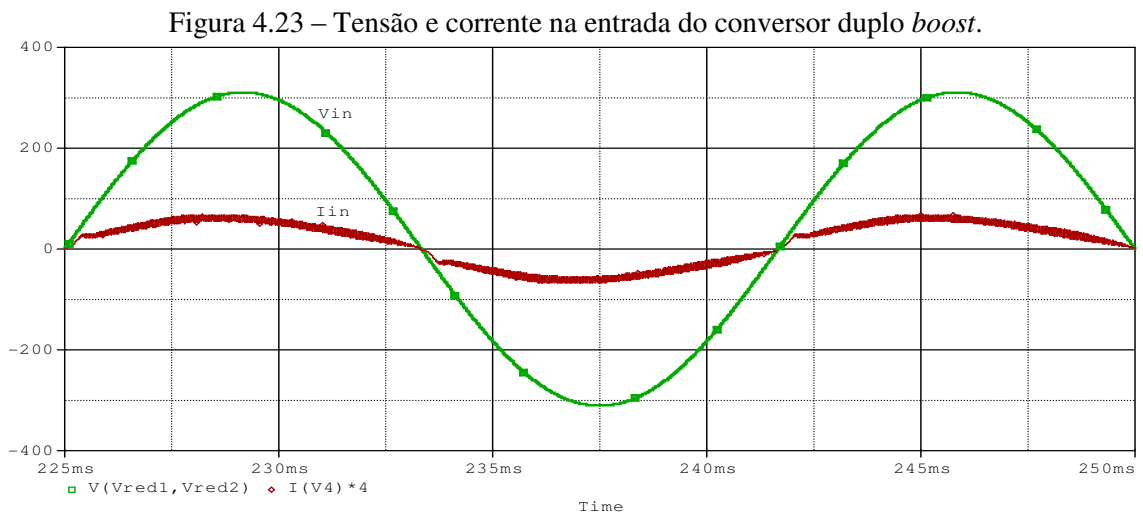
Figura 4.22 – Tensões e correntes nas cargas R_{L1} e R_{L2} do conversor duplo *boost*.



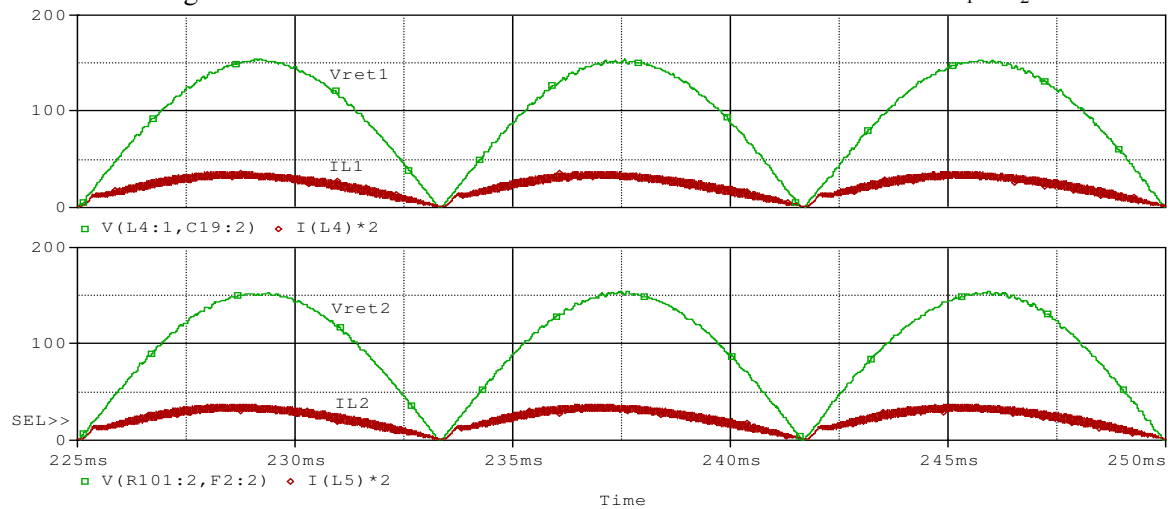
4.6. Resultados de Simulação para a Conexão Série na Entrada

4.6.1. Conexão Série na Entrada e Cargas Balanceadas

A Figura 4.23 mostra a tensão e a corrente na entrada do conversor duplo *boost*. A configuração utilizada é mostrada na Figura 2.3. Como foi abordado no Capítulo 2, para a conexão série na entrada e cargas balanceadas, as tensões retificadas são aproximadamente iguais e o conversor opera com CFP. A simulação foi realizada para a tensão nominal de entrada de 220 Vca.

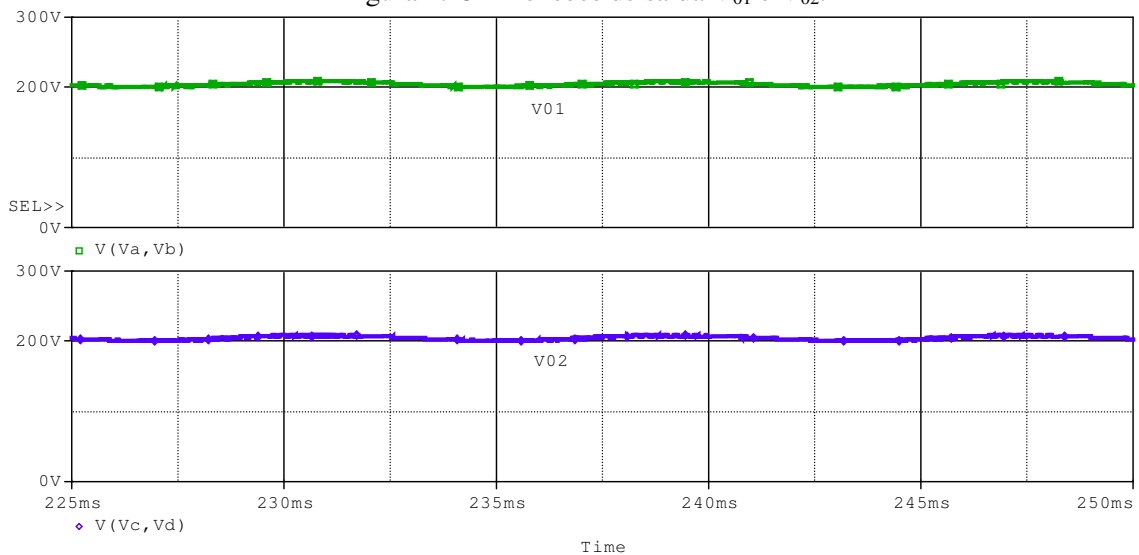


As formas de onda das tensões retificadas e as correntes através dos indutores L_1 e L_2 dos conversores *boost* são mostradas na Figura 4.24.

Figura 4.24 – Tensões retificadas e correntes através dos indutores L_1 e L_2 .

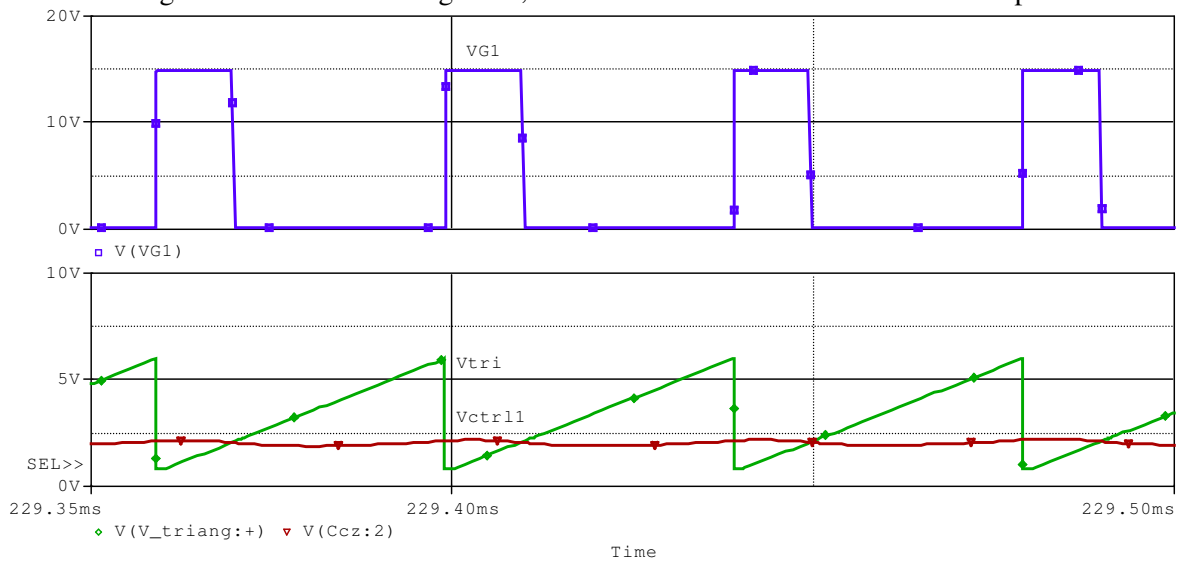
Para cargas balanceadas os conversores apresentam um bom comportamento com valores de tensão e corrente aproximados entre os conversores *boost* clássicos.

As tensões de saída nas cargas RL_1 e RL_2 são mostradas na Figura 4.25. Observa-se que as mesmas se encontram balanceadas. A ondulação da tensão de saída ficou em torno de 10 Vcc.

Figura 4.25 – Tensões de saída V_{01} e V_{02} .

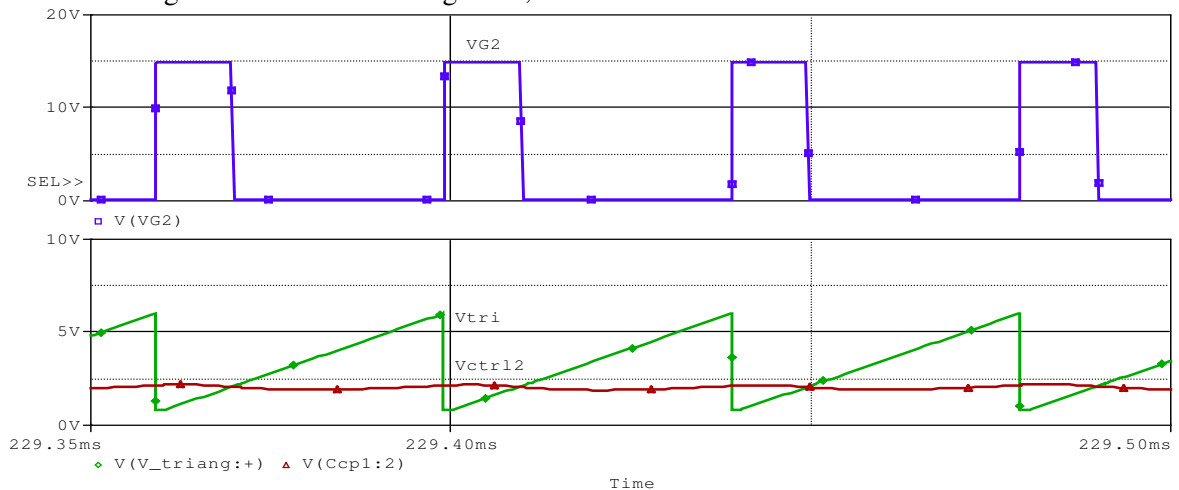
As tensões de controle e dente de serra (portadora) para o conversor superior são mostradas na Figura 4.26. Observa que o controle é estável já que a inclinação da tensão de controle é menor que a inclinação da dente de serra.

Figura 4.26 – Tensões de gatilho, controle e dente de serra do conversor superior.



As tensões de controle e triangular para o conversor superior são mostradas na Figura 4.27.

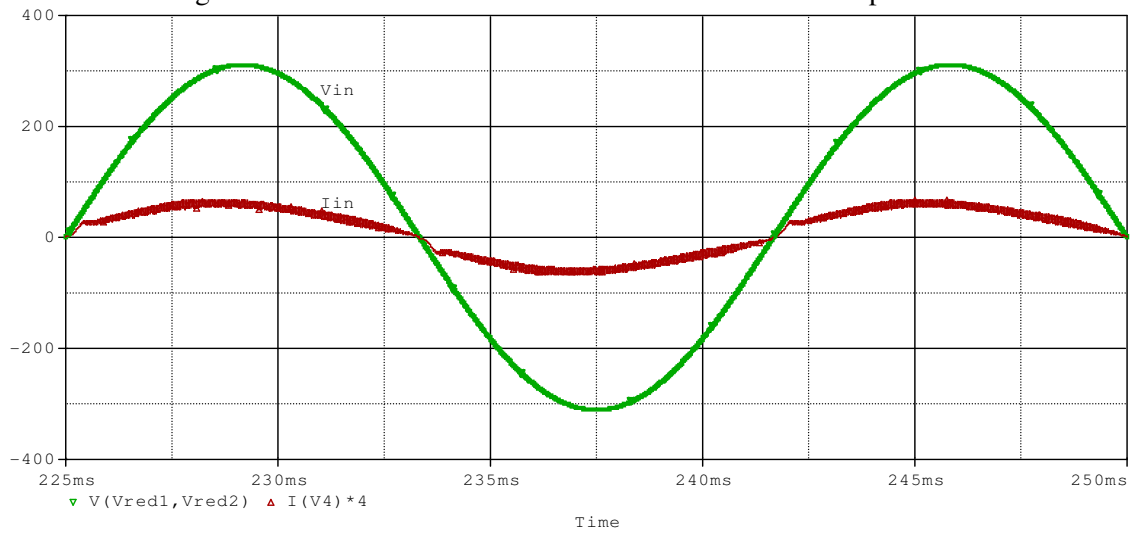
Figura 4.27 – Tensões de gatilho, controle e dente de serra do conversor inferior.



4.6.2. Conexão Série na Entrada e Cargas Não Balanceadas

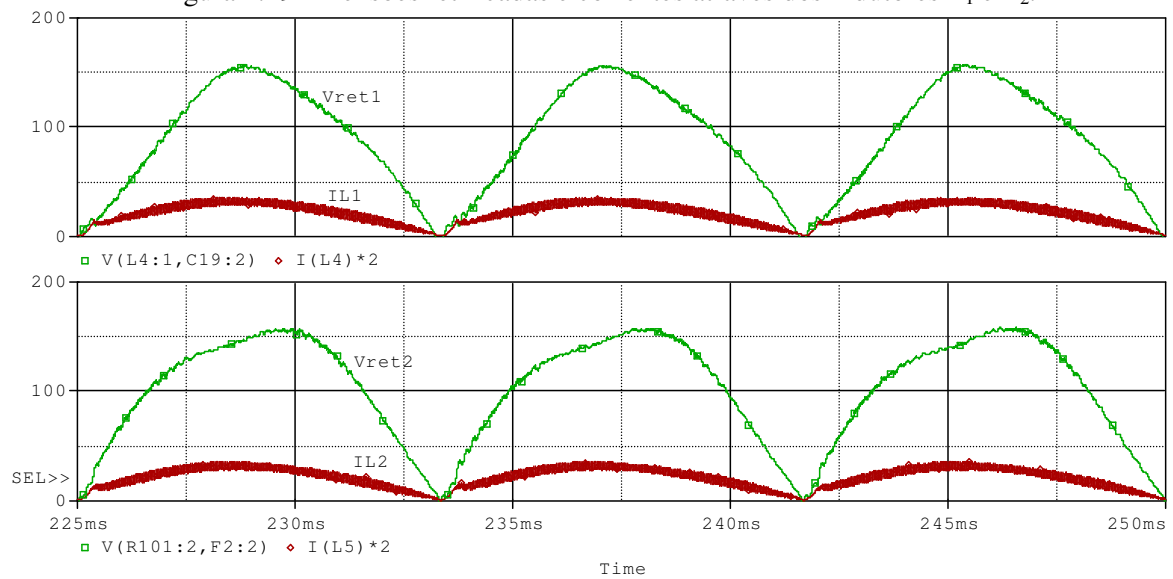
A Figura 4.28 mostra a tensão total de entrada e a forma de onda da corrente, a qual apresenta uma distorção devido ao desequilíbrio nas potências de saída. Deve ser ressaltado que o processamento de diferentes potências em cada conversor, implica em uma tensão de entrada desequilibrada nas pontes retificadoras a diodos para a conexão série. As simulações foram desenvolvidas com cargas não balanceadas, ou seja, $P_{01}=1080\text{ W}$ e $P_{02} = 1200\text{ W}$. As resistências de carga são $RL_1=37,04\ \Omega$ e $RL_2 = 33,33\ \Omega$.

Figura 4.28 – Tensão e corrente na entrada do conversor duplo *boost*.

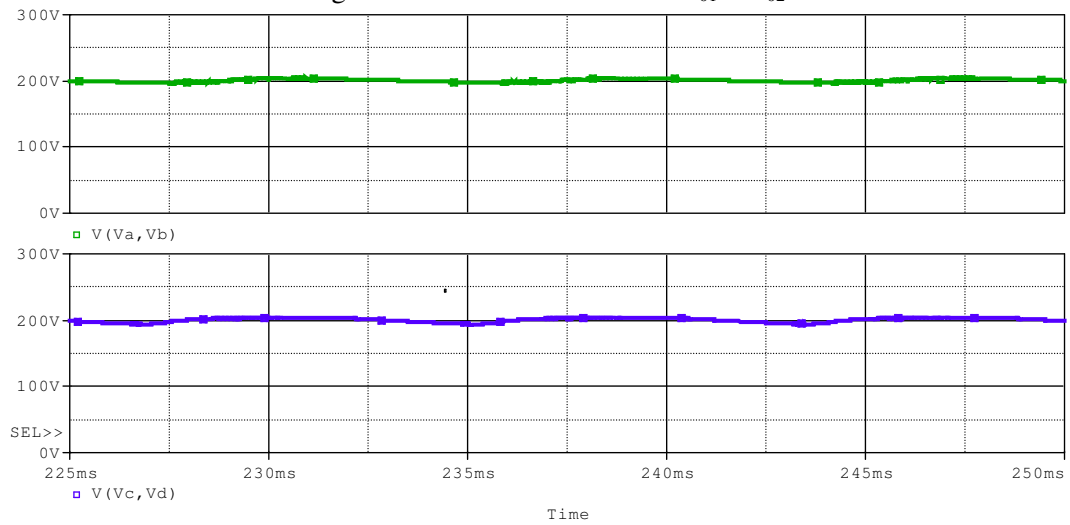


A Figura 4.29 mostra a tensão retificada em cada conversor e a corrente através dos indutores L_1 e L_2 . Este comportamento foi abordado no capítulo 2 e tal fenômeno era esperado.

Figura 4.29 – Tensões retificadas e correntes através dos indutores L_1 e L_2 .

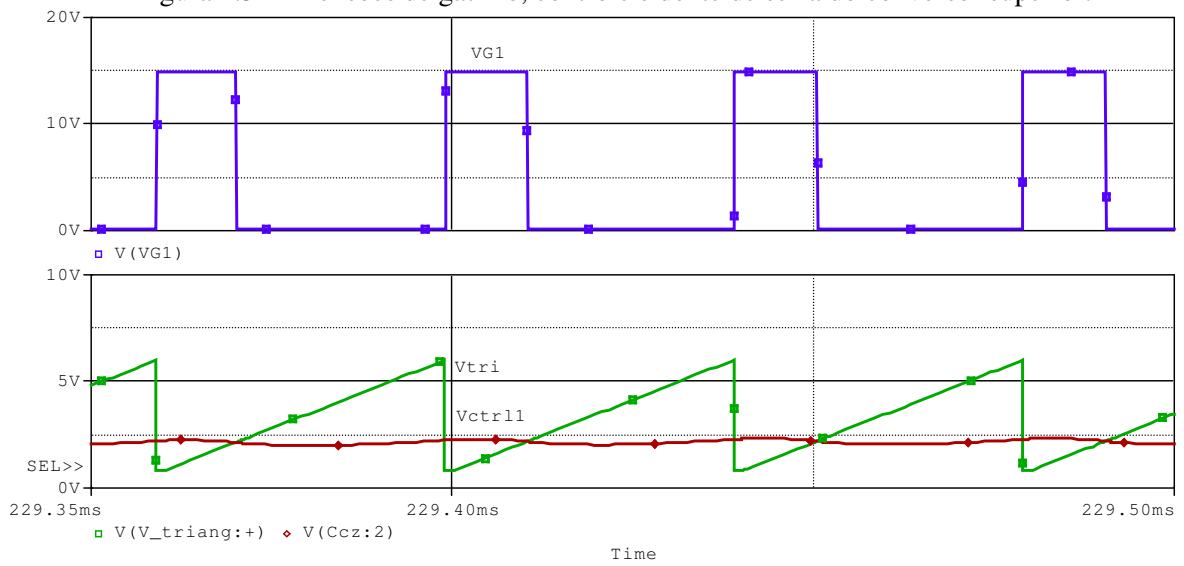


A Figura 4.30 mostra as tensões de saída de cada conversor em que os valores são iguais como esperado.

Figura 4.30 – Tensões de saída V_{01} e V_{02} .

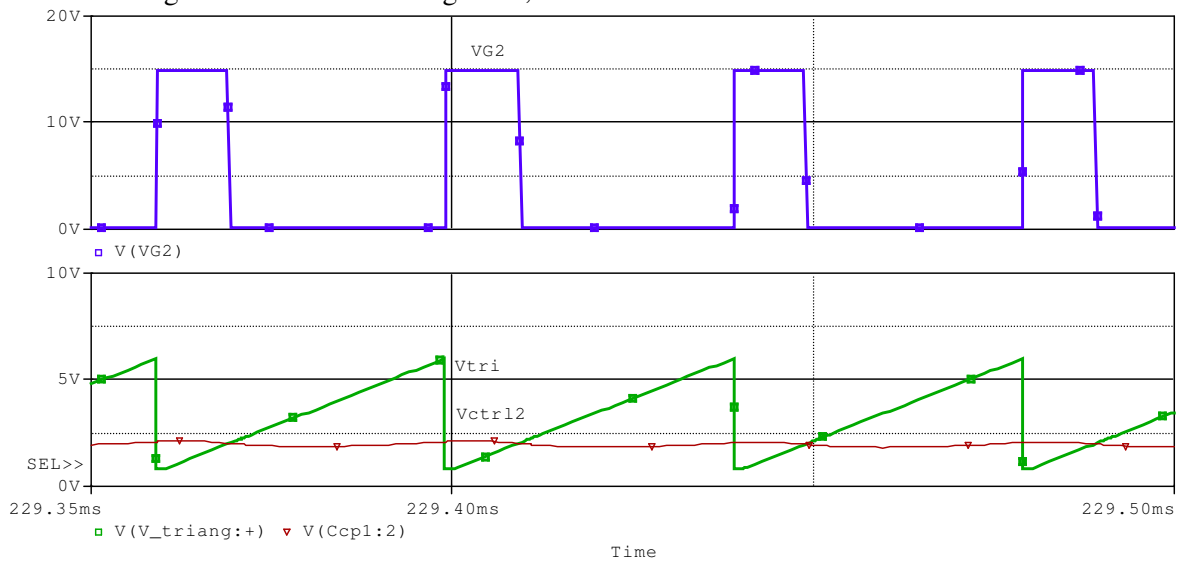
A Figura 4.31 mostra as tensões de gatilho, controle e dente de serra do conversor superior.

Figura 4.31 – Tensões de gatilho, controle e dente de serra do conversor superior.



A Figura 4.32 mostra as tensões de gatilho, controle e dente de serra do conversor superior.

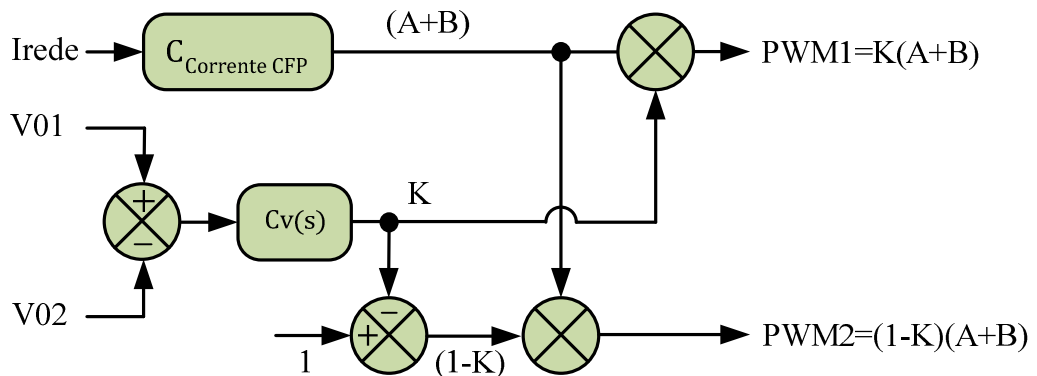
Figura 4.32 – Tensões de gatilho, controle e dente de serra do conversor inferior.



4.7. Resultados de Simulação para a Conexão Série na Entrada (Controle Digital)

Devido à distorção na corrente de entrada para a conexão série e cargas desbalanceadas, foi proposto a utilização do controle digital para a geração da referência de corrente. O propósito é a não distorção da corrente de entrada mantendo o balanceamento das tensões de saída do conversor duplo *boost* proposto. Esta nova proposta é utilizada apenas para o caso da conexão série e utiliza apenas um sensor de corrente para tal. O controlador utilizado para as malhas de tensão e corrente foi o PI com filtro e seus parâmetros encontrados a partir de método empírico.

Figura 4.33 – Diagrama de blocos do controle digital utilizado.

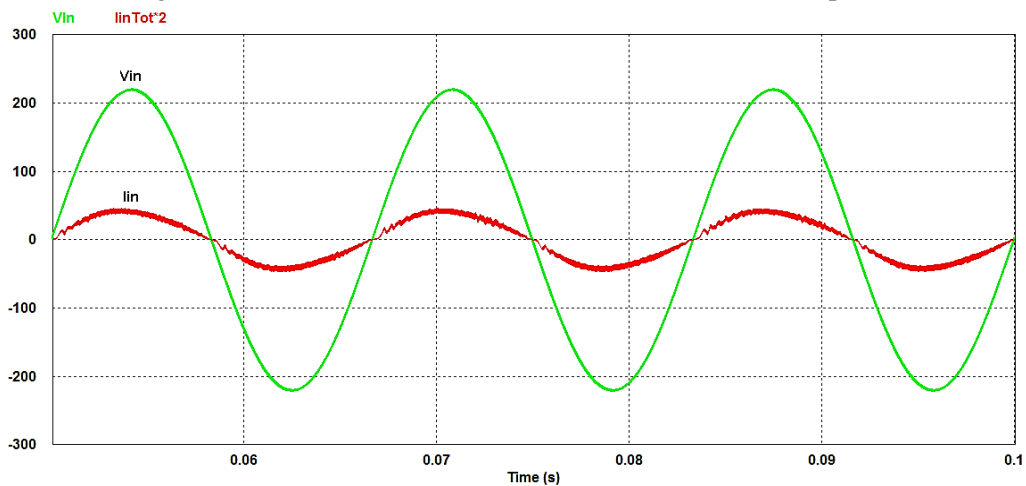


De acordo com o diagrama de blocos da Figura 4.33, pode ser observado que as saídas PWM1 e PWM2 são complementares e multiplicadas por uma soma $A+B$.

A saída do compensador de corrente gera um sinal A+B sendo este a referência para a corrente de entrada. Já a saída do compensador de tensão gera um sinal K que será responsável por manter constante as tensões nas saídas dos conversores. Assim, haverá equilíbrio entre as tensões de saída caso uma delas possua um valor maior ou menor que a outra para a conexão em série na entrada.

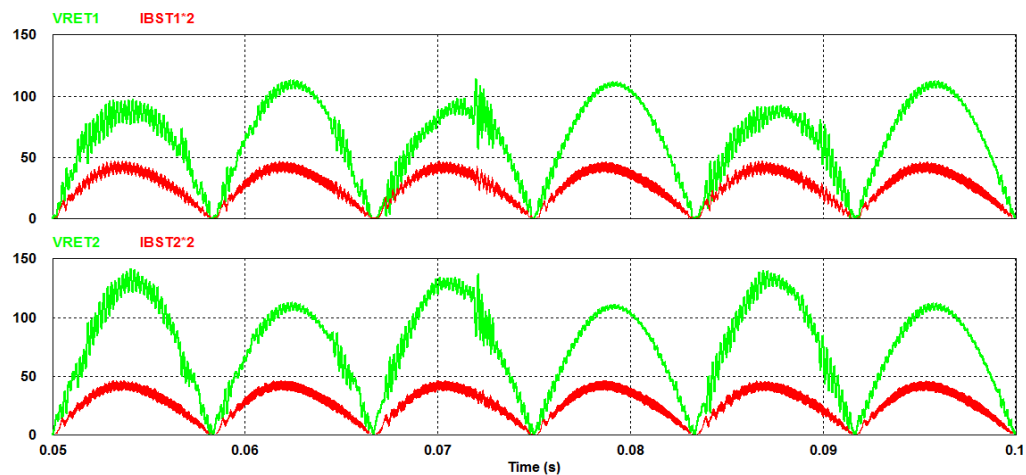
A Figura 4.34 mostra a tensão e a corrente na entrada do conversor proposto. Devido à geração da corrente internamente ao controlador digital, conseguiu-se uma corrente de entrada com pouca distorção. As simulações foram desenvolvidas com cargas não balanceadas, ou seja, $P_{01}=1200\text{ W}$ e $P_{02}=888\text{ W}$. As resistências de carga são $RL_1=33,33\ \Omega$ e $RL_2=45\ \Omega$.

Figura 4.34 – Tensão e corrente na entrada do conversor duplo *boost*.



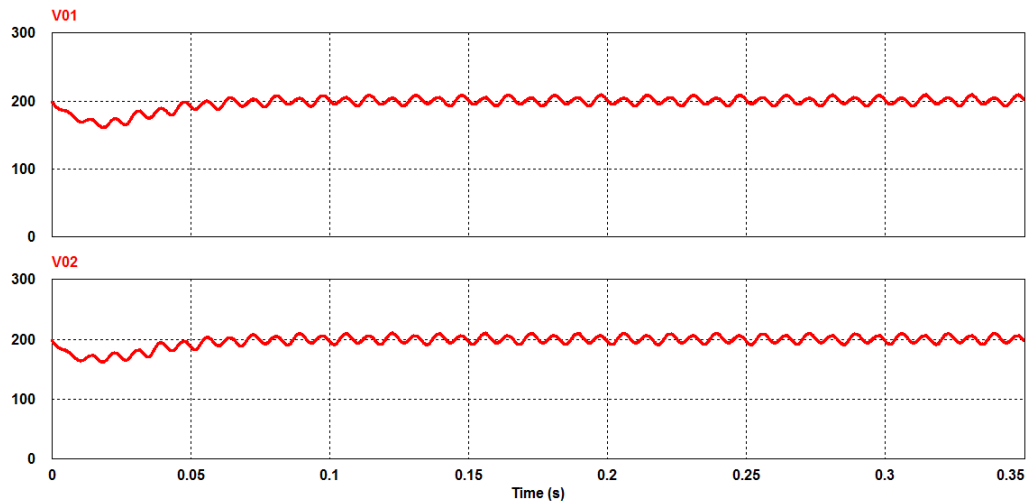
A Figura 4.35 mostra a tensão retificada em cada conversor bem como a corrente através dos indutores L_1 e L_2 . Como pode ser observado as correntes são iguais e com pouca distorção devido à técnica de controle utilizada.

Figura 4.35 – Tensão e corrente na entrada do conversor duplo *boost*.



A Figura 4.36 mostra as tensões de saída em cada conversor. As mesmas se encontram balanceadas como esperado.

Figura 4.36 – Tensões de saída V_{01} e V_{02} .



4.8. Considerações finais

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação e bancada para o conversor duplo *boost* utilizando as técnicas de controle indicadas no capítulo 2. Para tal desenvolvimento, foi utilizada a metodologia descrita nos capítulos 2 e 3.

Para a técnica de controle independente sem dupla realimentação cruzada, foi observado que para a conexão série na entrada torna-se impossível controlar as tensões de saída. As tensões nas entradas dos conversores *boost* não se equilibram devido à diferença nas impedâncias da carga e dos componentes do circuito de potência. Isto ocasiona uma distorção na corrente de entrada, picos de corrente nos indutores e até ocorre a queima dos interruptores.

A técnica de controle independente com dupla realimentação cruzada solucionou o problema de desequilíbrio das tensões dos barramentos para a conexão série na entrada através de simulação. A mesma se comportou como esperado com a inclusão de atrasos nos acionamentos dos interruptores e variação nas cargas mantendo as tensões dos barramentos equilibradas. Deve-se ressaltar que esta técnica não solucionou a distorção na corrente de entrada para a conexão série e cargas desequilibradas. A distorção da corrente de entrada melhora quando as cargas são aproximadamente equilibradas.

Como proposta final foi utilizado o controle discreto para a geração da corrente de referência fazendo com que a corrente de entrada não mais seja distorcida com o desequilíbrio das cargas. Os resultados foram observados através de simulação.

É importante ressaltar que na conexão em série das entradas não foi testado em laboratório por causa de limitações de tempo, pois o problema de desequilíbrio foi solucionado no final do curso.

CONCLUSÃO GERAL E RECOMENDAÇÕES

O conversor duplo *boost* com conexão série ou paralelo na entrada é uma alternativa as topologias que utilizam autotransformador para operação com dois níveis na tensão de entrada, 110/220 Vca. Como vantagens do conversor duplo *boost* proposto podemos destacar a redução do peso e custo do protótipo bem como a inclusão da CFP. Também pode ser citado como vantagem a produção de apenas um conversor *boost* facilitando o processo de compra de componentes, pois o outro conversor que compõe o duplo *boost* possui os mesmos parâmetros.

A conexão em paralelo na entrada é utilizada para uma tensão nominal da rede elétrica de 110 Vca e a mesma não contempla a malha para controle do balanceamento das tensões dos barramentos. Fato este, justificado no Capítulo 2 devido às tensões nas entradas dos conversores serem aproximadamente iguais. Assim para a conexão em paralelo na entrada o conversor duplo *boost* é equivalente a dois conversores *boost* operando de forma independente. Também foi observado na conexão em paralelo na entrada que a técnica de controle por modo corrente média funcionou adequadamente operando com CFP.

A conexão série na entrada teve seus resultados obtidos através de simulação e observou-se que a mesma traz alguns problemas de desequilíbrio das tensões de saída quando o controle é independente e sem dupla realimentação cruzada. Assim para a aplicação em nobreak, deve-se utilizar a técnica de controle com dupla realimentação cruzada para o equilíbrio das tensões dos barramentos e correntes nos indutores garantindo as características básicas enfatizadas no Capítulo 2. O fato de cada conversor possuir seu circuito de controle traz uma vantagem em relação ao monitoramento das variáveis controladas que é a inclusão de proteção para cada conversor independente em caso de falha. No caso de apenas um conversor apresentar defeito e devido à modularidade, ou seja, o conversor duplo *boost* possuir dois conversores *boost* clássicos será realizado a troca de apenas um módulo e o sistema será reestabelecido.

A utilização de apenas um circuito de controle para ambos os conversores em que apenas um é monitorado e o outro somente recebe os sinais de acionamento do interruptor baseados nos parâmetros atuais do conversor que está sendo monitorado, não traz resultados satisfatórios para a conexão série. Uma pequena diferença nos sinais acionamento dos interruptores faz com que o conversor não opere devidamente. Alguns cuidados com o *layout*,

tolerância dos componentes, impedância dos cabos devem ser tomados para que os conversores operem de forma balanceada.

O desenvolvimento do presente trabalho foi possível observar a diferença entre os resultados obtidos através de simulação e os testes de bancada, pois algumas técnicas de controle funcionais via simulação não obtiveram o mesmo resultado na prática.

Neste trabalho não é apresentado os resultados experimentais conectando as entradas em série porque o problema de desequilíbrio das tensões de saída foi solucionado no final do curso e não houve tempo para realizar a montagem. Quero esclarecer aos leitores deste trabalho que a implementação do controle não é complexa, basta cuidar o nível de referência adotado no circuito de controle.

TRABALHOS FUTUROS

Como proposta para trabalhos futuros recomenda-se a utilização de controle digital utilizando um dsPIC podendo gerar a senóide de referência internamente evitando a deformação das correntes. Também podem ser testadas outras técnicas de controle inserindo via *firmware*.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

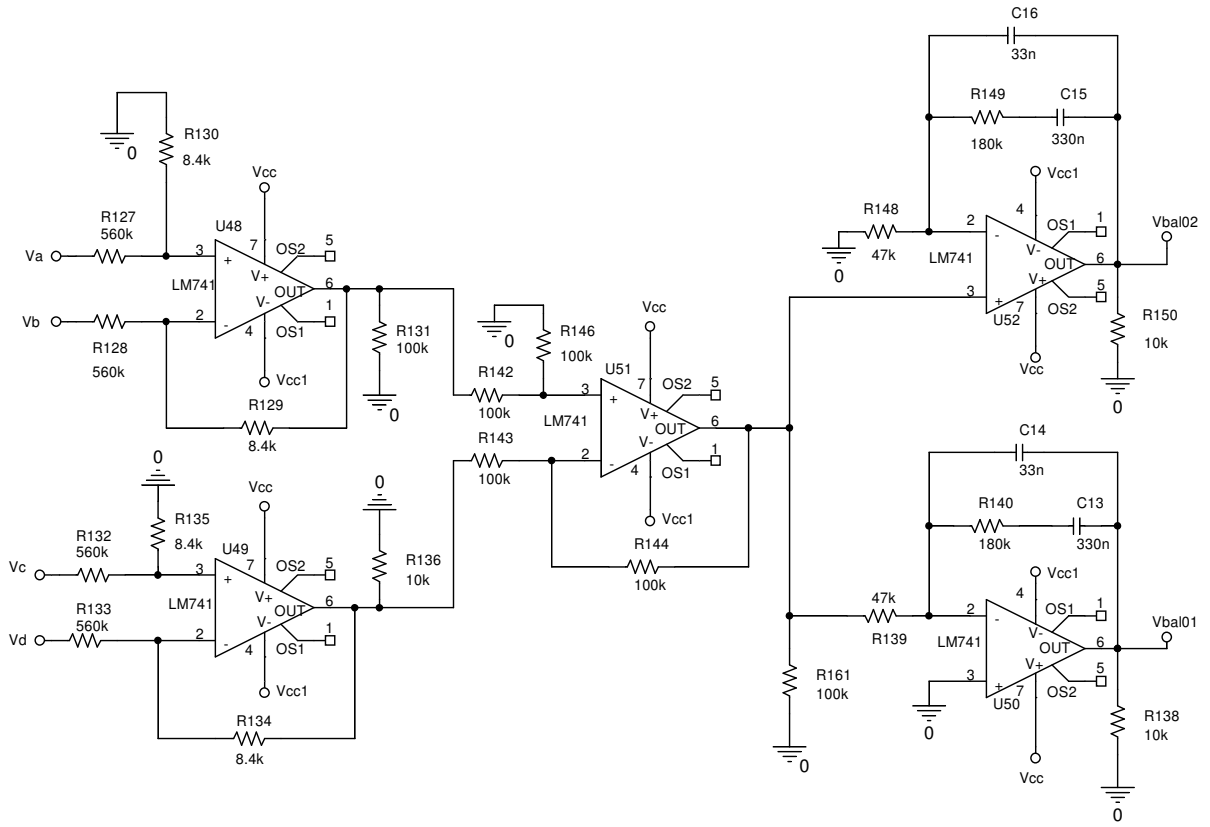
- [1] BASCOPE, G. V. T. **Nova Família de Conversores CC-CC PWM Não Isolados Utilizando Células de Comutação de Três Estados**. 2001. 209f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.
- [2] LINARD, F. M. A. **Sistema Ininterrupto de energia de dupla conversão com integração do retificador e do inversor**. 2009. 93f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza 2009.
- [3] EMADI, A.; NASIRI, A.; BEKIAROV, S. B. **Uninterruptible Power Supplies and Active Filters**. Florida: 2005.
- [4] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR15014: Conversor e Semicondutor – Sistema de Alimentação de potência Ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak) – Terminologia**, 2003.
- [5] IEC. **IEC62040-3: Uninterruptible Power Systems – Method of specifying the performance and test requirements**, 1999.
- [6] OLIVEIRA, H. A. **Sistema Ininterrupto de energia de dupla conversão isolado de 6kVA**. 2007. 137f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza 2007.
- [7] KARVE, S. **Three of a kind**. IEE Review, v. 46, n. 2, p.27–31, 2000.
- [8] OLIVEIRA, E. F.; SOUSA, G. J.; BASCOPE, R. P. T.; BRANCO, G. C. **Projeto e Desenvolvimento de um Sistema Ininterrupto de Energia Isolado em Alta Frequência de 5kVA**. III Congresso de Pesquisa e Inovação da Rede Norte Nordeste de Educação Tecnológica–CONEPI, Fortaleza 2008.
- [9] AYYANAR, R. **Active Input-Voltage and Load-Current Sharing in Input-Series and Output-Parallel Connected Modular DC–DC Converters Using Dynamic Input-Voltage Reference Scheme**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 19, n.6, p. 1462-1473, 2004.
- [10] QUIAN, L. **Buck/Half-bridge input-series two stages convertes**. IET Power Electronics, v. 3, p. 965-976, 2009.
- [11] TANG W.; LEE F. C.; RIDLEY R. B. **Small-signal modeling of average current-mode control**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 8, n. 2, pp. 112-119, 1993.
- [12] TODD, P. C. **UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design**. Product & Applications Handbook/ UNITRODE, p.3-269 3-288, 1993-94.

- [13] ORELLANA-LAFUENTE, C. **Carregador de Baterias Monofásico para Aplicação em Veículo Elétrico**. 2011. 154f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2011.
- [14] ERICKSON, R. W.; Maksimovic, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. New York: Kluwer Academic, 2004.
- [15] LARICO, H. R. E. **Conversor Boost Controlado em Corrente Aplicado ao Retificador Monofásico**. 2007. 157f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis 2007.
- [16] ANALOG DEVICES. (2012-05/08). **Folha de dados do multiplicador - AD533**. Disponível em: www.analogdevices.com
- [17] BATSCHAUER, A. L.; NETO, A. C.; PETRY, C. A. **Conversor Boost Operando em Condução Contínua Aplicado a Correção de Fator de Potência Empregando Controle da Corrente de Entrada por Valores Médios Instantâneos**. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2000.
- [18] BOYLESTAD, R. **Introdução a Análise de Circuitos**. 8 ed.: Prentice-Hall, 2004.
- [19] VISHAY. (2011-09/11). **Folha de dados da ponte retificadora – GSIB2580**. Disponível em: www.vishay.com
- [20] THORNTON. (2011-09/11). **Catálogo de Ferrite – NEE-65/33/26**. Disponível em: www.thornton.com.br
- [21] MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and Inductor Design handbook**. New York: Marcel Dekker Inc., 1998.
- [22] INTERNATIONAL RECTIFIER. (2011-09/11). **Folha de dados do IGBT da série WARP2 – IRGP50B60PD**. Disponível em: www.irf.com/
- [23] INTERNATIONAL RECTIFIER. (2011-09/11). **Folha de dados do diodo – 30ETH06**. Disponível em: www.irf.com/
- [24] EPCOS. (2011-09/11). **Folha de dados do capacitor – B43501**. Disponível em: www.epcos.com/
- [25] ALLEGRO. (2011-09/11). **Folha de dados do sensor de corrente – ACS756**. Disponível em: www.allegromicro.com/
- [26] TEXAS INSTRUMENTS. (2011-09/11). **Folha de dados do amplificador operacional – TL074**. Disponível em: www.ti.com/
- [27] HART, D. W. **Power Electronics**. New York: McGraw-Hill Inc., 2011.

- [28] BRANCO, C. G. C. **Sistema Ininterrupto de Energia de Dupla Conversão, não Isolado, com Tensões de Entrada e Saída Universais**. 2005. 207f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2005.
- [29] OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. Prentice Hall, Inc, 2011.
- [30] NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. Livros Técnicos e Científicos Editora, Inc, 2002.
- [31] POMÍLIO J. A. **Pré-Reguladores de Fator de Potência**. FEE 03/95, 2007.
- [32] JÚNIOR, P. A. **Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos**. 6. ed. Porto Alegre: Bookman, 2003.
- [33] YUNGTAEK J.; MILAN M. J.; DAVID L. D. **Input-Voltage Balancing of Series-Connected Converters**. APEC Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1153-1160, 2011.
- [34] MOHAN, N.; UNDELAND, T.; ROBBINS, W. **Power Electronics, Converters Applications and Design**. 2. ed. Canada: John Wiley & Sons Inc., 1995.
- [35] VORPÉRIAN, V. **Simplified Analysis of PWM Converters Using the Modelo of the PWM Switch: Parts I and II**. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-26, pp. 490-505, 1990.

APÊNDICE 1

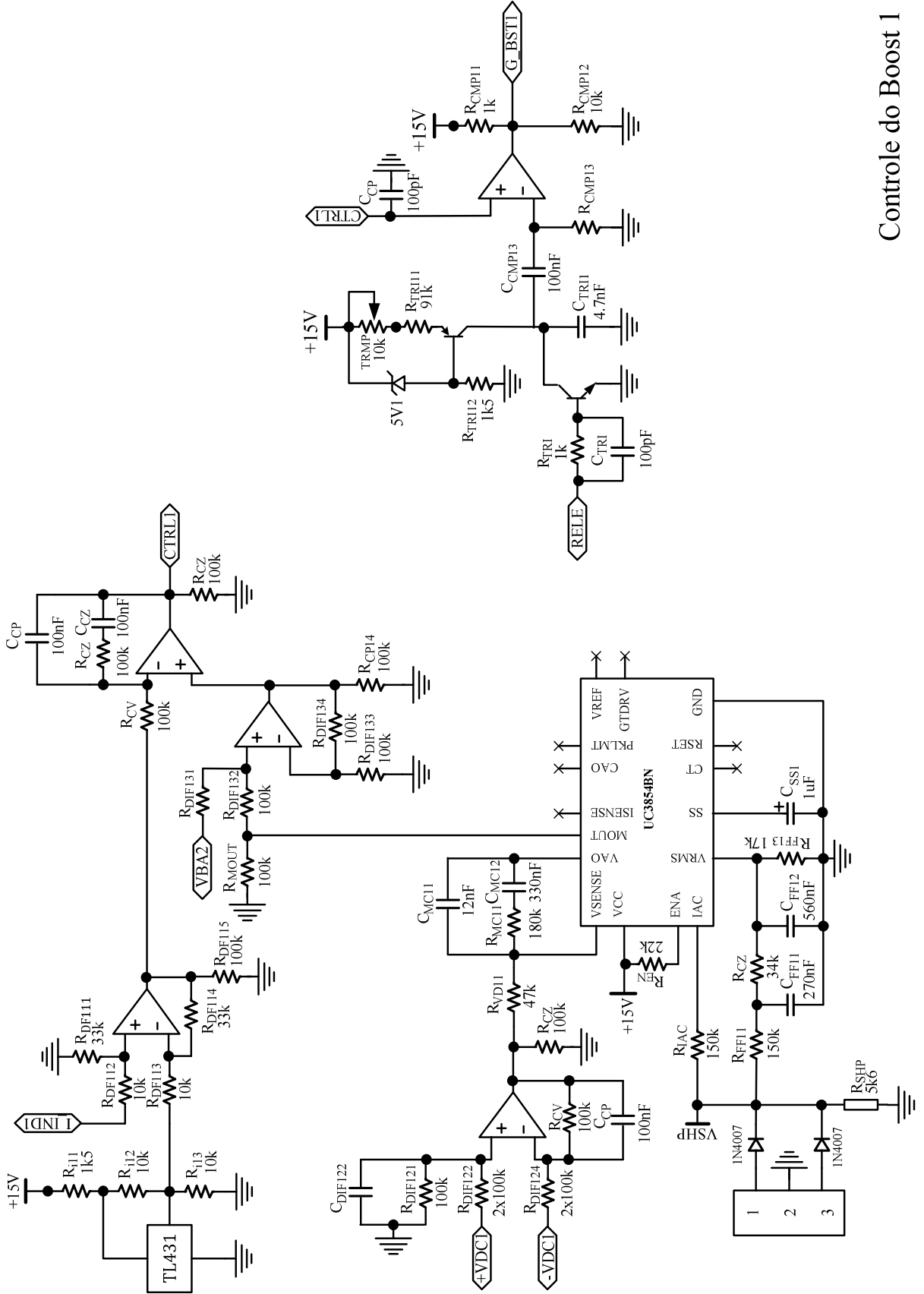
CIRCUITO UTILIZADO NA SIMULAÇÃO COM CONTROLE ANALÓGICO

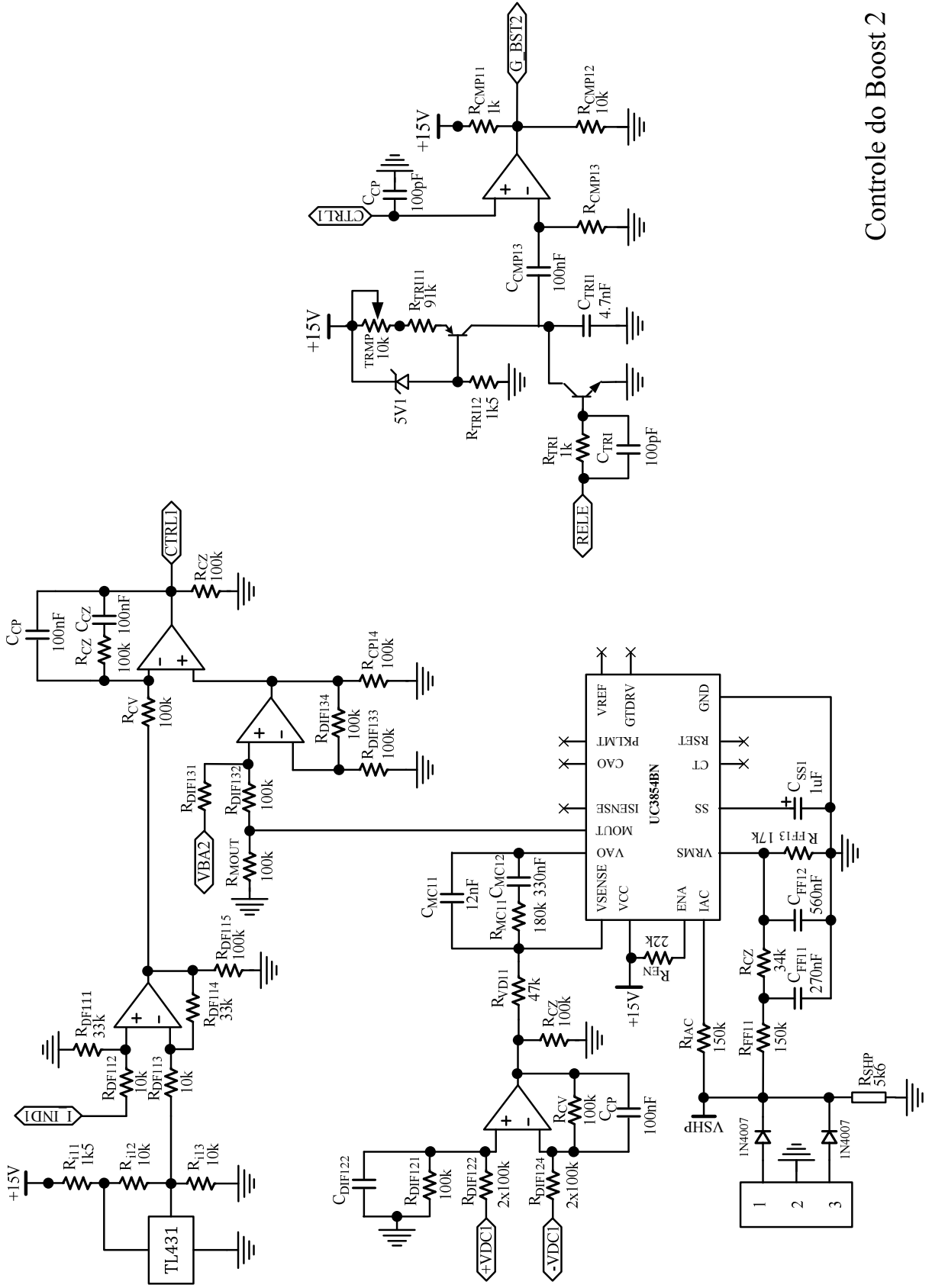


APÊNDICE 2

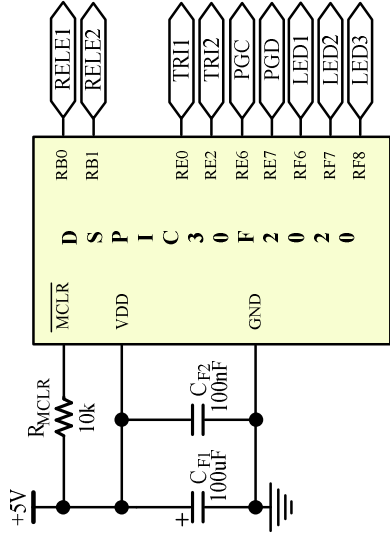
ESQUEMÁTICO DA PLACA DE CONTROLE ANALÓGICO

Controle do Boost

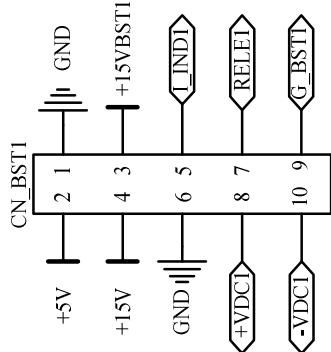
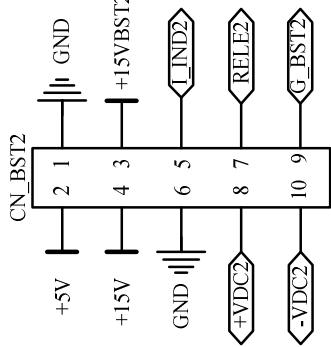
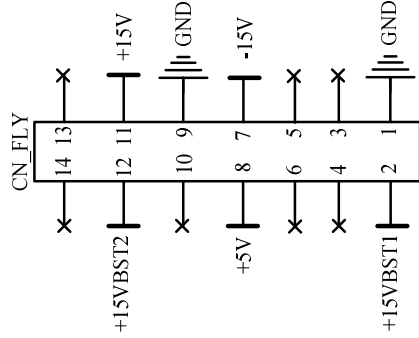




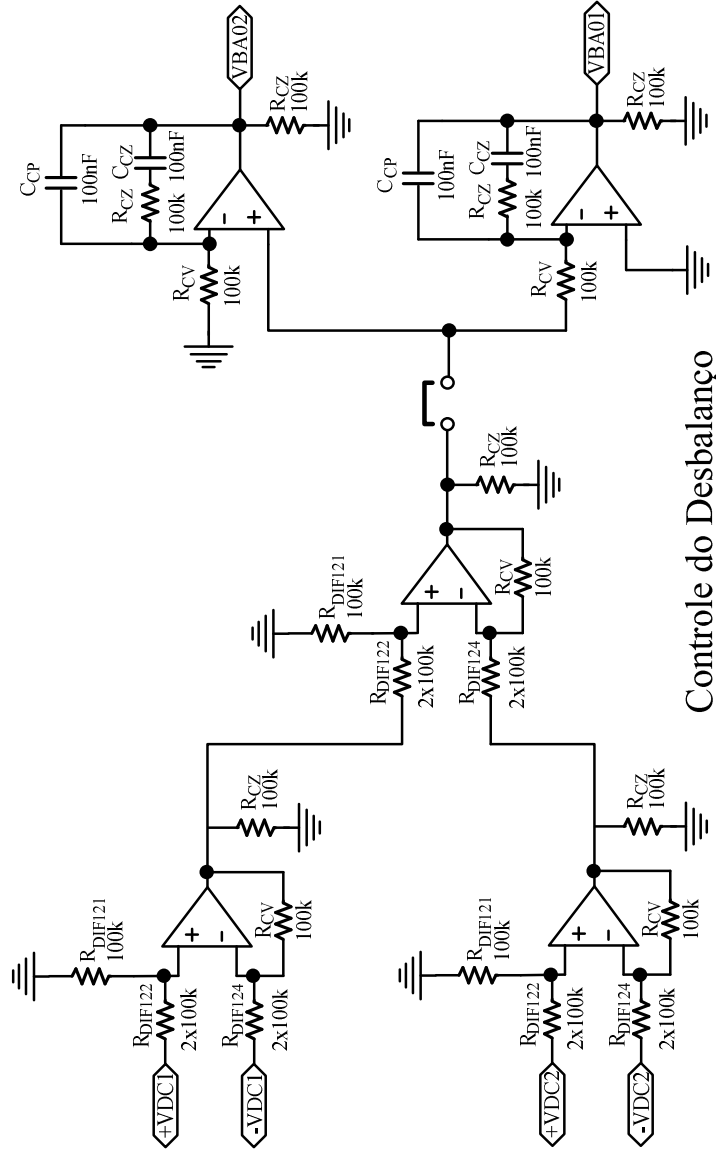
Controle do Boost 2



Gerenciamento



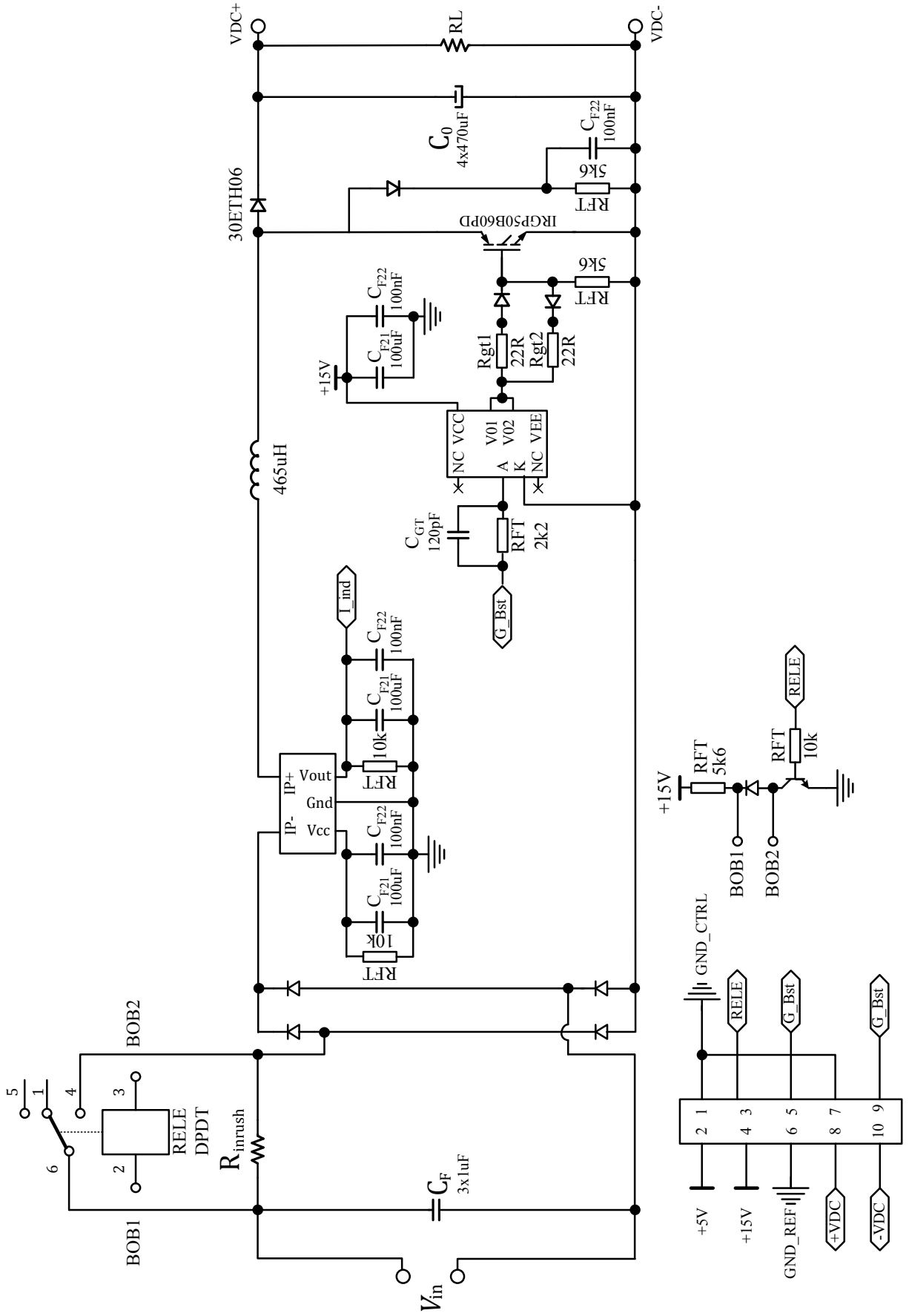
Conectores



Controle do Desbalanço

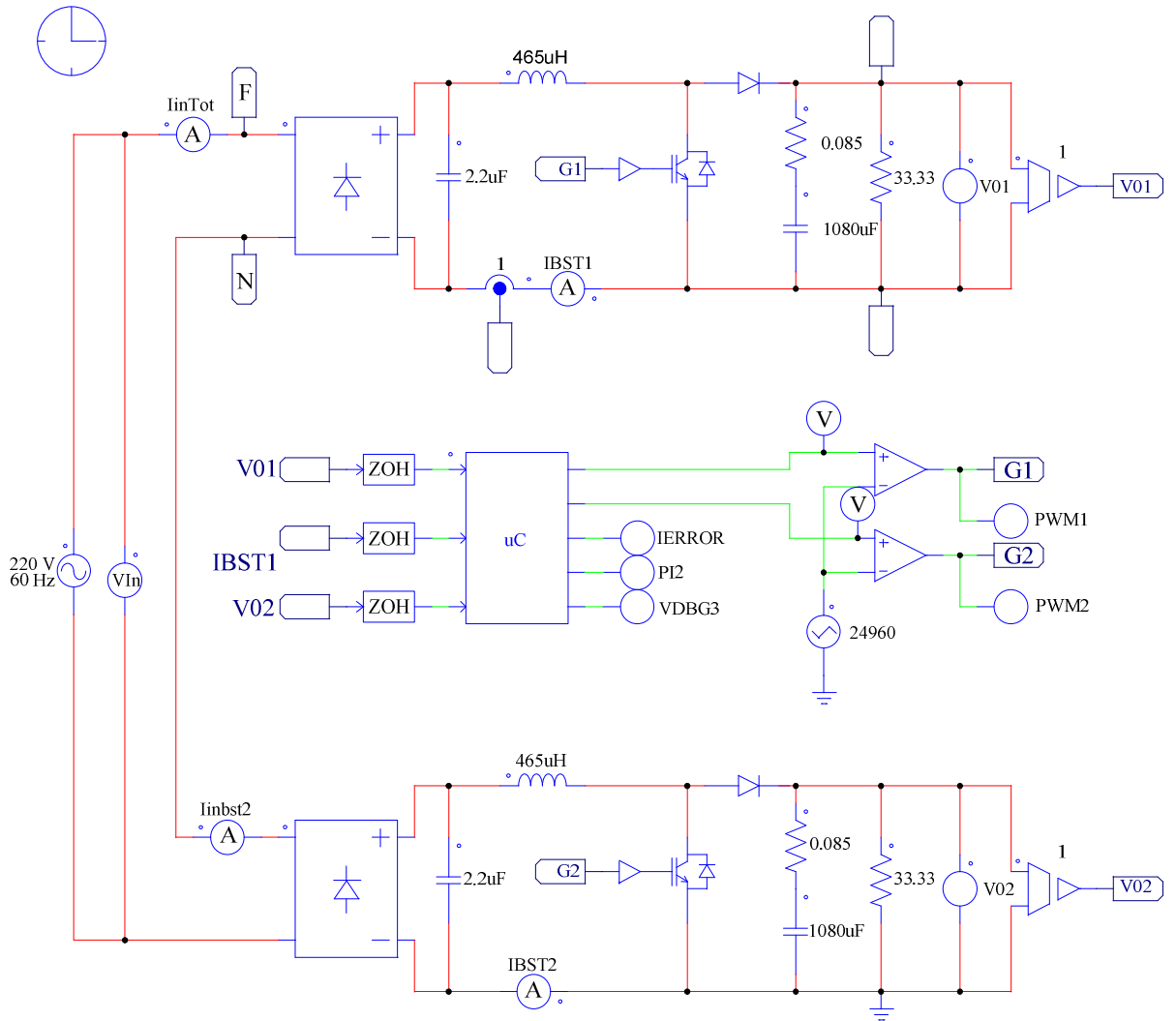
APÊNDICE 3

ESQUEMÁTICO DA PLACA DE POTÊNCIA



APÊNDICE 4

CIRCUITO UTILIZADO NA SIMULAÇÃO COM CONTROLE DIGITAL



APÊNDICE 5

CÓDIGO FONTE DA TÉCNICA DE CONTROLE DIGITAL

```

//-----//
//Tabela de seno
//-----//
const int sin_0[ ] = {2, 5, 8, 11, 14, 17, 20, 23, 26, 29, 32, 35, 38, 41, 43, 46, 49, 52, 55, 58,
61, 64, 67, 70, 72, 75, 78, 81, 84, 86, 89, 92, 94, 97, 100, 102, 105, 107, 110, 112, 115, 117,
120, 122, 125, 127, 129, 132, 134, 136, 138, 140, 143, 145, 147, 149, 151, 153, 155, 157, 159,
160, 162, 164, 166, 167, 169, 171, 172, 174, 175, 177, 178, 179, 181, 182, 183, 184, 186, 187,
188, 189, 190, 191, 192, 192, 193, 194, 195, 195, 196, 197, 197, 198, 198, 199, 199, 199, 200,
200, 200, 200, 200, 200, 200, 200, 200, 200, 200, 200, 199, 199, 199, 198, 198, 197, 197, 196,
195, 195, 194, 193, 192, 192, 191, 190, 189, 188, 187, 186, 184, 183, 182, 181, 179, 178, 177,
175, 174, 172, 171, 169, 167, 166, 164, 162, 160, 159, 157, 155, 153, 151, 149, 147, 145, 143,
140, 138, 136, 134, 132, 129, 127, 125, 122, 120, 117, 115, 112, 110, 107, 105, 102, 100, 97,
94, 92, 89, 86, 84, 81, 78, 75, 72, 70, 67, 64, 61, 58, 55, 52, 49, 46, 43, 41, 38, 35, 32, 29, 26,
23, 20, 17, 14, 11, 8, 5, 2, -2, -5, -8, -11, -14, -17, -20, -23, -26, -29, -32, -35, -38, -41, -43, -
46, -49, -52, -55, -58, -61, -64, -67, -70, -72, -75, -78, -81, -84, -86, -89, -92, -94, -97, -100, -
102, -105, -107, -110, -112, -115, -117, -120, -122, -125, -127, -129, -132, -134, -136, -138, -
140, -143, -145, -147, -149, -151, -153, -155, -157, -159, -160, -162, -164, -166, -167, -169, -
171, -172, -174, -175, -177, -178, -179, -181, -182, -183, -184, -186, -187, -188, -189, -190, -
191, -192, -192, -193, -194, -195, -195, -196, -197, -197, -198, -198, -199, -199, -199, -200, -
200, -200, -200, -200, -200, -200, -200, -200, -200, -200, -200, -199, -199, -199, -198, -198, -
197, -197, -196, -195, -195, -194, -193, -192, -192, -191, -190, -189, -188, -187, -186, -184, -
183, -182, -181, -179, -178, -177, -175, -174, -172, -171, -169, -167, -166, -164, -162, -160, -
159, -157, -155, -153, -151, -149, -147, -145, -143, -140, -138, -136, -134, -132, -129, -127, -
125, -122, -120, -117, -115, -112, -110, -107, -105, -102, -100, -97, -94, -92, -89, -86, -84, -81,
-78, -75, -72, -70, -67, -64, -61, -58, -55, -52, -49, -46, -43, -41, -38, -35, -32, -29, -26, -23, -
20, -17, -14, -11, -8, -5, -2 };

static int wt = 0;
static int PI_kC = 52;
static int PI_kD = 10;
static int PV_kC = 400;
static int PV_kD = 399;
static int PI2 = 0;

```

```

static int PI2_1 = 0;
static int PV = 0;
static int PV_1 = 0;
static int VREF = 200;
static int IREF = 110;
static int Sint = 0;
static int Iin, Ierror, error2, V01, V02, erroV, Verror, Verror2, pwm1, pwm2;

Iin = (int)(18*x2);           //Normalização.
V01 = (int)(x1);             //Normalização.
V02 = (int)(x3);             //Normalização.

wt++;                          //Incrementa tabela de seno.
if(wt >= 208 ) wt=0;         //Limite de pontos na tabela?

void controladorI( int C, int D)
{
int total;
int sinref;

sinref = (sin_0[wt]*IREF)/110;
Ierror = (int)( sinref-Iin );

if(Ierror>200) Ierror=200;     //Saturador.
if(Ierror<-200) Ierror=-200;  //Saturador.

PI2 = PI2_1+C*Ierror - D*error2; //Cálculo do controlador.

if(PI2>32000) PI2=32000;      //Saturador.
if(PI2<-32000) PI2=-32000;    //Saturador.
PI2_1=PI2;
error2 = Ierror;
total = PI2/4;

```



```
Sint = Sint + (V01-V02)*50;
```

```

if(V01>V02)                                //V01 é maior que V02?
{
    erroV = (V01 - V02)*25;
    pwm1 = (total/2) - erroV;
    pwm2 = (total/2) + erroV;

    if(pwm1<0) pwm1 = 0;                    //Saturador.
    if(pwm1>4000) pwm1 = 4000; //Saturador.
    if(pwm2<0) pwm2 = 0;                    //Saturador.
    if(pwm2>4000) pwm2 = 4000; //Saturador.
}
else
    if(V02>V01)                                //V02 é maior que V01?
    {
        erroV = (V02 - V01)*25;
        pwm1 = (total/2) - erroV;
        pwm2 = (total/2) + erroV;

        if(pwm1<0) pwm1 = 0;                //Saturador.
        if(pwm1>4000) pwm1 = 4000; //Saturador.
        if(pwm2<0) pwm2 = 0;                //Saturador.
        if(pwm2>4000) pwm2 = 4000; //Saturador.
    }
else
    {
        pwm1 = total/2;                      //Atualiza PWM1.
        pwm2 = total/2;                      //Atualiza PWM2.
    }
    if(Sint>32000) Sint = 32000; //Saturador.
    if(Sint<-32000) Sint = -32000; //Saturador.

```

```

pwm1 = pwm1 + Sint/64;
pwm2 = pwm2 - Sint/64;

if(pwm1<0) pwm1 = 0;          //Saturador.
if(pwm1>4000) pwm1 = 4000; //Saturador.
if(pwm2<0) pwm2 = 0;          //Saturador.
if(pwm2>4000) pwm2 = 4000; //Saturador.

    y1 = pwm1;                //Atualiza Saída PWM1.
    y2 = pwm2;                //Atualiza Saída PWM2.
}

void controladorV( int A, int B)
{
static int VTotal;

VTotal = (V01 + V02)/2;
Verror = (int)( VREF- VTotal );

    if(Verror>25) Verror=25;    //Saturador.
    if(Verror<-25) Verror=-25; //Saturador.

    PV = PV_1+A*Verror - B*Verror2; //Cálculo do controlador.

    if(PV>32000) PV=32000;    //Saturador.
    if(PV<-32000) PV=-32000; //Saturador.

    PV_1=PV;
    Verror2 = Verror;
    IREF = PV/140;
}
controladorV( PV_kC, PV_kD); //Chamada da função.
controladorI( PI_kC, PI_kD); //Chamada da função.

```