



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

HERON ALVES DOS SANTOS

**PROJETO DE CONVERSOR CC-CA MONOFÁSICO CONTROLADO PARA
INTERLIGAÇÃO DE BARRAMENTOS CC E CA DE UMA MICRORREDE**

FORTALEZA

2014

HERON ALVES DOS SANTOS

**PROJETO DE CONVERSOR CC-CA MONOFÁSICO CONTROLADO PARA
INTERLIGAÇÃO DE BARRAMENTOS CC E CA DE UMA MICRORREDE**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Orientador: Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, PhD

FORTALEZA

2014

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

S235p

Santos, Heron Alves dos.

Projeto de conversor cc-ca monofásico controlado para interligação de barramentos cc e ca de uma microrrede / Heron Alves dos Santos. – 2014.

146 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, 2014.

Área de Concentração: Sistema de Energia Elétrica.

Orientação: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.

1. Engenharia elétrica. 2. Geração fotovoltaica. 3. Conversores estáticos. I. Título.

CDD 621.3

HERON ALVES DOS SANTOS

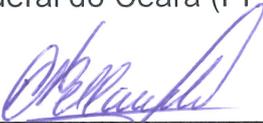
PROJETO DE CONVERSOR CC-CA MONOFÁSICO CONTROLADO PARA
INTERLIGAÇÃO DE BARRAMENTOS CC E CA DE UMA MICRORREDE

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

Aprovada em: 21/08/2014

BANCA EXAMINADORA

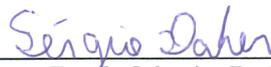

Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, PhD. (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (PPGEE-UFC)


Prof. Paulo César Pellanda, Dr.
Instituto Militar de Engenharia (IME)


Prof. Eumir Vergara Salgado, MSc.
Instituto Militar de Engenharia (IME)


Eng. João Aberides Ferreira Neto, Dr.


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


Prof. Sérgio Daher, Dr.
Universidade Federal do Ceará (DEE-UFC)

A Deus,
À minha família,
Aos meus amigos,
Aos meus professores,
Ao Exército Brasileiro.

RESUMO

A recente expectativa de crescimento da participação da energia solar-fotovoltaica na matriz de geração de energia elétrica aumentou significativamente o número de conexões desses sistemas à rede elétrica. Para que a interligação com a rede elétrica convencional seja possível, é indispensável a utilização de conversores CC/CA, capazes de adequar as características da energia disponibilizada pelos módulos fotovoltaicos aos padrões da rede. Esta dissertação apresenta uma proposta de projeto de conversor CC/CA de 2 kW para conexão de dois barramentos de uma microrrede, um CC em 311 V e outro CA em 220 V_{rms}. O conversor proposto é bidirecional e permite, quando necessário, o fluxo de energia elétrica do barramento CA para o CC. O estudo realizado mostra, através de simulações e de implementação de protótipo em laboratório, que com a aplicação de uma estratégia de controle adequada é possível controlar o sentido do fluxo de potência do conversor, assim como modular apropriadamente a corrente que flui entre dois barramentos, o CC, alimentado por painéis fotovoltaicos e por banco de baterias, e o barramento CA, do lado da rede elétrica. O protótipo desenvolvido apresentou rendimento de cerca de 91% e forneceu corrente elétrica de baixo conteúdo harmônico (*THDi* menor que 5%).

Palavras-chave: Geração fotovoltaica. Conversores estáticos. Conexão à rede.

ABSTRACT

The recent growth expectation of the participation of solar-photovoltaic energy sources in the power generation matrix has significantly increased the number of grid-connected systems. For connection to power grid, it is essential to use a dc-ac converter, which is able to suit the characteristics of the power provided by the photovoltaic modules to grid parameters. This dissertation presents a project proposal of a 2 kW single phase dc-ac converter for connecting a 311 V dc bus to a 220 V_{rms} ac bus of a microgrid. The proposed converter is bidirectional and allows, when necessary, the power flow from ac to dc bus. The study shows, through simulation and prototype implementation in the laboratory, that with the application of an appropriate control strategy it is possible to control the direction of power flow, as well as properly modulating the current flowing between two buses, dc, powered by photovoltaic panels and the battery bank, and the ac, at grid side. The prototype had a yield of about 91% and has injected electric current with low harmonic content (*THDi* less than 5%).

Keywords: Photovoltaic generation. Static converters. Grid connection.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 – Radiação Global.....	5
Figura 2.2 – Desenvolvimento do aproveitamento solar-fotovoltaico no mundo (ROW: Resto do Mundo; MEA: Oriente Médio e África; APAC: Ásia-Pacífico).....	8
Figura 2.3 – Desenvolvimento do aproveitamento solar fotovoltaico na Europa.....	9
Figura 2.4 – Distribuição da Potência elétrica instalada no Brasil até maio de 2014 (porcentagem).....	10
Figura 2.5 – (a) Representação de um sistema centralizado e (b) Representação de um sistema descentralizado, incluindo sistemas isolados, micro e minigeração distribuída.....	11
Figura 2.6 – Geração distribuídas em uma rede CC de baixa tensão.....	15
Figura 2.7 – (a) Conversor <i>Boost</i> . Circuito equivalente para: (b) chave fechada e (c) para chave aberta.....	16
Figura 2.8 – Formas de onda do conversor <i>Boost</i> : (a) Tensão sobre o indutor, (b) Corrente no indutor e (c) Corrente no diodo.....	17
Figura 2.9 – Ganho estático de um conversor <i>Boost</i> ideal e real.....	18
Figura 2.10 – Eficiência de um conversor <i>Boost</i> ideal e real.....	19
Figura 2.11 – Conversor <i>Boost</i> bidirecional.....	20
Figura 2.12 – Conversor CC/CC MBC.....	20
Figura 2.13 – Conversor <i>Boost</i> 3SSC.....	21
Figura 2.14 – Conversor <i>Boost</i> de três entradas.....	22
Figura 2.15 – Topologia de conversor <i>Boost</i> modular de alto ganho.....	22
Figura 2.16 – Conversor CC/CC Ponte Completa.....	23
Figura 2.17 – Formas de Onda do Conversor CC/CC Ponte Completa.....	24
Figura 2.18 – (a) Conversor Flyback, (b) Circuito equivalente utilizando o modelo de transformador, (c) Circuito equivalente para chave fechada e (d) Circuito equivalente para chave aberta.....	25
Figura 2.19 – Formas de onda do conversor Flyback: (a) Corrente na indutância de magnetização, (b) Corrente na fonte CC, (c) Corrente no diodo, (d) Corrente no capacitor e (e) Tensão no primário do transformador.....	26
Figura 2.20 – Exemplos de operação e modulação de inversores fonte de corrente.....	28
Figura 2.21 – Exemplos de operação e modulação de inversor fonte de tensão.....	29

Figura 2.22 – Conversor CC/CA Meia Ponte.....	30
Figura 2.23 – Conversor Ponte Completa Monofásico.	31
Figura 2.24 – Formas de onda do conversor Ponte Completa.....	32
Figura 2.25 – Inversor <i>Multiple Transformer</i>	33
Figura 2.26 – Inversor Seis-pulsos (uma fase).	34
Figura 2.27 – Inversor BSNPC (uma fase).....	35
Figura 2.28 – Exemplos de configurações de inversores.	36
Figura 2.29 – Exemplos de blocos de construção de inversores.	38
Figura 2.30 – Posições do capacitor de desacoplamento.....	39
Figura 2.31 – Exemplos de conversores que utilizam transformadores.....	40
Figura 2.32 – Exemplo de inversor sem transformador.	40
Figura 2.33 – Sistema fotovoltaico conectado à rede.....	42
Figura 2.34 – Inversor <i>PWM</i>	42
Figura 2.35 – Topologia proposta por Thang <i>et al.</i> (2014).	43
Figura 2.36 – Topologia proposta por Patrao <i>et al.</i> (2014).	44
Figura 2.37 – (a) SPWM bipolar e (b) Forma de onda da tensão de saída.....	45
Figura 2.38 – Espectro de frequência normalizado para <i>PWM</i> bipolar.....	46
Figura 2.39 – (a) Conversor CC/CA ponte completa, (b) Portadora e moduladoras, (c) Tensões v_a e v_b e (d) Tensão de saída v_o	47
Figura 2.40 – Espectro de frequência normalizado para <i>PWM</i> unipolar.....	48
Figura 2.41 – Tensões V_α e V_β [V].....	49
Figura 2.42 – Exemplo de <i>PLL</i>	50
Figura 2.43 – q- <i>PLL</i> tratando a tensão da rede distorcida.	50
Figura 2.44 – Tensões de entrada do <i>PLL</i> : (a) Tensão fundamental (V_a) e quinta harmônica (V_{dist}); (b) Tensão de entrada distorcida.....	51
Figura 2.45 – Ângulo de saída do <i>PLL</i> [rad] e componente fundamental da tensão da rede [V].	52
Figura 2.46 – Modelo da Chave <i>PWM</i>	52
Figura 2.47 – Exemplo de estrutura de controle.....	54
Figura 2.48 – Malhas de controle: (a) de tensão, (b) de corrente e (c) de tensão e corrente....	55
Figura 3.1 – Representação do sistema fotovoltaico proposto.	57
Figura 3.2 – Condições de operação do sistema.....	58
Figura 3.3 – Subsistema composto por dois conversores em cascata.	59

Figura 3.4 – Circuito para simulação do Conversor CC/CC operando como <i>Boost</i>	63
Figura 3.5 – Circuito para simulação do Conversor CC/CC operando como <i>Buck</i>	64
Figura 3.6 – Circuito para simulação do Conversor CC/CA operando como Inversor.	64
Figura 3.7 – Circuito para simulação do Conversor CC/CA operando como Retificador.	65
Figura 3.8 – Malhas de controle: (a) Conversor CC/CC operando como <i>Boost</i> , (b) Conversor CC/CA operando como Inversor, (c) Conversor CC/CC operando como <i>Buck</i> , e (d) Conversor CC/CA operando como Retificador.	66
Figura 3.9 – Lugar geométrico das raízes da planta de corrente do <i>Boost</i> compensada.	69
Figura 3.10 – Diagrama de Bode da planta de corrente do <i>Boost</i> compensada.	70
Figura 3.11 – Resposta ao degrau da planta de corrente do <i>Boost</i> compensada.	70
Figura 3.12 – Lugar geométrico das raízes da planta de tensão do <i>Boost</i> compensada.	71
Figura 3.13 – Diagrama de Bode da planta de tensão do <i>Boost</i> compensada.	71
Figura 3.14 – Resposta ao degrau da planta de tensão do <i>Boost</i> compensada.	72
Figura 3.15 – Lugar geométrico das raízes da planta de corrente do <i>Buck</i> compensada.	73
Figura 3.16 – Diagrama de Bode da planta de corrente do <i>Buck</i> compensada.	73
Figura 3.17 – Resposta ao degrau da planta de corrente do <i>Buck</i> compensada.	74
Figura 3.18 – Lugar geométrico das raízes da planta de corrente do inversor compensada. ...	76
Figura 3.19 – Diagrama de Bode da planta de corrente do inversor compensada.	77
Figura 3.20 – Resposta ao degrau da planta de corrente do inversor compensada.	77
Figura 3.21 – Lugar geométrico das raízes da planta de tensão do retificador compensada.	78
Figura 3.22 – Diagrama de Bode da planta de tensão do retificador compensada.	78
Figura 3.23 – Resposta ao degrau da planta de tensão do retificador compensada.	79
Figura 3.24 – Diagrama de controle para <i>Boost</i> e Inversor.	80
Figura 3.25 – Diagrama de controle para <i>Buck</i> e Retificador.	81
Figura 3.26 – Circuito digital de controle do subsistema completo.	82
Figura 3.27 – Representação do sistema proposto.	83
Figura 3.28 – Circuito de potência antes das conexões.	83
Figura 3.29 – Circuito de potência com as conexões.	84
Figura 3.30 – Driver de acionamento das chaves.	84
Figura 3.31 – Indutor de núcleo toroidal.	85
Figura 3.32 – Controlador digital <i>dsPIC30F4011</i>	86
Figura 4.1 – Sinal de referência (U_k) e portadora triangular (V_{port}).	87
Figura 4.2 – Sinal de comando da chave principal do <i>Boost</i> (V_{pwm}).	87

Figura 4.3 – Tensão de saída (V_c [V]) e tensão de entrada (V_s [V]) do <i>Boost</i>	88
Figura 4.4 – Tensão sobre o indutor (V_{Lb} [V]) e corrente no indutor (I_{Lb} [A]) do <i>Boost</i>	88
Figura 4.5 – Tensão sobre as chaves principal (V_{chl} [V]) e complementar (V_{ch2} [V]) do <i>Boost</i>	89
Figura 4.6 – Tensão sobre o indutor (V_{Lb} [V]) e corrente no indutor (I_{Lb} [A]) do <i>Buck</i>	89
Figura 4.7 – Sinais de referência (moduladoras) para o inversor.	90
Figura 4.8 – Sinal de referência (U_{kl}) e portadora triangular (V_{port}).	90
Figura 4.9 – Sinal de comando de uma das chaves do inversor(V_{pwm}).	90
Figura 4.10 – Tensão em uma das chaves do inversor (V_{sl} [V]).	91
Figura 4.11 – Tensão de saída (V_o [V]) e tensão de entrada (V_{in} [V]) do Inversor.	91
Figura 4.12 – Tensão sobre o indutor (V_{Lo} [V]) de filtro L.....	92
Figura 4.13 – Corrente do indutor (I_{Lf} [A]) do filtro L.	92
Figura 4.14 – Tensão de saída (V_c [V])e tensão de entrada (V_r [V]) do Retificador.....	93
Figura 4.15 – Corrente no indutor do filtro L na entrada do Retificador [A].....	93
Figura 4.16 – Correntes nas chaves do Retificador: (a) chaves superiores [A]; e (b) chaves inferiores [A].	93
Figura 4.17 – Tensão de saída (V_c [V]) e corrente no indutor (I_{Lb} [A]) do <i>Boost</i>	94
Figura 4.18 – Tensão de saída (V_s [V]) e corrente no indutor (I_{Lb} [A]) do <i>Buck</i>	94
Figura 4.19 – Tensão de rede (V_r [V]) e corrente no indutor (I_{Lo} [A]) do filtro L.	95
Figura 4.20 – Tensão de rede (V_r [V]) e corrente no indutor (I_{Lo} [A]) do filtro L (<i>zoom</i>).	95
Figura 4.21 – Tensão de rede (V_r [V]) e corrente no indutor (I_{Lo} [A]) do filtro L (operação como retificador).	96
Figura 4.22 – Tensão de rede (V_r [V]) e corrente no indutor (I_{Lo} [A]) do filtro L (<i>zoom</i>) (operação como retificador).	96
Figura 4.23 – Tensão no <i>link</i> CC [V] (operação como retificador).....	96
Figura 4.24 – Tensão da rede monofásica (V_{rede} [V]) e corrente no indutor do filtro L (I_{Lo} [A]).	97
Figura 4.25 – Tensão da fonte CC (V_s [V]) e a tensão no capacitor do <i>link</i> CC (V_c [V]).	97
Figura 4.26 – Corrente através do indutor do conversor CC/CC (I_{Lb} [A]).	98
Figura 4.27 – Tensão da rede monofásica (V_r [V]) e corrente no indutor do filtro L (I_{Lo} [A]).	98
Figura 4.28 – Tensão da fonte CC (V_s [V]) e a tensão no capacitor do <i>link</i> CC (V_c [V]).....	99
Figura 4.29 – Corrente através do indutor do conversor CC/CC (I_{Lb} [A]).	99
Figura 4.30 – Sinal de comando da chave principal do <i>Boost</i> (saída do <i>dsPIC</i>) [2 V/div]. ...	100

Figura 4.31 – Sinal de comando da chave complementar do <i>Boost</i> (saída do <i>dsPIC</i>) [2 V/div].	100
Figura 4.32 – Sinal de comando das chaves principal do <i>Boost</i> (saída do <i>driver</i>) [10 V/div].	101
Figura 4.33 – Sinal de comando das chaves complementar do <i>Boost</i> (saída do <i>driver</i>) [10 V/div].	101
Figura 4.34 – Tensão [100 V/div] e corrente no indutor do <i>Boost</i> [5 A/div].	102
Figura 4.35 – Tensão [100 V/div] e corrente no indutor do <i>Buck</i> [1 A/div].	102
Figura 4.36 – Tensão na entrada e na saída do <i>Buck</i> [50 V/div].	103
Figura 4.37 – Sinal de comando das chaves superior e inferior de um braço do inversor (saída do <i>driver</i>) [10 V/div].	103
Figura 4.38 – Sinal de comando das chaves superiores do inversor (saída do <i>driver</i>) [10 V/div].	104
Figura 4.39 – Corrente de saída do inversor [5 A/div].	104
Figura 4.40 – Tensão sobre o indutor de filtro L [100 V/div].	105
Figura 4.41 – Tensões da entrada e saída do retificador [100 V/div].	105
Figura 4.42 – Corrente [2 A/div] e tensão na entrada do retificador [100 V/div].	106
Figura 4.43 – Tensões na saída [100 V/div] e corrente na carga alimentada pelo <i>Boost</i> [2 A/div].	106
Figura 4.44 – Tensão na chave principal do <i>Boost</i> [100 V/div].	107
Figura 4.45 – Tensão [50 V/div] e corrente no indutor do <i>Boost</i> [1 A/div].	107
Figura 4.46 – Tensão na chave principal do <i>Buck</i> [100 V/div].	108
Figura 4.47 – Tensão [300 V/div] e corrente no indutor do <i>Buck</i> [2 A/div].	108
Figura 4.48 – Tensão de referência da rede [100 V/div] e corrente na carga [800 mA/div].	109
Figura 4.49 – Tensão [100 V/div] e corrente no indutor do filtro L [3 A/div].	109
Figura 4.50 – Tensão do barramento CC e da carga CA [100 V/div].	109
Figura 4.51 – Tensão de referência da rede [200 V/div] e corrente no indutor do filtro L [5 A/div].	110
Figura 4.52 – Tensão do barramento CC [100 V/div] e corrente na carga CA [5 A/div].	111

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1. Especificações de projeto.	60
Tabela 3.2. Valores calculados.	62
Tabela 3.3. Parâmetros das chaves estáticas utilizadas.	62
Tabela 3.4. Parâmetros considerados no projeto digital.	67
Tabela 3.5. Ganhos proporcionais e integrais para fins de projeto de controle analógico.	82
Tabela 3.6. Característica dos indutores.	85

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ADC	<i>Analog Digital Converter</i> (Conversor Analógico-Digital)
AWG	<i>American Wire Gauge</i> (Unidade Americana de Fios)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CENDRÉ	<i>Conseil International des Grands Réseaux Électriques</i> (Conselho Internacional de Grandes Sistemas Elétricos)
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i> (Corrente Contínua em Alta Tensão)
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> (Comissão Eletrotécnica Internacional)
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
MIP	<i>Multiple-Integrated Converter with a Pseudo dc Link</i> (Conversor Múltiplo Integrado com Pseudo Elo CC)
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo a Metal-Óxido Semicondutor)
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Rastreamento do Ponto de Máxima Potência)
NBR	Norma Brasileira
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i> (Ponto Neutro Grampeado)
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> (Circuito de Rastreamento de Fase)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
THDi	<i>Total Harmonic Distortion of Current</i> (Distorção Harmônica Total de Corrente)
ZOH	<i>Zero-Order Holder</i> (Segurador de Ordem Zero)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Motivação.....	2
1.2	Objetivos	3
1.3	Estrutura da Dissertação	4
2	REVISÃO BIBLIOGRAFICA	5
2.1	Introdução.....	5
2.2	Aproveitamento Solar Fotovoltaico no Brasil e no Mundo	6
2.3	Microrredes	13
2.3.1	Microrredes CC com geração distribuída.....	14
2.4	Estudo das Topologias de Conversor CC/CC	16
2.4.1	Conversor Boost	16
2.4.2	Outros conversores CC/CC	23
2.4.3	Topologia de conversor CC/CC adotada.....	27
2.5	Estudo das Topologias de Conversor CC/CA	28
2.5.1	Tipos de conversor CC/CA.....	28
2.5.2	Conversor Meia Ponte	30
2.5.3	Conversor Ponte Completa	31
2.5.4	Multiple Transformer (Transformadores Múltiplos)	33
2.5.5	Seis-pulsos (B6).....	34
2.5.6	BSNPC.....	34
2.5.7	Topologia de conversor CC/CA adotada.....	35
2.6	Configurações de inversores para sistemas fotovoltaicos	36
2.6.1	Blocos funcionais de construção de inversores	37
2.6.2	Capacitores de desacoplamento (link CC)	39
2.6.3	Uso de transformadores.....	39
2.6.4	Aplicações recentes de conversores conectados à rede.....	41
2.7	Modulação por Largura de Pulso (<i>PWM</i>).....	45
2.8	Circuito de Rastreamento de Fase (<i>PLL</i>)	48
2.9	Circuito de Controle	52
2.10	Considerações Finais.....	56
3	SISTEMA PROPOSTO E METODOLOGIA	57
3.1	Descrição do Sistema.....	57

3.2	Subsistema-objeto	59
3.3	Especificações de Projeto	60
3.3.1	Cálculo dos parâmetros do Conversor CC/CC.....	61
3.3.2	Cálculo dos parâmetros do Conversor CC/CA.....	62
3.4	Simulação da Operação dos Conversores	63
3.4.1	Conversor CC/CC em malha aberta	63
3.4.2	Conversor CC/CA em malha aberta	64
3.5	Controle.....	65
3.5.1	Conversor CC/CC em malha fechada	67
3.5.2	Conversor CC/CA em malha fechada	74
3.5.3	Sistema Completo em malha fechada	79
3.6	Implementação	82
3.6.1	Circuito de Potência	83
3.6.2	Circuito de Controle	86
3.7	Considerações Finais.....	86
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.....	87
4.1	Resultados de Simulação	87
4.1.1	Conversor CC/CC em malha aberta	87
4.1.2	Conversor CC/CA em malha aberta	89
4.1.3	Conversor CC/CC em malha fechada	94
4.1.4	Conversor CC/CA em malha fechada	95
4.1.5	Conversor Completo em malha fechada	97
4.2	Resultados de Implementação.....	100
4.2.1	Operação do conversor CC/CC em malha aberta.....	100
4.2.2	Operação do conversor CC/CA em malha aberta.....	103
4.2.3	Operação do conversor completo em malha fechada.....	106
4.3	Considerações Finais.....	111
5	CONCLUSÃO.....	112
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	113
	APÊNDICES.....	117

1 INTRODUÇÃO

Recentemente, as fontes renováveis de energia têm conquistado grande espaço na matriz energética mundial. Tal avanço tem como causa diversos fatores, dentre os quais a crescente demanda energética mundial, a perspectiva de escassez de recursos oriundos de fontes fósseis e o esforço internacional para diminuir a emissão de gases nocivos ao meio ambiente, responsáveis pelos chamados efeito estufa e aquecimento global (CENTRO DE PESQUISAS DE ENERGIA ELÉTRICA, 2013).

A energia solar e a eólica vem ganhando importância significativa, em nível mundial, na produção de energia elétrica. Essas fontes são de particular interesse para o Brasil, dada a abundância desses recursos em diversas regiões do nosso território.

Diferentemente do que ocorre na Europa, por exemplo, onde as fontes mais comuns são as térmicas e as nucleares, no Brasil, as expressões “fonte renovável” e “fonte alternativa” se confundem, devido principalmente às características da matriz de energia elétrica do Brasil, formada, em sua maior parte, por fontes hidrelétricas, que são, por natureza, renováveis.

Assim, para se referir a “novas” fontes, ainda não tão bem estabelecidas, costuma-se chamá-las de fontes alternativas. É nesse contexto que o aproveitamento de fontes eólicas e solares-fotovoltaicas têm crescido no país.

No entanto, essas fontes possuem características que impedem seu aproveitamento direto. Devido à natureza particular da forma através da qual geram energia elétrica, tanto geradores eolielétricos quanto geradores solares-fotovoltaicos não podem ser conectados diretamente à maioria das cargas elétricas, e muito menos à rede elétrica das concessionárias distribuidoras de energia. Isso se deve às variações inerentes a essas fontes (intermitência) e aos seus parâmetros elétricos (tensão, corrente, etc.), que geralmente não são adequados para uso direto (SANTOS; DIAS JÚNIOR; ANTUNES, 2014).

Para resolver a questão de condicionamento da energia gerada, possibilitando o aproveitamento eficiente dessas fontes, conversores eletrônicos de potência, baseados no uso de chaves eletrônicas estáticas, têm sido utilizados. Tais conversores são responsáveis, então, pelo processamento da potência elétrica fornecida por diversas fontes, a fim de torná-la condicionada à alimentação de cargas e à conexão à rede elétrica de distribuição.

1.1 Motivação

No Brasil, ainda não possuímos um produto com tecnologia exclusivamente nacional para este mercado de geração a partir de fontes renováveis (ou alternativas), o que nos deixa dependentes de tecnologia e de *know-how* importados para o aproveitamento de nossas abundantes fontes.

Recentemente, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) publicou uma Resolução (Resolução Normativa nº 482, de 17 de abril de 2012) que incentiva a microgeração e a minigeração, possibilitando que consumidores possam gerar energia em suas propriedades e armazenar o excedente (o produzido menos o consumido) e/ou utilizá-lo em um sistema de compensação junto à concessionária de energia, reduzindo seus custos com o consumo de energia elétrica. Esse fato estimulou diversos fabricantes de equipamentos para geração de energia elétrica e para conexão à rede a oferecerem seus produtos em nosso país. No entanto, é primordial desenvolver uma tecnologia nacional para evitar a dependência tecnológica de outros países.

Felizmente, muitas pesquisas têm sido realizadas nessa área e muitos trabalhos oriundos de universidades e de instituições nacionais têm sido publicados em revistas, simpósios e congressos científicos, nacionais e internacionais (SCHIMPF, 2008; ALBUQUERQUE *et al.*, 2010; XIMENES, 2012; NETO *et al.*, 2013).

Além disso, nos últimos anos, vários levantamentos de potencial eólico e fotovoltaico têm sido realizados em diversas regiões do país, com o intuito de descobrir os locais mais promissores para esse tipo de geração. Tais estudos possibilitaram a instalação de diversos parques de geração de energia, especialmente no regiões Nordeste e Sul, as quais têm se mantido na vanguarda nacional de geração a partir de fontes alternativas (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, 2014).

Neste contexto de utilização das fontes renováveis de energia, este trabalho apresenta um conversor CC/CA bidirecional, para interligar um barramento CC em 311 V a um CA em 220 V, partes integrantes de um sistema fotovoltaico de pequeno porte (2 kWp), adequado a aplicações em microrredes e em geração distribuída.

Sendo assim, a motivação que norteou a elaboração deste trabalho foi a realização de uma pesquisa científica dos diversos componentes e dispositivos envolvidos no projeto e na instalação de conversores eletrônicos de potência para processamento de energia a partir de fonte solar-fotovoltaica e para conexão dessa fonte à rede elétrica monofásica.

1.2 Objetivos

O objetivo desta dissertação é apresentar uma proposta de projeto de conversor CC/CA (dois conversores cascadeados, sendo um CC/CC e outro CC/CA) controlado para interligar dois barramentos de uma microrrede, um CC e um CA, capaz de fornecer/drenar corrente com alto fator de potência e baixo conteúdo harmônico.

Com este trabalho, busca-se apresentar uma contribuição ao estudo científico e ao desenvolvimento de uma topologia de um conversor simples, eficiente, com alto fator de potência e baixa distorção harmônica, alta confiabilidade, prático e de baixo custo, visando possibilitar a interligação de sistemas fotovoltaicos de baixa e média potência à rede elétrica monofásica.

Como objetivos específicos deste trabalho, têm-se:

- a) Contextualizar o aproveitamento da fonte solar-fotovoltaica no Brasil e no mundo;
- b) Apresentar o conceito de microrrede e as definições relacionadas a este tema;
- c) Realizar uma revisão literária técnica sobre as topologias de conversores eletrônicos de potência CC/CC e CC/CA aplicáveis ao sistema proposto;
- d) Estudar os conversores escolhidos para aplicação neste sistema, através de análises qualitativa e quantitativa;
- e) Estudar os conceitos básicos de modulação por largura de pulso, de circuito de rastreamento de fase e de controle de conversores estáticos;
- f) Projetar o circuito de potência;
- g) Projetar o circuitos de controle digital;
- h) Simular computacionalmente, via *software* dedicado, os circuitos de potência e de controle, em malha aberta e em malha fechada;
- i) Implementar um protótipo de laboratório de 2 kW;
- j) Comparar os resultados obtidos em laboratório com os de simulação, através de medições e de gráficos;
- k) Concluir o trabalho realizado apresentando sugestões de melhorias e de trabalhos futuros.

Não está no escopo deste trabalho a apresentação de um produto comercial, o qual precisa atender a normas específicas para utilização por consumidores, dentre as quais pode-se destacar as normas da ABNT, tais como a ABNT NBR 16149:2013, a ABNT NBR 16150:2013 e a ABNT NBR IEC 62116:2012.

1.3 Estrutura da Dissertação

No Capítulo 2, é apresentada uma contextualização do aproveitamento solar-fotovoltaico no Brasil e no mundo e uma revisão bibliográfica sobre microrrede e algumas topologias de conversores CC/CC e CC/CA existentes na literatura técnica, aplicáveis ao presente trabalho. Também é realizado um breve estudo sobre configurações de inversores para sistemas fotovoltaicos conectados à rede, sobre modulação por largura de pulso (*PWM*), sobre circuitos de controle por corrente média utilizando o modelo da Chave *PWM*. Finalizando o capítulo, uma rápida discussão sobre circuitos de rastreamento de fase (*PLL*).

No Capítulo 3, é descrito o sistema proposto, assim como o subsistema que é objeto deste trabalho. Também são apresentadas as especificações de projeto, com o cálculo dos parâmetros dos conversores, a operação dos conversores em malha aberta, o circuito de controle (através de diagramas, simulações e gráficos), e as questões que envolveram a implementação do protótipo.

No Capítulo 4, são apresentados os principais resultados e discussões relacionados à simulação realizada e à implementação do protótipo desenvolvido em laboratório, assim como uma análise do comportamento do protótipo.

No Capítulo 5, são apresentadas as principais conclusões do presente trabalho e as sugestões para trabalhos futuros relacionados ao prosseguimento e desenvolvimento de novas pesquisas no assunto.

Finalmente, são apresentadas as referências bibliográficas citadas ao longo do texto e que embasaram o presente estudo.

Os apêndices deste trabalho foram organizados da seguinte forma:

No Apêndice A, é apresentado código escrito para a obtenção das funções de transferência dos controladores dos conversores por meio do *software MATLAB*.

No Apêndice B, é apresentado o circuito de simulação do conversor em malha fechada utilizando o *software* de simulação *PSIM*.

No Apêndice C, é apresentado o código em linguagem C e *Assembly* implementado no *dsPIC 30F4011*.

No Apêndice D, é apresentado o diagrama esquemático da placa de potência, elaborado no *software Altium*.

No Apêndice E, é apresentado o *layout* da placa de potência (*software Altium*).

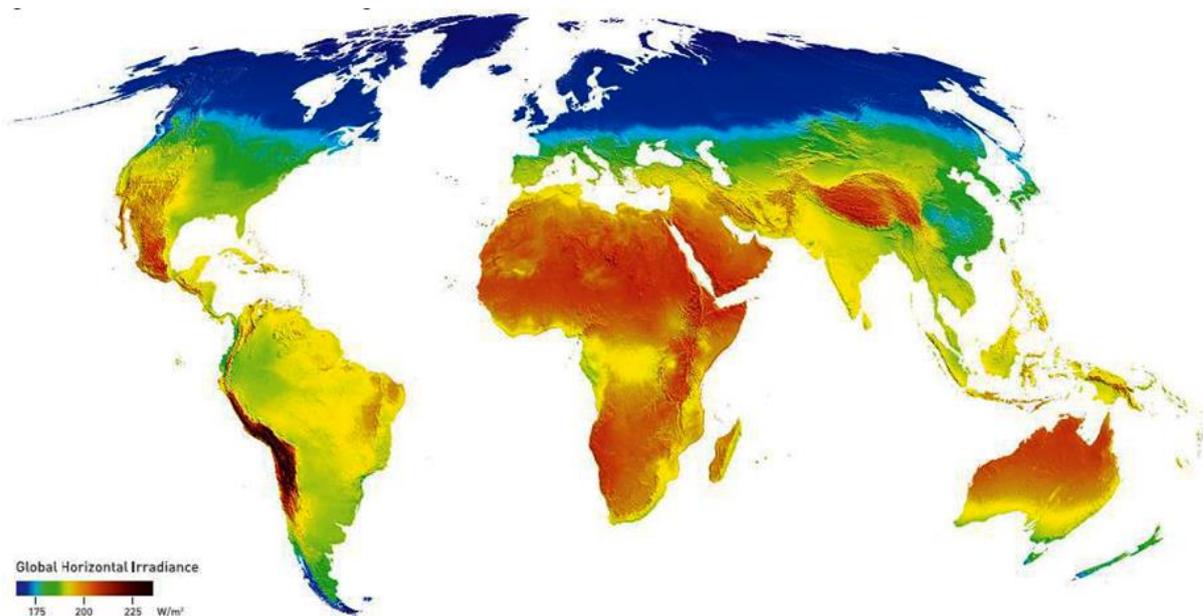
No Apêndice F, é apresentado o diagrama esquemático da placa de condicionamento de sinais.

2 REVISÃO BIBLIOGRAFICA

2.1 Introdução

Nos últimos anos, vêm crescendo a utilização de fontes renováveis para produção de energia elétrica, com o objetivo de suprir a crescente demanda e, ao mesmo tempo, diminuir a dependência por combustíveis fósseis, que hoje são a principal fonte de energia no mundo. A matriz elétrica brasileira é predominantemente composta pela geração hidrelétrica, complementada por termelétricas em períodos de baixos índices pluviométricos. Neste cenário, fontes alternativas de energia elétrica, como a solar-fotovoltaica e a eolielétrica, vêm ganhando importância. O Brasil, devido ao seu posicionamento no globo terrestre, possui grande potencial para o aproveitamento de energia solar-fotovoltaica, como mostra a Figura 2.1 (ATLAS DE ENERGIA ELÉTRICA, 2002; EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA, 2012).

Figura 2.1 – Radiação Global.



Fonte: 3TIER (2011).

Na Figura 2.1, pode-se observar que a radiação solar média global (direta e difusa) sobre o território brasileiro varia com a região, sendo de aproximadamente 200 W/m^2 (o nível mais elevado é atingido em uma região que compreende parte do Nordeste e do Centro-Oeste).

O processo de conversão solar-fotovoltaica consiste na transformação da energia contida na radiação solar em energia elétrica por meio do efeito fotovoltaico. Essa fonte, via de regra, não pode ser conectada diretamente às cargas ou à rede elétrica, quer seja monofásica ou

trifásica, devido principalmente aos seus parâmetros elétricos (tensão, corrente, etc.), que não permitem seu uso direto.

A fim de adequar o aproveitamento da fonte solar-fotovoltaica, são utilizados conversores baseados em chaves eletrônicas estáticas, como *MOSFET* (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) e *IGBT* (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), por exemplo. Esses conversores são responsáveis por drenar potência elétrica das diversas fontes e processá-la, de modo a disponibilizá-la diretamente às cargas, no caso de sistemas autônomos, ou à rede elétrica de distribuição, no caso de sistemas conectados.

Conversores de energia controlados digitalmente têm sido frequentemente utilizados, principalmente devido à possibilidade (e, às vezes, facilidade) de implementação de sistemas de controle mais complexos e robustos.

Com o avanço da tecnologia de processadores digitais, tais como *Digital Signal Processor* (*DSP*) e *Field Programmable Gate Array* (*FPGA*), principalmente com relação à velocidade de processamento, a utilização de técnicas digitais de comando, em vez de controladores analógicos, tem aumentado muito nos últimos anos.

A seguir será realizada uma contextualização a respeito do aproveitamento solar fotovoltaico no Brasil e no mundo, a apresentação do conceito de microrrede, um breve estudo das topologias de conversores CC/CC e CC/CA e, na sequência, a escolha das topologias adotadas neste trabalho. São apresentadas algumas configurações de inversores para sistemas fotovoltaicos e também são apresentados o conceito básico de *PWM*, de controle e de *PLL*.

2.2 Aproveitamento Solar Fotovoltaico no Brasil e no Mundo

Impulsionados pela demanda energética crescente, pela escassez de fontes convencionais de energia e por questões ambientais, políticas e econômicas relacionadas às fontes fósseis de energia, o mercado e a indústria de fontes renováveis de energia tem ganhado destaque no cenário mundial e no brasileiro. Dentre as diferentes fontes renováveis de energia, a eólica e a solar têm despertado grande interesse em nosso território.

Assim como a geração solar-térmica, a geração solar-fotovoltaica é uma das modalidades de aproveitamento da energia solar. Esta última, de particular interesse neste trabalho, trata-se de uma forma de conversão direta da energia advinda do sol para energia elétrica, produzida por painéis fotovoltaicos, normalmente instalados no topo de casas e edifícios ou em parques geradores, como o encontrado na usina de Tauá-CE, primeira usina solar-fotovoltaica a gerar eletricidade em escala comercial no território nacional, projetada

inicialmente para gerar cerca de 1 MW (suficiente para abastecer 1,5 mil famílias), mas com capacidade de expansão para até 5 MW.

Portanto, além da geração em grande escala através de usinas fotovoltaicas, a energia solar-fotovoltaica pode ser gerada tanto em residências quanto em edifícios comerciais localizados em centros urbanos (conectados à rede elétrica) e também em comunidades isoladas, que não estão conectadas à rede elétrica (AGÊNCIA INTERNACIONAL DE ENERGIA, 2014).

O efeito fotovoltaico decorre da excitação dos elétrons de alguns materiais na presença da luz solar (ou outras formas apropriadas de energia). Entre os materiais mais adequados para a conversão da radiação solar em energia elétrica, os quais são usualmente chamados de células solares ou fotovoltaicas, destaca-se o silício. A eficiência de conversão das células solares é medida pela proporção da radiação solar incidente sobre a superfície da célula que é convertida em energia elétrica. Atualmente, as melhores células, em termos de eficiência, apresentam um rendimento da ordem de 30% (JUCÁ; CARVALHO, 2013).

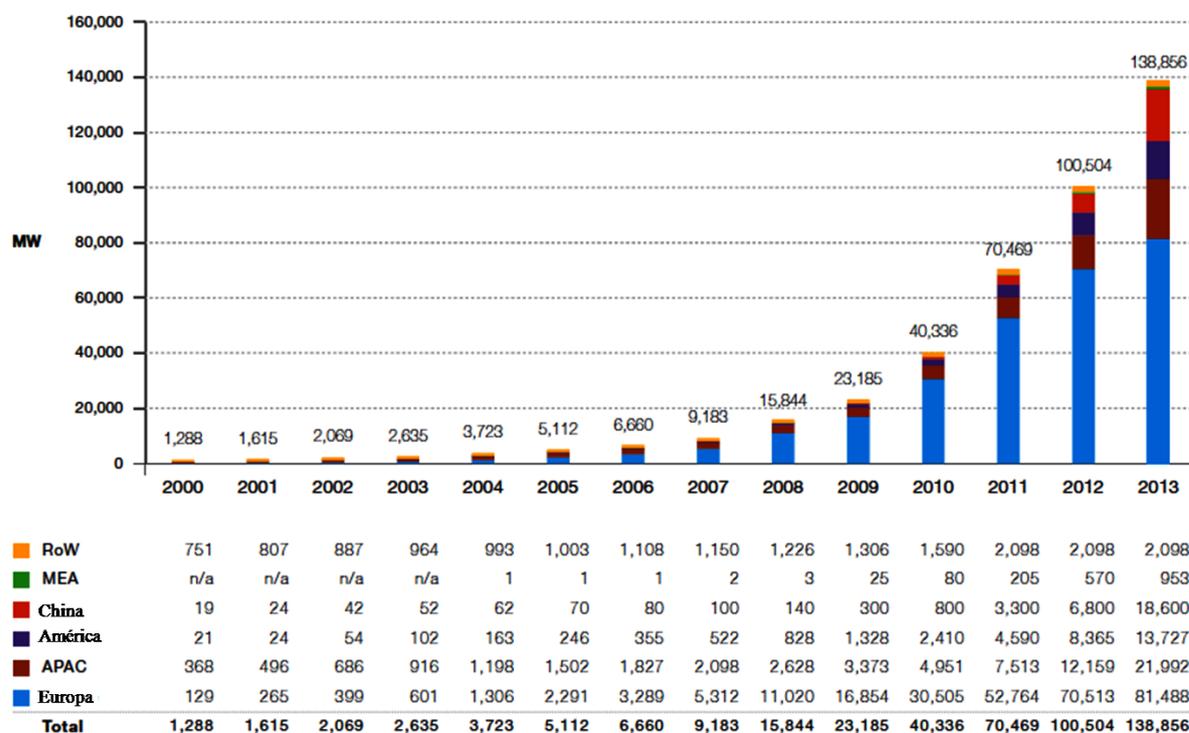
Desde o início da década de 1990, além de diversas políticas de incentivo a essa fonte de geração de energia, os avanços tecnológicos nos processos de fabricação de células solares e seu estabelecimento em diversos países, como Estados Unidos, Alemanha e Japão, têm possibilitado os crescentes avanços na capacidade instalada a nível mundial (ARRUDA, 1999).

Ao longo da última década, a tecnologia fotovoltaica mostrou potencial para se tornar uma importante fonte de geração de energia para o mundo, com um crescimento robusto e contínuo, mesmo em tempos de crise financeira e econômica.

No final de 2009, a capacidade instalada acumulada no mundo era de aproximadamente 23 GW. Um ano depois, atingiu 40 GW. Em 2013, já eram mais de 138 GW instalados globalmente, o que possibilitava uma produção de 167 TWh de eletricidade por ano. Este volume de energia é suficiente para cobrir as necessidades de fornecimento de energia anual de mais de 20 milhões de famílias (EUROPEAN PHOTOVOLTAIC INDUSTRY ASSOCIATION, 2014).

O crescimento do aproveitamento solar-fotovoltaico no mundo é apresentado na Figura 2.2.

Figura 2.2 – Desenvolvimento do aproveitamento solar-fotovoltaico no mundo (ROW: Resto do Mundo; MEA: Oriente Médio e África; APAC: Ásia-Pacífico).



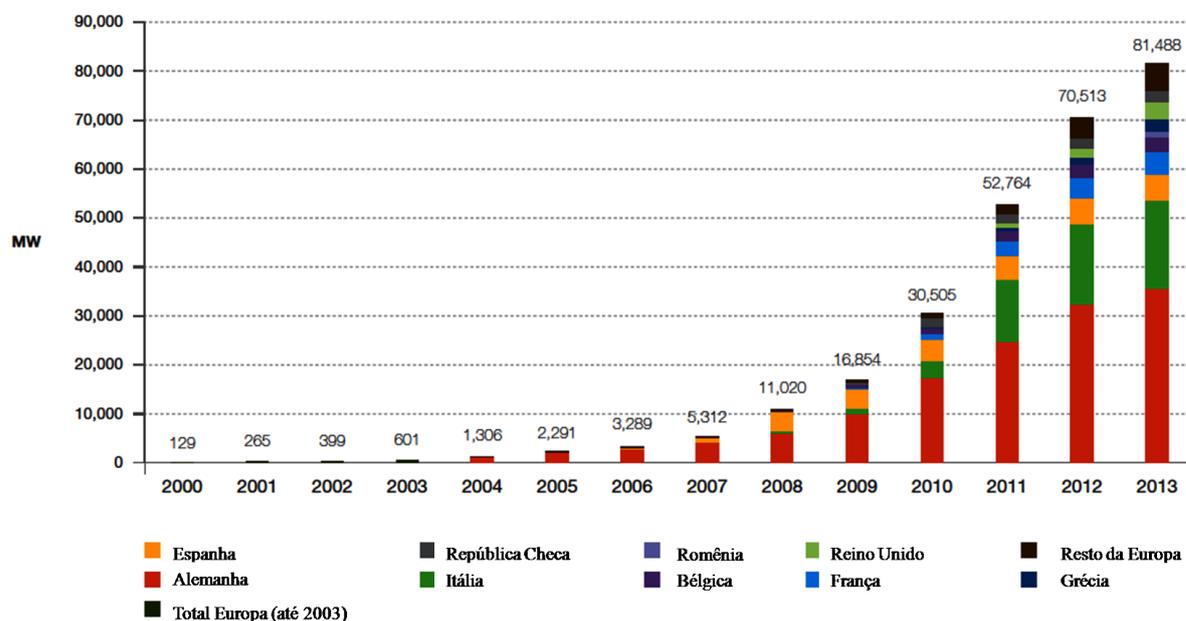
Fonte: European Photovoltaic Industry Association (2014).

A conversão fotovoltaica tem crescido muito nos últimos anos, principalmente em países como a Alemanha, Estados Unidos, Japão e a Espanha. O aproveitamento fotovoltaico é agora a terceira fonte de energia renovável mais importante em termos de capacidade instalada a nível mundial, só ficando atrás do aproveitamento hidráulico e do eólico.

Analisando-se a Figura 2.2, pode-se observar um crescimento expressivo dos países europeus quanto à utilização da fonte solar-fotovoltaica, representando a significativa parcela de aproximadamente 60% da capacidade total mundial. A evolução mostrada vai de menos de 600 MW em 2003 para um mercado de mais de 81 GW em 2013, claramente elevada.

Maiores detalhes sobre esse crescimento envolvendo países europeus podem ser observados na Figura 2.3.

Figura 2.3 – Desenvolvimento do aproveitamento solar fotovoltaico na Europa.



Fonte: European Photovoltaic Industry Association (2014).

A divisão geográfica do mercado fotovoltaico na Europa está ligada à velocidade com que a tecnologia foi desenvolvida nos últimos anos. A Alemanha registrou um crescimento praticamente constante por quase uma década e representa claramente o mercado fotovoltaico mais desenvolvido. Apesar do início mais tardio, países como a República Checa, Itália e Bélgica atingiram níveis elevados rapidamente.

No Brasil, apesar de ser um país privilegiado em termos de radiação solar e dos incentivos governamentais para essa fonte de geração, a participação da fonte solar na matriz energética nacional ainda é bastante reduzida.

Recentemente, grandes esforços têm sido direcionados ao aproveitamento da energia solar no Brasil, particularmente por meio de sistemas fotovoltaicos de geração de eletricidade, visando ao atendimento de comunidades isoladas da rede de energia elétrica e ao desenvolvimento regional (MINISTÉRIO DE MEIO AMBIENTE, 2014).

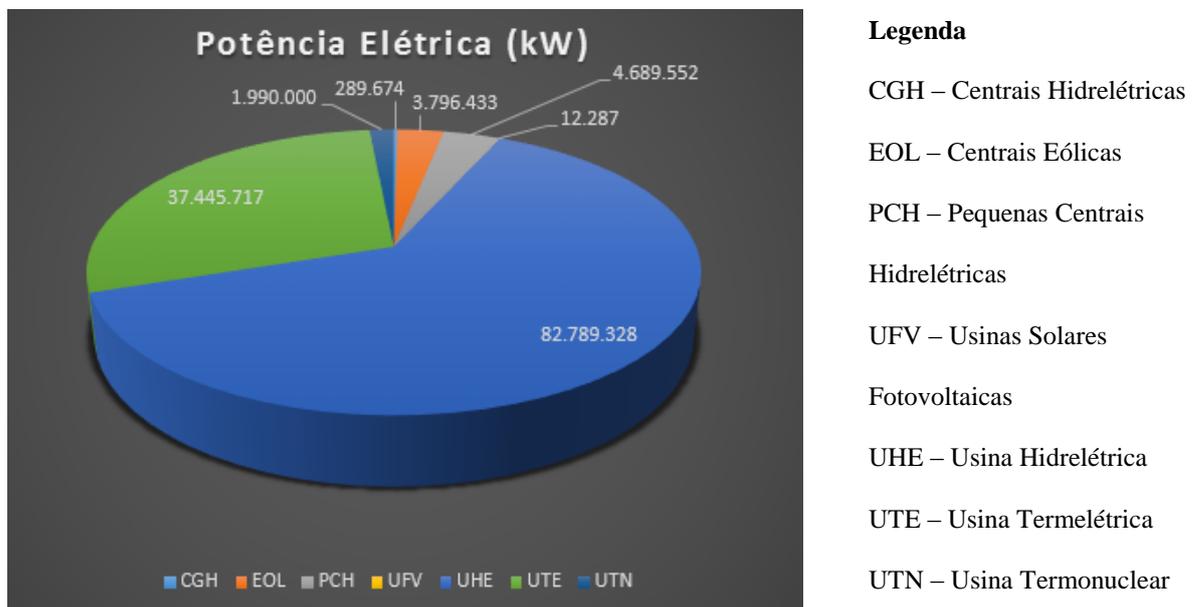
Existe uma infinidade de pequenos projetos nacionais de conversão fotovoltaica, principalmente para o suprimento de eletricidade em comunidades isoladas do Norte e Nordeste do país. Esses projetos fotovoltaicos dividem-se em diferentes categorias:

- Bombeamento de água;
- Abastecimento doméstico;
- Irrigação e piscicultura;
- Iluminação pública;

- e) Eletrificação de escolas, postos de saúde e centros comunitários;
- f) Sistemas de telecomunicações; e
- g) Outros.

Segundo dados da Agência Nacional de Energia Elétrica (2014), há 108 centrais geradoras solares fotovoltaicas em operação no país, representando uma potência instalada de 9.355 kW. Na Figura 2.4 é representada a potência instalada, por tipo de fonte, no Brasil.

Figura 2.4 – Distribuição da Potência elétrica instalada no Brasil até maio de 2014 (porcentagem).



Fonte: Agência Nacional de Energia Elétrica (2014).

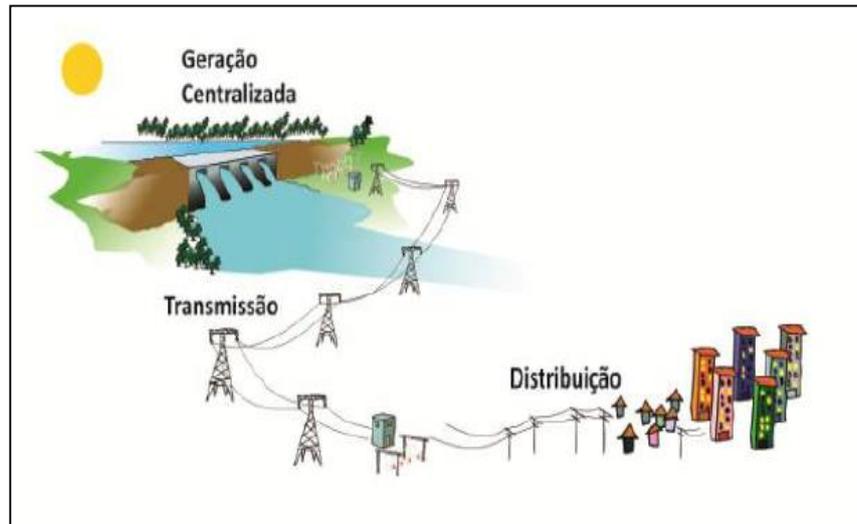
Pode-se observar na Figura 2.4, a pouca representatividade das centrais fotovoltaicas no país até 2014.

A Figura 2.5 (a) apresenta um esquema representativo do sistema de geração elétrica com base na fonte hidrelétrica, predominante no Brasil durante muitos anos e, na Figura 2.5 (b), é apresentado um esquema do mesmo sistema, mas com a inserção da geração distribuída, caracterizada pela introdução de outras fontes de geração de energia elétrica e das micro e minigerações.

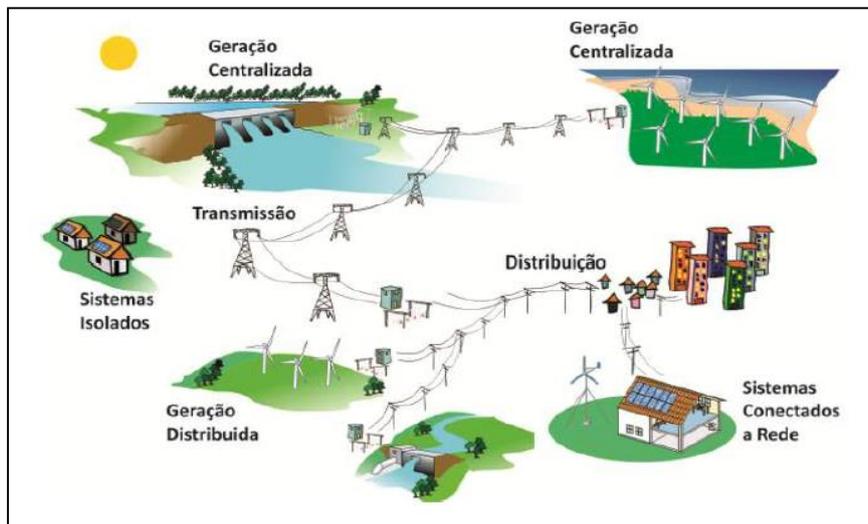
Micro e minigeração distribuída é a produção de energia elétrica a partir de pequenas centrais geradoras que utilizam fontes como a energia hidráulica, a fotovoltaica, a eólica e biomassa, conectadas à rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras (AGENCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, 2014).

A microgeração distribuída refere-se a uma central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 100 quilowatts (kW) e a minigeração distribuída diz respeito às centrais geradoras com potência instalada superior a 100 kW e menor ou igual a 1 megawatt (MW).

Figura 2.5 – (a) Representação de um sistema centralizado e (b) Representação de um sistema descentralizado, incluindo sistemas isolados, micro e minigeração distribuída.



(a)



(b)

Fonte: Agência Nacional de Energia Elétrica (2008).

Importantes iniciativas visando à diversificação da matriz de energia elétrica têm sido implementadas pelo Governo Federal como, por exemplo, o Programa de Incentivo às Fontes Alternativas (PROINFA), instituída pela Lei n° 10.438, de 2002 e regulamentada pelo Decreto n° 5.025, de 2004.

Em 2003, por meio do Decreto nº 4.873 foi instituído o Programa de Universalização do Acesso e Uso da Energia Elétrica visando prover, até o ano de 2008, o acesso à energia elétrica à totalidade da população de comunidades rurais.

Apesar dos benefícios trazidos pelo PROINFA, ele abrangia apenas geração de médio porte conectado ao Sistema Interligado Nacional (SIN). A partir dessa limitação, em 2007 foi criado o Projeto de Lei Federal (PL) nº 1563, com o intuito de preencher estas lacunas e buscando promover o uso das fontes alternativas de energia, a universalização do fornecimento e a geração distribuída.

O mesmo PL sugeriu a criação de diversos programas, tais como: a) Programa de Fontes Alternativas para Sistemas Isolados (FASI); b) Programa de Incentivo a Geração Distribuída (PGD) e o c) Programa de Aquecimento de Água por Energia Solar (PAES). Segundo Varella, Cavaliero e Silva (2008), o FASI tinha como meta universalizar a fornecimento de energia a partir da solar-fotovoltaica, biomassa, eólica e micropotenciais hidráulicos.

Em 2011, a ANEEL publicou uma chamada de projetos de pesquisa e desenvolvimento (P&D) estratégico visando desenvolver a inserção da geração solar-fotovoltaica na matriz elétrica brasileira, estimular a concorrência, reduzir custos e proporcionar a capacitação de instituições de ensino, de empresas e de profissionais. A partir desta chamada de projetos, surgiram 18 projetos estratégicos, dentre eles:

a) Projeto Cemig Distribuição: teve como meta o estudo da viabilidade de usinas solares-fotovoltaicas, a serem instaladas nas coberturas de edificações, além da criação de um curso de especialização e da elaboração de um livro;

b) Projeto Eletrosul: além de estudar o Complexo Megawatt Solar, esse projeto visava avaliar os impactos da conexão de sistemas fotovoltaicos à rede em áreas densamente povoadas e propor soluções para mitigar os problemas encontrados;

c) Projeto Furnas: tratava do estudo de uma planta fotovoltaica híbrida no norte de Minas Gerais; e

d) Projeto Petrobras: consistia na instalação de uma usina de 1MWp, com rastreamento da luz solar, em Alto do Rodrigues-RN.

Em abril de 2012, foi homologada pela ANEEL a Resolução Normativa nº 482, que define os conceitos de microgeração (≤ 100 KW) e minigeração (≤ 1 MW) distribuída e o sistema de compensação de energia. Essa resolução regulamentava e viabilizava a conexão de sistemas

fotovoltaicos de pequeno porte à rede de distribuição, o que permitia ao consumidor cativo instalar pequenos geradores em sua propriedade e trocar energia com a distribuidora local.

Especificamente para a geração solar-fotovoltaica, foi publicada a Resolução Normativa nº 481, de 17/04/2012, pela qual ficou estipulado um desconto de 80% (oitenta por cento) nas tarifas de uso dos sistemas elétricos de transmissão e de distribuição aos empreendimentos solares com potência injetada nos sistemas de transmissão ou distribuição menor ou igual a 30 MW, que entrarem em operação comercial até 31/12/2017. Esse desconto será aplicável nos 10 (dez) primeiros anos de operação. Findo este período, o desconto será reduzido para 50% (EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA, 2012).

Como visto anteriormente, a matriz elétrica brasileira para geração de eletricidade é predominantemente feita por meio de fonte renovável de energia (hidráulica), mas ela é complementada por fontes térmicas a carvão, principalmente em períodos em que os reservatórios hídricos atingem níveis abaixo de determinados patamares. Desta forma, se houver uma redução de custos ainda mais significativa do que a que já está se verificando, aplicações fotovoltaicas interligadas à rede podem contribuir, num cenário de longo prazo, para a substituição integral das fontes térmicas (CENTRO DE PESQUISAS EM ENERGIA ELÉTRICA, 2013).

Contudo, painéis e módulos fotovoltaicos não podem ser conectados diretamente à rede elétrica (e nem à maioria das cargas), como previamente discutido. Devido a isso, esses dispositivos necessitam de conversores eletrônicos de potência para processar a potência gerada e torná-la compatível e aceitável para os diferentes tipos de cargas e, especialmente, para a rede elétrica. Nas próximas seções serão estudadas diferentes topologias desses conversores. Antes disso, porém, cabe a apresentação de alguns conceitos acerca de microrredes.

2.3 Microrredes

Segundo o *CENDRE (Conseil International des Grands Réseaux Électriques)*, microrredes são sistemas de distribuição de energia elétrica, contendo cargas e recursos de energia distribuídos, tais como geradores distribuídos, dispositivos de armazenamento, ou cargas controláveis, que podem ser operados de forma coordenada e controlada, enquanto estiverem ligados à rede de alimentação principal ou ilhados. O foco da definição de microrrede é com relação a dois recursos principais: é um sistema controlado localmente; e pode funcionar tanto conectado à rede tradicional (“megarrede”), quanto de maneira isolada.

A operação de microrredes oferece vantagens distintas para os clientes e para os serviços públicos, quais sejam, aumento da eficiência energética, minimização do consumo global de energia, redução do impacto ambiental, melhoria da confiabilidade do abastecimento, e benefícios operacionais, como redução de perdas, alívio da congestão, controle de tensão, etc. Há também um aspecto filosófico, enraizada na premissa de que os sistemas de controle local são mais propensos a fazer escolhas equilibradas, como investimentos em eficiência e fornecimento de tecnologias. Microrredes podem coordenar todos esses ativos e apresentá-los à “megarrede” de maneira e escala consistente com as operações atuais da rede, evitando novos investimentos, necessários para integrar recursos descentralizados emergentes. Elas têm sido propostas como uma arquitetura de rede de distribuição dentro do conceito *smart grids*, capazes de explorar todos os benefícios da integração de um grande número de recursos de energia em pequena escala, distribuídos em sistemas de distribuição de energia elétrica de baixa tensão (BERKELEY LAB, 2014).

Para gerenciar as demandas futuras por energia, um sistema de energia mais configurável e flexível é necessário. Nesse contexto, emergem as microrredes, e se tornam especialmente atrativas quando combinadas à geração distribuída a partir de fontes renováveis, amparadas por sistemas de armazenamento de energia.

As unidades de geração distribuída incorporam diversas tecnologias, como turbinas eólicas e arranjos fotovoltaicos, enquanto os sistemas de armazenamento se constituem, principalmente, de baterias, volantes de inércia e supercapacitores. Todos esses elementos associados compõem a estrutura das microrredes. Sendo assim, as unidades de geração distribuída provêm um alívio ao esgotado sistema convencional de transmissão e de distribuição (JUSTO, 2013).

2.3.1 Microrredes CC com geração distribuída

Historicamente, as redes CA tem sido o padrão comercial de sistemas de energia elétrica, devido a questões como facilidade de transformação de tensões CA em diferentes níveis e para diversas aplicações, a capacidade de transmissão de potência em grandes distâncias e a facilidade de geração a partir de máquinas rotativas. Assim, as microrredes CA utilizam os padrões, frequência, níveis de tensão e princípios de proteção de sistemas de potência tradicionais. Até recentemente, os sistemas de potência CC estiveram restritos a algumas aplicações específicas, como sistemas de telecomunicações, de aviônica, de tração, de transmissão em alta tensão (*HVDC*). Entretanto, o desenvolvimento de tecnologias no campo

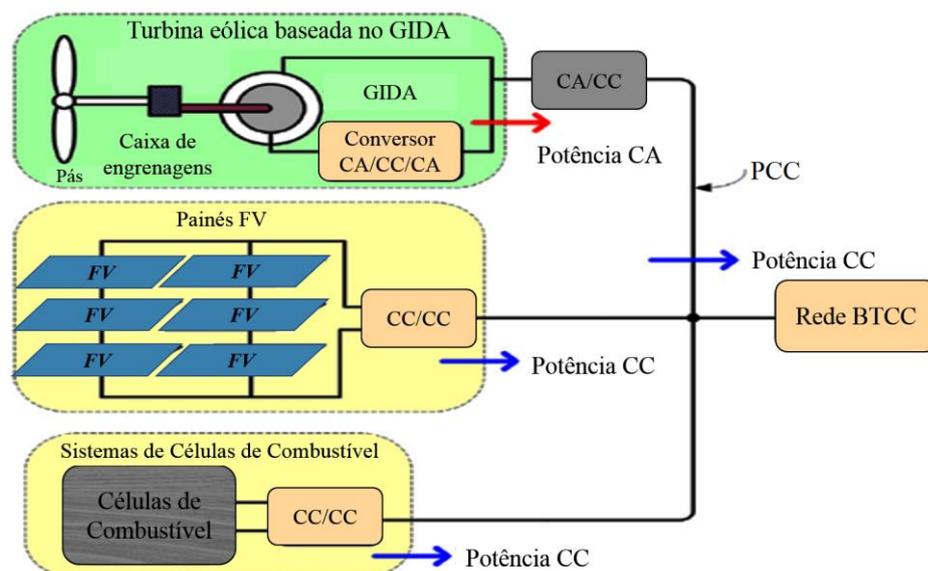
da eletrônica de potência aumentou significativamente o número de cargas CC e a disponibilização de conversores estáticos para transformação de tensão CC em vários níveis e para diferentes aplicações. Atualmente, os sistemas de distribuição CC (microrrede CC) encontram aplicações também em foguetes, ônibus, estações espaciais e cargas eletrônicas modernas, como computadores e centros de dados (JUSTO, 2013).

A maioria das unidades de geração distribuída a partir de fontes renováveis fornecem potência CC ou CA de frequência e/ou tensão variável e, devido a isso, dispositivos eletrônicos de potência têm se tornado fundamentais para a construção de microrredes. Com a associação de elementos armazenadores de energia, pode-se produzir uma potência de saída controlada, de modo a atender os requisitos da rede ou de transientes de carga.

Unidades de geração distribuída podem ser empregadas tanto isoladas quanto conectadas à rede. Esta, em particular, utiliza essas unidades para incrementar flexibilidade e qualidade do suprimento de energia e a estabilidade do sistema, e para otimizar os sistemas de distribuição, reduzindo seus custos. Cada unidade é conectada à rede através da utilização de uma interface eletrônica. Além disso, elas podem ser agregadas para fornecer uma tensão CC de entrada para um conversor CC/CA responsável pela conexão.

Dessa forma, microrredes são pequenos sistemas de potência que podem interligar vários componentes, como cargas controladas ou não controladas e unidades de geração distribuída, operando de maneira coordenada. Na Figura 2.6, pode-se observar uma configuração típica de unidades de geração distribuídas conectadas a uma rede CC de baixa tensão.

Figura 2.6 – Geração distribuídas em uma rede CC de baixa tensão.



Fonte: Justo (2013).

Então, espera-se uma arquitetura diferente dos padrões atuais para os sistemas futuros de energia, o que traz o conceito de *smart grid*, que terá as seguintes características principais: eficiência energética; sustentabilidade; confiabilidade; segurança, sensoriamento, medições e métodos de controle avançados; informação e comunicação integrada e segura; dentre outras.

2.4 Estudo das Topologias de Conversor CC/CC

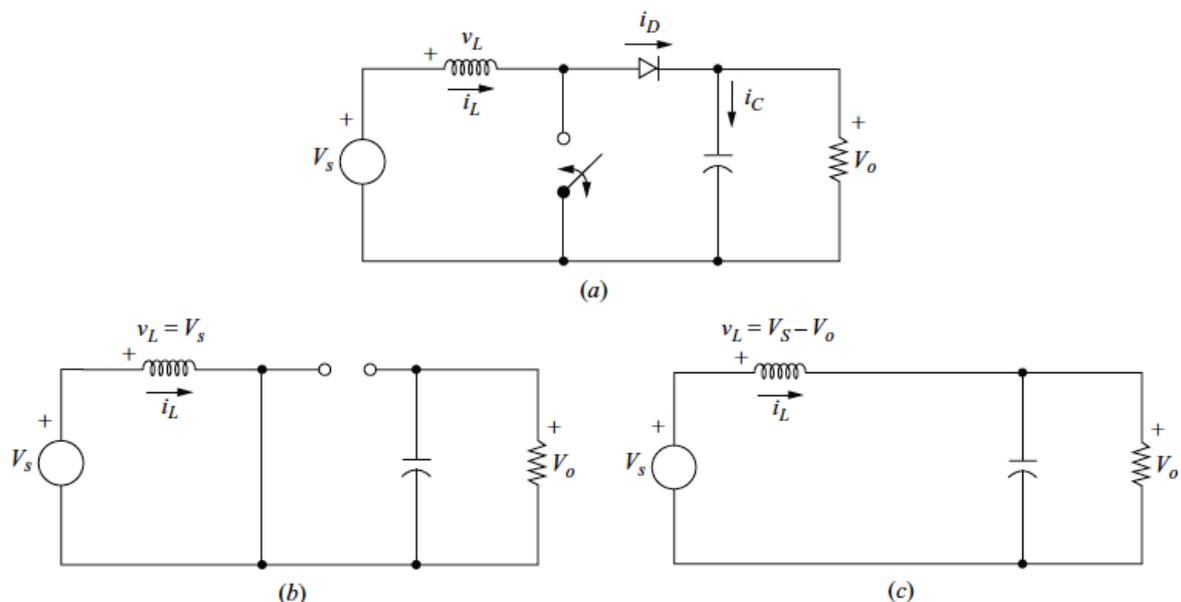
Como a finalidade do conversor deste trabalho é interligar um barramento CC de 311 V a um CA de 220 V_{rms}, cujo pico é de 311 V também, há a necessidade de um conversor CC/CC para elevar a tensão do barramento CC e alimentar a entrada de um conversor CC/CA, que assim poderá “inverter” essa tensão e injetar corrente no barramento CA. O mesmo raciocínio se aplica no sentido inverso do fluxo de potência, em que o conversor CC/CA atua como um retificador elevador e o CC/CC como um abaixador.

Dentre as diversas topologias de conversor CC/CC, destaca-se o conversor *Boost* clássico, que será estudado a seguir.

2.4.1 Conversor Boost

O conversor *Boost* clássico, um dos conversores CC/CC mais empregados para elevação de nível de tensão, é apresentado na Figura. 2.7.

Figura 2.7 – (a) Conversor *Boost*. Circuito equivalente para: (b) chave fechada e (c) para chave aberta.

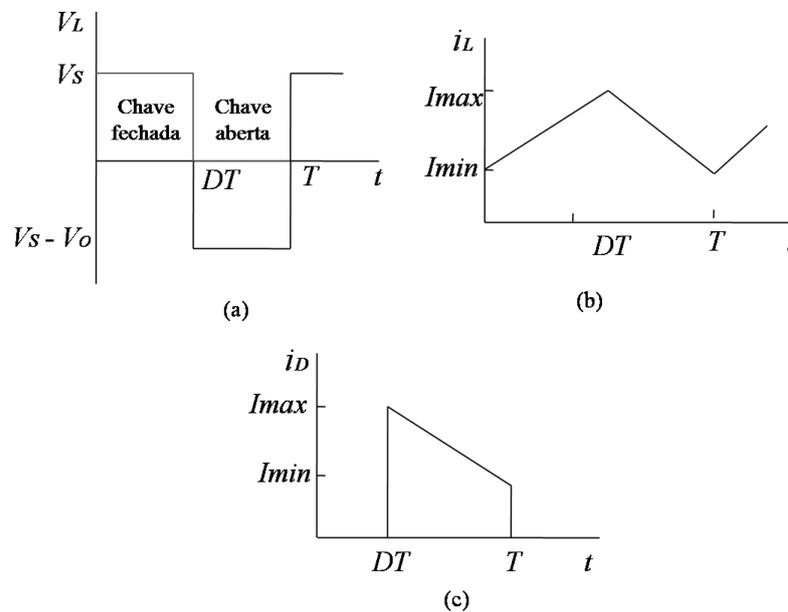


Ele é composto, basicamente, por um indutor (responsável pelo armazenamento de energia), uma chave estática (*MOSFET, IGBT, etc.*), um diodo e um capacitor (responsável por diminuir as oscilações de tensão sobre a carga).

Quando a chave está fechada (Figura 2.7 b), uma tensão positiva é aplicada aos terminais do indutor, que passa a acumular energia. Quando a chave é aberta (Figura 2.7 c), a tensão em seus terminais torna-se negativa e a energia armazenada é descarregada na carga.

Algumas das principais formas de onda do conversor *Boost* podem ser observadas na Figura 2.8.

Figura 2.8 – Formas de onda do conversor *Boost*: (a) Tensão sobre o indutor, (b) Corrente no indutor e (c) Corrente no diodo.



Fonte: Adaptado de Hart (2011).

Assim, a tensão sobre o indutor (Figura 2.8 a) alterna-se entre positiva e negativa, fazendo com que a corrente assumo o formato apresentado na Figura 2.8 (b), com as inclinações de subida e de descida dependentes da tensão instantânea aplicada. A relação entre a tensão e a corrente no indutor pode ser verificada nas Equações 2.1 e 2.2, em que L é o valor da indutância e T é o período.

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.1)$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^T v_L dt \quad (2.2)$$

Cumpra ressaltar que o valor médio da tensão (Figura 2.8 a), em cada ciclo, precisa ser nulo. Caso seja não-nula e positiva, a corrente crescerá indefinidamente (na teoria) ou até a queima de algum componente do circuito (na prática).

A relação entre as tensões CC de saída (V_o) e de entrada (V_s) (ganho estático) é dada pela Equação 2.3, onde D (*duty cycle*) é a razão cíclica da chave estática ativa.

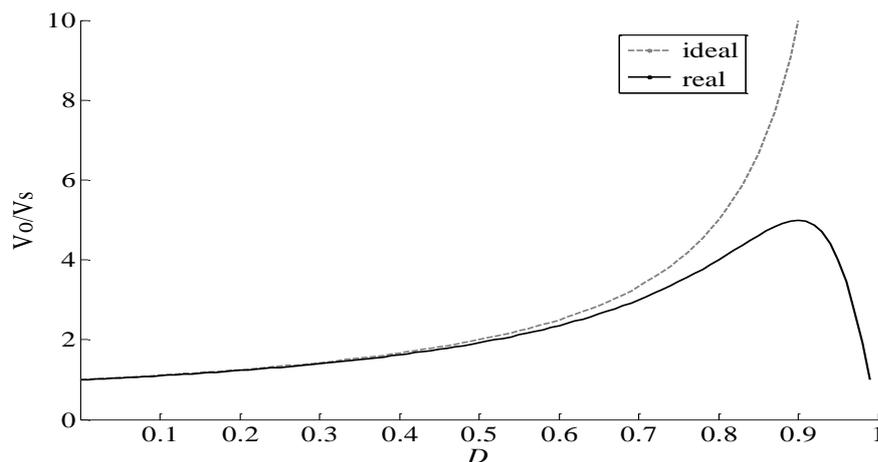
$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.3)$$

Esta relação não considera possíveis não idealidades, como resistência interna no indutor ou queda de tensão no diodo, por exemplo. Quando se considera a resistência interna no indutor, por exemplo, o ganho estático é modificado e pode ser calculado a partir da Equação 2.4, em que r_L representa a resistência intrínseca do indutor e R é a resistência nominal de carga (HART, 2011).

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1 - D} \left(\frac{1}{1 + \frac{r_L}{R(1-D)^2}} \right) \quad (2.4)$$

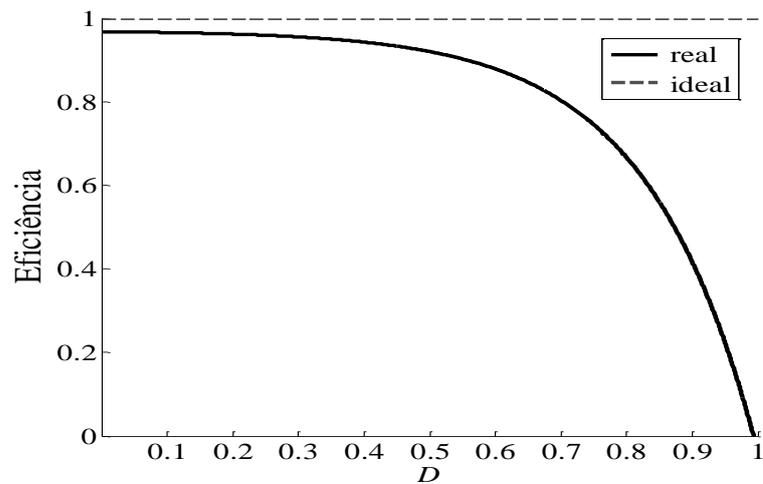
A Figura 2.9 mostra a relação entre o comportamento ideal e real do ganho estático de um conversor *Boost*, para R igual a 100 ohms e r_L igual a 1 ohm.

Figura 2.9 – Ganho estático de um conversor *Boost* ideal e real.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Observa-se que, para uma razão cíclica até aproximadamente 0,6, o comportamento real do conversor é bastante próximo do ideal, ao passo que, acima deste valor, diverge. A eficiência do conversor também é afetada por essas não idealidades, o que pode ser visto na Figura 2.10.

Figura 2.10 – Eficiência de um conversor *Boost* ideal e real.

Fonte: Elaborada pelo autor.

A partir da Figura 2.10, pode-se concluir que, na operação de um conversor *Boost* clássico, devem ser evitadas razões cíclicas acima de 0,5, sob pena de se trabalhar com baixa eficiência.

O capacitor utilizado na saída do conversor funciona como filtro para a tensão entregue à carga e esta terá maior ou menor ondulação de acordo com o valor da capacitância escolhido. De um modo geral, para se atingir uma determinada variação de tensão (ΔV_o), pode-se utilizar a Equação 2.5, em que f é a frequência de chaveamento da chave estática.

$$C = \frac{D \cdot V_o}{\Delta V_o \cdot R \cdot f} \quad (2.5)$$

Além disso, para que o conversor trabalhe apenas no modo contínuo (corrente no indutor sempre não-nula e positiva), o valor mínimo de indutância pode ser calculado utilizando a Equação 2.6 e, para se garantir uma determinada variação de corrente (ΔI_L), pode-se utilizar a Equação 2.7.

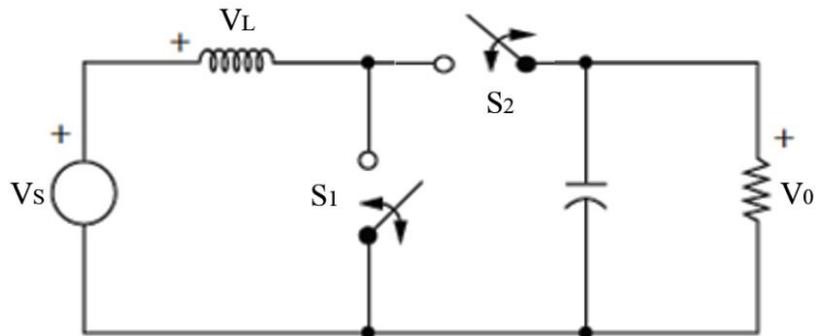
$$L_{\min} = \frac{D(1 - D)^2 R}{2f} \quad (2.6)$$

$$L = \frac{V_s \cdot D}{\Delta I_L \cdot f} \quad (2.7)$$

Este conversor, tal como apresentado na Figura 2.2, é unidirecional, ou seja, a potência só flui em um sentido, neste caso da fonte para a carga, devido à presença do diodo (e, obviamente, devido à falta de outra fonte). Em aplicações em que se deseja a conexão com a rede elétrica (fonte CA) e, mais que isso, a possibilidade de se obter energia desta rede, com a

potência fluindo no sentido reverso ao apresentado anteriormente, faz-se necessária a utilização de um conversor bidirecional. Para isso, basta substituir o diodo por uma chave estática, que operará em modo complementar em relação à chave principal (razão cíclica de $1-D$). Assim, o conversor ficará com a configuração observada na Figura 2.11.

Figura 2.11 – Conversor *Boost* bidirecional.

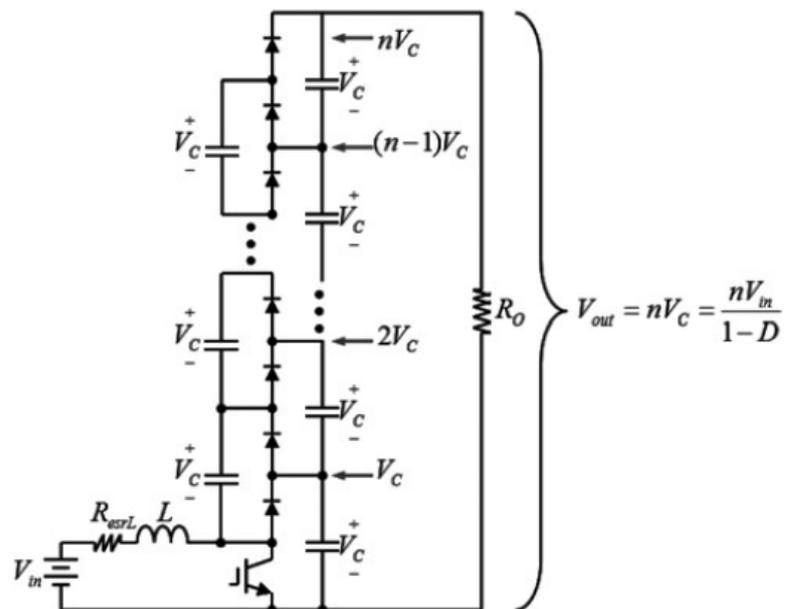


Fonte: Adaptado de Hart (2011).

2.4.1.1 Aplicações recentes do Conversor Boost

Rosas-Caro *et al.* (2010) propuseram um topologia de conversor CC/CC multinível (*MBC*), baseado em modulação por largura de pulso, que combina o conversor *Boost* e o capacitor chaveado, a fim de obter diferentes tensões de saída. A topologia proposta é apresentada na Fig. 2.12.

Figura 2.12 – Conversor CC/CC *MBC*

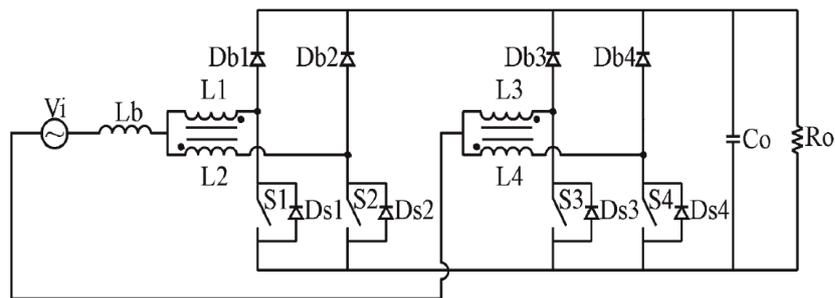


Fonte: Rosas-Caro *et al.* (2010).

As vantagens encontradas com o uso deste conversor foram: corrente contínua de entrada; taxa de conversão elevada sem que a razão cíclica seja extremamente alta; não utiliza transformador; e possibilita a utilização de frequências de chaveamento elevadas. Além disso, há a possibilidade de construção modular, em que mais níveis podem ser adicionados sem alterar o circuito principal.

Balestero *et al.* (2012) apresentaram um conversor *Boost* baseado na célula de comutação de três estados (3SSC), para correção de fator de potência. Conversores *Boost* operando em modo de condução contínua são muito utilizados devido aos baixos níveis de interferência eletromagnética causados por eles. Assim, foi proposto um conversor *Boost* sem ponte, que apresentou as seguintes vantagens: baixas perdas por condução com o uso de elementos magnéticos de tamanho, peso e volume mínimos. A topologia proposta é apresentada na Fig. 2.13.

Figura 2.13 – Conversor *Boost* 3SSC



Fonte: Balestero *et al.* (2012).

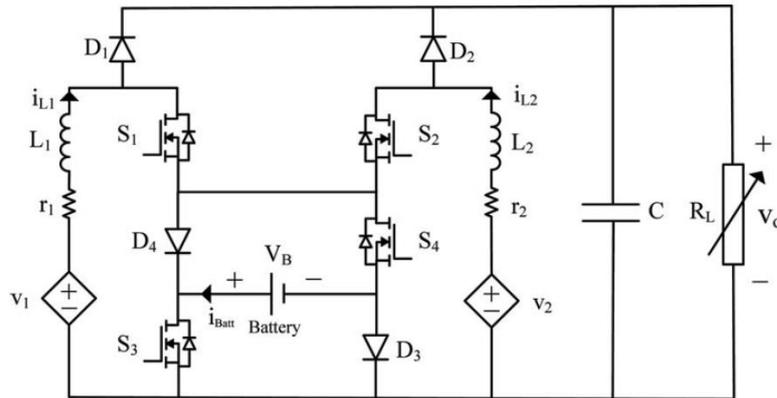
Considerando a operação com razões cíclicas não superiores a 0,5, observaram-se as seguintes características neste conversor: maior número de elementos semicondutores; maior região de operação em modo de condução contínua; menor ondulação na corrente do indutor, assim como na corrente que passa pelas chaves; e apenas 50% da potência processada é transferida para a carga através das chaves principais.

Para operação com razões cíclicas superiores a 0,5, observou-se que a corrente na entrada permanece contínua, enquanto na saída ela é descontínua. Adicionalmente, foi constatado que a máxima ondulação de corrente no indutor é menor e o tamanho dos elementos magnéticos é reduzido.

Nejabatkhah *et al.* (2012) apresentaram um método de modelagem e controle de um conversor *Boost* de três entradas para aplicação em um sistema híbrido (fotovoltaico – célula a combustível – baterias). O conversor proposto intermedia duas entradas unidirecionais e uma

bidirecional (elemento armazenador). O suprimento de energia para a carga e/ou para o banco de baterias pode ser realizado por qualquer das fontes individualmente ou de forma combinada. A estrutura proposta possui quatro chaves controladas de forma independente, e é mostrada na Fig. 2.14.

Figura 2.14 – Conversor *Boost* de três entradas

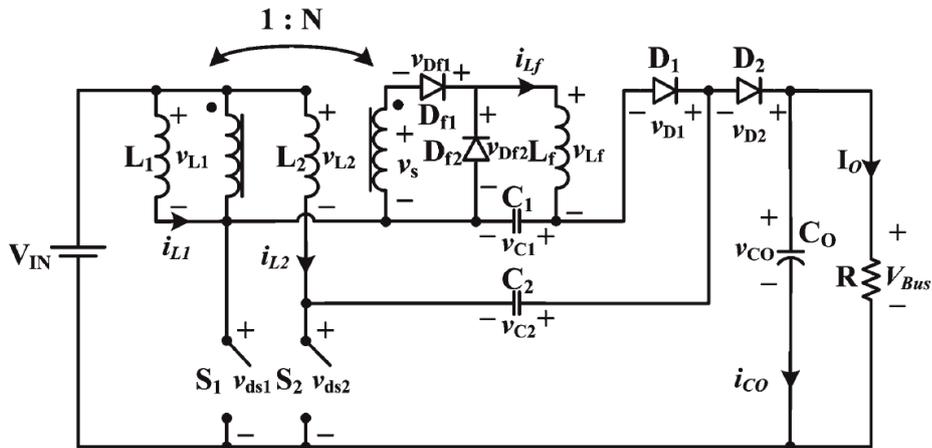


Fonte: Nejabatkhah *et al.* (2012).

O conversor foi testado com a utilização de baterias de baixa tensão e a bidirecionalidade de fluxo de potência na porta de armazenamento de energia foi observada. Este conversor apresenta ainda a vantagem de ser uma estrutura relativamente simples e que utiliza componentes de baixa potência.

Por fim, Lai, Pan e Cheng (2012) apresentaram uma aplicação para microrredes CC utilizando um conversor modular entrelaçado de altos ganho e eficiência. A topologia modular de alto ganho é representada na Fig. 2.15.

Figura 2.15 – Topologia de conversor *Boost* modular de alto ganho.



Fonte: Lai, Pan e Cheng (2012).

Este conversor pode ser utilizado em aplicações de alta potência e satisfazer demandas de fontes distribuídas de baixa tensão e alta corrente, com eficiência de 96%.

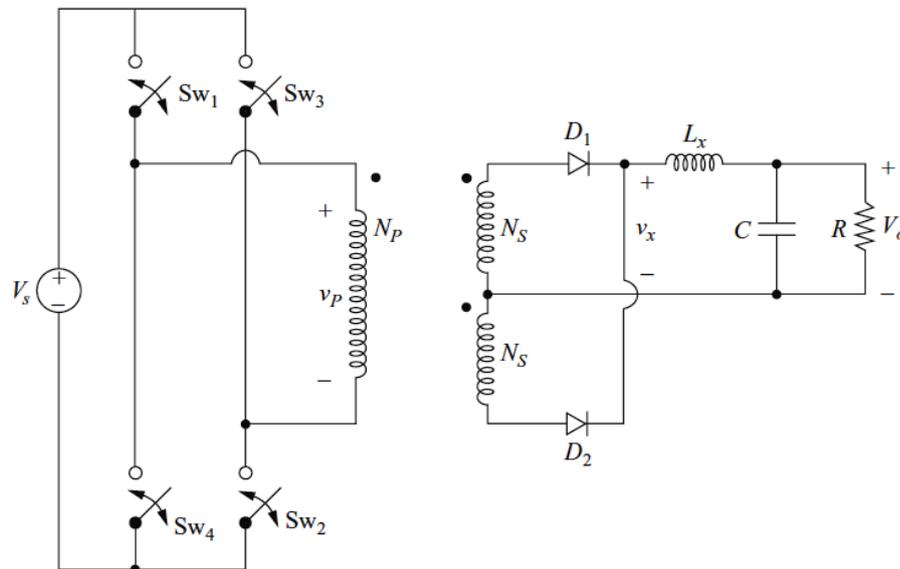
2.4.2 Outros conversores CC/CC

Para elevar a tensão CC, outros conversores bastante conhecidos também podem ser utilizados. Dentre eles, pode-se destacar o conversor CC Ponte Completa e o conversor *Flyback*, ambos isolados.

2.4.2.1 Conversor CC Ponte Completa

O circuito correspondente ao conversor CC Ponte Completa é apresentado na Figura 2.16.

Figura 2.16 – Conversor CC/CC Ponte Completa.

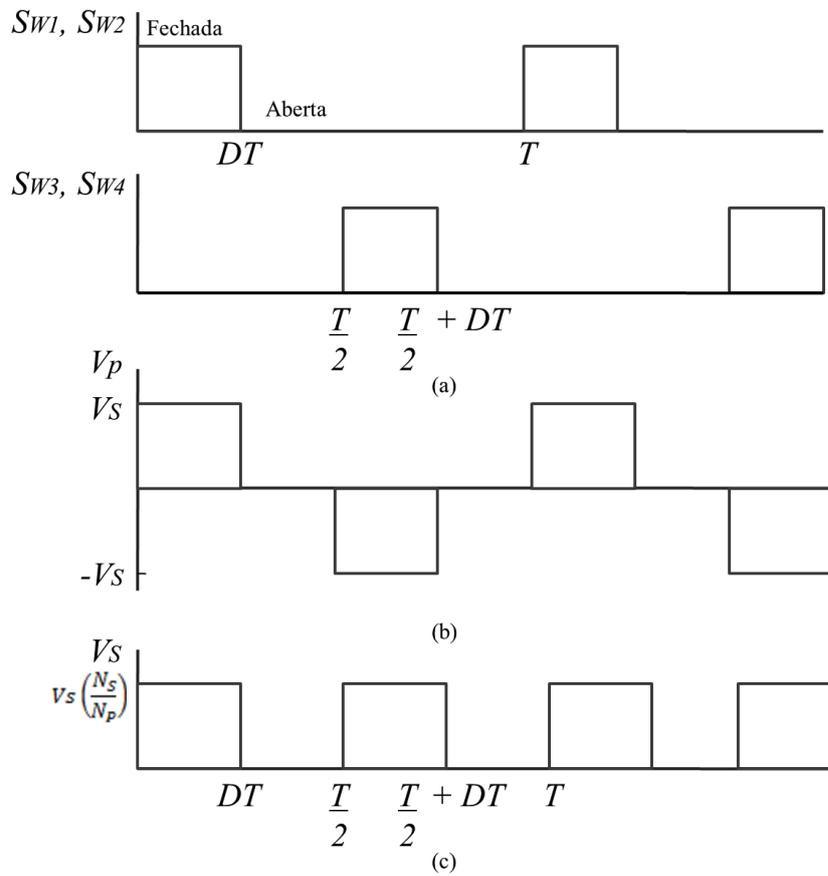


Fonte: Hart (2011).

Este conversor possui quatro chaves operando aos pares (S_{w1}/S_{w2} e S_{w3}/S_{w4}), um transformador com dois secundários (que, para fins de análise qualitativa, pode ser considerado ideal), dois diodos, um indutor e um capacitor de filtro.

Quando S_{w1} e S_{w2} estão fechadas, a tensão no primário do transformador é V_s , que é a tensão da fonte de entrada. Quando S_{w3} e S_{w4} estão fechadas (S_{w1} e S_{w2} estão abertas), essa tensão é $-V_s$. Quando todas as chaves estão abertas, a tensão no primário, é nula. A forma de onda da tensão no primário do transformador pode ser vista na Figura 2.17 (b).

Figura 2.17 – Formas de Onda do Conversor CC/CC Ponte Completa.



Fonte: Adaptado de Hart (2011).

Essa tensão é retificada no secundário do transformador, gerando a forma de onda vista na Figura 2.17 (c).

A relação entre a tensão de saída e a de entrada para um Conversor Ponte Completa CC/CC é vista na Equação 2.8.

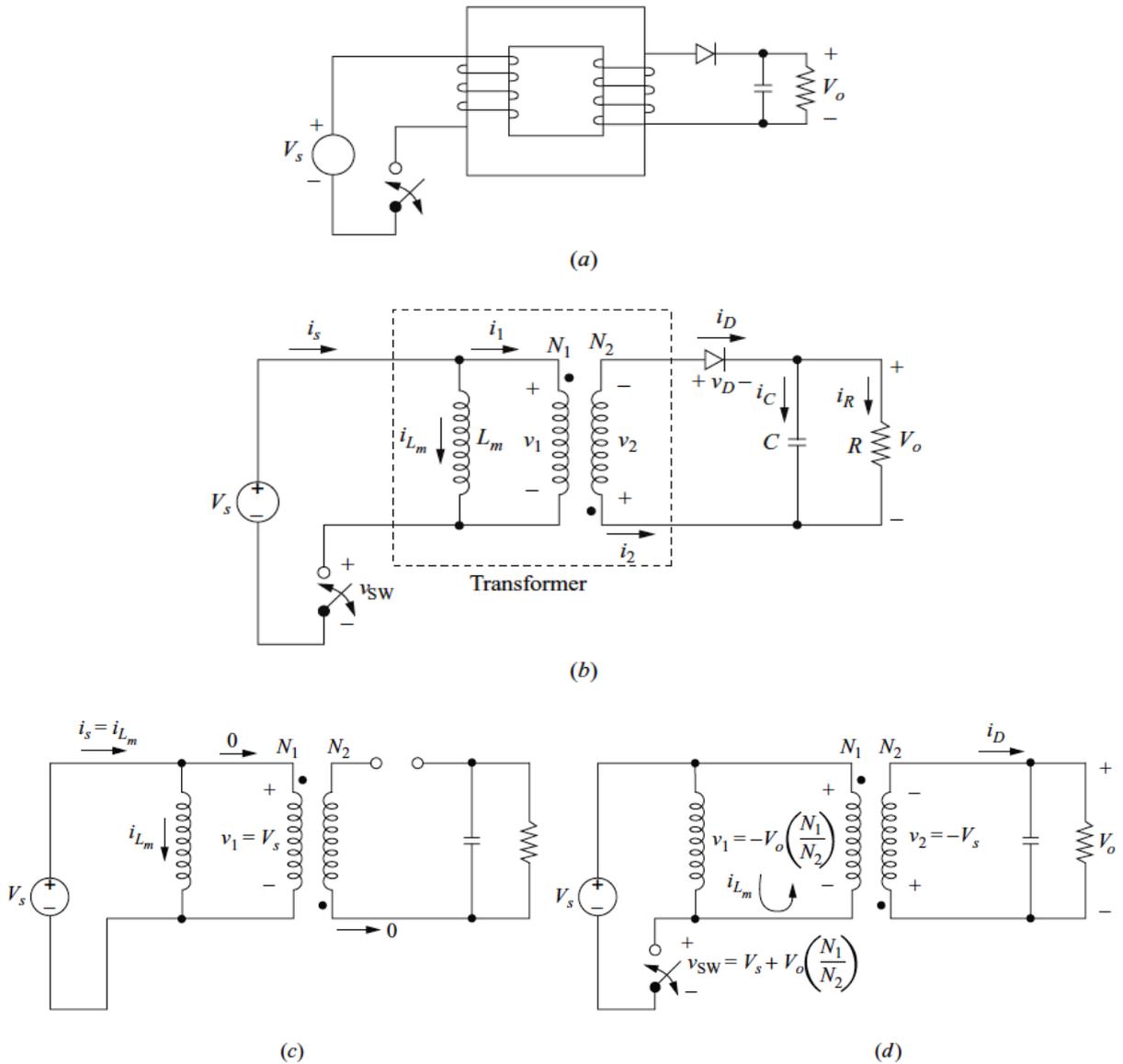
$$\frac{V_o}{V_s} = 2 \left(\frac{N_s}{N_p} \right) D \tag{2.8}$$

2.4.2.2 Conversor Flyback

O conversor *Flyback* é mais um exemplo de conversor CC/CC que provê isolamento entre a entrada e a saída, através de um transformador, que opera em frequência elevada (normalmente acima de 20 kHz).

A Figura 2.18 mostra o circuito correspondente ao conversor *Flyback*, fazendo uso do modelo simplificado de transformador.

Figura 2.18 – (a) Conversor Flyback, (b) Circuito equivalente utilizando o modelo de transformador, (c) Circuito equivalente para chave fechada e (d) Circuito equivalente para chave aberta.

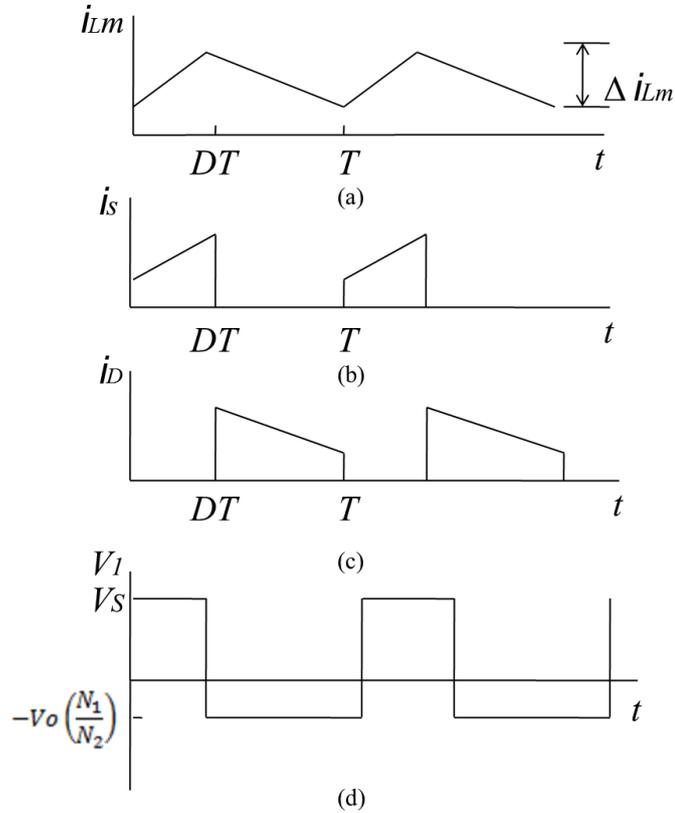


Fonte: Hart (2011).

Pode ser observado na Figura 2.18 (a) que ele é composto, basicamente, por uma chave estática, um diodo e um capacitor (responsável por diminuir as oscilações de tensão sobre a carga), além de um transformador.

Quando a chave está fechada (Figura 2.18 c), a energia é armazenada no indutor de magnetização L_m . Quando a chave é aberta (Figura 2.18 d), essa energia é transferida para a carga. As principais formas de onda do conversor *Flyback* podem ser observadas na Figura. 2.19.

Figura 2.19 – Formas de onda do conversor Flyback: (a) Corrente na indutância de magnetização, (b) Corrente na fonte CC, (c) Corrente no diodo, (d) Corrente no capacitor e (e) Tensão no primário do transformador.



Fonte: Adaptado de Hart (2011).

A relação entre as tensões CC de saída (V_o) e de entrada (V_s) é dada pela Equação 2.9.

$$\frac{V_o}{V_s} = \left(\frac{D}{1-D} \right) \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad (2.9)$$

De modo similar ao discutido quanto ao conversor *Boost*, para que o conversor *Flyback* trabalhe apenas no modo contínuo, o valor mínimo de indutância magnetizante pode ser calculado utilizando a Equação 2.10.

$$L_{m_min} = \frac{(1-D)^2 R \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2}{2f} \quad (2.10)$$

Para se garantir uma determinada variação de corrente (ΔI_{Lm}), pode-se utilizar a Equação 2.11.

$$L_m = \frac{V_s \cdot D}{\Delta I_{Lm} \cdot f} \quad (2.11)$$

E, por fim, ainda de modo similar ao *Boost*, para se atingir uma determinada variação de tensão (ΔV_o), utiliza-se a Equação 2.12.

$$C = \frac{D \cdot V_o}{\Delta V_o \cdot R \cdot f} \quad (2.12)$$

2.4.3 Topologia de conversor CC/CC adotada

Dentre as topologias de conversor CC/CC estudadas e que se aplicam à necessidade de elevar uma tensão de um barramento CC de 311 V para 400 V, o conversor *Boost* clássico apresenta as seguintes vantagens básicas sobre os demais:

- a) Possui menor número de componentes, proporcionando a obtenção de baixo custo para sua construção;
- b) Tende a apresentar menores perdas, pelo fato de a corrente circular, em cada etapa, por um menor número de chaves;
- c) Não possui transformador, elemento que, mesmo operando em frequências mais elevadas, tende a contribuir de forma significativa para o aumento das perdas por dissipação de energia;
- d) Permite o fluxo de potência em sentido reverso (neste caso, opera como *Buck*), possibilitando a bidirecionalidade (os demais necessitariam de modificações mais profundas que a simples substituição de um diodo por uma chave ativa).

Segundo Pomílio (2007), o conversor *Boost* possui, adicionalmente, as seguintes vantagens:

- a) Exigência menor de filtros IEM (interferência eletromagnética), devido ao fato de a corrente de entrada não ser interrompida, no modo de condução contínua;
- b) A chave (principal) é submetida a uma tensão igual à tensão de saída e seu acionamento é simples, podendo ser realizado por um sinal de baixa tensão referenciado ao terra;
- c) O capacitor de filtro opera em tensão mais elevada, permitindo que se adote valores de capacitâncias menores.

No entanto, a maior desvantagem do uso do conversor *Boost* é o fato de ele não ser isolado, ou seja, a entrada (fonte) e a saída (carga) têm o mesmo referencial e estão conectadas física e eletricamente, ou seja, se a fonte estiver aterrada, o mesmo referencial será adotado pela carga na saída do conversor.

Enfim, em países onde a legislação para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica permite que o conversor utilizado seja não-isolado, como é o caso do Brasil, em que não há restrição quanto a esta característica, o conversor *Boost* se apresenta como a opção mais prática, viável e eficiente para elevação de tensão CC (XIMENES, 2012).

2.5 Estudo das Topologias de Conversor CC/CA

Neste ponto, são abordados os tipos de conversor CC/CA e alguns conversores capazes de converter uma tensão CC em CA.

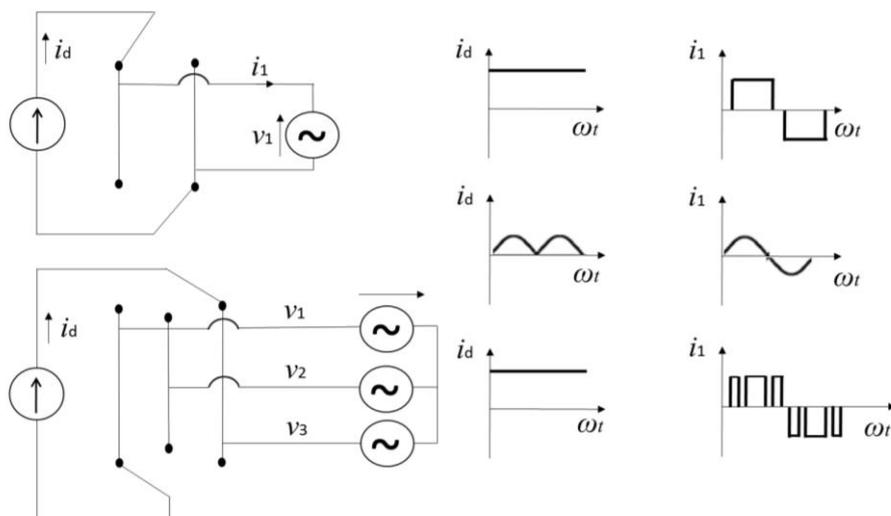
2.5.1 Tipos de conversor CC/CA

Em condição de regime permanente, a rede elétrica se comporta como uma fonte de tensão. Dessa forma, para injetar ou drenar potência da rede, é necessário controlar o fluxo de corrente. Na prática, tal comportamento pode ser emulado pela associação de uma fonte de tensão em série com um indutor. Dependendo para posição em que tal fonte de corrente esteja, se no lado CC ou CA da ponte inversora, pode-se classificar os inversores em (SAHAN *et al.*, 2011): Inversor fonte de corrente (*Current Source Inverter – CSI*); e Inversor fonte de tensão (*Voltage Source Inverter – VSI*).

2.5.1.1 Inversor fonte de corrente (CSI)

Algumas formas de operação e de modulação de inversores fonte de corrente são apresentadas na Figura 2.20.

Figura 2.20 – Exemplos de operação e modulação de inversores fonte de corrente.



Fonte: Adaptado de Sahan *et al.* (2011).

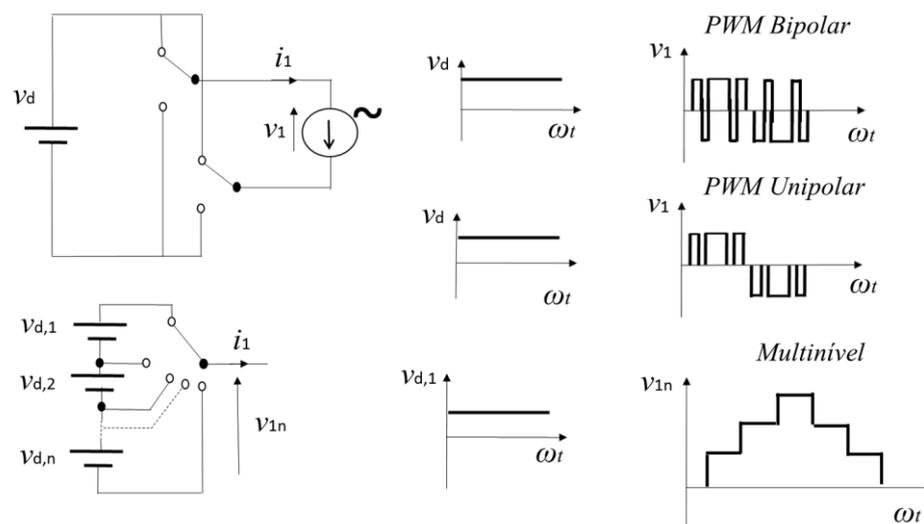
Nos exemplos da Figura 2.20, pode-se observar dois modos básicos de operação da fonte: como fonte de corrente constante e como fonte de corrente pulsada. O objetivo é, através do chaveamento, transferir a corrente da fonte para a carga, que neste caso é a rede CA. Utilizando-se a fonte de corrente constante, tem-se uma corrente na saída que permanece constante em cada semiciclo de tensão da rede. Porém, utilizando-se a fonte de corrente pulsada, obtém-se na saída uma corrente senoidal.

Além disso, há dois modos de modulação por largura de pulso: simples, com a chave mudando de posição a cada meio ciclo da tensão da rede, e senoidal (na parte inferior direita da Fig. 2.20), com o chaveamento sendo comandado a partir da comparação de uma onda moduladora (senoide) com uma portadora (triangular em alta frequência). A vantagem desta última sobre a primeira é o fato de os componentes harmônicos de ordem mais baixa se situarem suficientemente distantes do fundamental, facilitando sua filtragem. A Seção 2.7 aborda com mais detalhes a modulação por largura de pulso (PWM).

2.5.1.2 Inversor fonte de tensão (VSI)

As principais formas de operação e de modulação de inversores fonte de tensão são apresentadas na Figura 2.21.

Figura 2.21 – Exemplos de operação e modulação de inversor fonte de tensão.



Fonte: Adaptado de Sahan *et al.* (2011).

Observa-se que, neste exemplo, a fonte é sempre CC e constante, porém há dois modos de modulação por largura de pulso: bipolar, em que a tensão na saída oscila em dois níveis (+Vs e -Vs); e unipolar, em que a tensão na saída oscila em três níveis (+Vs, -Vs e 0).

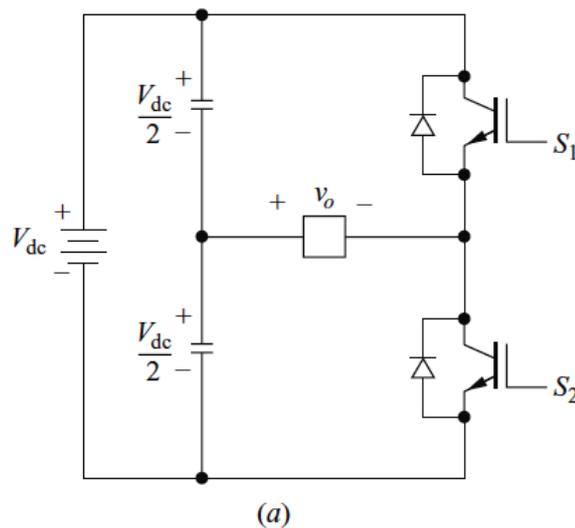
Este último modo tem a vantagem de apresentar componentes harmônicos em frequência superior ao primeiro modo, facilitando a filtragem. Maiores informações sobre PWM unipolar e bipolar poderão ser obtidas na Seção 2.7.

Por fim, a Figura 2.21 ainda apresenta a possibilidade de associar diversas fontes iguais para criar, na saída, uma tensão com diversos níveis, com maiores condições de se assemelhar a uma senoide pura (e, portanto, exigindo menor filtragem para reduzir distorções harmônicas). O conversor que opera desta forma é chamado de inversor multinível. Este inversor não será abordado neste trabalho.

2.5.2 Conversor Meia Ponte

O conversor CC/CA mais simples é conversor meia ponte monofásico. Tal conversor é apresentado na Figura 2.22.

Figura 2.22 – Conversor CC/CA Meia Ponte.



Fonte: Hart (2011)

Neste conversor, o número de chaves é reduzido pela metade (em relação ao inversor ponte completa, a ser discutido no próximo tópico), e a tensão CC da fonte entrada é dividida por dois capacitores idênticos. Assim, é possível produzir na saída uma onda quadrada, variando entre $+\frac{V_{dc}}{2}$ e $-\frac{V_{dc}}{2}$, quando S_1 está fechada (e S_2 aberta) e quando S_2 está fechada (e S_1 aberta), respectivamente. Cada chave é submetida a uma tensão de V_{dc} .

Faz-se necessária a existência de um tempo morto na transição de acionamento de uma chave para outra, para evitar o curto-circuito dos terminais da fonte. Além disso, para cargas indutivas, é necessário instalar diodos em antiparalelo junto a cada chave, para permitir

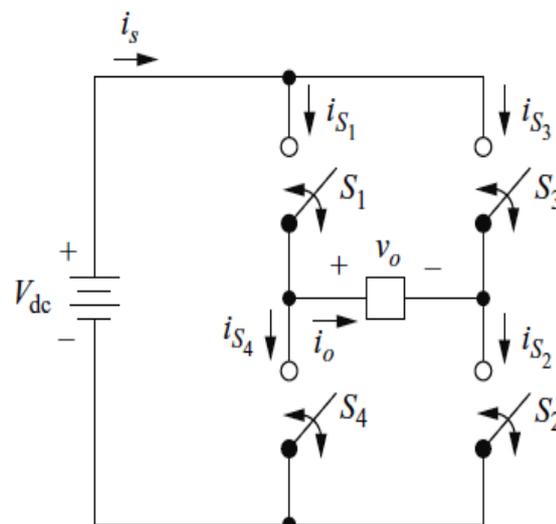
a continuidade da corrente. Algumas chaves comerciais, como os *IGBTs*, por exemplo, já possuem um diodo em antiparalelo, chamado diodo intrínseco, como mostrado na Figura 2.22.

Uma característica negativa deste conversor reside no fato da necessidade de as tensões sobre os capacitores serem iguais, o que dificilmente é obtido na prática, devido a diferenças de construção entre eles, mesmo que sejam dos mesmos fabricante, modelo e lote. Usualmente, faz-se necessária a utilização de malhas de controle adicionais somente para tratar do balanceamento dessas tensões.

2.5.3 Conversor Ponte Completa

O conversor CC/CA mais utilizado em sistemas fotovoltaicos, devido a sua simplicidade e facilidade de operação, o conversor ponte completa monofásico, é apresentado na Figura 2.23.

Figura 2.23 – Conversor Ponte Completa Monofásico.



Fonte: Hart(2011).

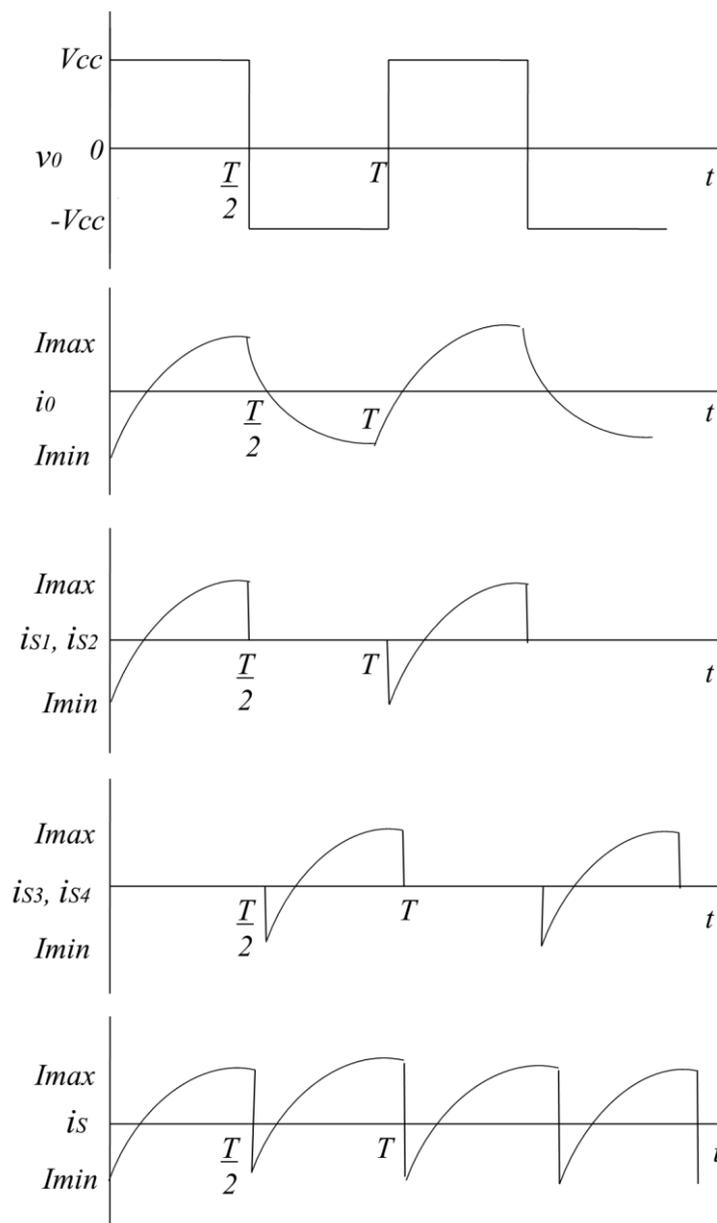
Em sua entrada, há uma fonte de tensão o alimentando. Quando as chaves S_1 e S_2 estão fechadas (S_3 e S_4 estão abertas), a tensão $+V_{dc}$ é aplicada aos terminais da carga (V_o). Quando as chaves S_3 e S_4 estão fechadas (S_1 e S_2 estão abertas), a tensão $-V_{dc}$ é aplicada aos terminais da carga (V_o). Quando S_1 e S_3 estão fechadas (e S_2 e S_4 abertas) ou quando S_2 e S_4 estão fechadas (e S_1 e S_3 abertas), a tensão na saída é nula.

É importante observar que as chaves S_1 e S_4 operam de modo complementar, ou seja, não podem estar fechadas ao mesmo tempo (caso isso ocorra, fechar-se-á um curto-circuito nos terminais da fonte). O mesmo vale para S_2 e S_3 . Em outras palavras, enxergando-se os

ramos em que se encontram os pares de chaves S_1/S_4 e S_2/S_3 como “braços” do conversor, pode-se dizer que as chaves de um mesmo “braço” não podem ser fechadas simultaneamente.

Dependendo da técnica de modulação adotada, a tensão de saída (V_o) terá comportamentos diferentes. Por exemplo, se a estratégia for trabalhar com uma razão cíclica fixa de 0,5 para cada chave (cada chave é fechada por 50% do tempo e nos outros 50% fica aberta), V_o apresentará a forma de onda mostrada no topo da Figura 2.24. Nesta mesma figura, é possível observar outras formas de onda características deste conversor.

Figura 2.24 – Formas de onda do conversor Ponte Completa.



Fonte: Adaptado de Hart (2011).

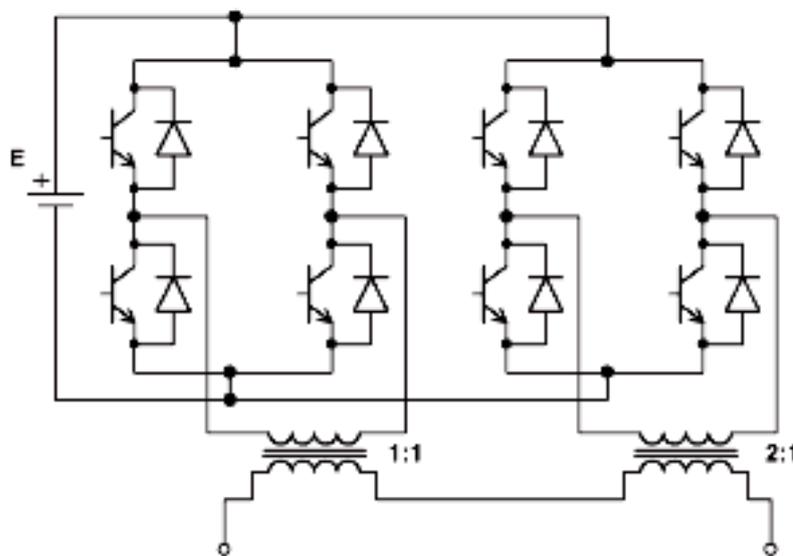
Assim como para o conversor meia ponte, é necessário que exista um tempo morto no chaveamento, para evitar o curto-circuito dos terminais da fonte e a instalação de diodos em antiparalelo junto a cada chave, para permitir a continuidade da corrente no caso de alimentação de cargas com características indutivas.

Este mesmo conversor, com as adaptações necessárias, pode operar como retificador, com potência fluindo no fluxo oposto (do lado CA pro lado CC). Tais adaptações consistem basicamente na utilização de diodos em antiparalelo com as chaves (observar mais uma vez que algumas chaves comerciais possuem um diodo intrínseco) e na colocação de um capacitor devidamente dimensionado no lado CC para filtrar a tensão, diminuindo a ondulação em torno de seu valor médio (*ripple*).

2.5.4 *Multiple Transformer* (Transformadores Múltiplos)

A Figura 2.25 mostra a topologia de inversor chamada Transformadores Múltiplos.

Figura 2.25 – Inversor *Multiple Transformer*.



Fonte: Xantrex (2003).

O exemplo da Figura 2.25 é constituído por duas células, cada uma sendo uma ponte H. As saídas dos transformadores de isolamento são colocadas em série.

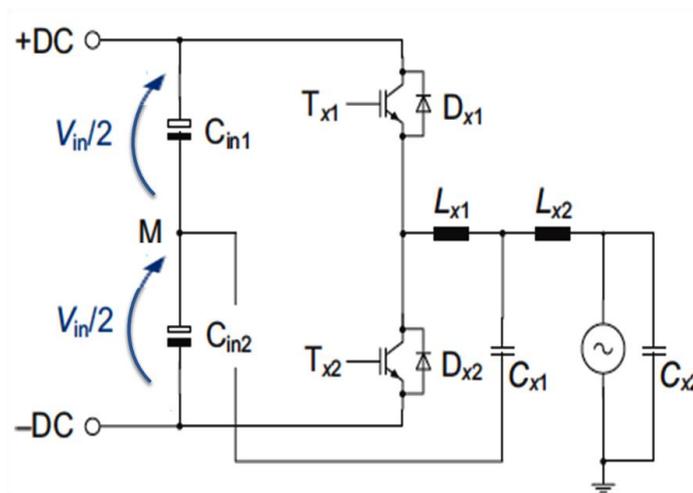
Esta topologia apresenta a característica de necessitar apenas uma fonte CC para a saída ser multinível, com alta resolução, além de poder operar de forma bidirecional e proporcionar isolamento entre a entrada e a saída. Possui ainda as características de ser robusta

e confiável, mas tem a grande desvantagem de necessitar de diversos transformadores operando em baixa frequência.

2.5.5 Seis-pulsos (B6)

A topologia B6 (*six pulse*) é uma configuração padrão amplamente utilizada para conversores trifásicos, mas que podem ser adaptadas para utilização em circuitos monofásicos. A Figura 2.26 mostra o esquema de uma fase apenas.

Figura 2.26 – Inversor Seis-pulsos (uma fase).



Fonte: Pinne *et al.* (2013).

Esta topologia consiste de um terminal CC com tensão dividida entre dois capacitores idênticos, uma meia- ponte e um filtro LCL no lado da corrente alternada em cada fase de $x = 1, 2, 3$. A tensão de saída pode atingir apenas dois estados: $+\frac{V_{in}}{2}$ e $-\frac{V_{in}}{2}$.

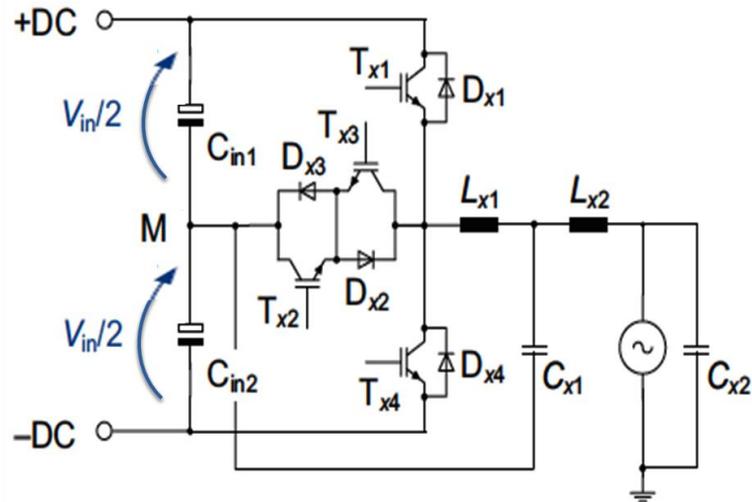
2.5.6 BSNPC

Diferentemente da topologia B6, a topologia *Bipolar Switched Neutral Point Clamped* (Conversor com Ponto Neutro Grampeado com Chaveamento Bipolar), ou simplesmente *BSNPC*, compreende uma chave bidirecional formada por T_{x2} , D_{x2} , T_{x3} e D_{x3} em cada fase, que pode “grampear” a tensão intermediária do ponto M à saída do inversor, de modo que um estado nulo de tensão possa ser aplicado à saída do inversor. Assim, a tensão de saída pode atingir apenas dois estados: $+\frac{V_{in}}{2}$, 0 e $-\frac{V_{in}}{2}$.

Como resultado, a ondulação de corrente no indutor e as tensões de comutação dos semicondutores são reduzidas à metade.

A Fig. 2.27 apresenta o circuito correspondente à topologia *BSNPC*.

Figura 2.27 – Inversor BSNPC (uma fase).



Fonte: Pinne *et al.* (2013).

2.5.7 Topologia de conversor CC/CA adotada

Dentre as topologias de conversor CC/CA estudadas e que se aplicam à necessidade de converter uma tensão CC de 400 V em uma tensão CA de 220 V_{rms}, o conversor CC/CA ponte completa apresenta as seguintes vantagens básicas sobre os demais:

- a) Possui baixo custo para sua construção (apesar de não ser o que apresenta o menor número de componentes);
- b) Tende a apresentar um nível de perdas aceitável, pelo fato de a corrente circular, em cada etapa, por, no máximo, duas chaves;
- c) É uma topologia simples e bastante utilizada; e
- d) A lógica de acionamento das chaves é relativamente fácil e já consagrada, com diversos *drivers* (circuitos de acionamento) desenvolvidos para esta finalidade.

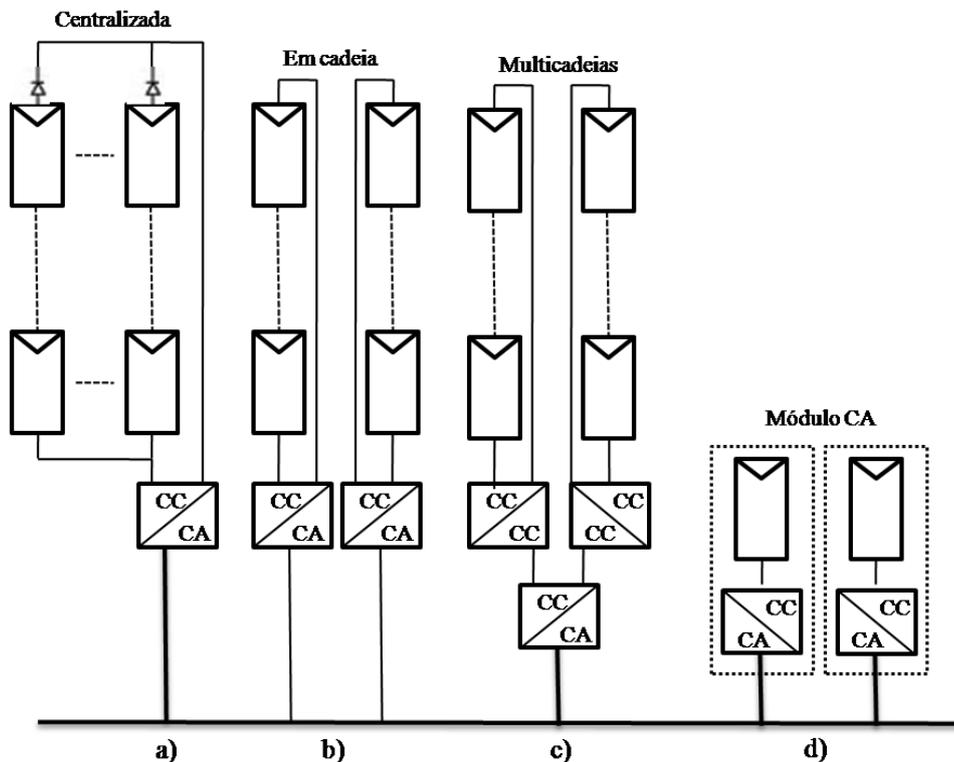
Possui uma pequena desvantagem em relação ao número de componentes, se comparado ao conversor meia ponte, mas que é mais que compensada com a menor distorção das correntes e tensões de saída (devido à possibilidade de se trabalhar com maior número de níveis) e com o maior nível de tensão de saída (o dobro da tensão de saída do meia ponte). Além disso, as chaves são submetidas a menores esforços de tensão e de corrente, o que, em última instância, traz ganhos quanto a diminuição de perdas e quanto a possibilidade de utilização de dispositivos com menores tensões nominais.

2.6 Configurações de inversores para sistemas fotovoltaicos

Para sistemas fotovoltaicos conectados à rede, há diversas configurações de inversores, com algumas filosofias mais antigas e outras mais recentes.

Primeiramente, houve a tecnologia centralizada, uma das primeiras configurações, em que um único conversor CC/CA era responsável por conectar todos os módulos fotovoltaicos à rede elétrica, como mostrado na Figura 2.28 (a).

Figura 2.28 – Exemplos de configurações de inversores.



Fonte: Kjaer, Pedersen e Blaabjerg (2005).

Os diversos módulos eram divididos em fileiras (ou cadeias), interligados por diodos de cadeia, de modo que a tensão total atingisse níveis adequados e dispensassem outros estágios de elevação. Essas fileiras eram então conectadas em paralelo, com o intuito de atingir o patamar de potência desejado. Mas essa configuração apresentava diversas desvantagens, como a necessidade de utilização de cabos em elevada tensão CC para interligação dos módulos fotovoltaicos ao inversor, altas perdas devido à utilização de um MPPT (Rastreamento do Ponto de Máxima Potência) centralizado, desbalanço de perdas entre os diversos módulos, perdas nos diodos de cadeia e falta de flexibilidade de projeto, o que não permitia atingir os benefícios da produção em massa.

Atualmente, a tecnologia disponibiliza os inversores em cadeia, mostrado na Figura 2.28 (b). Nestes, cada cadeia é conectada a apenas um inversor. Não há perdas relacionadas a diodos de cadeia e cada cadeia tem o seu MPPT. Isto aumenta a eficiência global e reduz o preço, devido à produção em massa.

Também já disponível, temos a tecnologia de inversores multicadeias, apresentada na Figura 2.28 (c). Nestes, há várias cadeias, como no caso do inversor centralizado, mas com a diferença de cada cadeia possuir um conversor CC/CC, cada um deles conectado a um único conversor CC/CA. Assim, cada cadeia pode ser controlada individualmente. Isso possibilita a realização de um projeto eficiente e flexível, em que o número de cadeias pode aumentar ou diminuir conforme a necessidade.

Por fim, temos o módulo CA, que é a integração do módulo fotovoltaico e do inversor em um só dispositivo elétrico, como pode ser visto na Figura 2.28 (d). Isso elimina o desbalanço de perdas entre diferentes módulos e otimiza o MPPT. Porém, há a desvantagem de ser necessária uma maior elevação de tensão, o que pode reduzir a eficiência global e aumentar o custo devido à utilização de circuitos mais complexos. (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005).

2.6.1 Blocos funcionais de construção de inversores

A configuração do sistema fotovoltaico, incluindo os estágios de geração, elevação de tensão, *MPPT*, desacoplamento, inversão, filtragem, isolamento (quando aplicável) e outros, pode sofrer algumas variações de acordo com a aplicação.

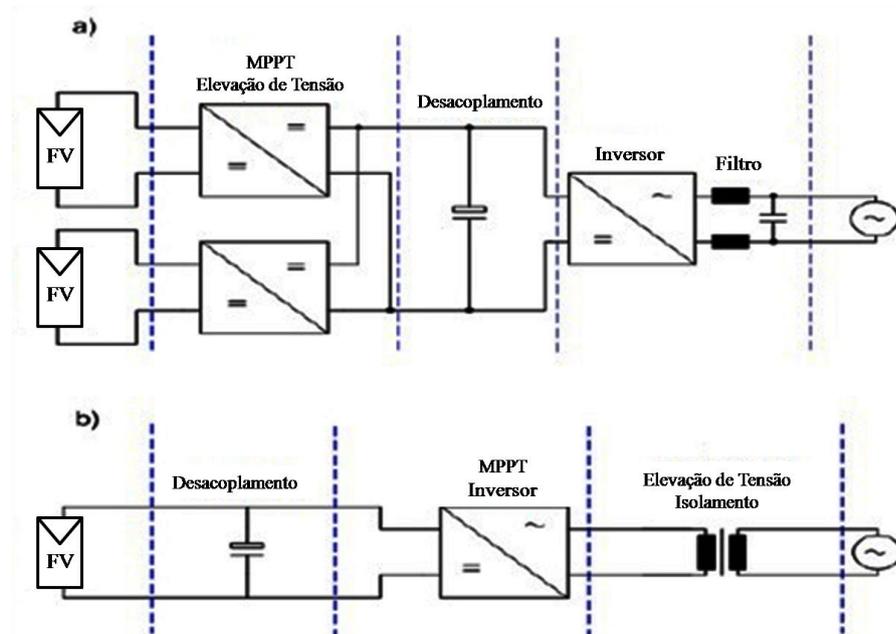
Cada estágio tem a sua função e a sua importância. De um modo simplificado, podemos caracterizar a funcionalidade de cada estágio da seguinte forma:

- a) *MPPT*: neste estágio, a tensão CC da saída dos módulos fotovoltaicos é controlada com a finalidade de fazer com que os módulos operem em seu ponto de máxima potência (ponto ótimo);
- b) Elevação (ou redução) de tensão: neste estágio, o nível de tensão é ajustado de modo que a tensão final, entregue pelo conjunto, seja compatível com a tensão da rede;
- c) Desacoplamento: neste estágio, um elemento armazenador de energia, normalmente um capacitor eletrolítico, é utilizado para desacoplar flutuações entre os lados CC e CA (para maiores informações, vide a subseção 2.6.2);
- d) Isolamento galvânico entre fonte e carga: pode ser obtido com o uso de transformadores, normalmente operando na frequência da rede, mas com os

inconvenientes de altos peso, custo e perdas e fator de potência baixo quando operado em condição de baixa carga (para maiores informações, vide a subseção 2.6.3).

A Figura 2.29 mostra duas configurações diferentes de sistemas fotovoltaicos.

Figura 2.29 – Exemplos de blocos de construção de inversores.



Fonte: Schimpf e Norum (2008).

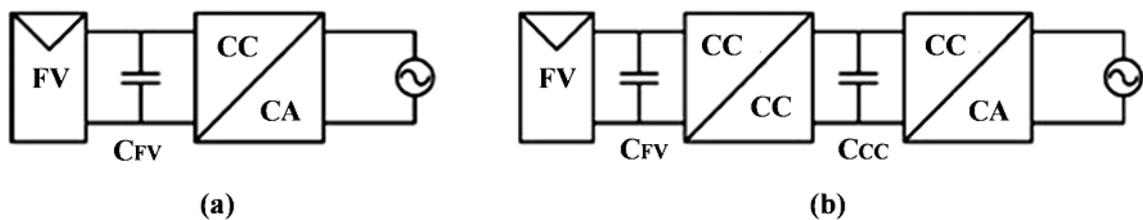
Na Figura 2.29 (a), observa-se a seguinte sequência de blocos funcionais: após a geração, temos um conversor CC/CC responsável pela elevação de tensão (pode ser um conversor *Boost*, ponte completa, *Flyback*, etc.) e também pelo rastreamento do ponto de máxima potência (*MPPT*). Na sequência temos um capacitor de desacoplamento, seguido do estágio de inversão e filtragem para conexão à rede.

Na Figura 2.29 (b), há uma modificação na sequência dos blocos funcionais: após a geração, há primeiramente o desacoplamento, seguido de um conversor CC/CA (inversor), que fica responsável pelo rastreamento do ponto de máxima potência (*MPPT*), e, por último, um estágio de elevação (neste caso realizado por um transformador operando na frequência da rede), que faz a elevação da tensão CA e o isolamento galvânico entre a rede e o sistema fotovoltaico.

2.6.2 Capacitores de desacoplamento (link CC)

Sobre este dispositivo, cumpre ressaltar que convém posicioná-los entre estágios de processamento de energia subsequentes. A Figura 2.30 mostra dois exemplos de posicionamento de capacitor de desacoplamento.

Figura 2.30 – Posições do capacitor de desacoplamento.



Fonte: Kjaer *et al.* (2005).

No exemplo da Figura 2.30 (a), o capacitor de desacoplamento está posicionado entre o módulo fotovoltaico e o conversor CC/CA, o qual está diretamente conectado à rede elétrica.

Já no exemplo da Figura 2.30 (b), há dois capacitores de desacoplamento, o primeiro posicionado entre o módulo fotovoltaico e o conversor CC/CC (primeiro estágio de processamento de energia) e o segundo posicionado entre o conversor CC/CC e o conversor CC/CA (segundo estágio de processamento de energia), sendo que este último está diretamente conectado à rede elétrica.

O projeto tratado neste trabalho também utilizará capacitores de desacoplamento entre seus estágios de processamento de energia no circuito de potência, algo que será visto com mais detalhes no Capítulo 3.

2.6.3 Uso de transformadores

Quando se precisa ou se deseja que haja isolamento galvânico entre a fonte e a carga (ou, genericamente, entre a entrada e a saída de um sistema), geralmente a solução adotada é a utilização de um transformador, operando em alta ou em baixa frequência, dependendo da aplicação.

A Figura 2.31 mostra dois exemplos de posicionamento de transformadores em sistemas fotovoltaicos.

2.6.4 Aplicações recentes de conversores conectados à rede

Li *et al.* (2011) realizaram um estudo sobre a extração de energia de sistemas fotovoltaicos e a conversão através da integração das características do gerador e do conversor de potência, a fim de examinar fatores que podem afetar o projeto de tais sistemas. As características elétricas dos conversores são analisadas considerando restrições físicas como corrente nominal e seus limites de modulação.

Os objetivos principais de tal trabalho foram: o estudo das características elétricas dos conversores de potências usando um modelo d-q em estado estacionário; a análise das características da potência extraída do gerador fotovoltaico sob diferentes condições de tempo e de ponto de operação do sistema; e a integração das características do gerador fotovoltaico e dos conversores de potência.

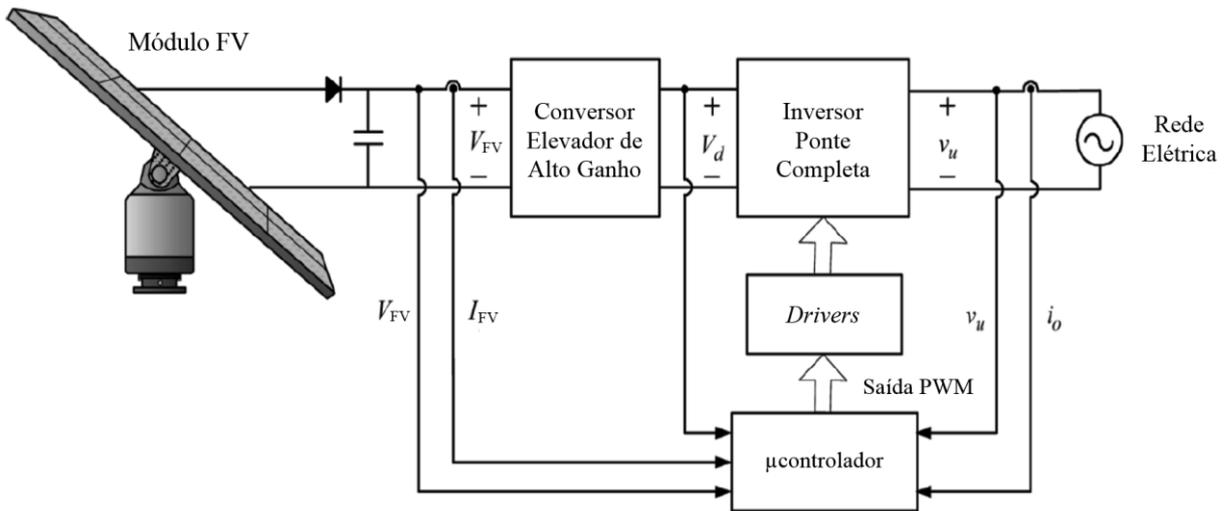
Li *et al.* (2011) dividiram seu sistema em três partes: arranjo de células fotovoltaicas, conversores de potência e sistema de controle integrado. Quanto a este último, subdividiu-se em duas partes: um para *MPPT* e outro para interface com a rede. Ambos os controles são proporcionados pelos conversores de potência, sendo normalmente o primeiro vinculado a um conversor CC/CC e o segundo a um conversor CC/CA.

Em se tratando de conexão com a rede, o objetivo principal do controle é garantir que a potência ativa da geração fotovoltaica seja transferida à rede elétrica CA, assim como a potência reativa desejada, enquanto se mantém um alto nível de qualidade de potência, em termos de distorções harmônicas.

Se for utilizada uma configuração de conversores CC/CC/CA entre a fonte e a rede, a tensão do *link* CC precisa ser mais elevada que as seguintes tensões: a tensão máxima de *MPPT* para todas as temperaturas e níveis de radiação possíveis; e a tensão no *link* CC necessária para atingir a compensação de potência reativa requerida sob a máxima potência que pode ser transferida da fonte para a rede.

Wai e Wang (2008) propuseram um conversor em cascata composto por um conversor elevador de alto ganho e um inversor *PWM*. Para este último, foi projetado um sistema de controle adaptativo, com o objetivo de manter a corrente de saída com alto fator de potência e baixas variações sob mudanças de carga. A configuração geral do sistema, comum a outros sistemas fotovoltaicos conectados à rede, pode ser visto na Figura 2.33.

Figura 2.33 – Sistema fotovoltaico conectado à rede.

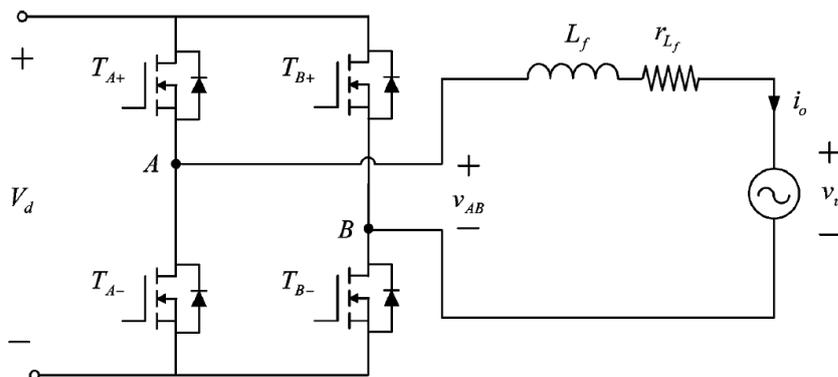


Fonte: Adaptado de Wai e Wang *et al.* (2008).

Na Figura 2.33, um módulo fotovoltaico (à esquerda) alimenta um conversor CC/CC elevador, que entrega a energia processada a um inversor ponte completa, e este à rede monofásica. Observa-se que os parâmetros medidos pelo sistema de controle são: tensão e corrente fornecidas pelo módulo, tensão no *link* CC, que interliga os dois conversores, a tensão da rede e a corrente injetada pelo inversor. Observa-se, ainda, o *driver* de potência realizando a interface entre o controlador e o circuito de potência.

No sistema em questão, um conversor CC-CC elevador de alto ganho foi implementado com o intuito de reduzir o número de módulos fotovoltaicos conectados em série, manter a tensão no *link* CC constante e para desacoplar e simplificar o controle do inversor. Para conexão com a rede, na sequência tem-se um inversor ponte completa e um filtro indutivo na saída, como ilustrado na Figura 2.34.

Figura 2.34 – Inversor PWM.

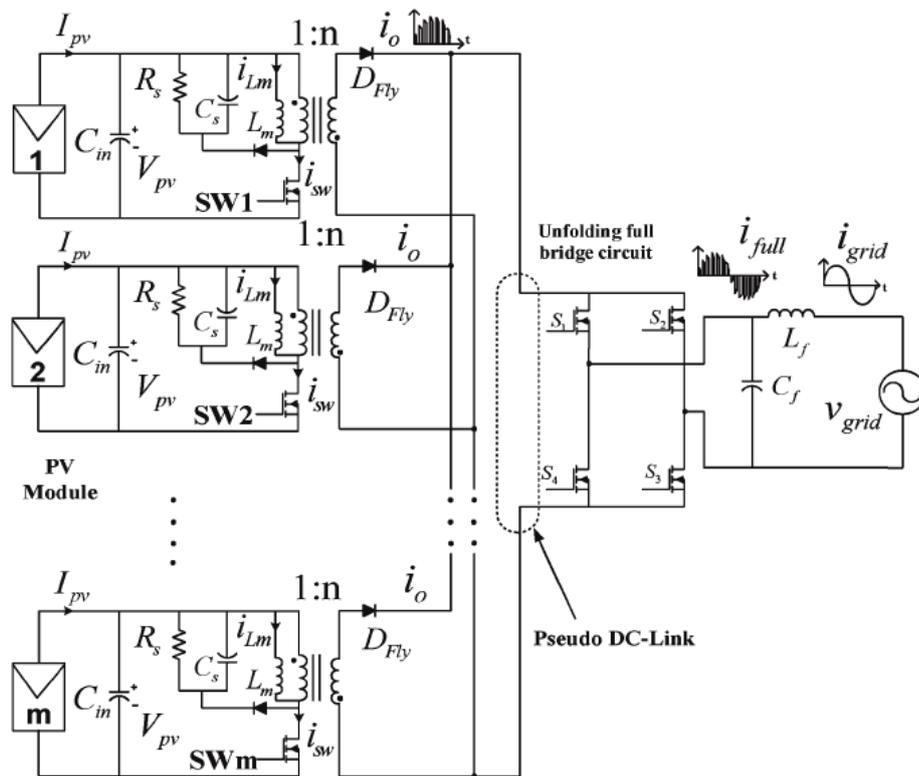


Fonte: Wai e Wang *et al.* (2008).

Como resultados desse trabalho, obteve-se um rendimento global de 85% na potência nominal e um fator de potência superior a 0,98 para diferentes níveis de carga.

Thang *et al.* (2014) apresentaram uma análise e projeto de um sistema fotovoltaico conectado, com conversores múltiplos e integrados e um inversor com pseudo *link* CC (MIP). Para elevação da tensão CC, utilizou-se um conversor *Flyback*, operando em modo de condução contínua, para diminuir os esforços de corrente e aumentar a eficiência. Cascadeado com este conversor, um inversor ponte completa munido de filtro CA. As vantagens da topologia proposta são: aumento da eficiência, facilidade de extensão, redução do filtro CA de saída, não utilização de capacitores de desacoplamento no *link* CC e simplicidade do circuito de controle. A arquitetura proposta pode ser vista na Figura 2.35.

Figura 2.35 – Topologia proposta por Thang *et al.* (2014).



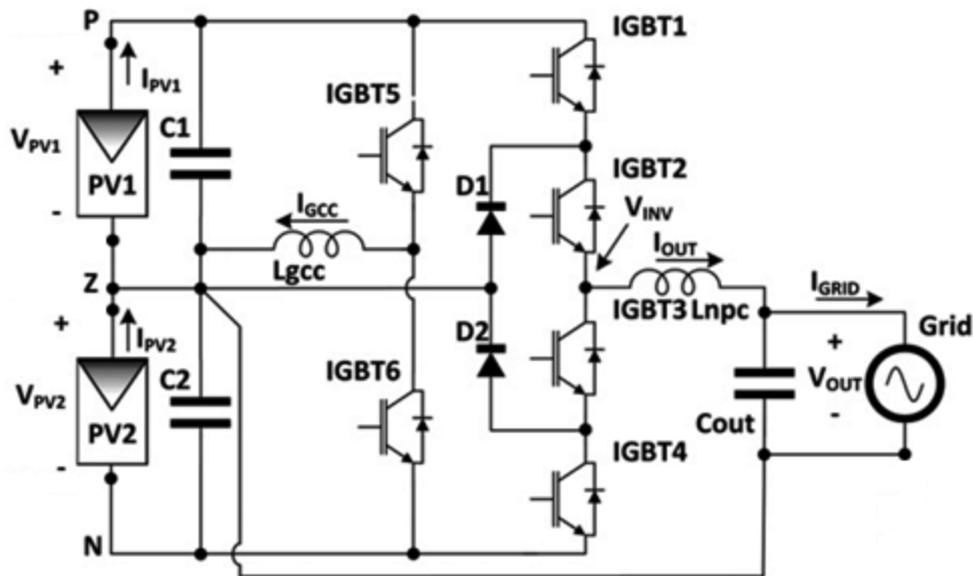
Fonte: Thang *et al.* (2014).

Como resultados, Thang *et al.* (2014) obtiveram, para uma operação isolada e alimentando uma carga resistiva, um *THDi* de 2%. Conectado a uma rede monofásica de 220 V_{rms} , o *THDi* subiu para 5%, mas ainda está dentro dos limites impostos pela IEC 61727. A eficiência global do sistema foi de 90%. Na corrente disponibilizada à rede, foi medida uma corrente com valor médio de 45 mA, com valor de pico de 1 A. Esse problema foi resolvido

com a utilização de uma malha de rejeição de componente CC, em que uma corrente de referência é baseada na medida desse componente, para compensá-la. Assim, o valor médio foi quase anulado e o $THDi$ melhorou (4%).

Por fim, Patrao *et al.* (2013) propuseram uma topologia derivada do inversor multinível com ponto central grampeado (*NPC*), para produzir uma saída com qualidade similar ao inversor ponte completa, porém em configuração meia ponte, com a finalidade de reduzir correntes de fuga. O conversor desenvolvido tinha potência nominal de 5 kW e se baseava em uma configuração em cadeia, sem transformador e de múltiplas entradas. A topologia proposta é apresentada na Figura 2.36.

Figura 2.36 – Topologia proposta por Patrao *et al.* (2014).



Fonte: Adaptado de Patrao *et al.* (2014).

O conversor CC/CC proposto (C_1 , C_2 , L_{gcc} , IGBT₅ e IGBT₆), chamado de circuito de controle de geração (*GCC*), possui a vantagem, em relação aos demais conversores CC/CC, de processar apenas a diferença de potência entre os dois arranjos fotovoltaicos, reduzindo, assim, as perdas totais. Já o *NPC* meia ponte (IGBT₁ a IGBT₄, D₁ e D₂) fornece tensão em três níveis, assim como um inversor ponte completa modulado utilizando *PWM* unipolar, e o filtro LC na saída atenua os harmônicos na corrente fornecida à rede, possibilitando a conexão. Assim, o inversor proposto disponibiliza a potência para a rede, enquanto o conversor GCC corrige o desbalanço de corrente na entrada, processando uma potência menor. Como resultado, Patrao *et al.* (2014) obtiveram um $THDi$ de 2,9%. A eficiência global do sistema foi de aproximadamente 96%.

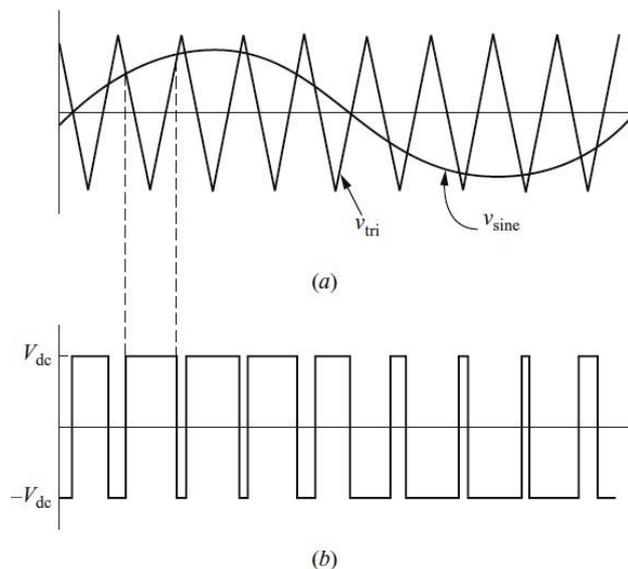
2.7 Modulação por Largura de Pulso (PWM)

Como foi visto na Seção 2.5.3, a tensão na saída de um conversor CC/CA ponte completa não é senoidal e possui um conteúdo harmônico muito alto. É útil para alimentação de algumas cargas específicas, mas para as cargas CA de modo geral, ela não é adequada. Para reduzir essa distorção harmônica e aproximar essa forma de onda de uma senoide pura, pode-se utilizar a técnica de *SPWM* (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*).

Esta técnica permite, ainda, controlar a amplitude da tensão de saída, através do índice de modulação em amplitude (m_a), que é definido na Equação 2.13, em que $V_{m,ref}$ é a amplitude da referência senoidal (moduladora) e $V_{m,tri}$ é a amplitude da onda triangular (portadora) em alta frequência, utilizada para comparação, como mostra a Figura 2.37.

$$m_a = \frac{V_{m,ref}}{V_{m,tri}} \quad (2.13)$$

Figura 2.37 – (a) SPWM bipolar e (b) Forma de onda da tensão de saída.



Fonte: Hart (2011).

Assim, para índices de modulação inferiores à unidade, a amplitude do componente de frequência fundamental da tensão de saída (V_1) é linearmente proporcional a este índice, conforme a Equação 2.14, em que V_{dc} é a tensão na entrada do inversor. Assim, este índice pode ser variado para mudar a amplitude do sinal de saída.

$$V_1 = m_a \cdot V_{dc} \quad (2.14)$$

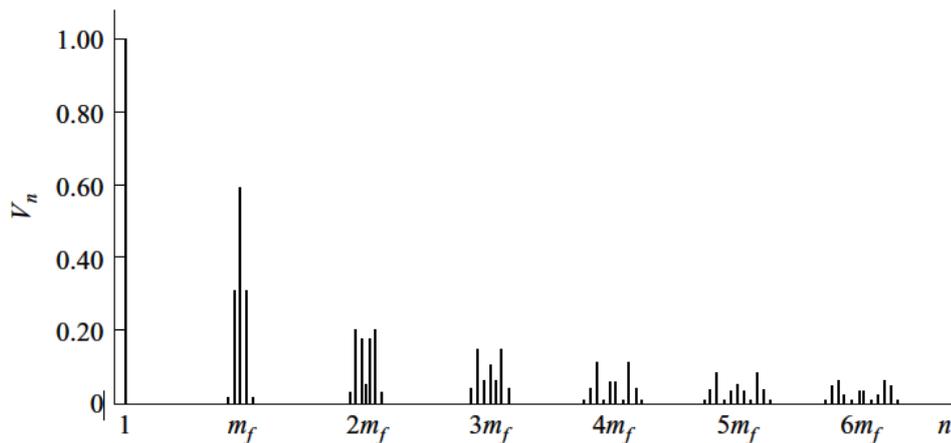
Outra definição no contexto de *PWM* trata-se do índice de modulação em frequência (m_f), que é definido na Equação 2.15, em que f_{tri} é a frequência da onda triangular (normalmente a partir de 20 kHz) e f_{ref} é a frequência da referência senoidal.

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{ref}} \quad (2.15)$$

Cumprе ressaltar que a frequência fundamental da forma de onda de saída, gerada a partir dessa técnica, será igual à da referência, que é normalmente 50 ou 60 Hz. Dessa forma, também é possível controlar a frequência do sinal gerado.

Embora a forma de onda da Figura 2.37 (b) também não seja senoidal e também possua um conteúdo harmônico muito elevado, seus componentes harmônicos de ordem mais baixa aparecem em torno da frequência de chaveamento (da onda triangular), como pode ser visto na Figura 2.38.

Figura 2.38 – Espectro de frequência normalizado para *PWM* bipolar.



Fonte: Hart (2011).

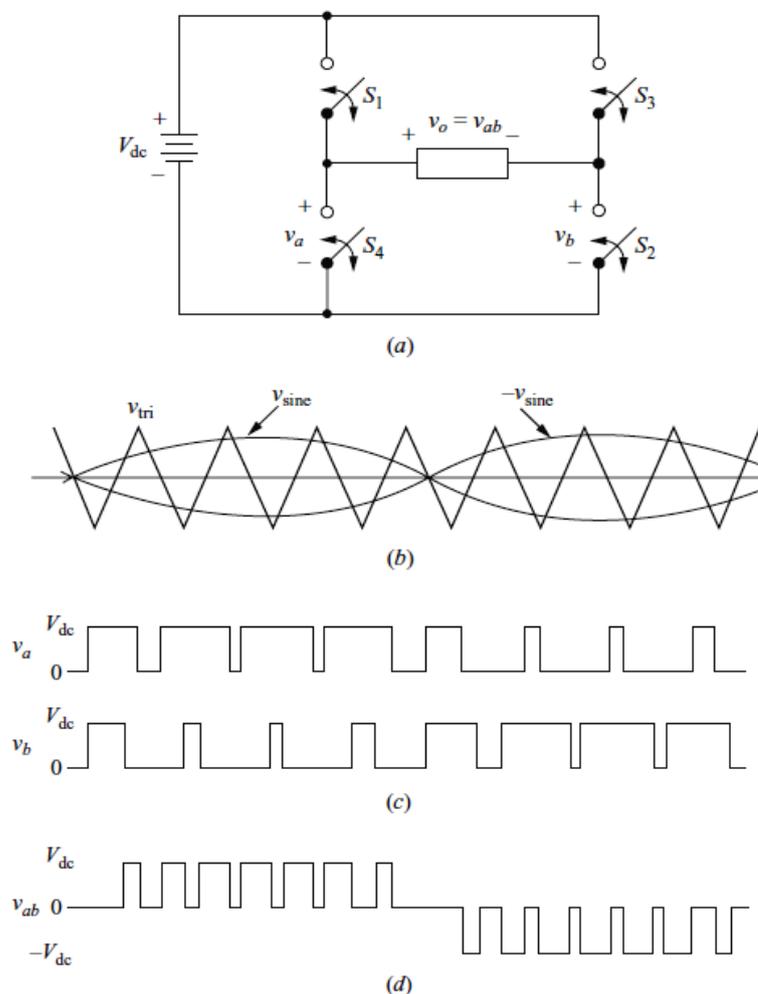
Como os harmônicos de ordem mais baixa estão muito afastados da frequência fundamental (50 ou 60 Hz), podem ser facilmente filtrados com filtros passivos (associações de capacitores, indutores e resistores) relativamente simples e pequenos.

Aumentando a frequência da portadora e, conseqüentemente, o índice de modulação em frequência, aumenta-se também as frequências em que os componentes harmônicos ocorrem. No entanto, frequências muito elevadas implicam em perdas maiores nas chaves estáticas.

Uma forma de *SPWM* mais eficiente é a unipolar, ilustrada na Figura 2.39, em que duas moduladoras (senoides invertidas) são comparadas com uma onda triangular, gerando quatro pulsos para comando das chaves do conversor CC/CA ponte completa.

A tensão de saída V_{ab} difere da apresentada na Figura 2.37 (b), pois no semiciclo positivo da onda moduladora (referência senoidal), a tensão oscila apenas entre $+V_{dc}$ e 0, e no semiciclo negativo, oscila entre $-V_{dc}$ e 0.

Figura 2.39 – (a) Conversor CC/CA ponte completa, (b) Portadora e moduladoras, (c) Tensões v_a e v_b e (d) Tensão de saída v_o .

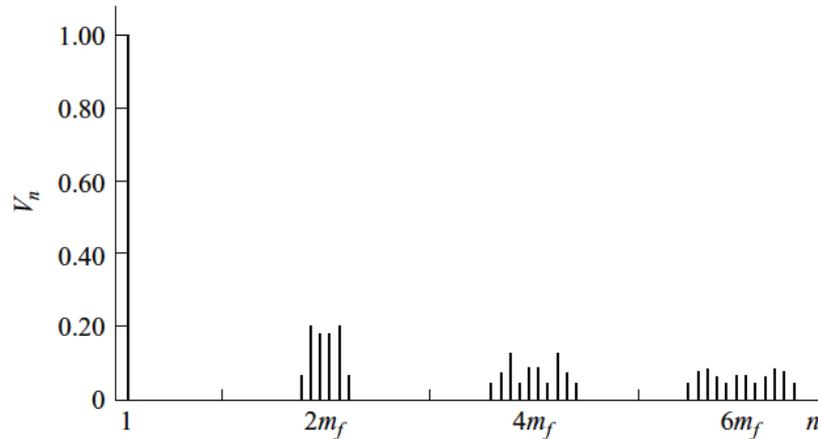


Fonte: Hart (2011).

Na Figura 2.39 (b), pode-se verificar melhor o princípio de comparação *SPWM* unipolar, e no item (d) o resultado dessa comparação, em termos de tensão (V_{ab}), que possui três níveis. Esta forma de onda também não é senoidal, porém seus componentes harmônicos de ordem mais baixa aparecem em torno do dobro da frequência de chaveamento, como pode

ser visto na Figura 2.40, facilitando ainda mais a sua filtragem através de filtros passivos. Neste caso, o índice de modulação em frequência adotado normalmente é um inteiro par.

Figura 2.40 – Espectro de frequência normalizado para *PWM* unipolar.



Fonte: Hart (2011).

2.8 Circuito de Rastreamento de Fase (*PLL*)

Alguns dispositivos de eletrônica de potência precisam operar de forma sincronizada com a rede elétrica. Para detectar a fase da tensão da rede e permitir a injeção de corrente com o fator de potência desejado (praticamente unitário, no caso de um circuito para correção de fator de potência, como o deste trabalho), é necessária a utilização de circuitos de sincronismo. Eles precisam ser capazes de detectar a fase da tensão da rede (no caso de rede monofásica) ou do conjunto de tensões (para redes polifásicas) que formam a componente de sequência positiva.

A elaboração de um *PLL* leva em consideração conceitos da Teoria das Potências Ativa e Reativa Instantâneas (Teoria *pq*), iniciando pela transformada de Clarke (Clarke, 1950) e, também, pela definição de potências real e imaginária instantâneas, apresentadas nas Equações 2.16 e 2.17, respectivamente.

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} -1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

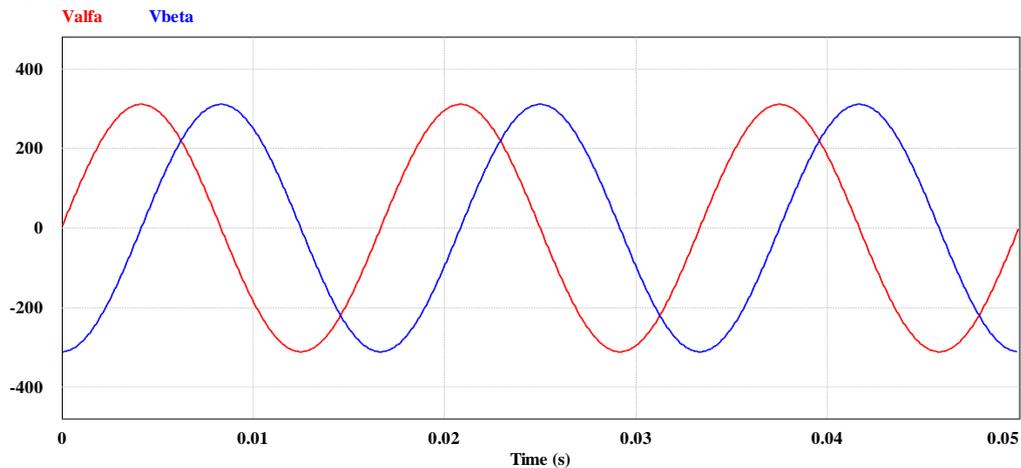
$$\begin{bmatrix} p' \\ q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ V_\beta & -V_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I'_\alpha \\ I'_\beta \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Essa transformação da Equação 2.16 leva de um sistema de tensões e correntes trifásicas a um sistema de referência também estacionário, porém com duas coordenadas (bifásico, portanto) ortogonais entre si.

No presente caso, não é considerada a componente de sequência zero e utilizam-se as variáveis (tensões e correntes) em α e em β , estando esta defasada de 90° daquela. No entanto, como estas variáveis são originadas a partir de tensões e correntes trifásicas (abc), é necessário utilizar um artifício para gerar essas variáveis a partir de uma rede monofásica, que consiste em considerar a tensão V_α igual (a menos de um ganho) a V_{an} , sendo esta uma amostra da tensão fase-neutro da rede, e obter V_β a partir da defasagem de $\frac{1}{4}$ de período (90°) de V_α .

Assim, as tensões V_α e V_β se comportam como mostrado na Figura 2.41.

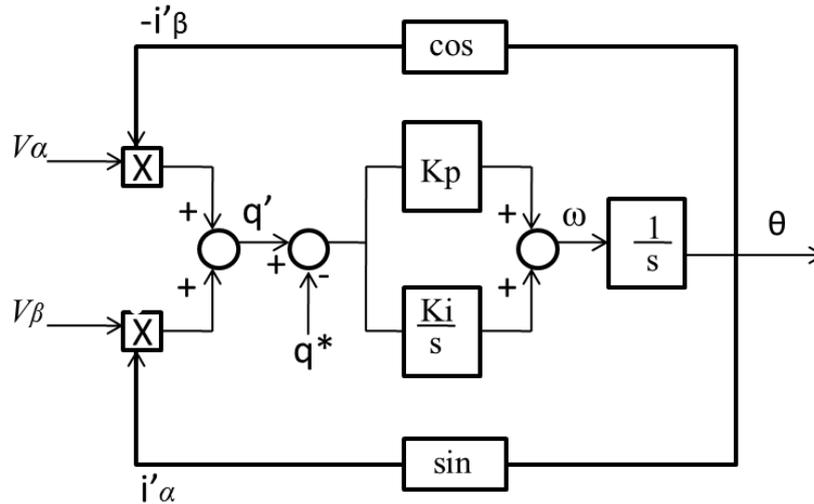
Figura 2.41 – Tensões V_α e V_β [V].



Fonte: Elaborada pelo autor.

Um exemplo de circuito que realiza tal tarefa é denominado *q-PLL* (*Phase Locked Loop*), como o que aparece na Figura 2.42.

Figura 2.42 – Exemplo de PLL.

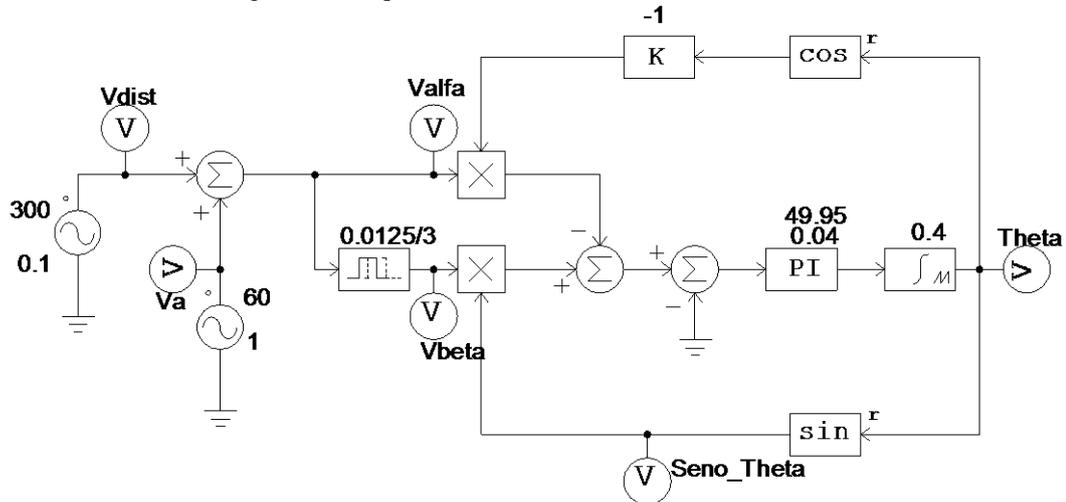


Fonte: Sasso *et al.* (2002)

O circuito mostrado na Figura 2.42 trata-se do q-PLL e pode rejeitar altos níveis de ruídos e de harmônicos presentes na rede elétrica e produz, em sua saída, um sinal sincronizado em fase e em frequência com a componente fundamental da tensão de entrada (da sequência positiva, no caso de sistemas trifásicos desequilibrados). O seno do sinal de saída (I'_a), que é uma corrente fictícia utilizada como variável auxiliar, é utilizado pelo circuito de controle como referência senoidal. Neste circuito, a potência fictícia resultante é imaginária (q') e é comparada com uma referência nula. A saída da comparação passa por um compensador PI e por um integrador.

Para ilustrar a rejeição a distorções da rede, considere o circuito representado na Figura 2.43.

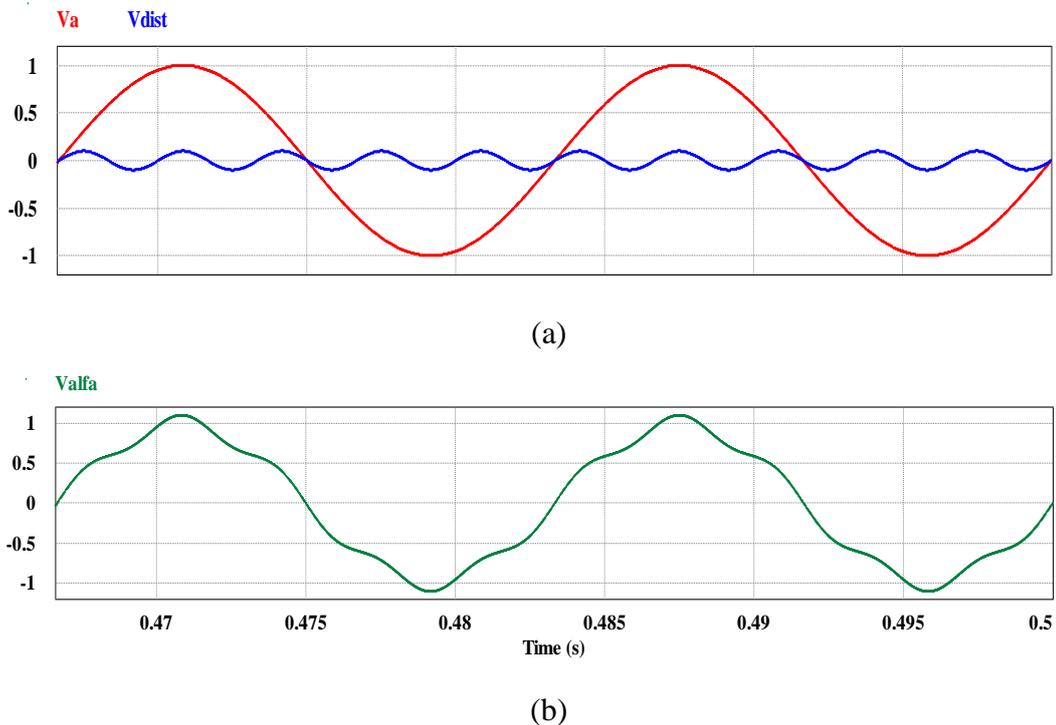
Figura 2.43 – q-PLL tratando a tensão da rede distorcida.



Fonte: Elaborada pelo autor.

No circuito da Figura 2.43, a tensão da rede está representada pela adição de uma tensão senoidal de 60 Hz a outra senoide com a frequência de 300 Hz, com amplitude dez vezes menor. Em outras palavras, esta situação representa uma rede com distorção provocada pela 5ª harmônica. Essas tensões são mostradas na Figura 2.44. Importante observar que o PLL utiliza um PI (ganho de 49,95 e constante de tempo de 0,04 s) e um integrador (constante de tempo de 0,4 s).

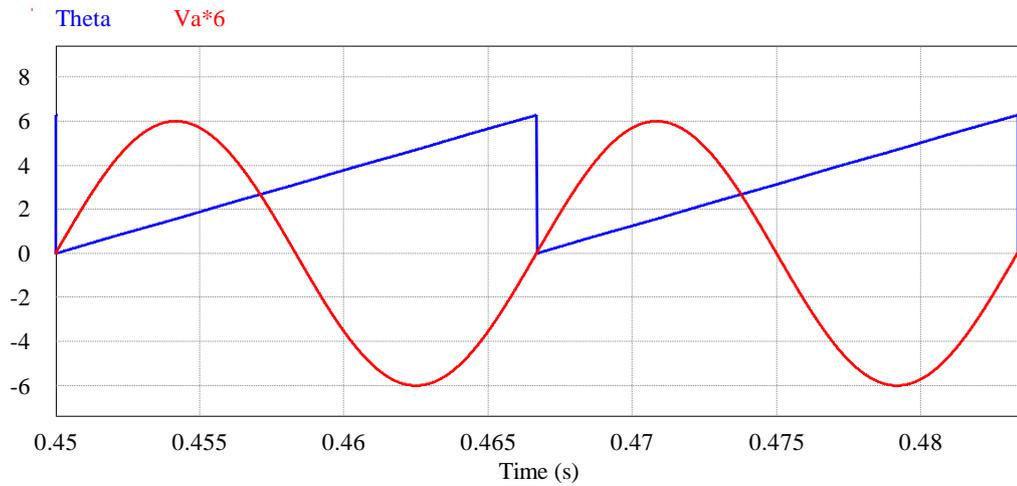
Figura 2.44 – Tensões de entrada do *PLL*: (a) Tensão fundamental (V_a) e quinta harmônica (V_{dist}); (b) Tensão de entrada distorcida.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 2.44 (a), temos a representação da harmônica fundamental da rede (V_a), de 60 Hz, e a distorção acrescentada (V_{dist}), em frequência mais elevada. A resultante do acréscimo dessas duas formas de onda é representada na Figura 2.43 (b) (V_{alfa}). O resultado da atuação do *PLL* pode ser visto na Figura 2.45.

Figura 2.45 – Ângulo de saída da *PLL* [rad] e componente fundamental da tensão da rede [V].



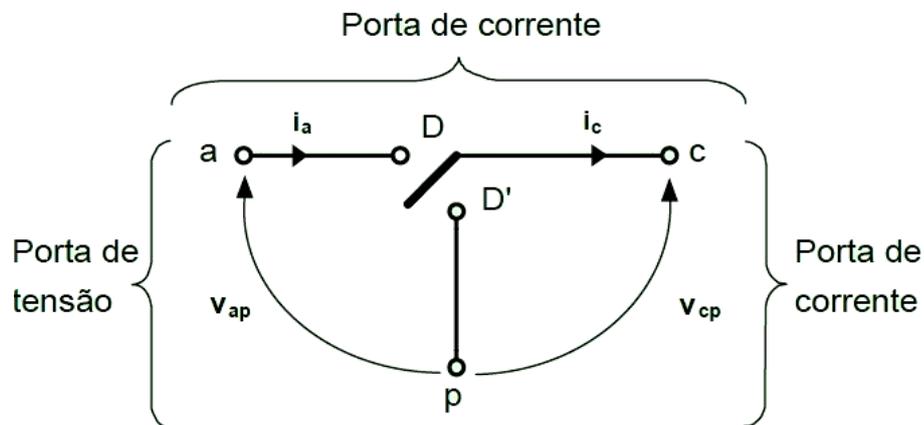
Fonte: Elaborada pelo autor.

Observa-se na Fig. 2.45 que, conforme esperado, o ângulo rastreado (*Theta*) varia de 0 a 2π (aproximadamente 6,283) e que, além disso, *Theta* é zerado toda vez que a fase do componente fundamental da sequência positiva da rede se anula, ou seja, ele está sincronizado com a rede. Este sinal de saída do *PLL* pode ser utilizado como referência para a malha de controle de corrente do conversor responsável por injetar corrente senoidal na rede.

2.9 Circuito de Controle

Na literatura, há várias técnicas de modelagem de conversores, dentre as quais se destaca o Modelo da Chave PWM, proposta por Vorpérian (1990), que pode ser visto na Figura 2.46.

Figura 2.46 – Modelo da Chave PWM.



Fonte: Bascopé (2009).

Neste modelo, as tensões e as correntes nos terminais da chave *PWM* são as mesmas que quando aplicadas aos conversores estáticos com modulação de frequência constante. O modelo da chave *PWM* está baseado nos valores médios das correntes e tensões envolvidas. O terminal “a” é o ativo e está sempre ligado a uma chave ativa (*IGBT*, por exemplo). O terminal “p” é o passivo e é ligado a uma chave passiva, ou seja, um diodo. O terminal “c” é o comum e está ligado a um dispositivo armazenador de energia, normalmente um indutor.

Seguindo o Modelo da Chave *PWM* e considerando que os conversores estão operando em modo de condução contínuo, podem ser obtidas as funções de transferência relacionadas ao conversor *Boost*, dentre as quais, duas de particular interesse neste trabalho são a que relaciona a corrente no indutor e a razão cíclica da chave principal e a que relaciona a tensão de saída com a corrente no indutor. Estas funções de transferência são mostradas nas Equações 2.18 e 2.19.

$$\frac{i_L}{d} = \frac{V_s/D' [C(R + R_c)s + (R \cdot D'/R \cdot D' + R_c) + 1]}{L \cdot C(R + R_c)s^2 + (L + R \cdot R_c \cdot C \cdot D')s + R \cdot D' (R \cdot D' + R_c/R + R_c)} \quad (2.18)$$

$$\frac{v_o}{i_L} = \frac{R \cdot D' (R_c \cdot C \cdot s + 1)}{(R + R_c)C \cdot s + 1} \quad (2.19)$$

Nas Equações 2.18 e 2.19, i_L é a corrente no indutor, d é a razão cíclica, v_o é a tensão de saída, V_s é a tensão de entrada, D' é o complemento da razão cíclica, C é o valor da capacitância do filtro capacitivo de saída, R é a resistência nominal de carga, R_c é a resistência equivalente do capacitor de filtro e L é o valor da indutância.

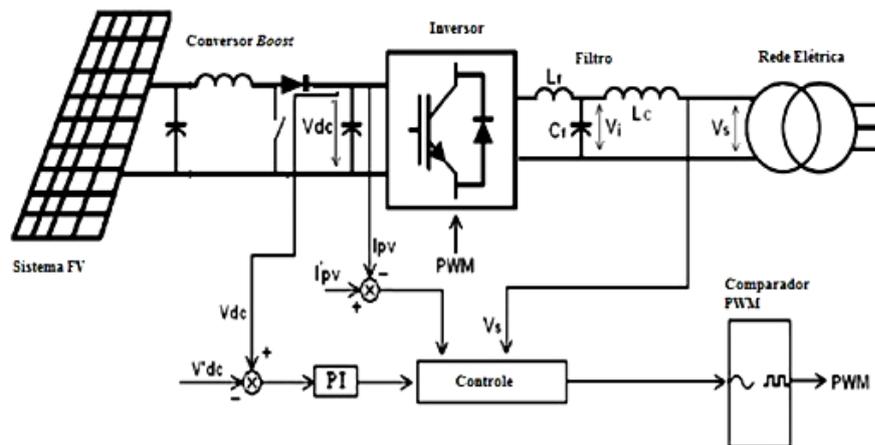
Já para o inversor/retificador, que pode ser modelado como um conversor abaixador (*Buck*), as funções de transferência que relacionam a corrente no indutor com a razão cíclica da chave principal e a tensão de saída com a corrente do indutor são apresentadas nas Equações 2.20 e 2.21, respectivamente.

$$\frac{i_L}{d} = \frac{V_s(C(R + R_c)s + 1)}{LC(R + R_c)s^2 + (L + RR_cC)s + R} \quad (2.20)$$

$$\frac{v_o}{i_L} = \frac{R(R_cCs + 1)}{(R + R_c)Cs + 1} \quad (2.21)$$

Na Figura 2.47, podemos ver um exemplo genérico de sistema de aproveitamento da energia fotovoltaica para conexão a uma rede monofásica, com os seus diversos componentes típicos e os parâmetros que são medidos para serem tratados (ou servirem de referência) pelo sistema de controle, com as malhas de tensão e de corrente de cada conversor, neste caso um *Boost* e um Inversor.

Figura 2.47 – Exemplo de estrutura de controle.



Fonte: Adaptado de Albuquerque *et al.* (2010).

Na Figura 2.47, temos a fonte (painel fotovoltaico) alimentando um conversor CC/CC *Boost*. Na saída deste conversor, temos o elo CC (ou *link* CC), formado por um banco de capacitores. Neste ponto, temos uma tensão CC mais elevada que a da entrada, que será utilizada como fonte (entrada) para o inversor, que injetará, através do filtro em sua saída, uma corrente senoidal em fase com a tensão da rede. Entre a fonte e o conversor *Boost* e entre este e o inversor há capacitores de desacoplamento.

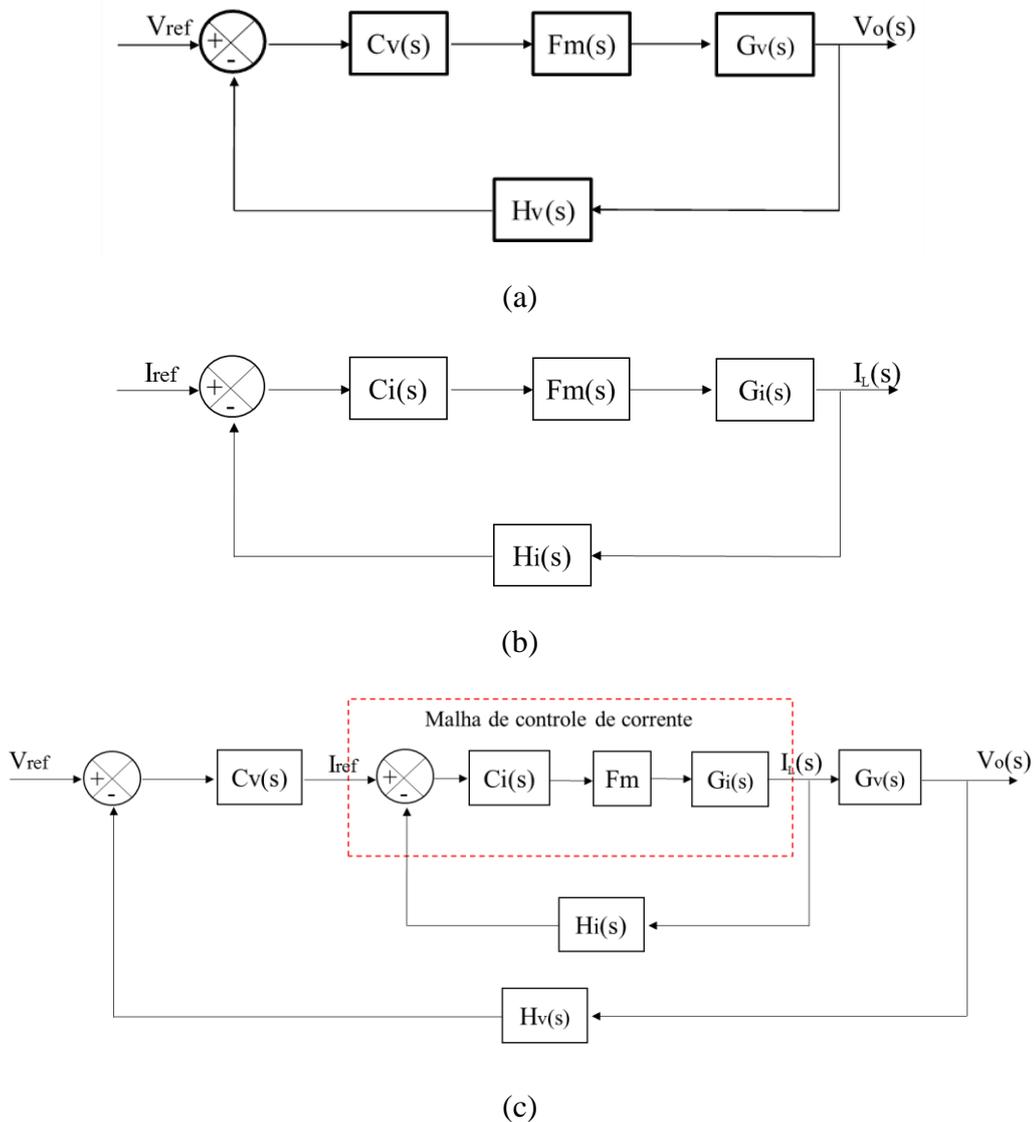
Os parâmetros lidos são a tensão no elo CC (V_{dc}), a corrente nesse ponto do circuito (I_{pv}), e a tensão na rede (V_s). Esses parâmetros são comparados com valores de referência e os erros (diferenças entre os valores de referência e os medidos) são tratados por controladores (no exemplo da figura vemos um PI, controlador proporcional-integral, utilizado para eliminar o erro na tensão V_{dc}). O resultado dos sinais tratados pelos controladores é utilizado no comparador *PWM*, que é responsável pela geração dos pulsos que comandarão as chaves (no exemplo, as do inversor).

O subsistema “Controle” pode ser um circuito de controle analógico, composto principalmente por resistores, capacitores, pequenas fontes CC e amplificadores operacionais, ou um controlador digital, operado por um dispositivo eletrônico como o *dsPIC* (que executa linhas de código) ou o *FPGA* (que trabalha com circuitos digitais).

Nesta dissertação, trabalhar-se-á com controle analógico e digital nas simulações e, na implementação do protótipo, utilizaremos o controlador digital *dsPIC30F4011*, da empresa *Microchip Technology Inc.*

A técnica de controle realizado neste trabalho foi a de Modo Corrente Média que, dentre outras vantagens, apresenta imunidade a ruídos e a função de transferência do conversor se aproxima a uma de primeira ordem. No entanto, em comparação com outras técnicas, apresenta a desvantagem de necessitar de um sensor de corrente adicional para amostrar a corrente no indutor. Como adiantado, essa técnica possui uma malha para cada parâmetro a se controlar. Casos típicos de malhas de controle de conversores são apresentados na Figura 2.48.

Figura 2.48 – Malhas de controle: (a) de tensão, (b) de corrente e (c) de tensão e corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 2.48 temos os seguintes blocos e variáveis:

- a) $C_i(s)$: Função de transferência do compensador de corrente;
- b) $C_v(s)$: Função de transferência do compensador de tensão;
- c) $G_i(s)$: Função de transferência da planta ($G_i(s) = I_L/d$);
- d) $G_v(s)$: Função de transferência da planta ($G_v(s) = V_o/ I_L$);
- e) $F_m(s)$: Função de transferência do modulador *PWM* ($F_m(s) = 1/ V_{pwm}$);
- f) $H_i(s)$: Função de transferência do elemento de medição de corrente;
- g) $H_v(s)$: Função de transferência do elemento de medição de tensão;
- h) V_{ref} : Referência para a malha de tensão; e
- i) I_{ref} : Referência para a malha de corrente.

Observe na Figura 2.48 (c) que, pelo fato de nesta estrutura a malha de controle de corrente alimentar a malha de controle de tensão, ou seja, a malha de corrente é a malha interna e a malha de tensão é a malha externa, ela (a malha de corrente) precisa ser muito mais rápida que a malha de tensão e, uma das formas de se definir quão mais veloz uma malha será em relação a outra é através da escolha da frequência de cruzamento de ganho das duas malhas, a ser discutido mais à frente.

2.10 Considerações Finais

Neste capítulo, foram apresentados dados de aproveitamento solar-fotovoltaico no Brasil e no mundo e o conceito de microrrede. Além disso foi feita uma breve revisão bibliográfica de algumas topologias de conversor CC/CC e CC/CA. Também foram vistas as configurações de inversores para sistemas fotovoltaicos, assim como o conceito de *PWM* e de circuito de controle, finalizando com o conceito de *PLL*. Esses conceitos visam embasar as discussões seguintes sobre o projeto do conversor proposto nesta dissertação.

O próximo capítulo apresentará a descrição do sistema como um todo e a do subsistema-objeto deste trabalho. Serão apresentadas as especificações de projeto, as simulações de operação do conversor em malha aberta e em malha fechada, com controle analógico e digital, e a implementação dos circuitos de potência e de controle.

3 SISTEMA PROPOSTO E METODOLOGIA

3.1 Descrição do Sistema

O sistema proposto é uma microrrede que alimenta cargas CC e CA, e é projetado para processar uma potência ativa de 2 kW.

É composto por cinco subsistemas:

a) Subsistema de conversão fotovoltaica, formado por dez módulos CC, cada um contendo um painel fotovoltaico de 200 Wp e um conversor CC/CC para a rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT);

b) Subsistema de banco de baterias, que compreende um conjunto para armazenamento de energia, cuja tensão de operação é de 48 V_{cc};

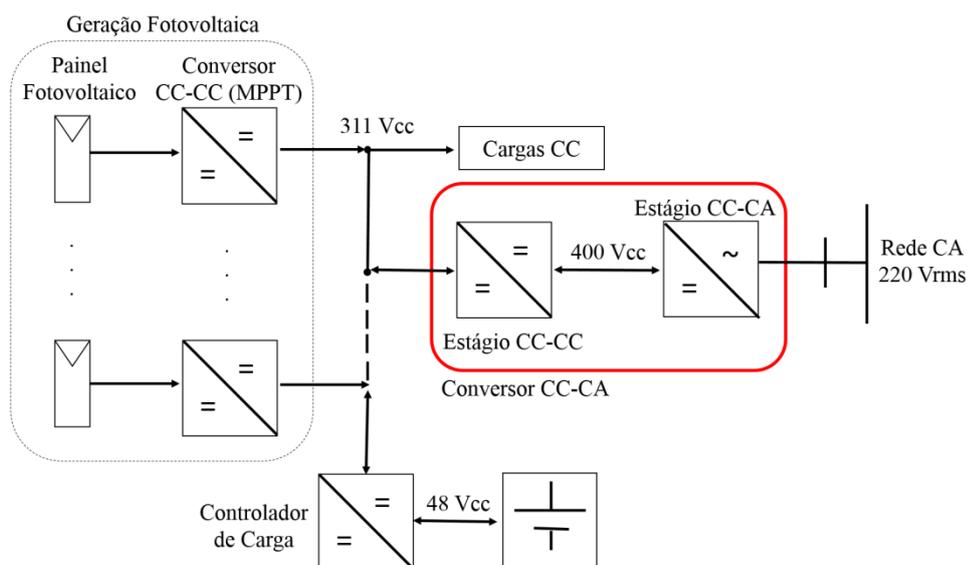
c) Subsistema controlador de carga, responsável pelo controle do fluxo de energia entre o barramento de 311 V_{cc} (saída dos módulos CC) e o banco de baterias;

d) Subsistema de cargas CC, diretamente conectadas ao barramento CC; e

e) **Subsistema de conversão CC/CA**, responsável pela interligação dos dois barramentos da microrrede, um CC, de 311 V, e um CA, de 220 V_{rms}.

O sistema completo, com seus diversos subsistemas, pode ser observado na Figura 3.1.

Figura 3.1 – Representação do sistema fotovoltaico proposto.



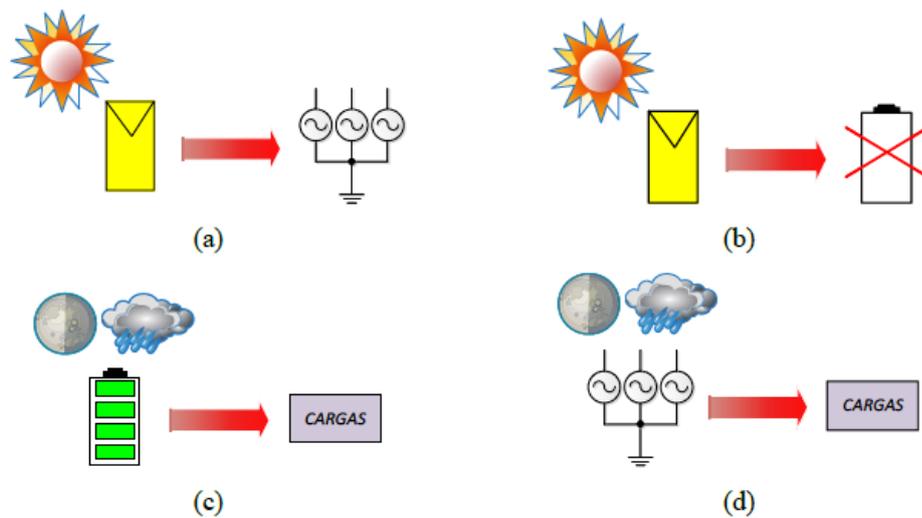
Fonte: Adaptado de Ximenes (2012).

O escopo deste trabalho é implementar este último subsistema, o de conversão CC/CA. Cabe ressaltar que uma potência de 2 kW é suficiente para alimentação de pequenas cargas residenciais, como circuitos de iluminação e de tomadas de uso geral. No que diz respeito às tensões adotadas, 311 V_{cc} é bastante comum para alimentação de cargas CC em microrredes e 220 V_{rms} é a tensão padrão de distribuição secundária adotada pela maioria das concessionárias.

No trabalho apresentado por Ximenes (2012), foi utilizado um sistema fotovoltaico em que a finalidade era interligar dois barramentos similares, com a diferença de o barramento CA ser trifásico, com tensão de linha de 380 V_{rms}, e de o fluxo de potência ser unidirecional, fluindo apenas do barramento CC para o CA.

As funcionalidades desejadas no sistema desenvolvido por Ximenes (2012) são descritas na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Condições de operação do sistema.



Fonte: Ximenes (2012).

Observam-se quatro condições de operação:

Na Figura 3.2. (a) e (b), em condições de boa insolação, a energia absorvida do sol e convertida em energia elétrica é injetada na rede elétrica e/ou utilizada para carregar o banco de baterias;

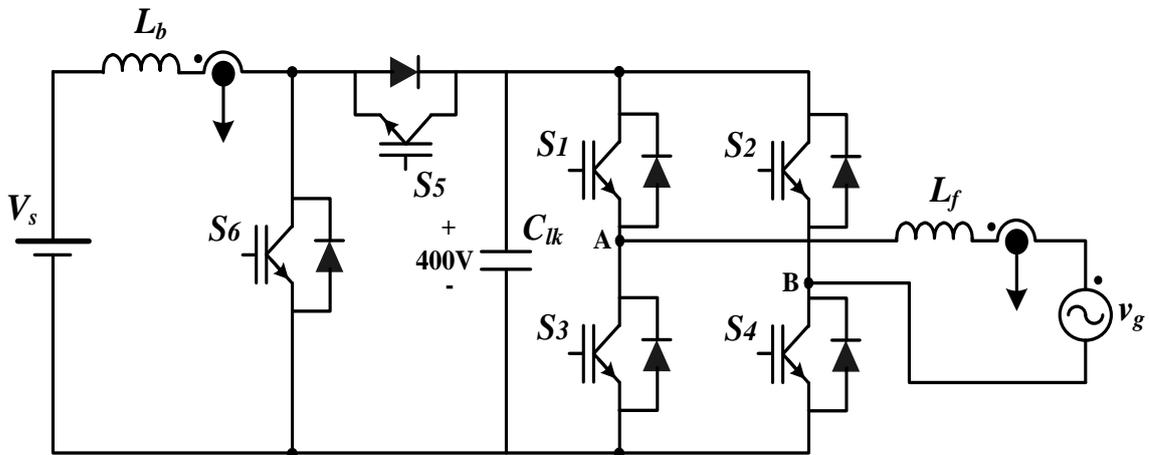
Na Figura 3.2. (c) e (d), sob más condições de insolação, a energia elétrica armazenada no banco de baterias e/ou drenada da rede elétrica é utilizada para alimentar as cargas CC. Porém, devido a algumas dificuldades encontradas no referido trabalho, a funcionalidade demonstrada na Figura 3.2 (d) não foi implementada.

Nesta dissertação, a rede elétrica conectada ao barramento CA é monofásica de 220 V_{rms} e os dois conversores em cascata (formando, no conjunto, um conversor CC/CA) precisam, além de disponibilizar, também absorver energia da rede elétrica (o conversor CC/CA operando como retificador boost e o conversor CC/CC operando com *Buck*). Portanto, o enfoque e as funcionalidades são um tanto diferentes e são apresentadas nas seções seguintes.

3.2 Subsistema-objeto

O subsistema que será abordado neste trabalho é o conversor CC/CA em destaque na Figura 3.1, que possui dois estágios de processamento de energia, quais sejam: um conversor CC/CC elevador (*Boost*), que eleva a tensão do barramento CC ($311 V_{cc}$) para cerca de $400 V_{cc}$, e um conversor CC/CA, que “inverte” essa tensão e fornece corrente ao barramento CA, com baixa distorção harmônica total ($THDi < 5\%$) e com alto fator de potência (maior que 0,94). Tal subsistema pode ser observado com maiores detalhes na Figura 3.3.

Figura 3.3 – Subsistema composto por dois conversores em cascata.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Este subsistema também deve ser capaz de absorver potência da rede, com a finalidade de alimentar o barramento CC, fundamental quando as fontes fotovoltaicas não tiverem condições de suprir energia suficiente para este barramento. Neste caso, o conversor CC/CA atuará como retificador *boost* e o conversor CC/CC funcionará como um abaixador (*Buck*).

3.3 Especificações de Projeto

Para projetar o conversor proposto, com os dois estágios, o de elevação CC/CC e o CC/CA, considerou-se os parâmetros apresentados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1. Especificações de projeto.

PARÂMETRO	VALOR / UNIDADE
Tensão do barramento CC (V_s)	311 V_{cc}
Tensão da rede monofásica (V_g)	220 V_{rms}
Frequência da rede (f)	60 Hz
Tensão no <i>link</i> CC (V_c)	400 V_{cc}
Frequência de chaveamento (f_s)	21 kHz
Potência ativa nominal dos conversores (P)	2 kW
Ondulação na tensão do <i>link</i> CC (ΔV_c)	2% $\cdot V_c$
Ondulação máxima de corrente no indutor do filtro L (ΔI_{Lmax})	10% $\cdot I_{Lpico}$
Ondulação máxima de corrente no indutor do <i>Boost</i> (ΔI_{Lb})	50% $\cdot I_{Lbmed}$
Rendimento aproximado do conversor CC/CC	97%
Rendimento aproximado do conversor CC/CA	95%
Rendimento global aproximado	92%

Fonte: Elaborada pelo autor.

Sobre os valores adotados para os parâmetros contidos na Tabela 3.1, cumpre destacar que alguns são fixos (impostos pelo próprio sistema e/ou pelo gestor do sistema), tais como a tensão do barramento CC (V_s), a tensão da rede monofásica (V_g), a frequência da rede e a potência ativa nominal dos conversores (P), enquanto os demais são variáveis e dependem do projeto.

A tensão no *link* CC (V_c), por exemplo, depende, basicamente da tensão de pico da rede, que neste caso é de 311 V. Assim, essa tensão CC não pode ser menor que o pico da rede. Como o conversor CC/CA, atuando com inversor fonte de tensão (VSI), tem características de um conversor *Buck*, normalmente se adota para o *link* CC uma tensão, no mínimo, 20% maior que a tensão de pico da rede. Assim, adotou-se o valor de 400 V (28,6% maior) para este parâmetro.

A frequência de chaveamento (f_s) precisa ser alta o suficiente para facilitar a filtragem de componentes harmônicas indesejáveis na corrente que será fornecida ou absorvida da rede elétrica. No entanto, não pode ser demasiadamente alta, para não aumentar de maneira significativa as perdas por comutação nas chaves estáticas. Além disso, o ouvido humano capta ondas sonoras na faixa entre 20 Hz e 20 kHz, aproximadamente. Assim, valores usuais para tal

frequência começam em 20 kHz e podem atingir valores acima de 50 kHz. Além disso, segundo Martins e Barbi (2008), há conveniência de se escolher uma frequência que seja múltipla da frequência da rede (60 Hz). Portanto, adotou-se a frequência de 21 kHz para chaveamento das seis chaves dos conversores.

A ondulação na tensão do *link* CC (ΔV_c) não pode ser muito pequena (quase nula), porque isso implicaria a necessidade de se adotar um capacitor muito grande no *link* CC. Também não pode ser muito grande, porque implicaria em ondulação excessiva na tensão naquele ponto. Um valor razoável varia entre 1% e 5%, de modo que foi adotado o valor de 2%, o que, para uma tensão média de 400 V, significa uma ondulação de 8 V entre os valores máximo e mínimo.

Resta agora tratar sobre as oscilações de corrente nos indutores. Uma ondulação muito pequena provocaria a necessidade de se adotar valores de indutância muito elevados. Já uma ondulação muito grande implicaria na possibilidade de o conversor *Boost* operar em condução descontínua (não desejável neste trabalho) e o conversor CC/CA injetar ou drenar uma corrente excessivamente distorcida da rede. Assim, para o conversor CC/CA adotou-se uma variação máxima de +/- 5% da corrente média do indutor e para o conversor CC/CC adotou-se uma variação máxima de +/- 25% sobre o valor de pico. Esta última pode ser considerada um tanto elevada, mas ainda é aceitável e tem o objetivo de não ser necessário um indutor ainda maior que o que foi, de fato, projetado.

3.3.1 Cálculo dos parâmetros do Conversor CC/CC

Com as especificações contidas na Tabela 3.1, calcularam-se os demais parâmetros para o conversor *Boost* através das Equações 3.1 a 3.3 (MARTINS; BARBI, 2008):

$$I_{Lbmed} = \frac{P}{V_s} \quad (3.1)$$

$$D_b = 1 - \frac{V_s}{V_c} \quad (3.2)$$

$$L_b \geq \frac{V_s \cdot D_b}{\Delta_{ILb} \cdot f_s} \quad (3.3)$$

3.3.2 Cálculo dos parâmetros do Conversor CC/CA

Para o conversor CC/CA, calculou-se os seguintes parâmetros apresentados nas Equações 3.4 a 3.6 (NETO *et al.*, 2013):

$$I_{Lpico} = \frac{2 \cdot P}{V_{rede} \cdot \sqrt{2}} \quad (3.4)$$

$$L_f \geq \frac{0,25 \cdot V_c}{2 \cdot \Delta I_{Lmax} \cdot f_s} \quad (3.5)$$

$$C_{lk} \geq \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \Delta V_c \cdot V_c} \quad (3.6)$$

Os resultados das Equações 3.1 a 3.6 são apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2. Valores calculados.

PARÂMETRO	VALOR / UNIDADE
Corrente média no indutor do <i>Boost</i> (I_{Lmed})	6,43 A
Razão cíclica nominal da chave principal do <i>Boost</i> (D_b)	0,22
Indutância mínima do <i>Boost</i> (L_b)	1,00 mH
Pico da corrente no indutor do filtro L (I_{Lpico})	12,86 A
Indutância mínima do filtro L (L_f)	1,85 mH
Capacitância mínima do <i>link</i> CC (C_{lk})	1,66 mF

Fonte: Elaborada pelo autor.

Adotou-se como valor de indutância do indutor do conversor *Boost* o valor de 1,00 mH, para a indutância do indutor do filtro L o valor de 2,00 mH e para a capacitância do banco de capacitores do *link* CC o valor de 1,88 mF (quatro capacitores de 470 μ F em paralelo).

Para as chaves, optou-se pela utilização de IGBTs, modelo IRGP4063DPbF do fabricante *International Rectifier*. Seus parâmetros principais estão resumidos na Tabela 3.3.

Tabela 3.3. Parâmetros das chaves estáticas utilizadas.

PARÂMETRO	VALOR / UNIDADE
Tensão máxima entre coletor e emissor (V_{CEmax})	600 V
Corrente máxima de coletor (I_{Cmax}) (@ 100 °C)	48 A
Temperatura máxima de junção (T_{jmax})	175 °C
Queda de tensão típica entre coletor e emissor (V_{CEon})	1,65 V
Queda de tensão típica no diodo intrínseco (V_D)	1,45 a 1,95 V

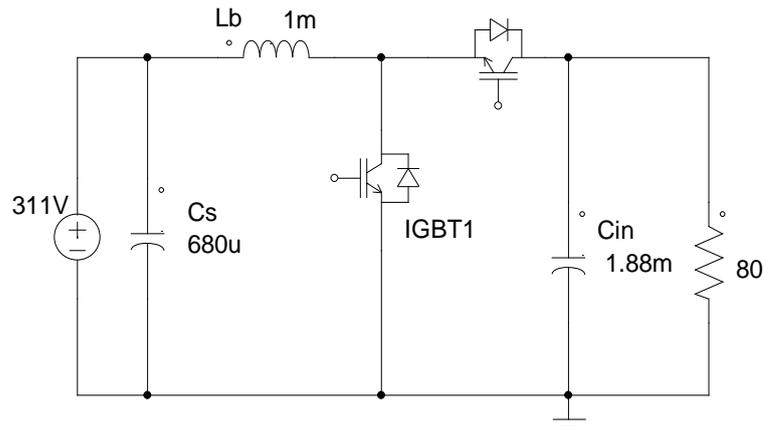
Fonte: Datasheet do fabricante (*International Rectifier*).

3.4 Simulação da Operação dos Conversores

3.4.1 Conversor CC/CC em malha aberta

Para simulação do conversor *Boost* em malha aberta, utilizou-se o circuito mostrado na Figura 3.4.

Figura 3.4 – Circuito para simulação do Conversor CC/CC operando como *Boost*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A carga nominal em termos de resistência (80 ohms) é calculada a partir da Equação 3.7.

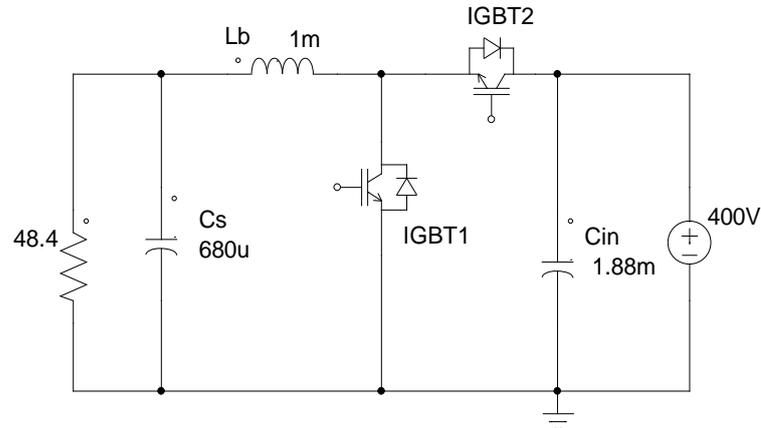
$$R = \frac{V^2}{P} \quad (3.7)$$

Na Equação 3.7, a tensão (V) é a nominal do ponto em que a carga será inserida, que, neste caso, é a tensão nominal do *link* CC, 400 V.

As duas chaves atuam de forma complementar e, para fins de simulação em malha aberta, a chave principal possui uma razão cíclica fixa de 0,2225, calculada a partir da Equação 2.3, considerando a tensão de entrada em 311 V.

Para simulação do Conversor operando como *Buck*, com a potência fluindo no sentido inverso, foi utilizado o circuito da Figura 3.5.

Figura 3.5 – Circuito para simulação do Conversor CC/CC operando como *Buck*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

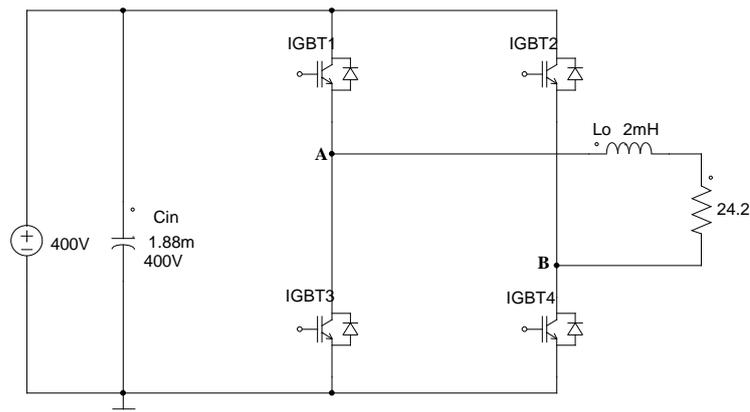
Agora, a fonte situa-se à direita e é de 400 V, simulando o *link* CC, e a carga nominal é de 48,4 ohms, calculada do mesmo modo anterior.

As principais formas de onda obtidas por simulação são apresentadas na Seção 4.1.1.

3.4.2 Conversor CC/CA em malha aberta

Para simulação do conversor CC/CA em malha aberta, operando como inversor, foi utilizado o circuito apresentado na Figura 3.6.

Figura 3.6 – Circuito para simulação do Conversor CC/CA operando como Inversor.

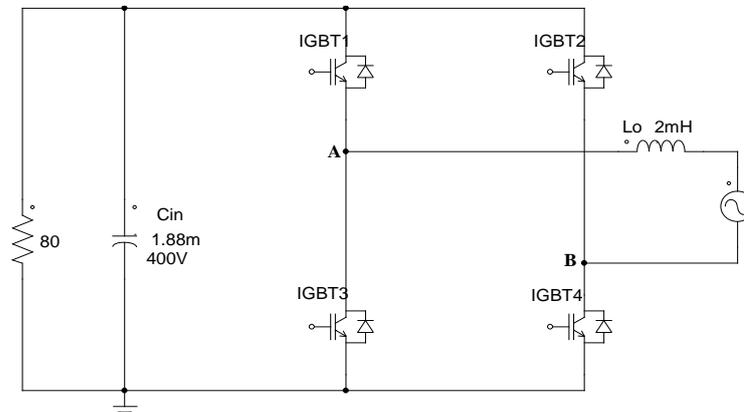


Fonte: Elaborada pelo autor.

À esquerda temos uma fonte CC que, juntamente com o banco capacitivo, simula o *link* CC de 400 V. Após isso, temos as quatro chaves do conversor, ligadas em ponte. Em seguida, o indutor do filtro L, antes da conexão com a carga nominal de 24,2 ohms.

Para simulação do conversor *CC/CA* em malha aberta, operando como retificador, temos o circuito da Figura 3.7.

Figura 3.7 – Circuito para simulação do Conversor *CC/CA* operando como Retificador.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Agora, a fonte é a rede CA (à direita) de 220 V_{rms} , e a carga (80 ohms) situa-se no *link CC*.

As principais formas de onda obtidas por simulação são apresentadas na Seção 4.1.2.

3.5 Controle

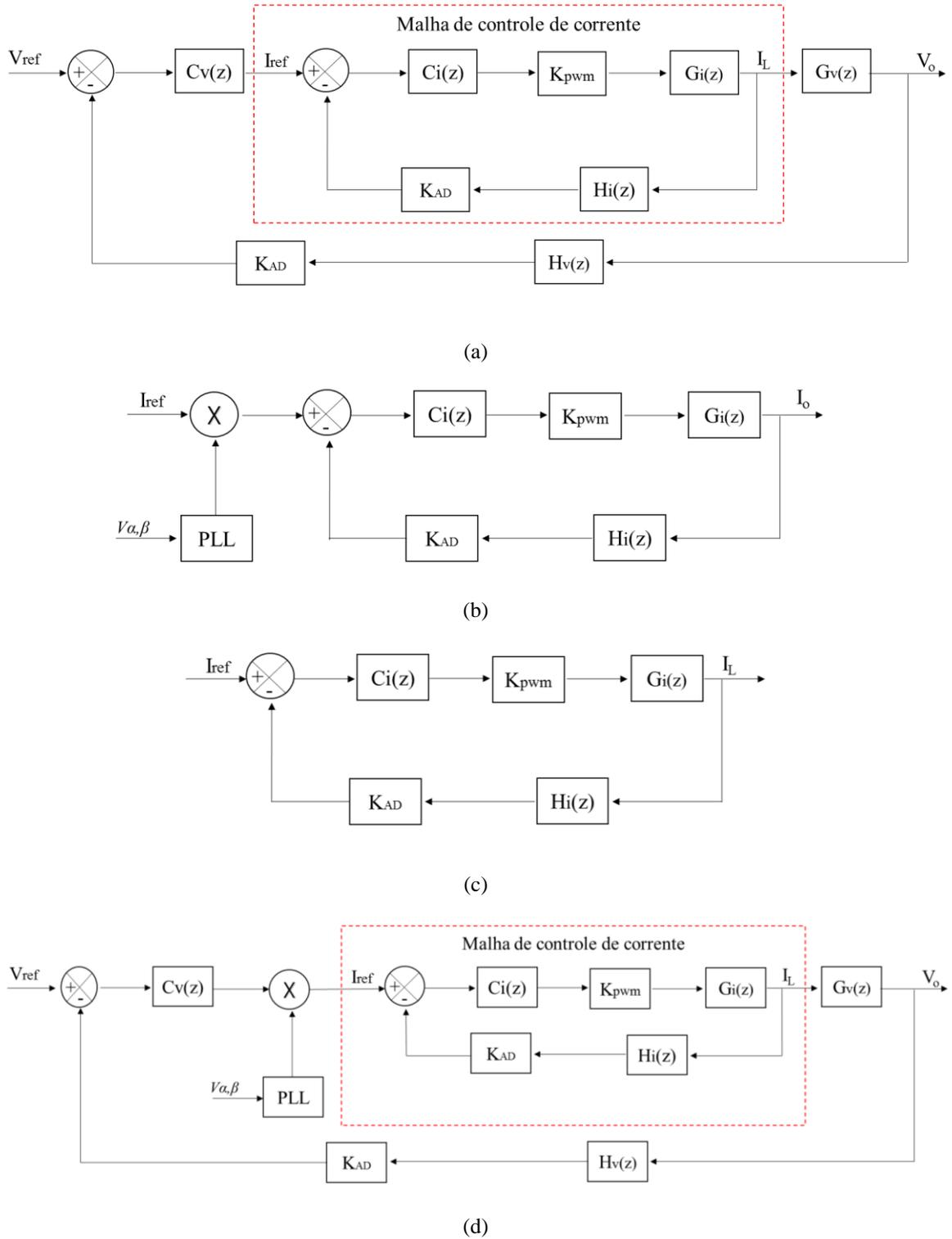
No projeto de controle dos conversores *CC/CC* e *CC/CA*, atribuiu-se a cada conversor as seguintes atribuições de controle:

- Cada conversor ficou responsável pela corrente que passa em seu indutor;
- Com potência fluindo do barramento *CC* para o *CA*, o conversor *CC/CC* ficou responsável pelo controle da tensão no *link CC*;
- Com potência fluindo do barramento *CA* para o *CC*, o conversor *CC/CA* ficou responsável pelo controle da tensão no *link CC*.

O barramento *CC* não apresenta variações significativas de tensão e esta, por sua vez, é controlada por outro conversor que faz parte da microrrede. Assim, dentro do subsistema em estudo, não há malha de controle de tensão deste barramento. O mesmo se aplica à tensão do barramento *CA*, que simula a rede *CA* monofásica. Como esse barramento representa uma barra infinita, a tensão é definida pela rede e não pelo inversor do protótipo.

As malhas de controle de tensão e de corrente dos conversores *CC/CC* e *CC/CA*, operando nas duas situações de fluxo de potência, são apresentadas na Figura 3.8.

Figura 3.8 – Malhas de controle: (a) Conversor CC/CC operando como *Boost*, (b) Conversor CC/CA operando como Inversor, (c) Conversor CC/CC operando como *Buck*, e (d) Conversor CC/CA operando como Retificador.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Reforçando o que foi previamente discutido nesta Seção, observa-se, na Figura 3.8 (a), que o conversor CC/CC, operando como *Boost*, possui duas malhas de controle, de corrente e de tensão, ao passo que operando como *Buck*, possui somente a de corrente (Figura 3.8 c).

Por outro lado, o conversor CC/CA, operando como inversor, possui, além do *PLL*, apenas a malha de corrente (Figura 3.8 b), e operando como retificador, possui, além das anteriores, a malha de tensão (*link CC*), como se observa na Figura 3.8 (d).

Para projetar o controle digital dos conversores abordados neste trabalho, foi utilizada a técnica de emulação de compensadores PI através de equações a diferenças. Além disso, foi utilizada a ferramenta *Sisotool* do *Matlab*, um software da *Mathworks*.

Através dessa ferramenta, pode-se fornecer a FTLA (planta acrescida dos diversos ganhos) a ser controlada e projetar o compensador através de alocação de polos e zeros. No caso do PI, aloca-se um polo na origem e um zero sobre o polo dominante da planta ou em posição que consiga anular ou diminuir seu efeito. Ainda é possível ajustar o ganho para que o sistema compensado atenda a requisitos de frequência de cruzamento e margem de ganho e de fase. Tudo isso observando o comportamento do sistema (compensado ou não) em resposta a um distúrbio, como um degrau na entrada ou na referência, por exemplo.

Para fins de projeto de controle dos dois conversores, considerou-se os parâmetros apresentados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4. Parâmetros considerados no projeto digital.

PARÂMETRO	VALOR
Frequência de amostragem (f_a)	42 [kHz]
Ganho do sensor de tensão (h_v)	0,01
Ganho do sensor de corrente (h_i)	0,04
Ganho do ADC (K_{AD})	204,6
Ganho do PWM (K_{PWM})	$7,1309 \times 10^{-4}$
Ganho total para a malha de corrente (K_i)	0,1869
Ganho total para a malha de tensão (K_v)	0,25

Fonte: Elaborada pelo autor.

3.5.1 Conversor CC/CC em malha fechada

As funções de transferência simplificadas das plantas das malhas de corrente e de tensão são apresentadas nas Equações 3.8 e 3.9, respectivamente.

$$Gb_i(s) = \frac{V_S}{L_b \cdot s} \quad (3.8)$$

$$Gb_v(s) = \frac{R \cdot (1 - D) \cdot (Rc \cdot C \cdot s + 1)}{(R + Rc) \cdot C \cdot s + 1} \quad (3.9)$$

Considerando os parâmetros de projeto discutidos na Seção 3.3 e os ganhos correspondentes a cada malha, chega-se às FTLAs da malha de corrente e de tensão do conversor CC/CC operando como *Boost*, apresentadas na Equação 3.10 e 3.11, respectivamente.

$$Gb_i(s) = \frac{74,77}{0,001 s} \quad (3.10)$$

$$Gb_v(s) = \frac{0,002046 s + 15,55}{0,1505 s + 1} \quad (3.11)$$

Utilizando o método *ZOH* (*Zero Order Holder*) e Tustin como método de discretização para as malhas de corrente e tensão, respectivamente, chegamos às FTLAs no domínio z , apresentadas nas Equações 3.12 e 3.13.

$$Gb_i(z) = \frac{1,78}{z - 1} \quad (3.12)$$

$$Gb_v(z) = \frac{0,01482 z - 0,01236}{z - 0,9998} \quad (3.13)$$

Utilizando a ferramenta computacional supracitada e desejando uma frequência de cruzamento de um sexto da frequência de chaveamento e uma margem de fase entre 45° e 90° para a planta de corrente compensada, obteve-se a FT do compensador PI para a malha de corrente, apresentada na Equação 3.14.

$$Cb_i(z) = \frac{Ub_i(z)}{Eb_i(z)} = \frac{0,2921 z - 0,2894}{z - 1} \quad (3.14)$$

Esta equação relaciona a entrada do sistema a ser compensado (planta do conversor) com o erro da comparação da saída medida com a referência. Multiplicando o numerador e o denominador por z^{-1} , fazendo a mudança de variável de z para k e fazendo as manipulações algébricas necessárias, chega-se à equação a diferenças do compensador PI para a malha de corrente deste conversor, apresentada na Equação 3.15.

$$u(k) = 0,2921 \cdot e(k) - 0,2894 \cdot e(k - 1) + u(k - 1) \quad (3.15)$$

É essa equação a diferenças que será implementada pelo controlador digital (*dsPIC*). Observe que a saída, $u(k)$, é função da saída anterior, $u(k - 1)$, e dos erros atual, $e(k)$, e anterior, $e(k - 1)$.

Utilizando o mesmo procedimento e desejando uma frequência de cruzamento de um sexto da frequência da rede (10 Hz) e uma margem de fase próxima a 90° para a planta de tensão compensada, obteve-se a FT do compensador PI para a malha de tensão, apresentada na Equação 3.16.

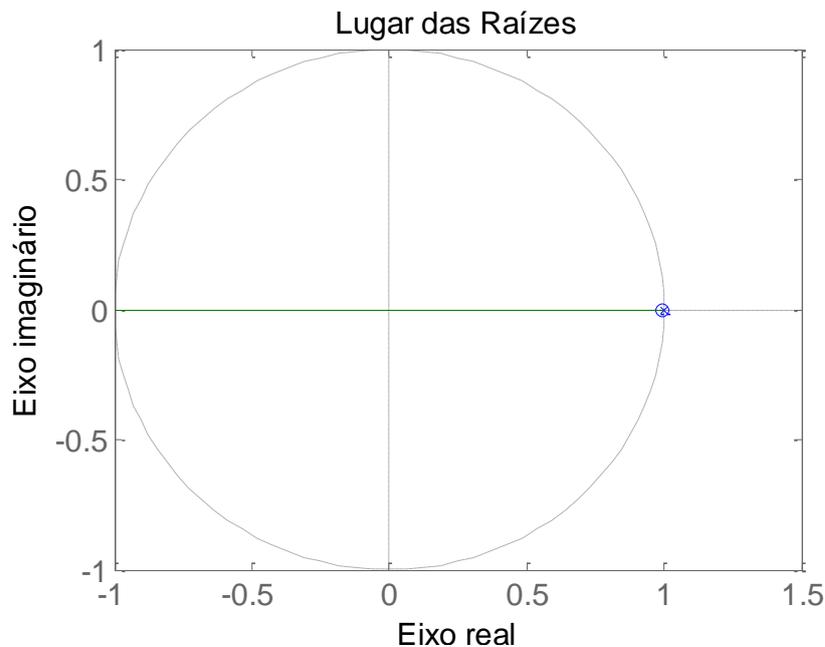
$$Cb_v(z) = \frac{Ub_v(z)}{Eb_v(z)} = \frac{0,6077z - 0,6076}{z - 1} \quad (3.16)$$

A equação a diferenças do compensador PI para a malha de tensão é mostrada na Equação 3.17.

$$u(k) = 0,6077 \cdot e(k) - 0,6076 \cdot e(k - 1) + u(k - 1) \quad (3.17)$$

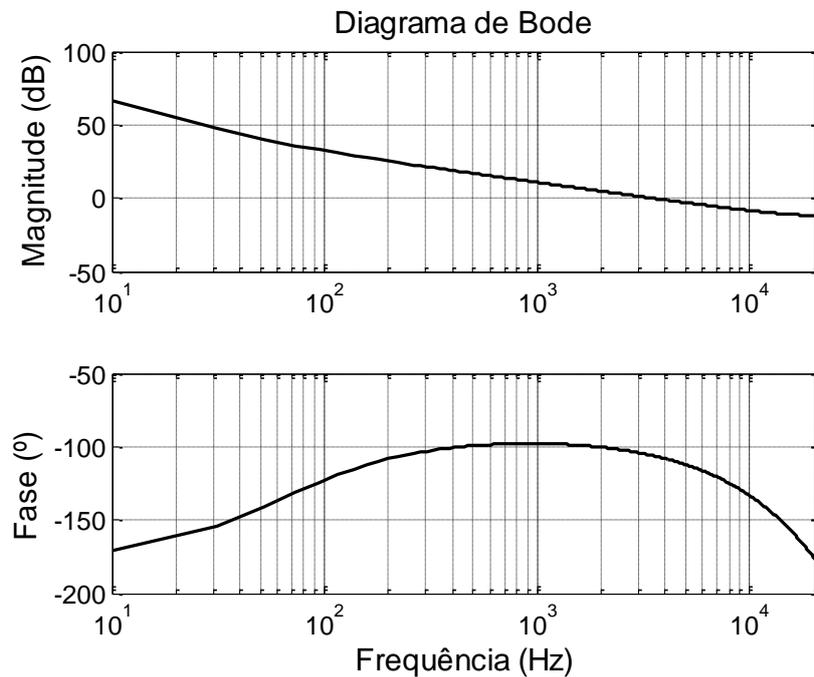
As Figura 3.9, 3.10 e 3.11 mostram o lugar geométrico das raízes, o diagrama de bode e a resposta ao degrau da planta de corrente compensada do conversor CC/CC operando como *Boost*, respectivamente.

Figura 3.9 – Lugar geométrico das raízes da planta de corrente do *Boost* compensada.



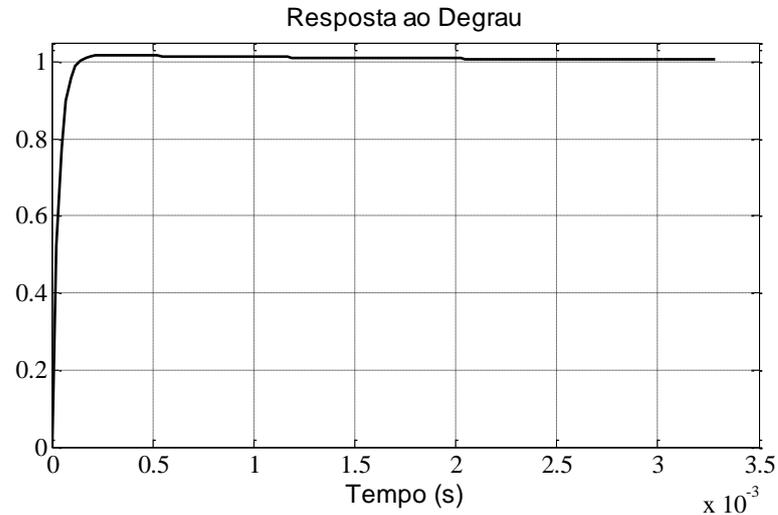
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 3.10 – Diagrama de Bode da planta de corrente do *Boost* compensada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 3.11 – Resposta ao degrau da planta de corrente do *Boost* compensada.

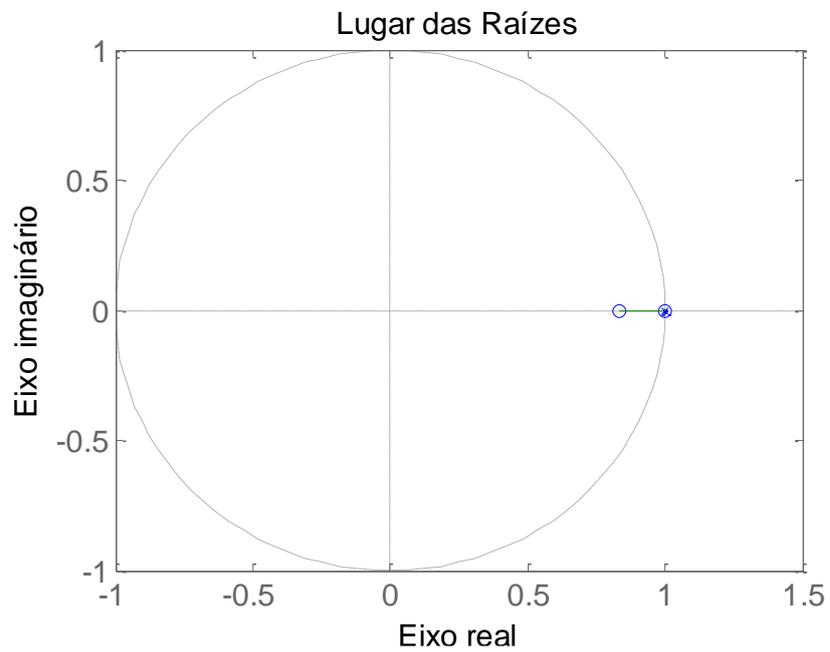


Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 3.10, a frequência de cruzamento é de aproximadamente 3,5 kHz e a margem de fase é de 74°. Além disso, na Figura 3.11, o tempo de assentamento foi de apenas 0,11 ms, com sobressinal de apenas 2%.

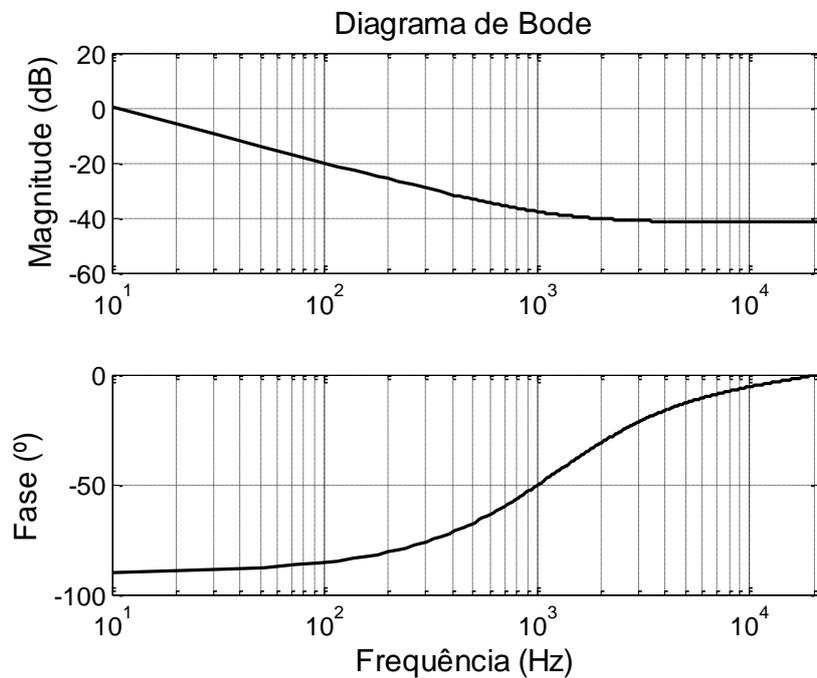
As Figura 3.12, 3.13 e 3.14 mostram o lugar geométrico das raízes, o diagrama de bode e a resposta ao degrau da planta de tensão compensada do conversor CC/CC operando como *Boost*, respectivamente.

Figura 3.12 – Lugar geométrico das raízes da planta de tensão do *Boost* compensada.

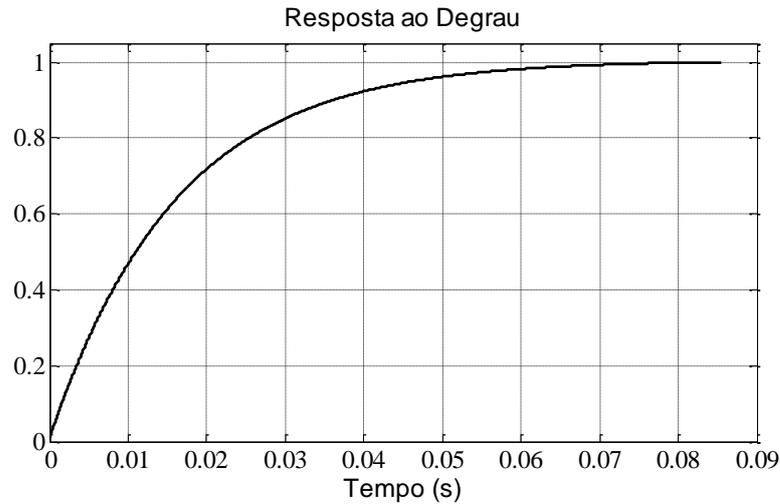


Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 3.13 – Diagrama de Bode da planta de tensão do *Boost* compensada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 3.14 – Resposta ao degrau da planta de tensão do *Boost* compensada.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 3.13, a frequência de cruzamento é de aproximadamente 10 Hz e a margem de fase é de 90°. Além disso, na Figura 3.14, o tempo de assentamento foi de 58,7 ms, sem sobressinal.

Quando o conversor CC/CC estiver operando como *Buck*, ou seja, quando o sistema estiver absorvendo energia da rede, haverá somente a malha de corrente. Considerando os parâmetros de projeto e o ganho da malha de corrente, chega-se à FTLA da malha de corrente do conversor CC/CC operando como *Buck*, apresentada na Equação 3.18.

$$G_{b_{i2}}(s) = \frac{58,13}{0,001 \text{ s}} \quad (3.18)$$

Utilizando o método *ZOH* (*Zero Order Holder*) como método de discretização, chegamos à FTLA no domínio z na Equação 3.19.

$$G_{b_{i2}}(z) = \frac{1,384}{z - 1} \quad (3.19)$$

Desejando uma frequência de cruzamento de um sexto da frequência de chaveamento e uma margem de fase entre 45° e 90° para a planta de corrente compensada, obteve-se a FT do compensador PI para a malha de corrente, apresentada na Equação 3.20.

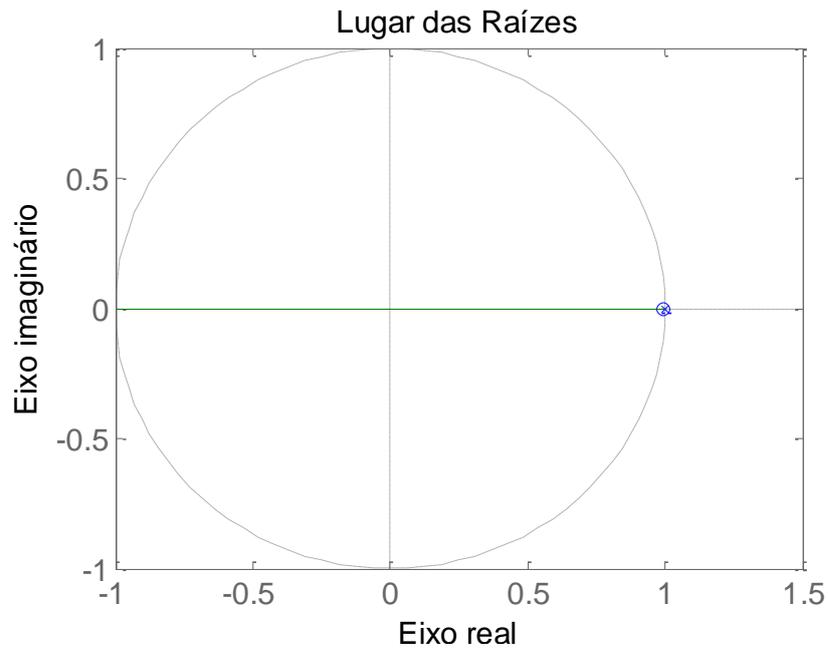
$$C_{b_{i2}}(z) = \frac{U_{b_i}(z)}{E_{b_i}(z)} = \frac{0,3757 z - 0,3722}{z - 1} \quad (3.20)$$

A equação a diferenças correspondente é a da Equação 3.21.

$$u(k) = 0,3757 \cdot e(k) - 0,3722 \cdot e(k - 1) + u(k - 1) \quad (3.21)$$

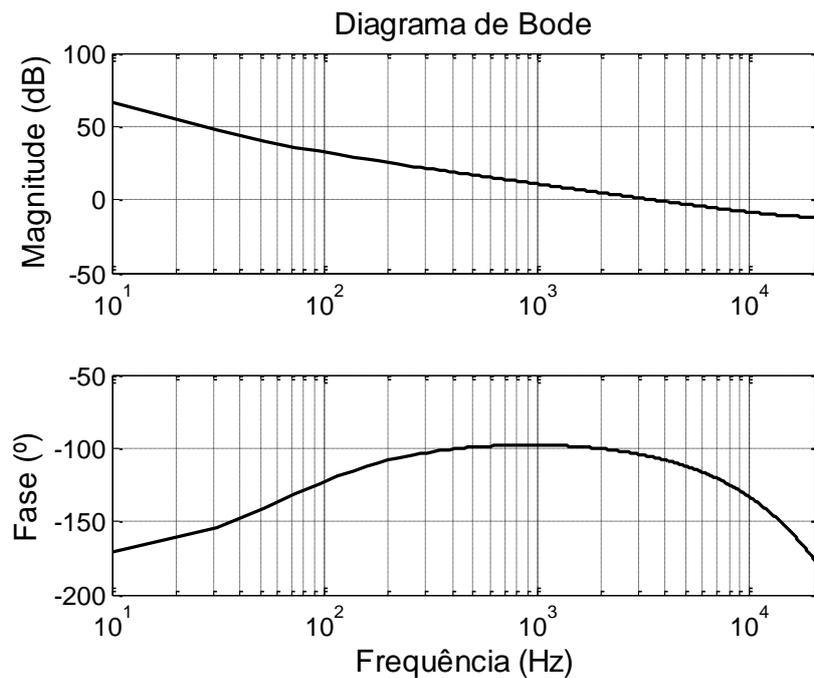
As Figura 3.15, 3.16 e 3.17 mostram o lugar geométrico das raízes, o diagrama de bode e a resposta ao degrau da planta de corrente compensada, respectivamente, do conversor CC/CC operando como *Buck*.

Figura 3.15 – Lugar geométrico das raízes da planta de corrente do *Buck* compensada.



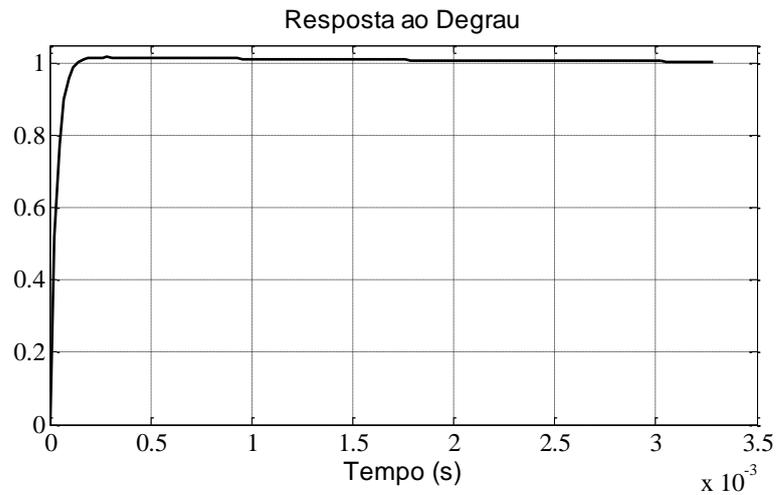
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 3.16 – Diagrama de Bode da planta de corrente do *Buck* compensada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 3.17 – Resposta ao degrau da planta de corrente do *Buck* compensada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 3.16, a frequência de cruzamento é de aproximadamente 3,5 kHz e a margem de fase é de 74°. Além disso, na Figura 3.17, o tempo de assentamento foi de apenas 0,11 ms, com sobressinal menor que 2%.

As principais formas de onda obtidas por simulação serão apresentadas na Seção 4.1.3.

3.5.2 *Conversor CC/CA em malha fechada*

O projeto do controle do conversor CC/CA operando como inversor considerou a existência de apenas uma malha, a de corrente. Como retificador, considerou-se as duas malhas, uma mais rápida de corrente e uma de tensão.

A função de transferência simplificada da planta de corrente é a mesma apresentada na Equação 3.8, com a diferença de que a tensão de entrada V_S precisa ser substituída pela tensão V_C , que é a tensão na entrada do inversor. Além disso, é considerado o valor da indutância do filtro L . As funções de transferência simplificadas das plantas das malhas de corrente e de tensão são apresentadas nas Equações 3.22 e 3.23, respectivamente.

$$G_i(s) = \frac{V_c}{L_f \cdot s} \quad (3.22)$$

Para a malha de tensão, a função de transferência da planta é a apresentada na Equação 3.23.

$$G_v(s) = \frac{R \cdot (R_c \cdot Cs + 1)}{(R + R_c) \cdot Cs + 1} \quad (3.23)$$

Considerando os parâmetros de projeto discutidos na Seção 3.3 e os ganhos correspondentes a cada malha, chega-se às FTLAs da malha de corrente e de tensão do conversor CC/CA. O resultado é visto nas Equações 3.24 e 3.25.

$$G_i(s) = \frac{74,77}{0,002 s} \quad (3.24)$$

$$G_v(s) = \frac{0,0002788 s + 14,78}{0,1434 s + 1} \quad (3.25)$$

Utilizando o método *ZOH* (*Zero Order Holder*) como método de discretização para as duas malhas, chegamos às FTLAs no domínio z , apresentadas nas Equações 3.26 e 3.27.

$$G_i(z) = \frac{0,8901}{z - 1} \quad (3.26)$$

$$G_v(z) = \frac{0,001944 z + 0,0005092}{z - 0,9998} \quad (3.27)$$

Estabelecendo-se uma frequência de cruzamento de um quarto da frequência de chaveamento e uma margem de fase entre 45° e 90° para a planta de corrente compensada, obteve-se a FT do compensador PI para a malha de corrente, apresentada na Equação 3.28.

$$C_i(z) = \frac{U_i(z)}{E_i(z)} = \frac{0,8659 z - 0,8535}{z - 1} \quad (3.28)$$

A equação a diferenças do compensador PI para a malha de corrente deste conversor é apresentada na Equação 3.29.

$$u(k) = 0,8659 \cdot e(k) - 0,8535 \cdot e(k - 1) + u(k - 1) \quad (3.29)$$

Utilizando o mesmo procedimento e desejando uma frequência de cruzamento de um sexto da frequência da rede (10 Hz) e uma margem de fase próxima a 90° para a planta de tensão compensada, obteve-se a FT do compensador PI para a malha de tensão, apresentada na Equação 3.30.

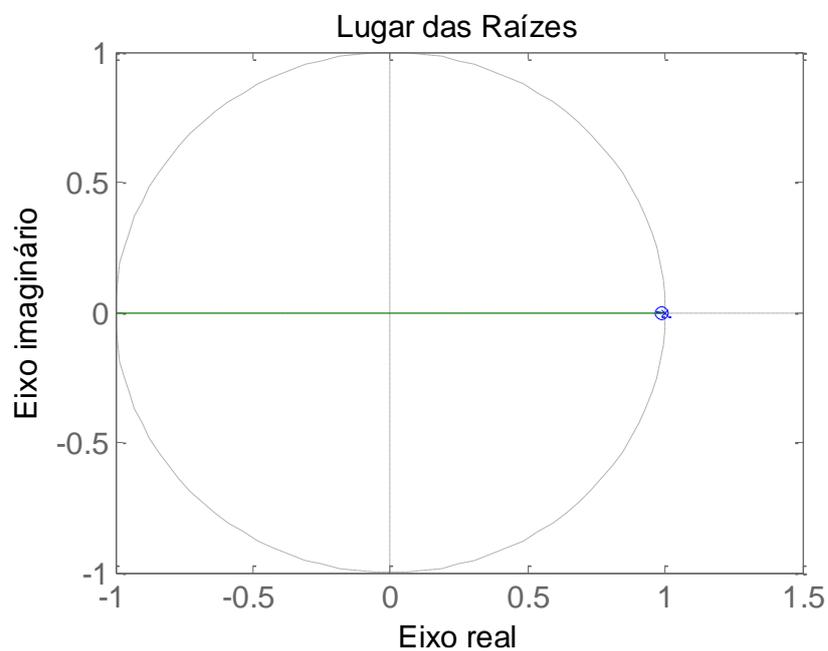
$$C_b(z) = \frac{U_b(z)}{E_b(z)} = \frac{0,6097 z - 0,6096}{z - 1} \quad (3.30)$$

A equação a diferenças do compensador PI para a malha de tensão é mostrada na Equação 3.31.

$$u(k) = 0,6077 \cdot e(k) - 0,6076 \cdot e(k - 1) + u(k - 1) \quad (3.31)$$

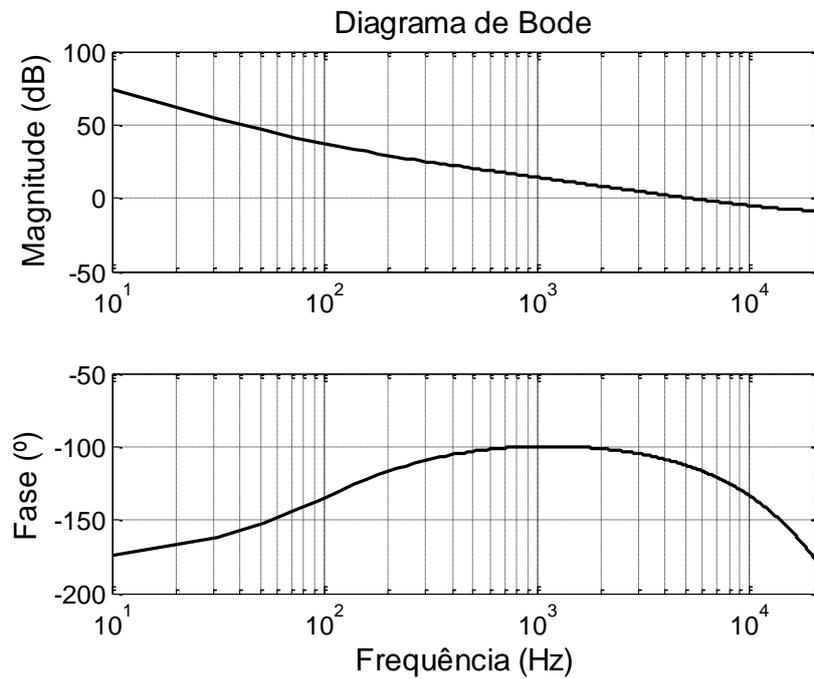
As Figura 3.18, 3.19 e 3.20 mostram o lugar geométrico das raízes, o diagrama de bode e a resposta ao degrau da planta de corrente compensada, respectivamente.

Figura 3.18 – Lugar geométrico das raízes da planta de corrente do inversor compensada.



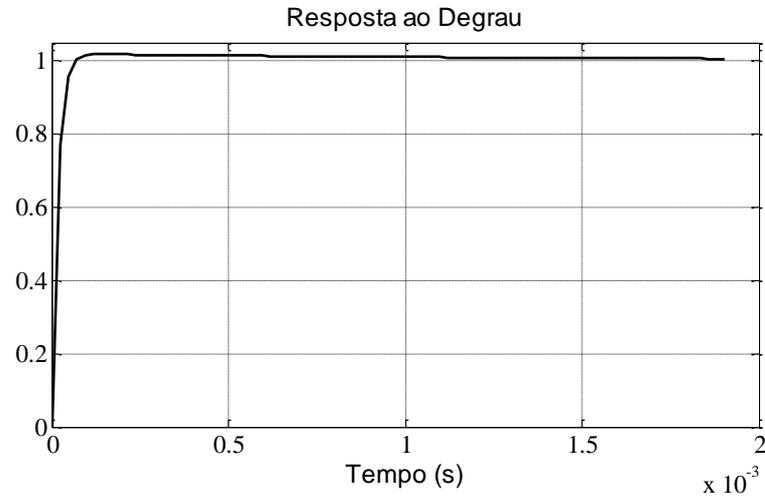
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 3.19 – Diagrama de Bode da planta de corrente do inversor compensada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 3.20 – Resposta ao degrau da planta de corrente do inversor compensada.

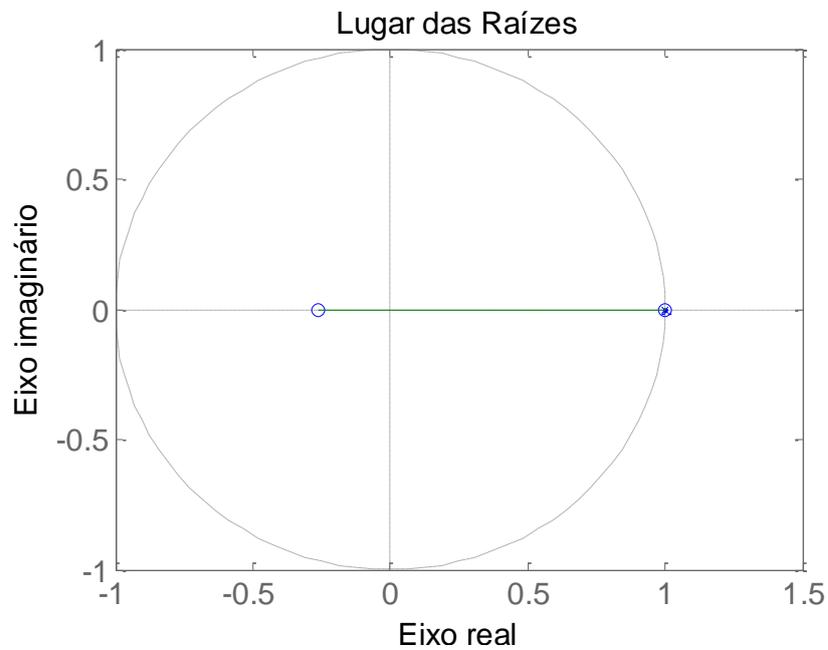


Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 3.19, a frequência de cruzamento é de aproximadamente 5,25 kHz e a margem de fase é de 66°. Além disso, na Figura 3.20, o tempo de assentamento foi de apenas 59 μ s, com sobressinal de apenas 2%.

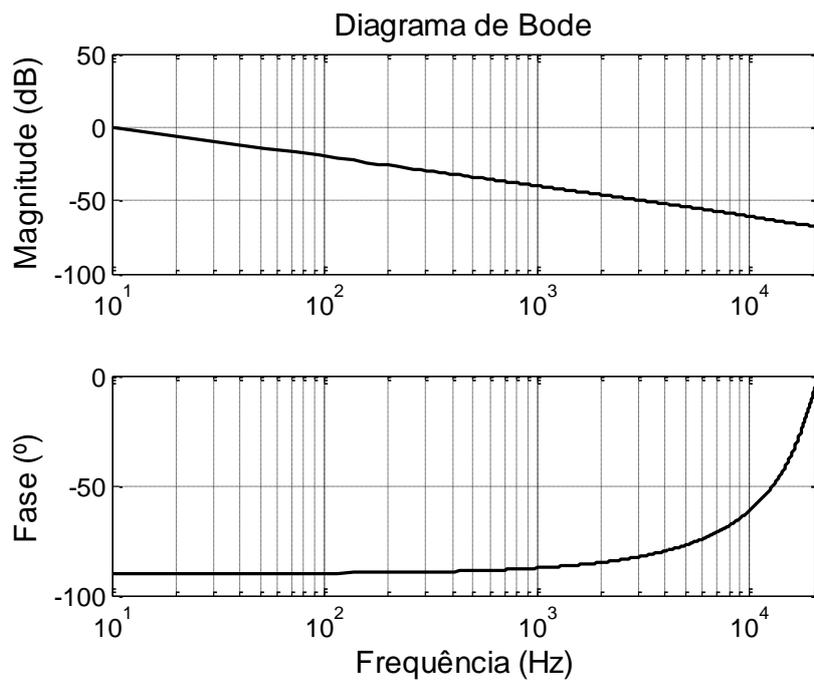
As Figura 3.21, 3.22 e 3.23 mostram o lugar geométrico das raízes, o diagrama de bode e a resposta ao degrau da planta de tensão compensada, respectivamente.

Figura 3.21 – Lugar geométrico das raízes da planta de tensão do retificador compensada.



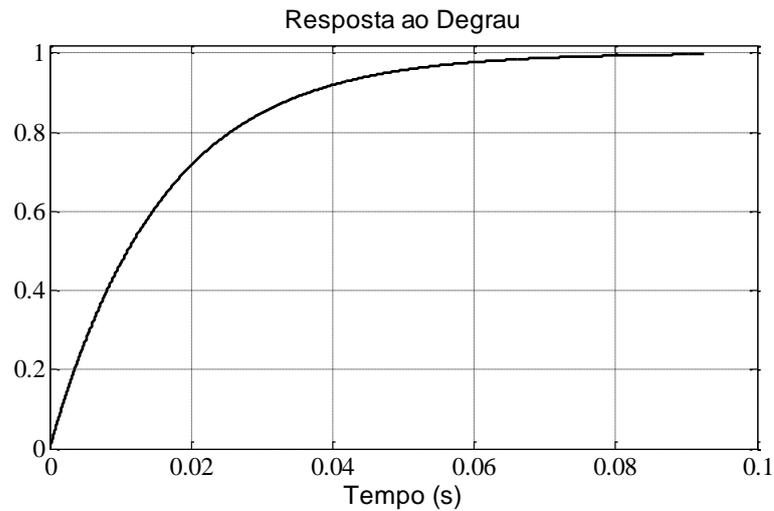
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 3.22 – Diagrama de Bode da planta de tensão do retificador compensada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 3.23 – Resposta ao degrau da planta de tensão do retificador compensada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Por fim, na Figura 3.22, a frequência de cruzamento é de aproximadamente 10 Hz e a margem de fase é de 90°. Na Figura 3.23, o tempo de assentamento foi de apenas 62 ms, sem sobressinal.

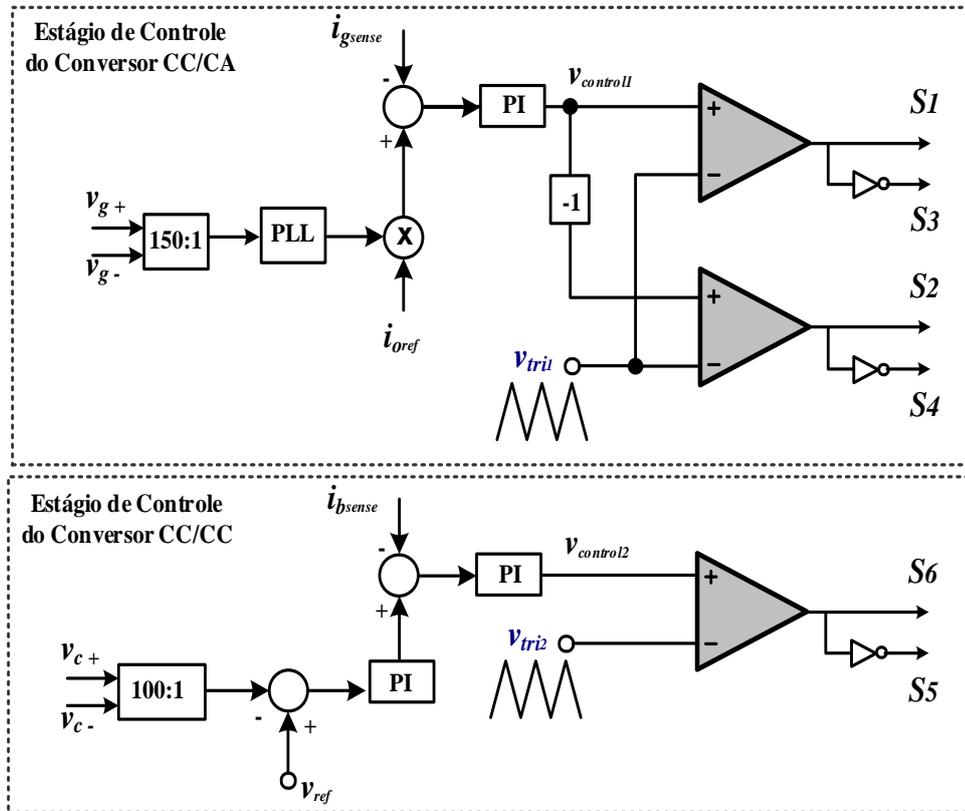
As principais formas de onda obtidas por simulação serão apresentadas na Seção 4.1.4.

3.5.3 Sistema Completo em malha fechada

O sistema de controle do conversor completo é dividido em dois estágios: estágio de controle CC/CA e estágio de controle CC/CC. É dividido ainda em dois modos de operação, de acordo com o fluxo de potência: modo 1, do barramento CC para o CA; e modo 2, no sentido contrário (CA para o CC).

Para o estágio CC/CA operando no modo 1, o circuito de controle de corrente é aplicado para produzir uma corrente senoidal e sincronizada com a tensão de rede na saída do inversor (considerando o filtro indutivo). A referência da malha de corrente, neste caso, é obtida a partir de uma amostra da tensão da rede, que é tratada por um PLL e a saída deste último é multiplicada referência de corrente.

A Figura 3.24 mostra o diagrama de controle para o fluxo de potência do barramento CC para o CA (modo 1).

Figura 3.24 – Diagrama de controle para *Boost* e Inversor.

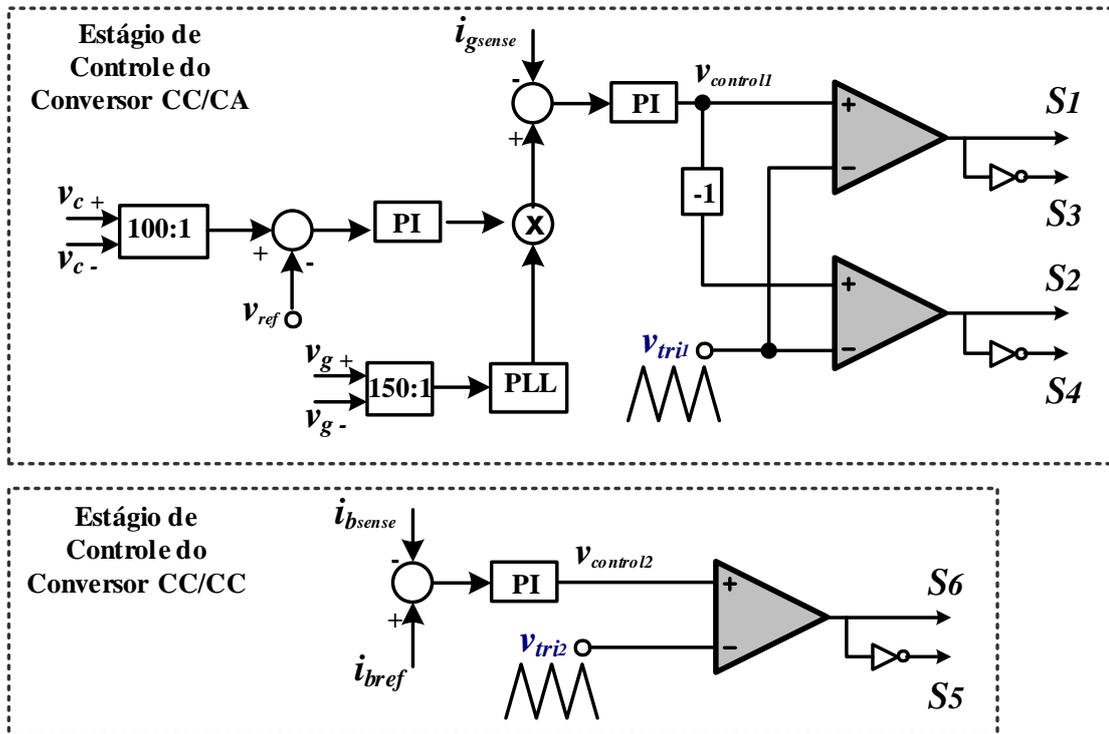
Fonte: Elaborada pelo autor.

Para o estágio CC/CC, a malha de corrente é utilizada para controlar o fluxo de potência entre o barramento CC (311 V) e o *link* CC (400 V). A referência de tensão para o *link* CC é definida por v_{ref} .

A estratégia de controle digital utilizada, reforçando o que foi dito anteriormente, consiste em duas malhas: uma malha rápida interna que controla a corrente no indutor variando a razão cíclica e uma malha lenta externa que ajusta a referência da malha de corrente interna com base na variação da tensão observada.

Enfim, com duas malhas de corrente (dos indutores dos conversores CC/CC e CC/CA) e uma malha de tensão (do *link* CC), utilizaram-se quatro sensores, dois de corrente, incorporados à placa de potência, e dois de tensão, em uma placa de condicionamento de sinais. A razão de serem dois sensores de tensão se deve à necessidade de se extrair uma amostra da tensão da rede monofásica para servir de referência senoidal para a malha de controle de corrente do indutor do filtro L, através do *PLL*.

Porém quando o fluxo de potência é do barramento CA para o CC (modo 2) , o diagrama de controle se modifica para o apresentado na Figura 3.25

Figura 3.25 – Diagrama de controle para *Buck* e Retificador.

Fonte: Elaborada pelo autor.

No modo 2, o estágio CC/CC possui apenas a malha de corrente, que é utilizada para controlar o fluxo de potência entre o *link* CC e o barramento CC, como se depreende da Figura 3.25.

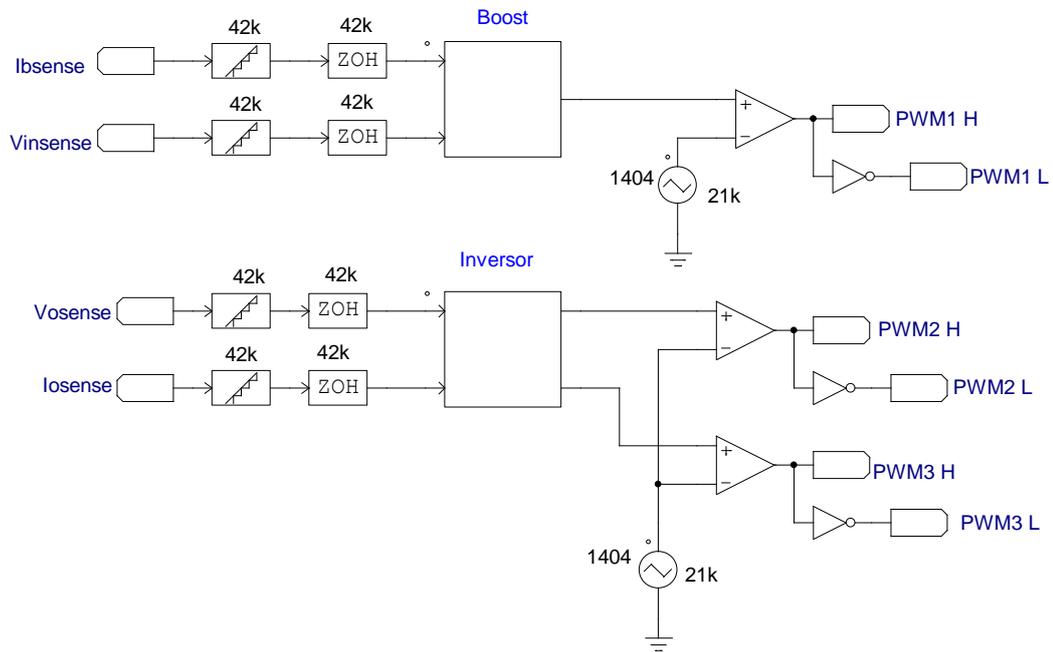
O estágio CC/CA, neste caso, possui duas malhas de controle: a de corrente, com o mesmo objetivo do que ocorre no modo 1, e a malha de controle de tensão, com o objetivo de controlar a tensão no *link* CC, cuja referência é definida por v_{ref} .

Assim, neste estágio, há uma malha rápida interna, que controla a corrente no indutor variando a razão cíclica, e uma malha lenta externa, que ajusta a referência da malha de corrente interna com base na variação da tensão observada.

Por fim, a Figura 3.26 apresenta as malhas de controle utilizadas para fins de simulação no *PSIM*.

Os códigos inseridos nos *C Block* serão apresentados no Apêndice B.

Figura 3.26 – Circuito digital de controle do subsistema completo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As principais formas de onda obtidas por simulação serão apresentadas na Seção 4.1.5. Os ganhos proporcionais (K_p) e integrais (K_i) correspondentes aos compensadores projetados nesta Seção são apresentados na Tabela 3.5, para fins de elaboração de controle analógico similar aos controladores digitais desenvolvidos neste trabalho.

Tabela 3.5. Ganhos proporcionais e integrais para fins de projeto de controle analógico.

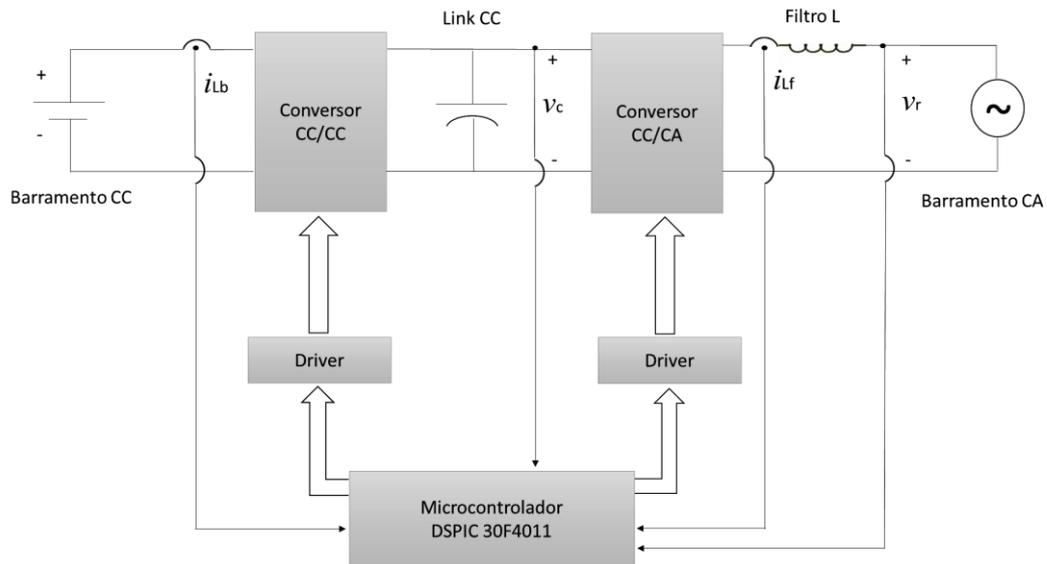
MALHA	CONVERSOR	K_p	K_i
Corrente	<i>Boost</i>	0,292	115
Tensão	<i>Boost</i>	0,608	4,36
Corrente	<i>Buck</i>	0,376	147
Corrente	Inversor/Retificador	0,866	524
Tensão	Retificador	0,61	4,27

Fonte: Elaborada pelo autor.

3.6 Implementação

A implementação do protótipo foi realizada em bancada de laboratório utilizando componentes comerciais. O barramento CC foi emulado por uma fonte CC comercial de 500 V / 20 kVA, ao passo que o barramento CA foi emulado por uma CA de 300 V / 30 kVA. A alimentação dos drivers foi realizada por três pequenas fontes CC de 30 V em série e o microcontrolador por uma fonte de 15 V. A Figura 3.27 mostra a representação do sistema.

Figura 3.27 – Representação do sistema proposto.



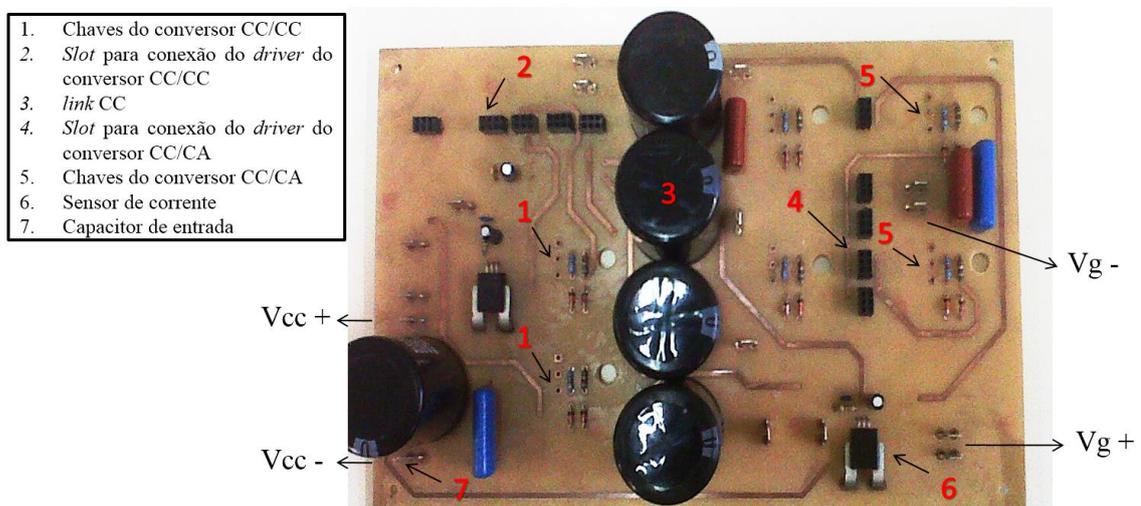
Fonte: Elaborada pelo autor.

Neste sistema, representado pela Figura 3.27, tem-se um barramento CC de 311 V, um conversor CC/CC, um conversor CC/CA, ambos bidirecionais, e um barramento CA de 220 V_{rms} . Ainda no circuito de potência tem-se um banco de capacitores, de 470 μF , entre os dois conversores, e um filtro indutivo de 2 mH. No circuito de controle temos um microcontrolador comercial da empresa *Microchip*, modelo *dsPIC 30F4011*. Finalizando, temos os *drivers* realizando a interface entre o circuito de controle e o de potência (chaves).

3.6.1 Circuito de Potência

O circuito de potência, sem os elementos magnéticos, pode ser visto na Figura 3.28.

Figura 3.28 – Circuito de potência antes das conexões.

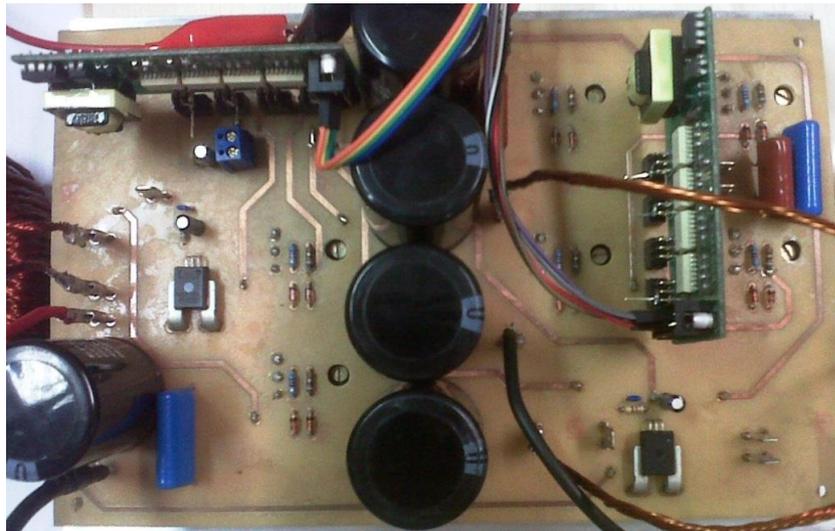


Fonte: Elaborada pelo autor.

À esquerda temos o capacitor de desacoplamento (680 μF) entre o barramento CC de 311 V e o conversor CC/CC. Ao centro, temos o banco de capacitores (4 x 470 μF) do *link* CC. Mais à direita temos o conversor CC/CA e a saída do inversor para conexão do indutor de filtro (2 mH) e, em seguida, a rede elétrica.

Na Figura 3.29, pode-se ver o circuito de potência a conexão dos indutores e dos *drivers*.

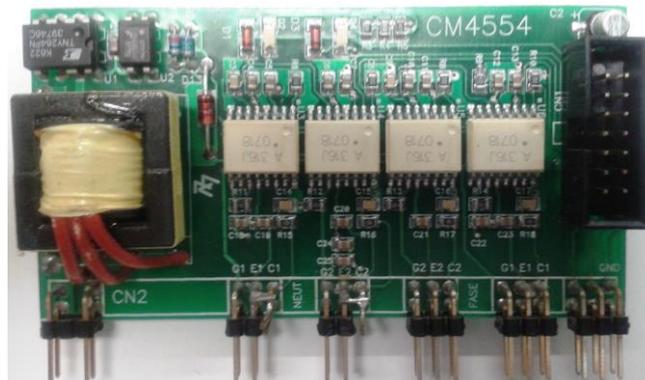
Figura 3.29 – Circuito de potência com as conexões.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 3.29, destacam-se os drivers de acionamento das chaves, que podem ser vistos em maiores detalhes na Figura 3.30.

Figura 3.30 – Driver de acionamento das chaves.

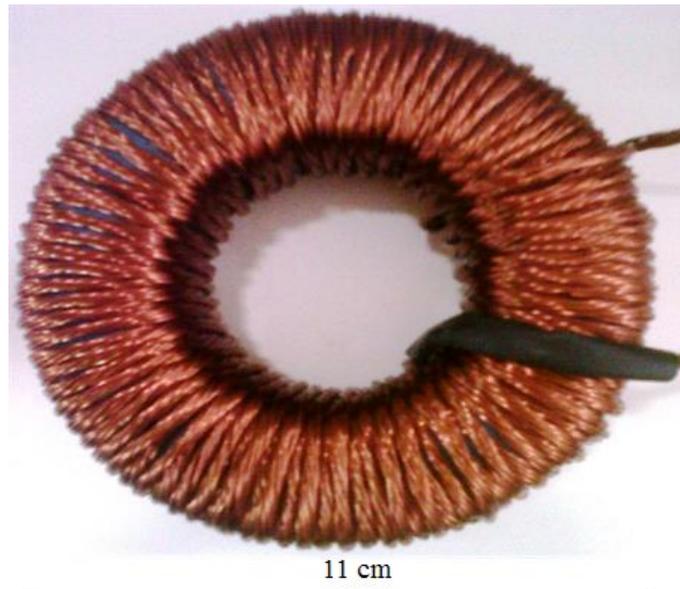


Fonte: Elaborada pelo autor.

Este dispositivo é responsável por acionar as chaves estáticas dos conversores (cada um é capaz de acionar quatro chaves, complementares duas a duas) e isolar o circuito de potência do circuito de controle. Esse isolamento é realizado através de opto-acopladores. Suas

entradas são os sinais de saída do controlador (dsPIC). Esses sinais de tensão são “amplificados” (de 5 V para cerca de 23 V) e aplicados entre os terminais gatilho e emissor da chave a ser acionada. Completando o circuito de potência, temos os dois indutores toroidais, um de 1 mH para o conversor CC/CC e um de 2 mH para o conversor CC/CA. Um deles pode ser observado na Figura 3.31.

Figura 3.31 – Indutor de núcleo toroidal.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os dois indutores utilizados possuem, de forma resumida, as características descritas na Tabela 3.6.

Tabela 3.6. Característica dos indutores.

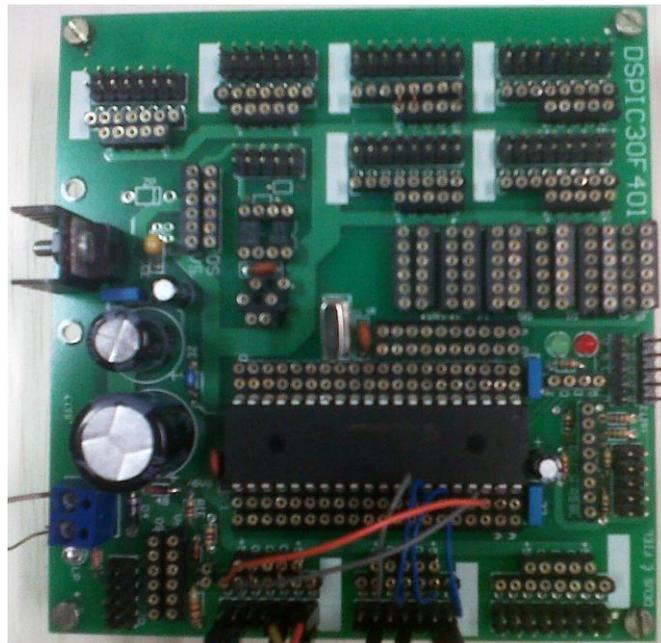
Aplicação	Conversor CC/CC	Filtro L
Tipo de corrente	Contínua	Alternada (senoidal)
Variação de corrente	+/- 25% do valor médio	+/- 10% do valor de pico
Núcleo	MagmattecMMT034T10233	MagmattecMMT034T10233
Material do núcleo	Pó de ferro	Pó de ferro
Indutância sem carga	1,15 mH	2,5 mH
Indutância com carga nominal	1 mH	2 mH
Fio adotado	AWG 22	AWG 22
Nº de fios em paralelo	9	10
Nº de espiras	102	150

Fonte: Elaborada pelo autor.

3.6.2 Circuito de Controle

O controlador adotado foi o dsPIC modelo 30F4011, da empresa *Microchip Technology Inc.*. Tal dispositivo pode ser visto na Figura 3.32, juntamente com seus componentes de alimentação e ligação.

Figura 3.32 – Controlador digital *dsPIC30F4011*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A programação do dsPIC foi realizada com o *software* MPLAB, da mesma empresa. Este controlador possui três pares de saídas *PWM*. Esses sinais de saída são utilizados pelos *drivers* para acionamento das chaves estáticas. Para implementação em laboratório, o dsPIC foi utilizado tanto para ensaios em malha fechada quanto em malha aberta.

3.7 Considerações Finais

Neste capítulo, foram apresentados o sistema objeto deste estudo, as especificações de projeto, os circuitos de simulação em malha aberta e o projeto de controle dos conversores empregados. Além disso, foram discutidas questões relativas à implementação dos circuitos de potência e de controle.

O próximo capítulo, apresentará os resultados experimentais obtidos, tanto de simulação como de implementação.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

4.1 Resultados de Simulação

Os circuitos descritos na Seção 3.4 foram simulados e os resultados são apresentados a seguir.

4.1.1 Conversor CC/CC em malha aberta

O conversor CC/CC foi inicialmente simulado como *Boost*. A modulação *PWM* para acionamento das chaves de tal conversor podem ser vistas nas Figuras 4.1 e 4.2.

Figura 4.1 – Sinal de referência (U_k) e portadora triangular (V_{port}).

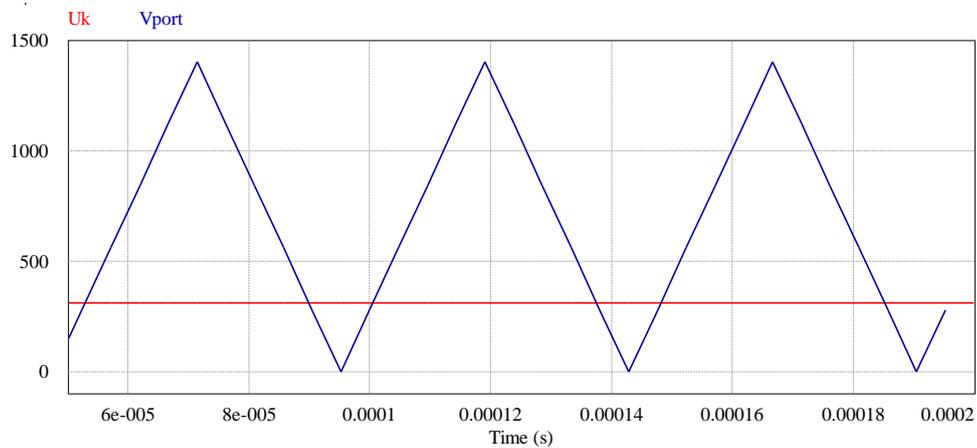
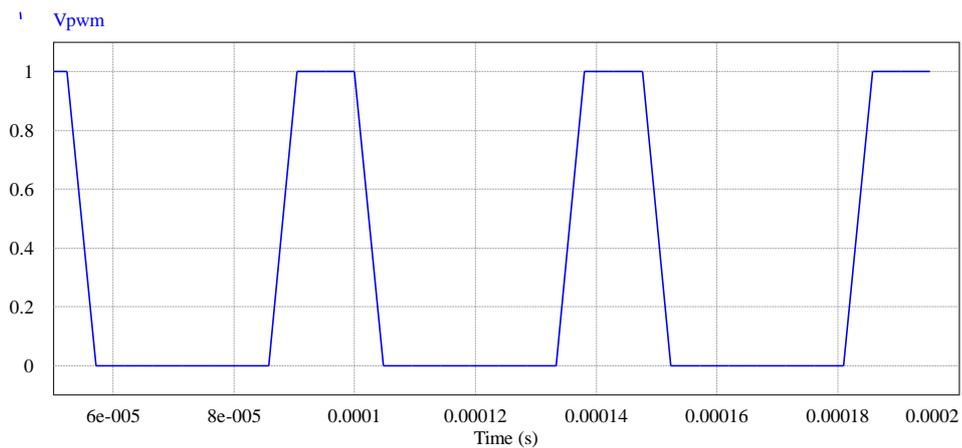


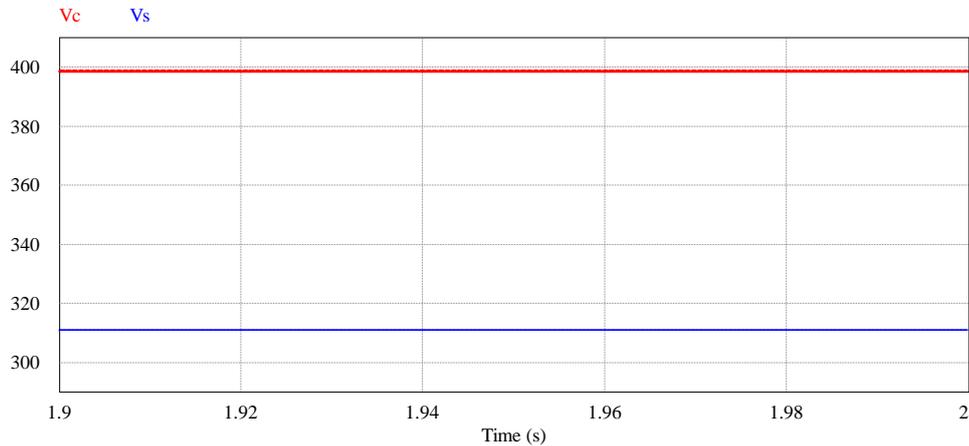
Figura 4.2 – Sinal de comando da chave principal do *Boost* (V_{pwm}).



Na Figura 4.1, observa-se a comparação entre o sinal de referência (U_k , em vermelho) e a portadora triangular (V_{port} , em azul). A relação entre o pico da triangular e o valor de referência (constante) corresponde à razão cíclica nominal da chave principal. Neste caso, ela é de aproximadamente 0,22.

Na Figura 4.2 vemos o resultado dessa comparação, uma onda “quadrada”, que permanece cerca de 22% do seu período em nível alto e o restante em nível baixo. A Figura 4.3 mostra as tensões de saída e de entrada do conversor.

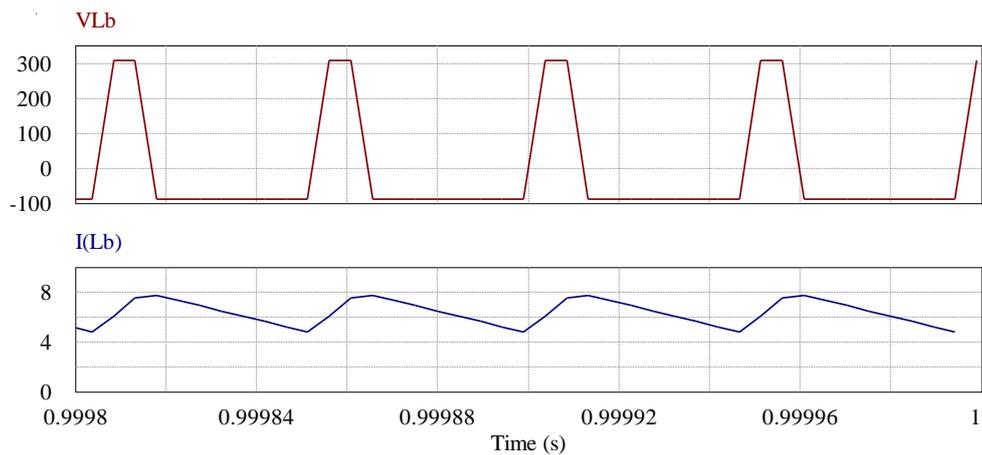
Figura 4.3 – Tensão de saída (V_c [V]) e tensão de entrada (V_s [V]) do *Boost*.



A tensão de entrada não apresenta oscilações por se tratar de uma fonte CC e a tensão de saída também praticamente não apresenta oscilações, devido ao alto valor de capacitância do banco de capacitores na saída do conversor.

A Figura 4.4 mostra a tensão sobre o indutor do *Boost* e a corrente que passa por ele.

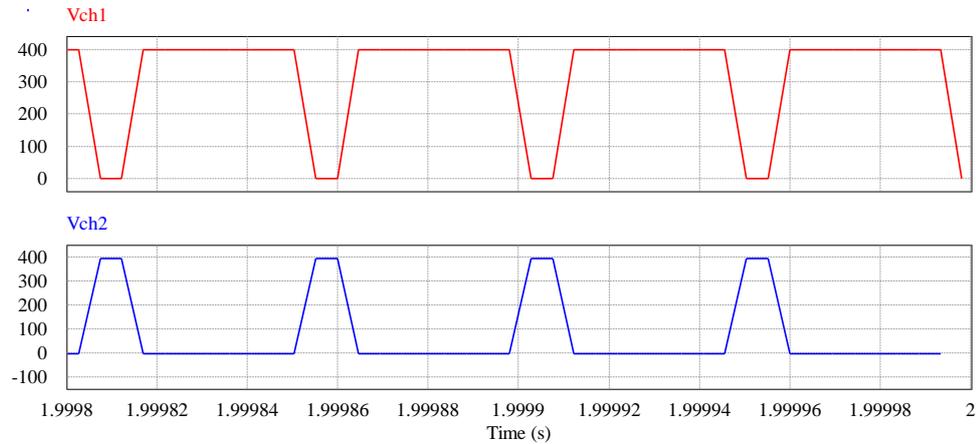
Figura 4.4 – Tensão sobre o indutor (V_{Lb} [V]) e corrente no indutor (I_{Lb} [A]) do *Boost*.



A tensão sobre o indutor oscila entre -89 e 311 V (pico a pico de 400 V), o que é um comportamento esperado. O valor médio da corrente é 6,3 A.

A Figura 4.5 mostra as tensões sobre as chaves principal e complementar do conversor.

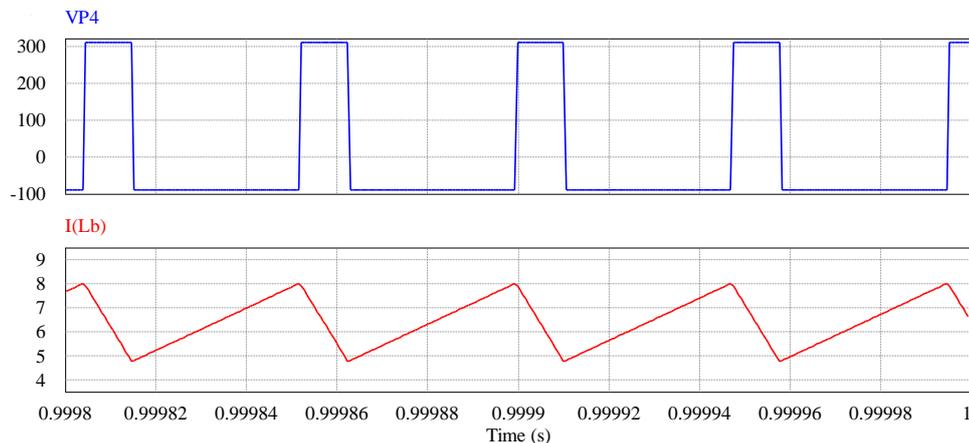
Figura 4.5 – Tensão sobre as chaves principal (V_{ch1} [V]) e complementar (V_{ch2} [V]) do *Boost*.



Quando uma determinada chave está aberta, a tensão sobre ela é de 400 V. Caso contrário, é praticamente nula (em condução).

Com o conversor CC/CC operando como *Buck*, o acionamento das chaves não se altera, apenas invertem de papel (a que era principal vira complementar e vice versa). Assim, a chave principal agora possui uma razão cíclica aproximada de 0,78 (311/400). As formas de onda são muito similares ao apresentado para o *Boost*, e não serão mostradas novamente, exceto a tensão e corrente no indutor, na Figura 4.6.

Figura 4.6 – Tensão sobre o indutor (V_{Lb} [V]) e corrente no indutor (I_{Lb} [A]) do *Buck*.



Novamente a tensão oscila entre os mesmos limites anteriores (-89 e 311 V) e a corrente tem o comportamento esperado.

4.1.2 Conversor CC/CA em malha aberta

O conversor CC/CA foi inicialmente simulado como inversor. A modulação *PWM* para acionamento das chaves de tal conversor podem ser vistas nas Figuras 4.7 a 4.9.

Figura 4.7 – Sinais de referência (moduladoras) para o inversor.

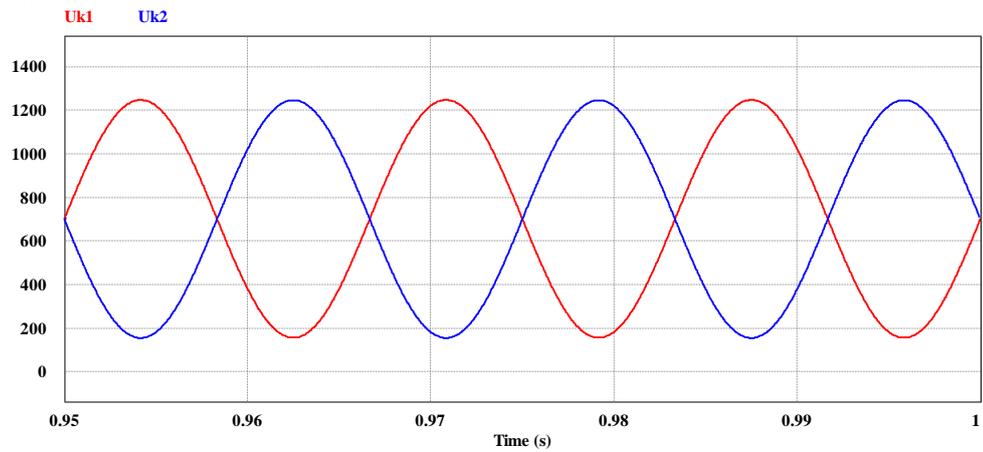


Figura 4.8 – Sinal de referência (U_{k1}) e portadora triangular (V_{port}).

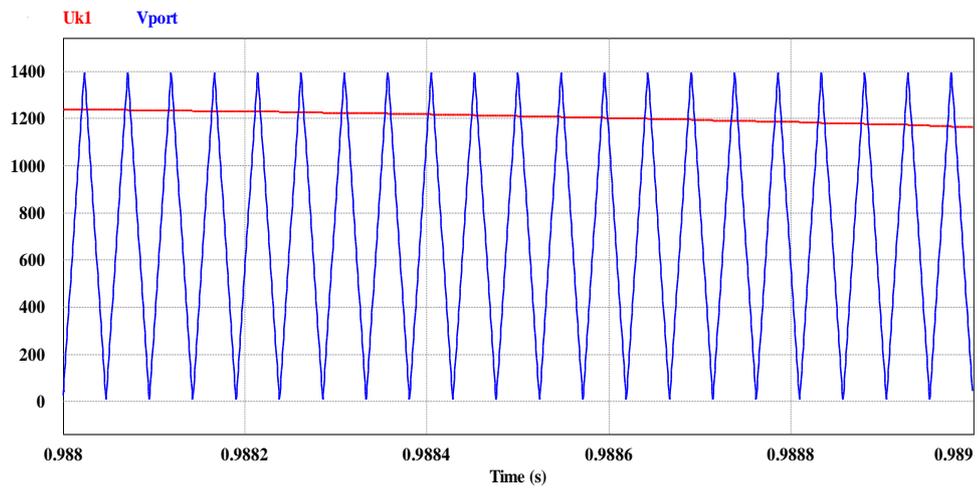
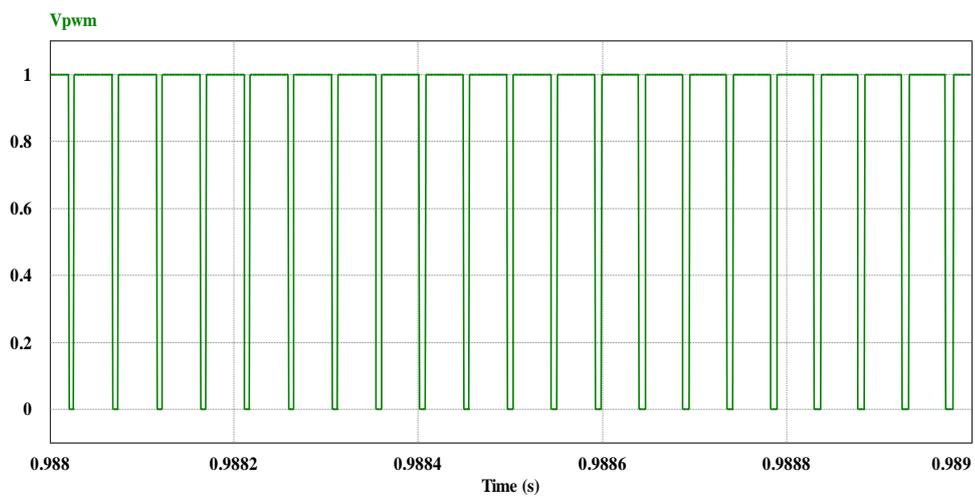


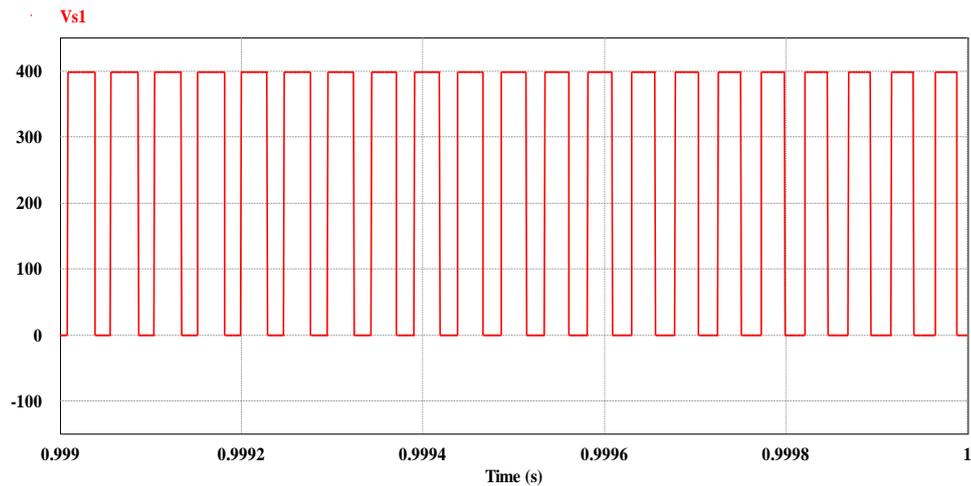
Figura 4.9 – Sinal de comando de uma das chaves do inversor (V_{pwm}).



Na Figura 4.7, temos os sinais de referência, duas senoídes defasadas de 180° . Na Figura 4.8, vemos a comparação de uma dessas senoídes com a portadora triangular (V_{port}). O resultado dessa comparação é visto na Figura 4.9.

A Figura 4.10 mostra a tensão sobre uma das chaves do conversor, mas que é a mesma para todas as chaves.

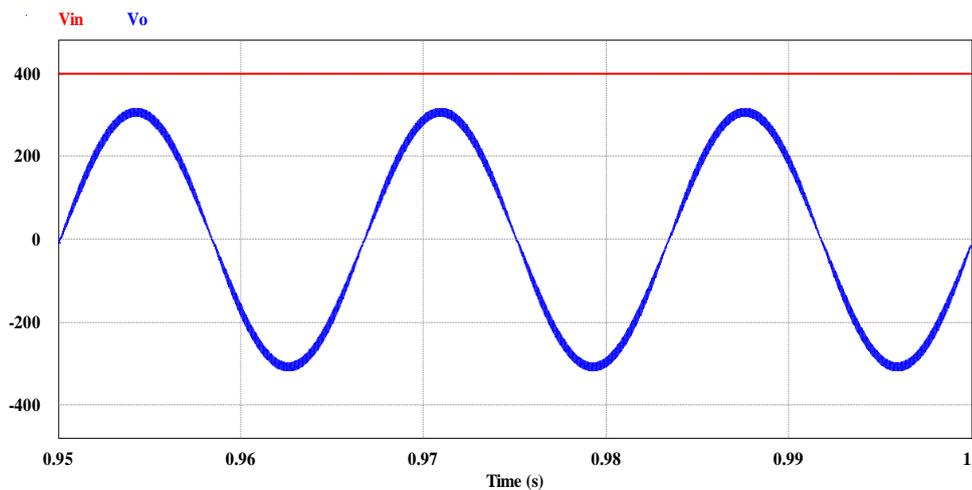
Figura 4.10 – Tensão em uma das chaves do inversor (V_{s1} [V]).



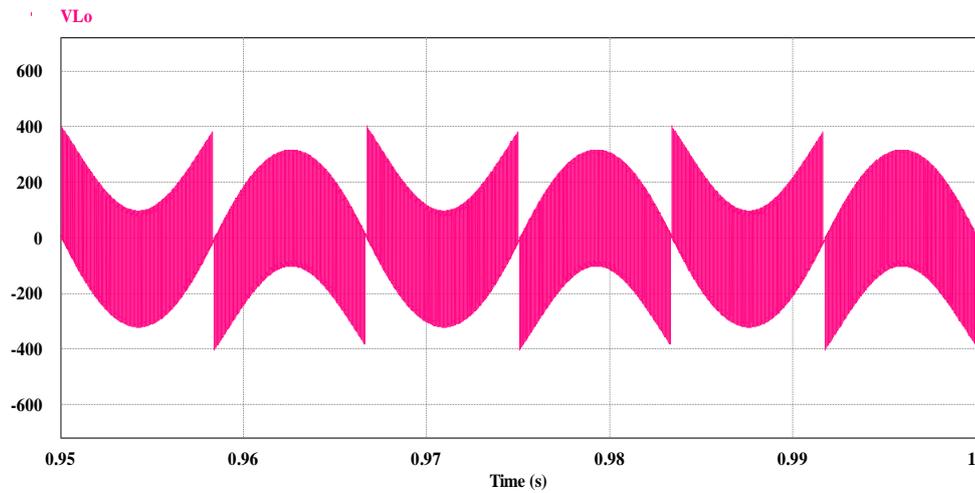
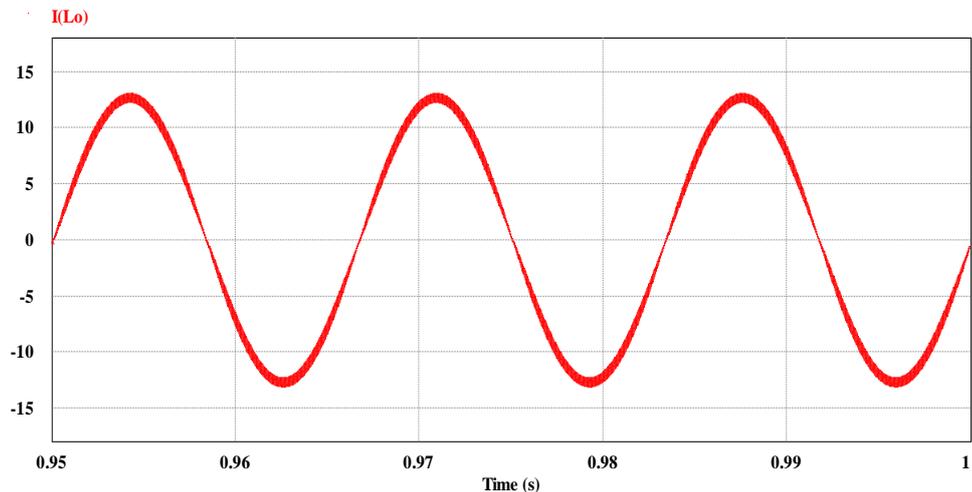
Observa-se que as chaves ficam submetidas a uma tensão máxima de 400 V.

A Figura 4.11 mostra as tensões de saída e de entrada do conversor operando como inversor. A tensão de entrada (V_{in}) não apresenta oscilações por se tratar de uma fonte CC. A tensão de saída (V_o) é praticamente senoidal, com baixa distorção harmônica (aproximadamente 3%).

Figura 4.11 – Tensão de saída (V_o [V]) e tensão de entrada (V_{in} [V]) do Inversor.



As Figuras 4.12 e 4.13 mostram a tensão e a corrente no indutor do filtro L.

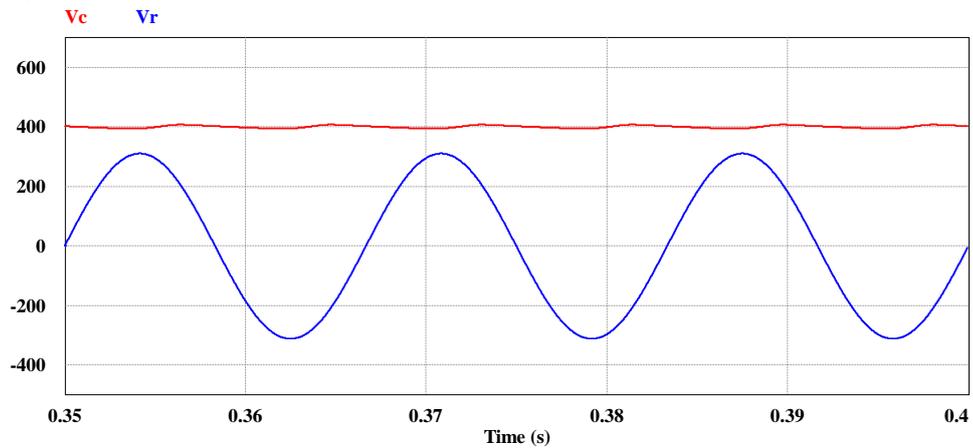
Figura 4.12 – Tensão sobre o indutor (V_{L_o} [V]) de filtro L.Figura 4.13 – Corrente do indutor (I_{L_f} [A]) do filtro L.

A tensão (Figura 4.12) sobre o indutor apresenta o comportamento previsto para correção de fator de potência, e a corrente (Figuras 4.13) é uma senoide de baixo conteúdo harmônico (assim como a tensão na carga resistiva).

Simulado como retificador *boost*, a modulação *PWM* para acionamento das chaves foi feita da seguinte maneira: no semiciclo positivo da senoide da fonte, o braço esquerdo do conversor opera como *boost*, com a chave inferior como principal e a chave superior como secundária; no semiciclo negativo, o outro braço atua da mesma maneira. Em outras palavras, é como se dois conversores *boost* atuassem em momentos consecutivos (a cada semiciclo da tensão na fonte).

A tensão na saída (*link CC*) e na entrada (fonte) são apresentadas na Figura 4.14.

Figura 4.14 – Tensão de saída (V_c [V]) e tensão de entrada (V_r [V]) do Retificador.



No entanto, um dos grandes problemas na operação do retificador *boost* em malha aberta é a ocorrência de níveis muito elevados de corrente (para este nível de potência, 2 kW), como pode ser visto nas Figura 4.15, corrente no indutor, e 4.16, corrente nas chaves.

Figura 4.15 – Corrente no indutor do filtro L na entrada do Retificador [A].

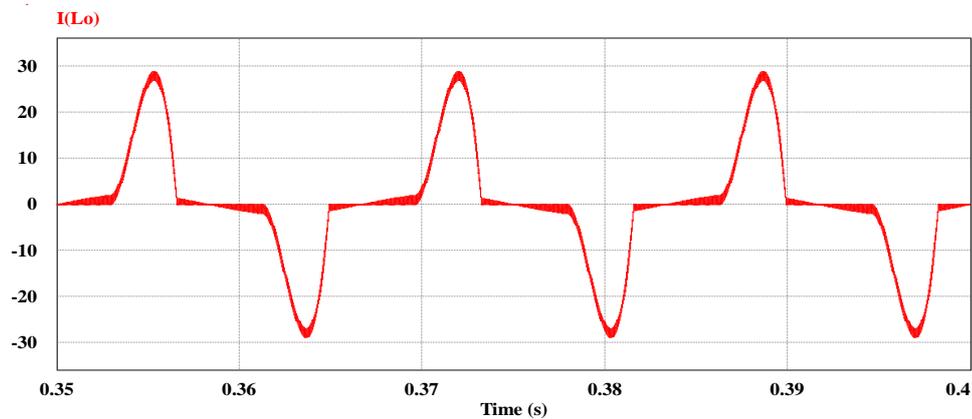
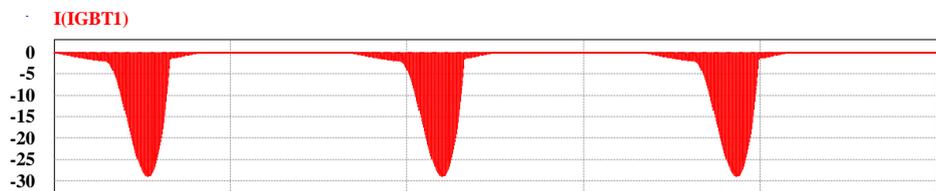
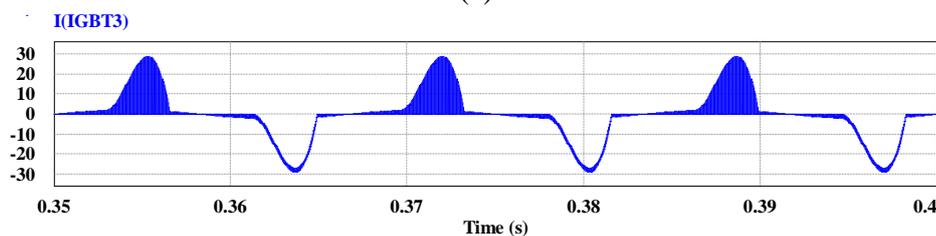


Figura 4.16 – Correntes nas chaves do Retificador: (a) chaves superiores [A]; e (b) chaves inferiores [A].



(a)

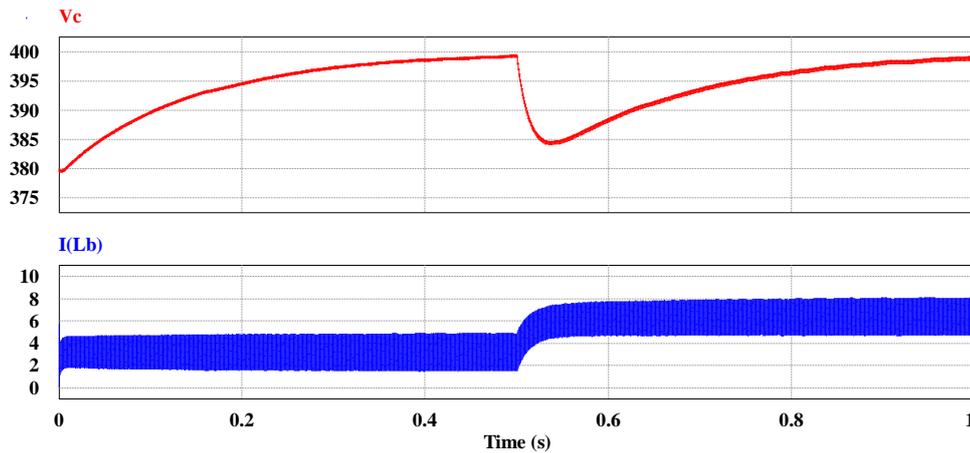


(b)

4.1.3 Conversor CC/CC em malha fechada

Para testar o controle das malhas de corrente e tensão do conversor *Boost*, simulou-se um degrau de carga (meia carga para carga nominal) e observou-se a tensão no *link* CC e a corrente no indutor. O resultado aparece na Figura 4.17.

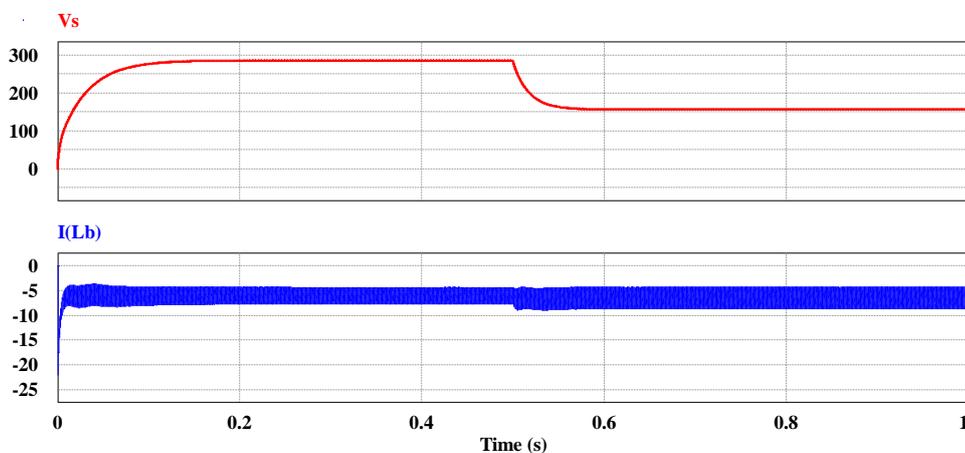
Figura 4.17 – Tensão de saída (V_c [V]) e corrente no indutor (I_{Lb} [A]) do *Boost*.



Como se pode observar, apesar do degrau de carga, a tensão permaneceu controlada no nível de referência, perto de 400 V. A corrente, que tinha um valor médio de 3,2 A, passou para 6,4 A com o aumento de carga. As demais formas de onda permaneceram similares às observadas na simulação em malha aberta.

No caso do conversor operando como Buck, por só haver a malha de corrente, o comportamento difere um pouco. Na simulação, deu-se um degrau de carga nominal para meia carga. A tensão na saída e a corrente no indutor são apresentadas na Figura 4.18.

Figura 4.18 – Tensão de saída (V_s [V]) e corrente no indutor (I_{Lb} [A]) do *Buck*.

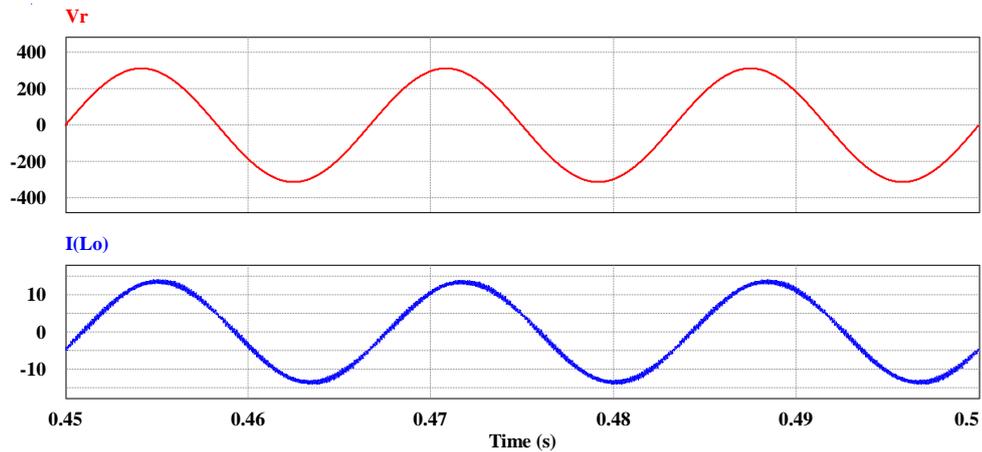


Mesmo com tal variação na carga, a corrente do indutor permaneceu controlada no nível de referência, com valor médio de aproximadamente 6,4 A.

4.1.4 Conversor CC/CA em malha fechada

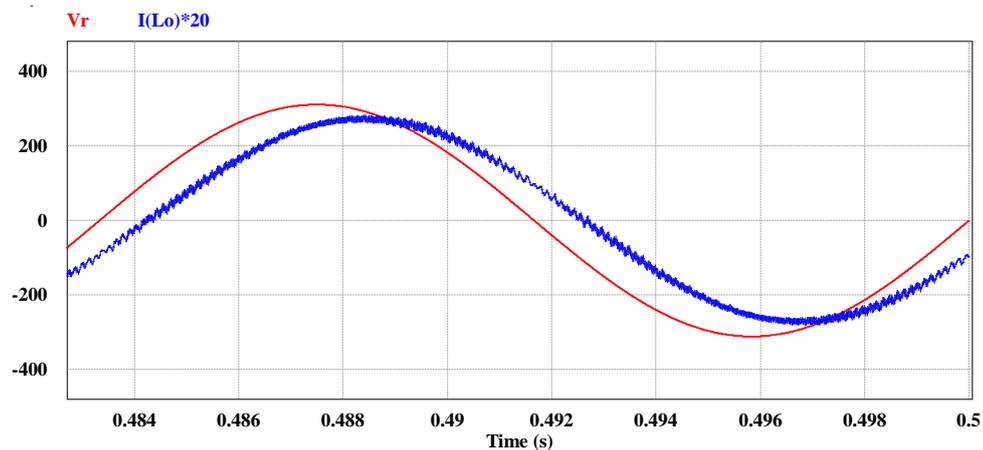
Para testar o controle da malha de corrente e do *PLL* do inversor, comparou-se a tensão na rede com a corrente fornecida pelo conversor. O resultado aparece na Figura 4.19.

Figura 4.19 – Tensão de rede (V_r [V]) e corrente no indutor (I_{Lo} [A]) do filtro L.



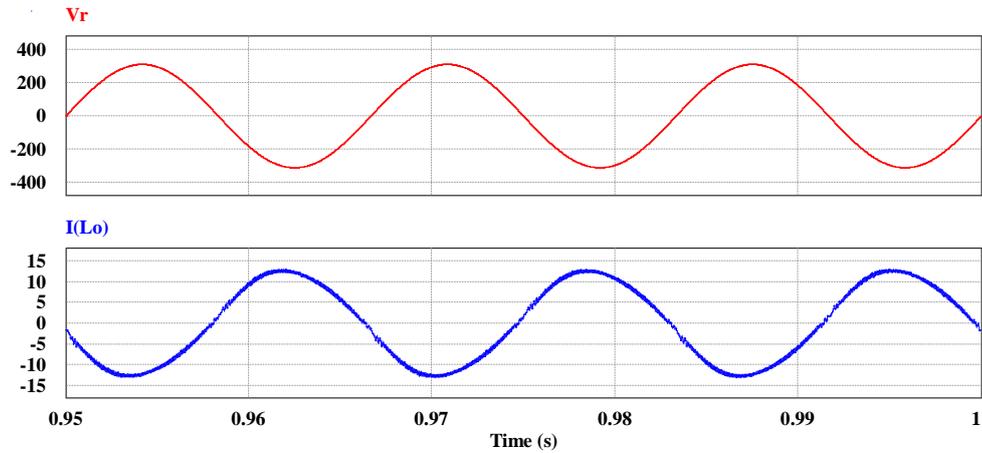
Há um pequeno deslocamento, ocasionado por um atraso característico na atuação do controlador PI, que pode ser mais bem observado na Figura 4.20. Ainda assim, o fator de potência calculado foi de 0,94 e o *THDi* de 3,5%, que são índices satisfatórios.

Figura 4.20 – Tensão de rede (V_r [V]) e corrente no indutor (I_{Lo} [A]) do filtro L (*zoom*).



Operando como retificador, as malhas de tensão e corrente, além do *PLL* foram testados. O resultado da simulação aparece nas Figuras 4.21 e 4.22.

Figura 4.21 – Tensão de rede (V_r [V]) e corrente no indutor (I_{Lo} [A]) do filtro L (operação como retificador).



Novamente há um deslocamento, um pouco menor, mais evidente na Figura 4.22. O fator de potência calculado foi de 0,985 e o $THDi$ de 4,8%.

Figura 4.22 – Tensão de rede (V_r [V]) e corrente no indutor (I_{Lo} [A]) do filtro L (*zoom*) (operação como retificador).

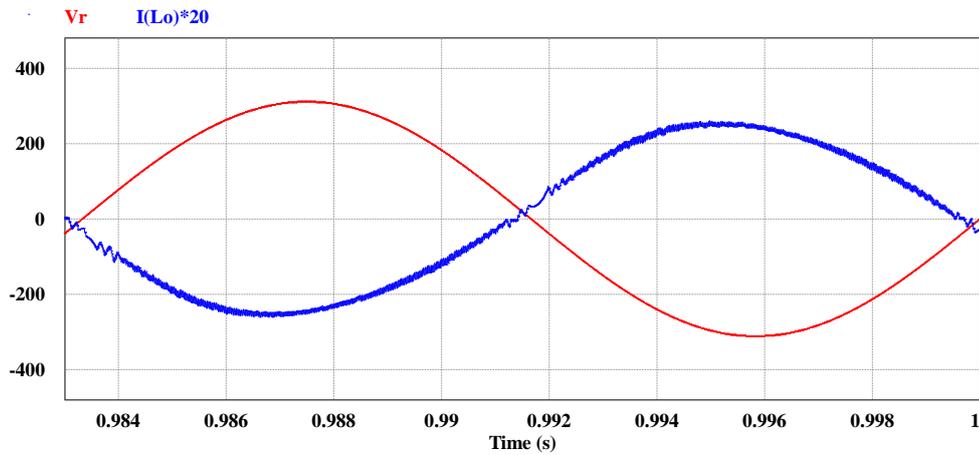
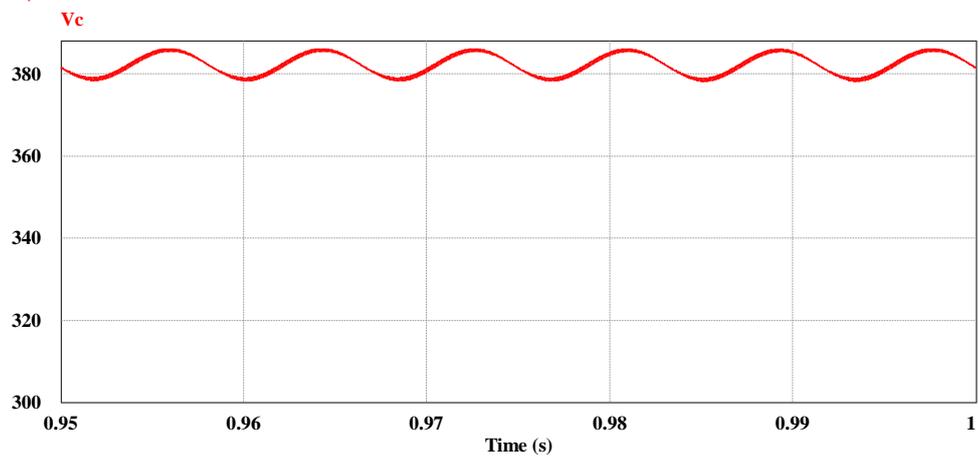


Figura 4.23 – Tensão no *link* CC [V] (operação como retificador).

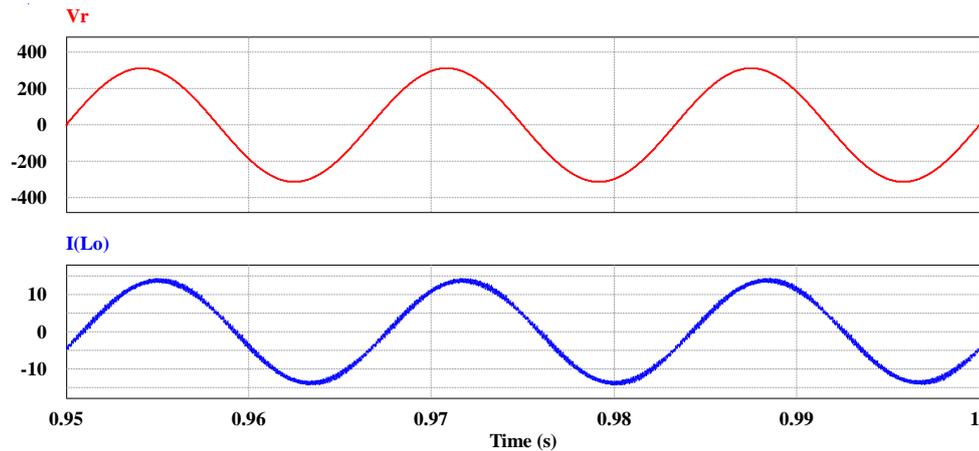


O valor médio da tensão no *link* CC permaneceu em 383 V.

4.1.5 Conversor Completo em malha fechada

Simulando os dois conversores em cascata e com fluxo de potência do barramento CC para o CA, obtém-se a Figura 4.24.

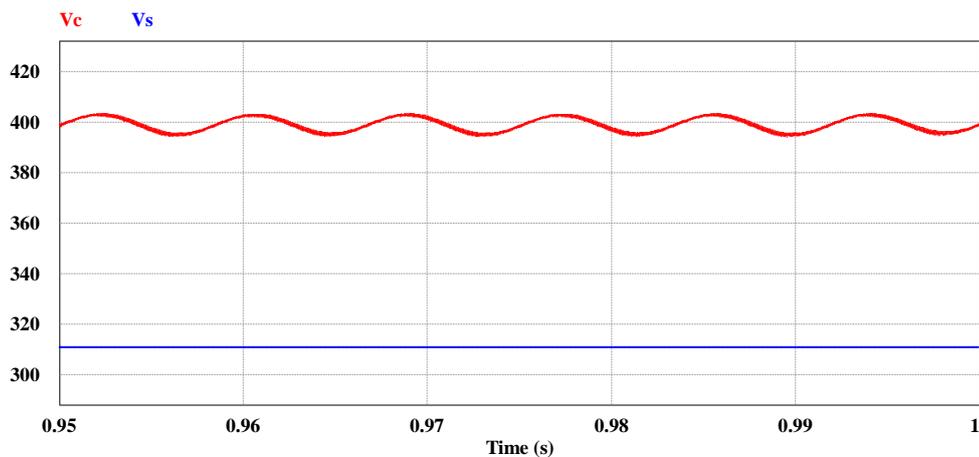
Figura 4.24 – Tensão da rede monofásica (V_{rede} [V]) e corrente no indutor do filtro L (I_{Lo} [A]).



Observa-se que a corrente está praticamente em fase com a tensão da rede. Utilizando-se o próprio *software* para cálculo do $THDi$, do fator de potência e da potência injetada, obtém-se 3,7%, 0,94 e 2,028 kW, respectivamente.

A Figura 4.25 mostra a tensão da fonte CC e a tensão no capacitor do *link* CC.

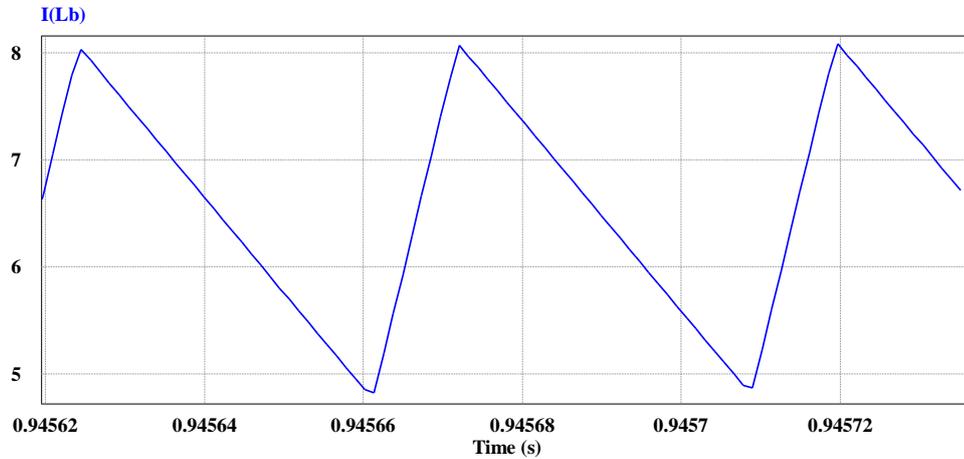
Figura 4.25 – Tensão da fonte CC (V_s [V]) e a tensão no capacitor do *link* CC (V_c [V]).



A ondulação de tensão no *link* CC é de 2,3%, sobre um valor médio de 399 V. Além disso, a componente CA da tensão no capacitor possui o dobro da frequência da rede, ou seja, oscila a 120 Hz.

A Figura 4.26 mostra a corrente no indutor do conversor CC/CC.

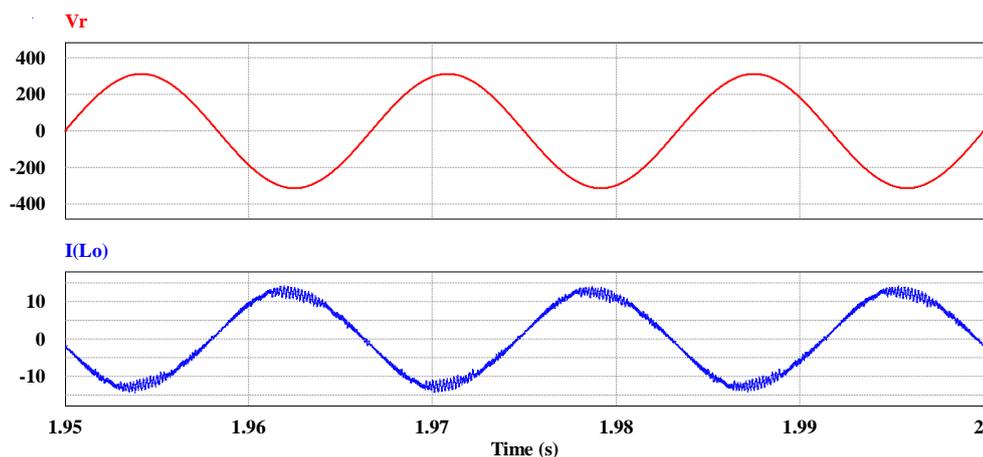
Figura 4.26 – Corrente através do indutor do conversor CC/CC (I_{Lb} [A]).



A corrente I_{Lb} é drenada do barramento CC para ser fornecida ao barramento CA. Seu valor médio é de 6,6 A, o que indica que ela flui do barramento CC para o *link* CC, com ondulação de 24,5% acima e abaixo do valor médio.

Agora, simulando os dois conversores em cascata e com fluxo de potência do barramento CA para o CC, obtém-se o observado na Figura 4.27.

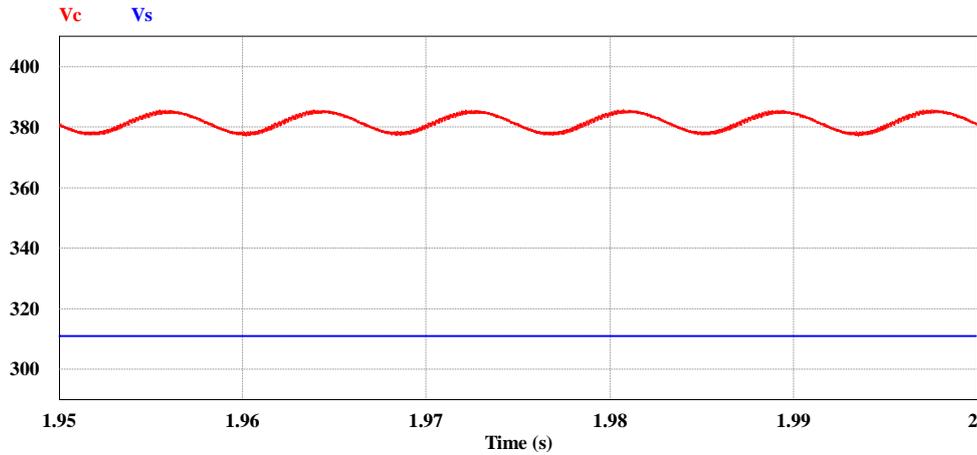
Figura 4.27 – Tensão da rede monofásica (V_r [V]) e corrente no indutor do filtro L (I_{Lo} [A]).



Observa-se que a corrente está em oposição de fase (defasada de 180°) em relação à tensão da rede. Utilizando-se o próprio software para cálculo do $THDi$, do fator de potência e da potência injetada, obtém-se 6,7%, 0,984 e 1,956 kW, respectivamente.

A Figura 4.28 mostra a tensão da fonte CC e a tensão no capacitor do *link* CC para este fluxo de potência contrário.

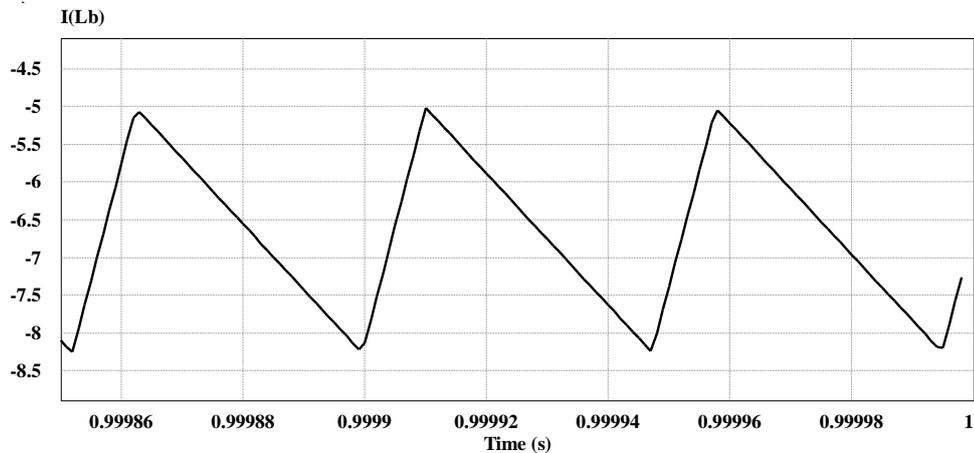
Figura 4.28 – Tensão da fonte CC (V_s [V]) e a tensão no capacitor do *link* CC (V_c [V]).



A ondulação de tensão no *link* CC, neste caso, também é de 2,3%, sobre um valor médio de 382 V, com ondulação em 120 Hz.

Enfim, a Figura 4.29 mostra a corrente no indutor do conversor CC/CC.

Figura 4.29 – Corrente através do indutor do conversor CC/CC (I_{Lb} [A]).



O valor médio dessa corrente é de -6,1 A, indicando que ela flui do barramento CA para o CC, ou seja, é essa corrente que é fornecida ao barramento CC. Sua ondulação é de 24% acima e abaixo do valor médio.

Analisando-se as Figuras 4.24 a 4.29 e comparando-as com a Tabela. 3.1, observa-se o atendimento das especificações do projeto, especialmente quanto às oscilações da tensão do *link* CC e da corrente no indutor do *Boost*. No que diz respeito ao $THDi$, superou levemente o limite estabelecido de 5%.

4.2 Resultados de Implementação

4.2.1 Operação do conversor CC/CC em malha aberta

O conversor CC/CC operou inicialmente como *Boost*.

Nas Figuras 4.30 e 4.31, vemos as tensões de saída do *dsPIC* para acionamento das chaves principal e complementar, respectivamente.

Figura 4.30 – Sinal de comando da chave principal do *Boost* (saída do *dsPIC*) [2 V/div].

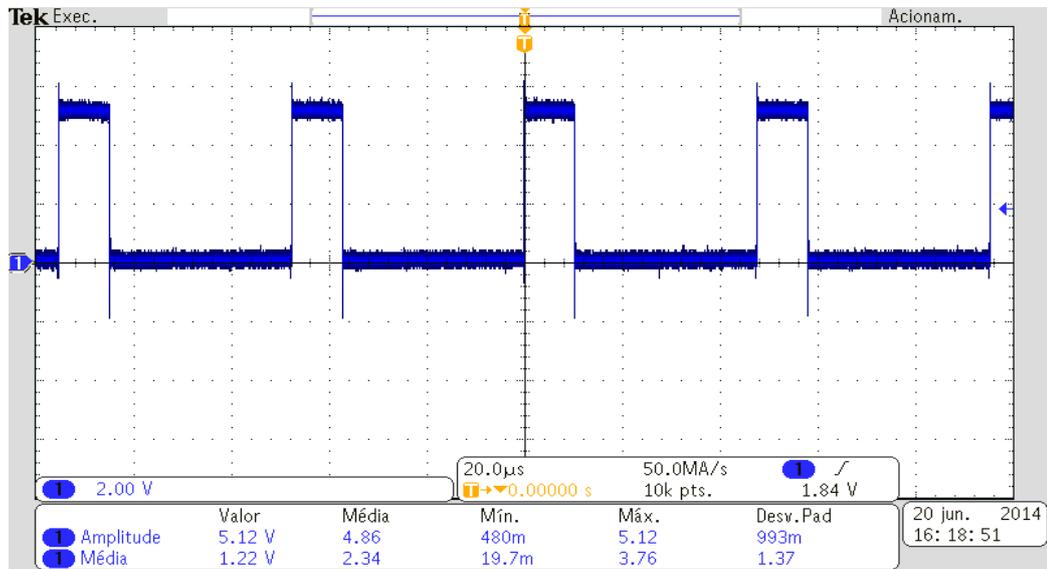
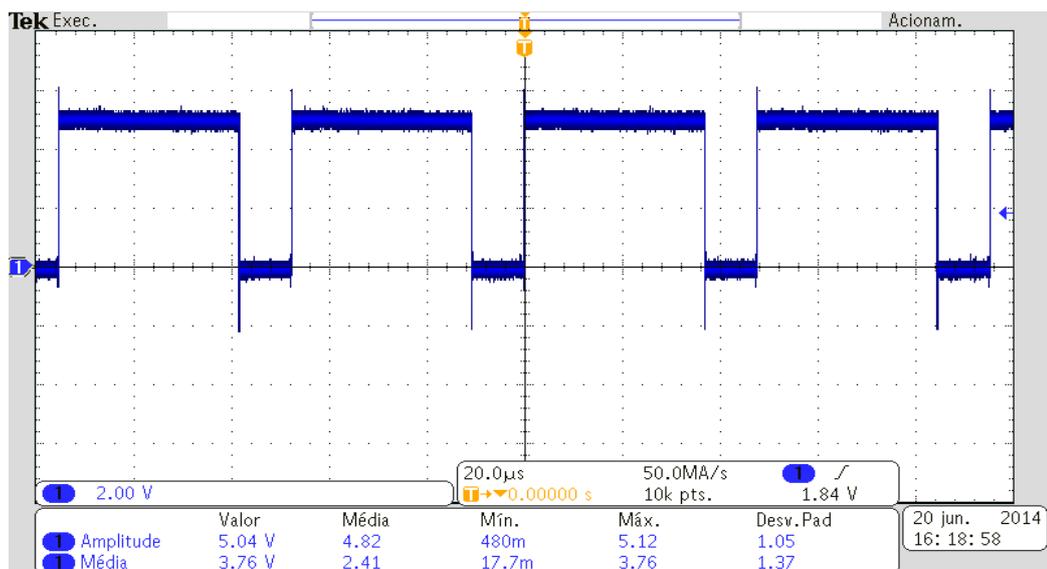


Figura 4.31 – Sinal de comando da chave complementar do *Boost* (saída do *dsPIC*) [2 V/div].



Como visto na simulação, a razão cíclica nominal da chave é 0,2225 e da chave complementar é 0,7775, obviamente. A frequência deles é de 21 kHz. Esses sinais (das Figuras

4.30 e 4.31) são os que seguem para os *drivers* das chaves, que isolam os dois circuitos (de controle e de potência), e fornecem as tensões que aparecem na Figura 4.32. Essas tensões são aplicadas nas chaves, entre gatilho e emissor, para o acionamento delas.

Figura 4.32 – Sinal de comando das chaves principal do Boost (saída do driver) [10 V/div].

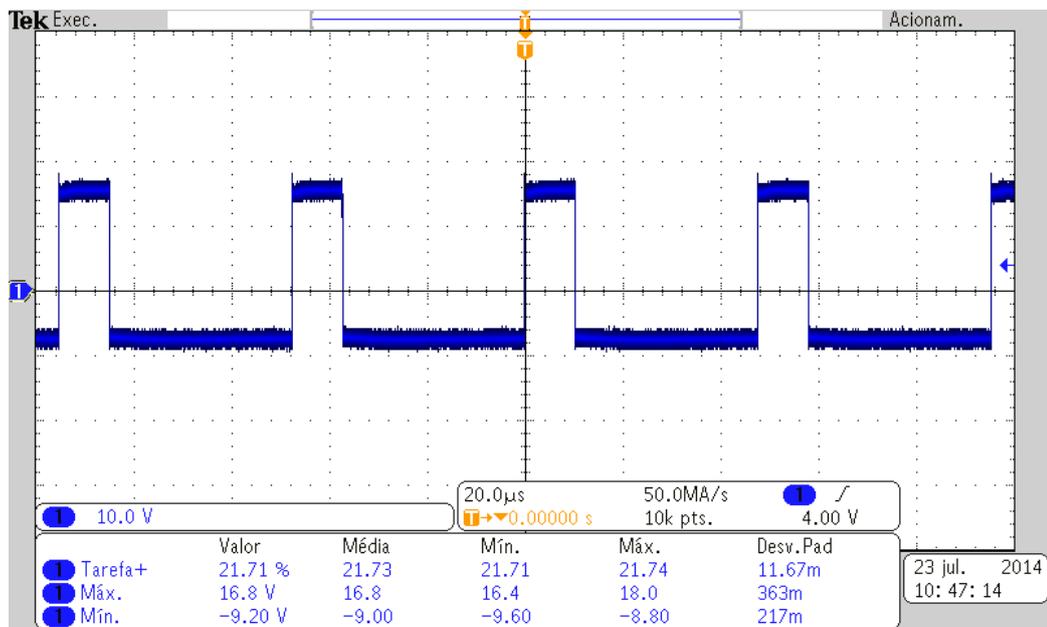
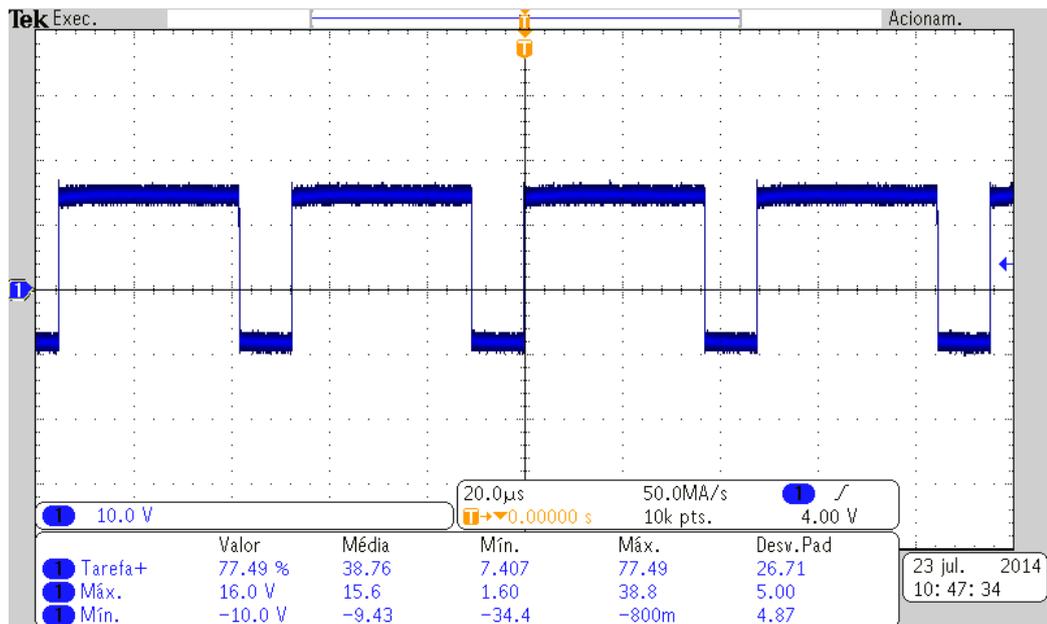
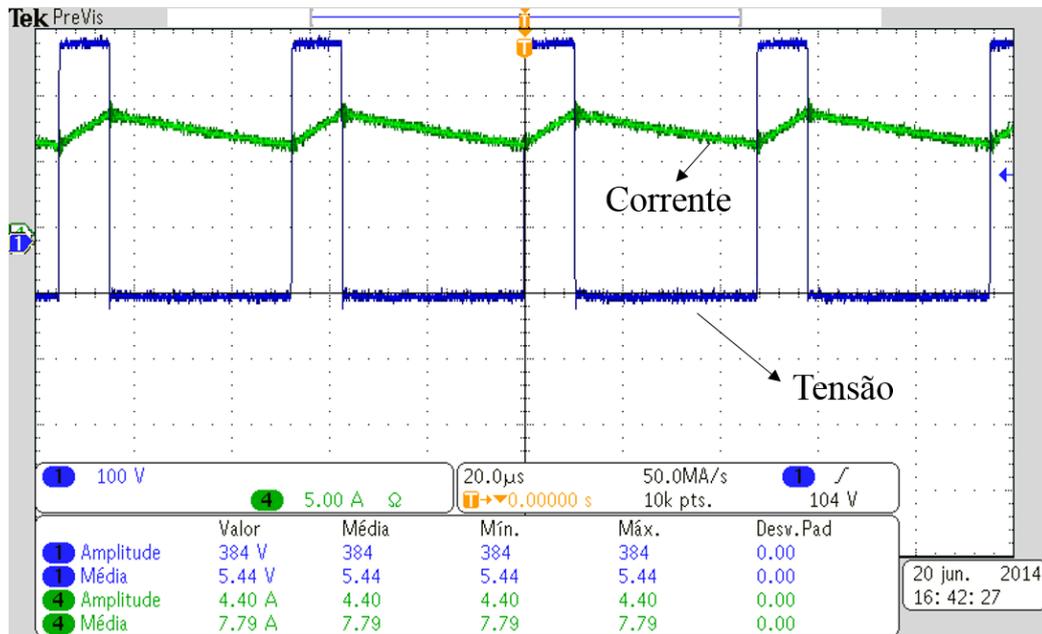


Figura 4.33 – Sinal de comando das chaves complementar do Boost (saída do driver) [10 V/div].



A Figura 4.34 compara a tensão no indutor com a corrente que passa por ele.

Figura 4.34 – Tensão [100 V/div] e corrente no indutor do *Boost* [5 A/div].



A tensão na saída do *Boost* é a nominal (400 V) e a corrente apresenta aspecto “triangular”, como esperado. A tensão pico a pico no indutor (Figura 4.34) é de 400 V, aproximadamente. Quando essa tensão é positiva (311 V), a corrente no indutor cresce linearmente. Quando ela é negativa (-89 V), a corrente decresce. As duas formas de onda possuem frequência de 21 kHz.

Operando como *Buck*, as formas de onda são similares. A Figura 4.35 mostra as formas de onda da tensão e da corrente no indutor.

Figura 4.35 – Tensão [100 V/div] e corrente no indutor do *Buck* [1 A/div].

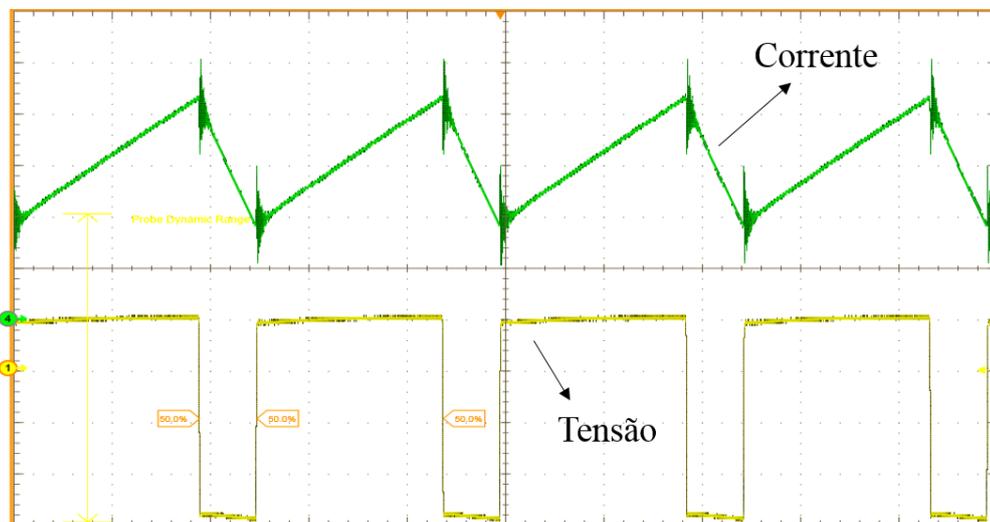
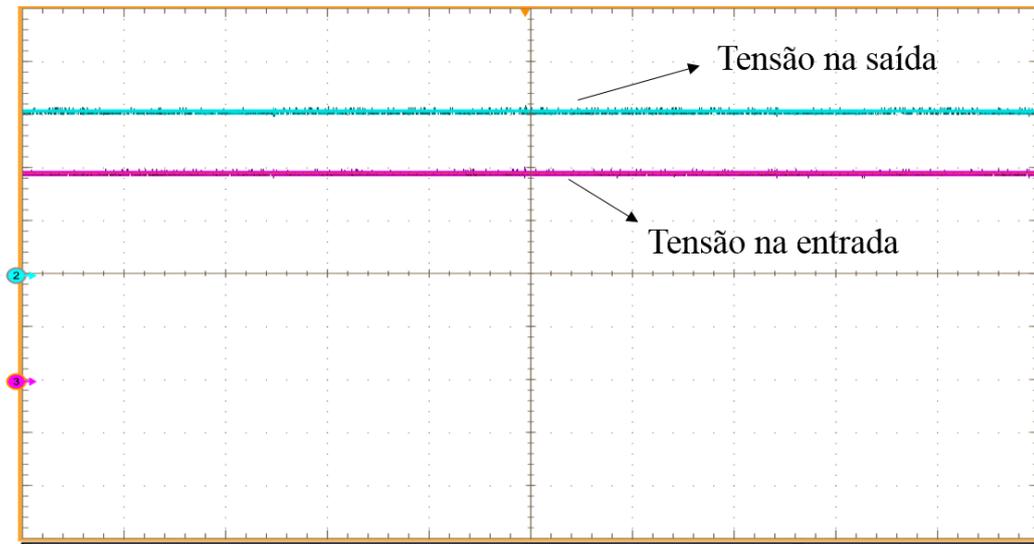


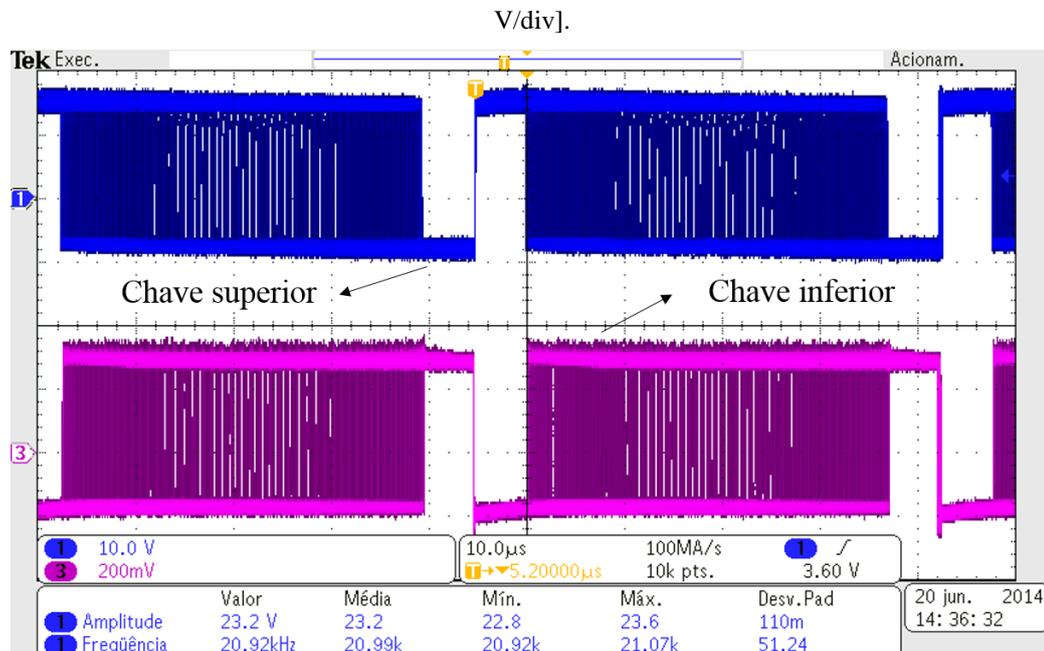
Figura 4.36 – Tensão na entrada e na saída do *Buck* [50 V/div].

4.2.2 Operação do conversor CC/CA em malha aberta

O conversor CC/CA operou inicialmente como inversor.

A Figura 4.37 apresenta as tensões de comando das chaves de um mesmo “braço” do inversor.

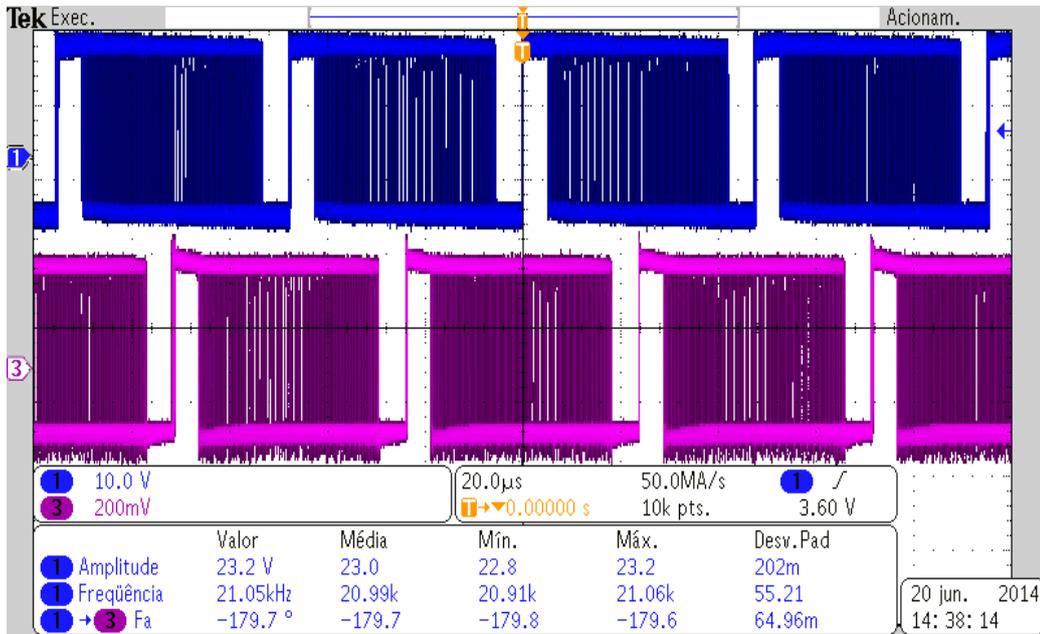
Figura 4.37 – Sinal de comando das chaves superior e inferior de um braço do inversor (saída do driver) [10



Pode ser observado na Figura 4.37 que as tensões que acionam das chaves de um mesmo “braço” do conversor são complementares, de modo que as duas chaves entrem em condução ao mesmo tempo, o que provocaria um curto-circuito na fonte.

A Figura 4.38 apresenta as tensões de acionamento das chaves superiores do inversor.

Figura 4.38 – Sinal de comando das chaves superiores do inversor (saída do *driver*) [10 V/div].

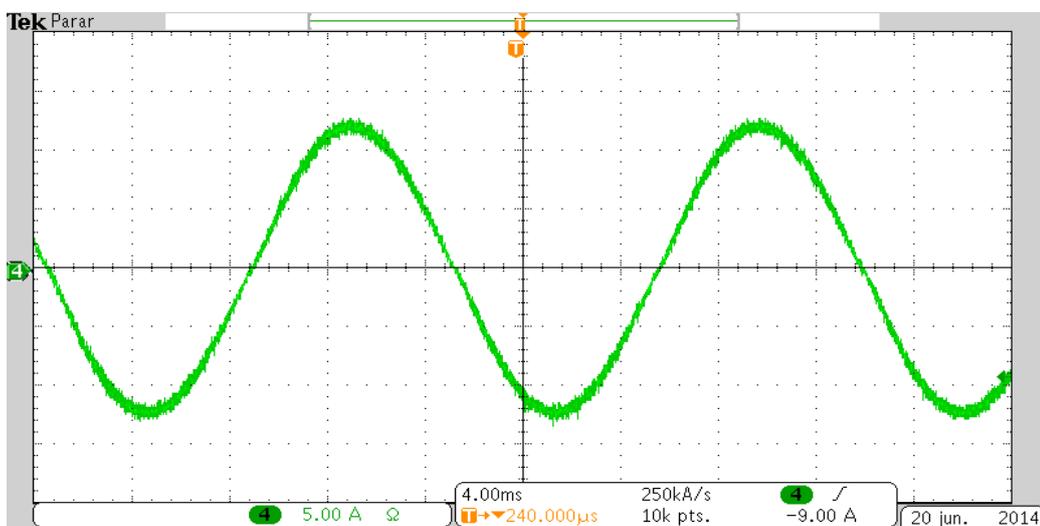


É possível verificar, na Figura 4.38, que as tensões que acionam as chaves estáticas superiores (ou inferiores) do conversor são defasadas de 180° (meio ciclo) entre si.

A Figura 4.39 apresenta a corrente na saída do inversor. Seu valor eficaz é de 8,63

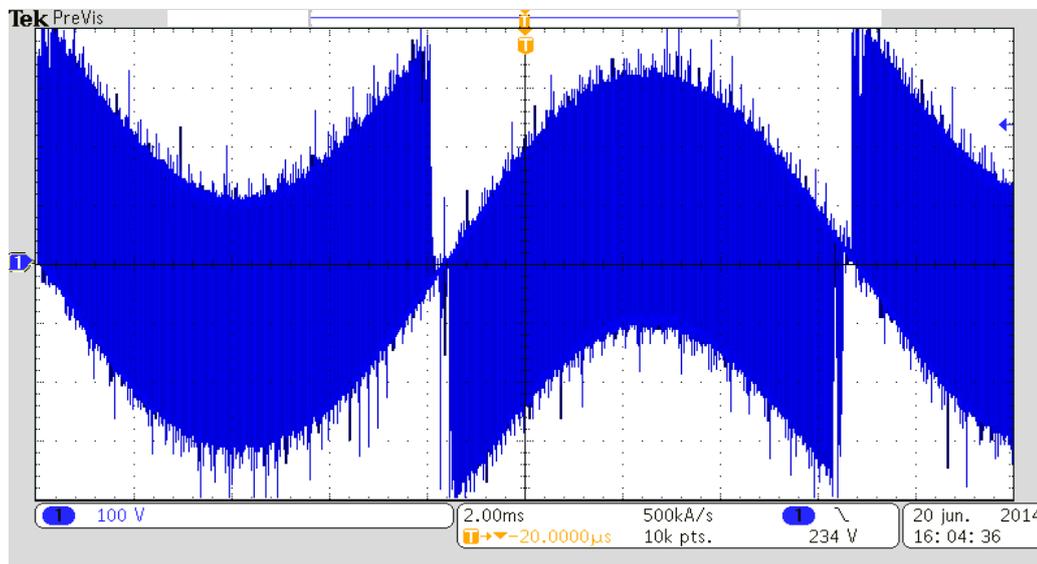
A.

Figura 4.39 – Corrente de saída do inversor [5 A/div]



Por fim, a Figura 4.40 mostra a tensão sobre o indutor do filtro L. Sua forma de onda se aproxima muito do observado na simulação (Figura 4.12).

Figura 4.40 – Tensão sobre o indutor de filtro L [100 V/div].



Operando como retificador *boost*, as tensões de entrada, de valor médio 400 V, e saída, de valor eficaz 218 V, são mostradas na Figura 4.41 e a corrente na entrada pode ser observada na Figura 4.42.

Figura 4.41 – Tensões da entrada e saída do retificador [100 V/div].

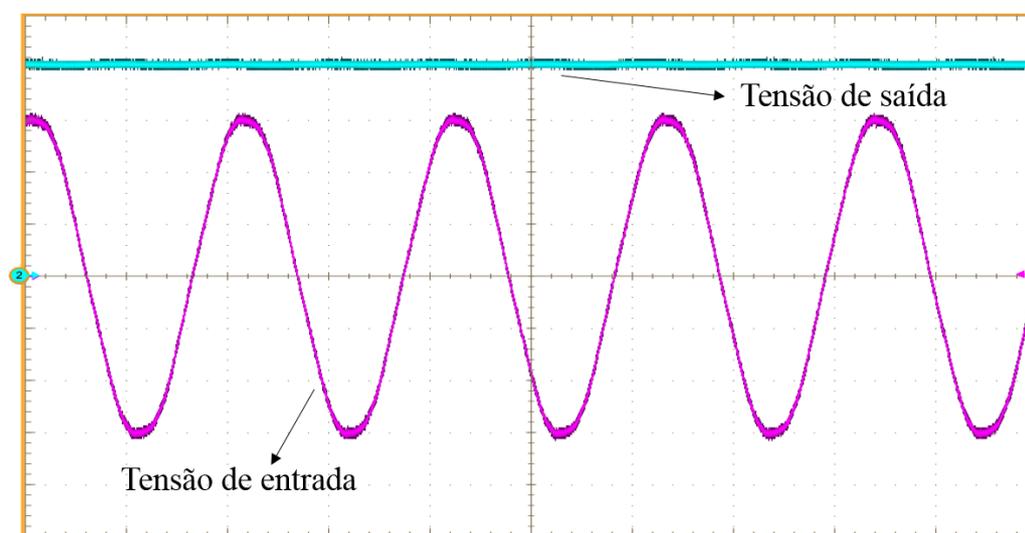
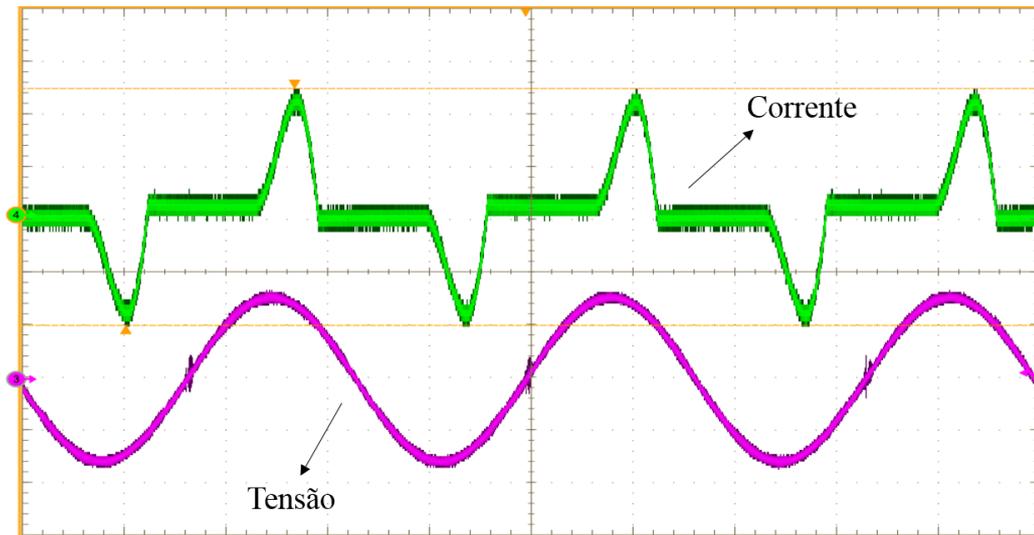


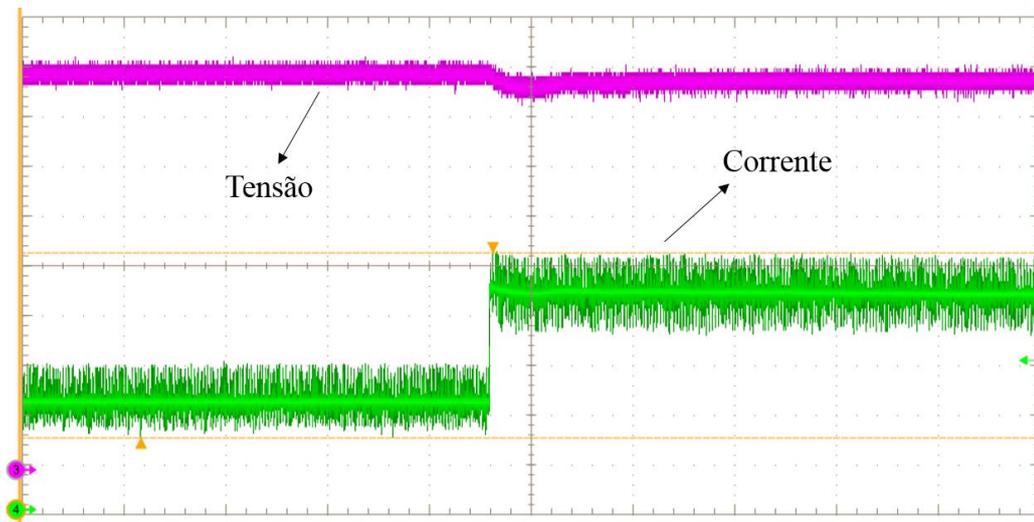
Figura 4.42 – Corrente [2 A/div] e tensão na entrada do retificador [100 V/div].



4.2.3 Operação do conversor completo em malha fechada

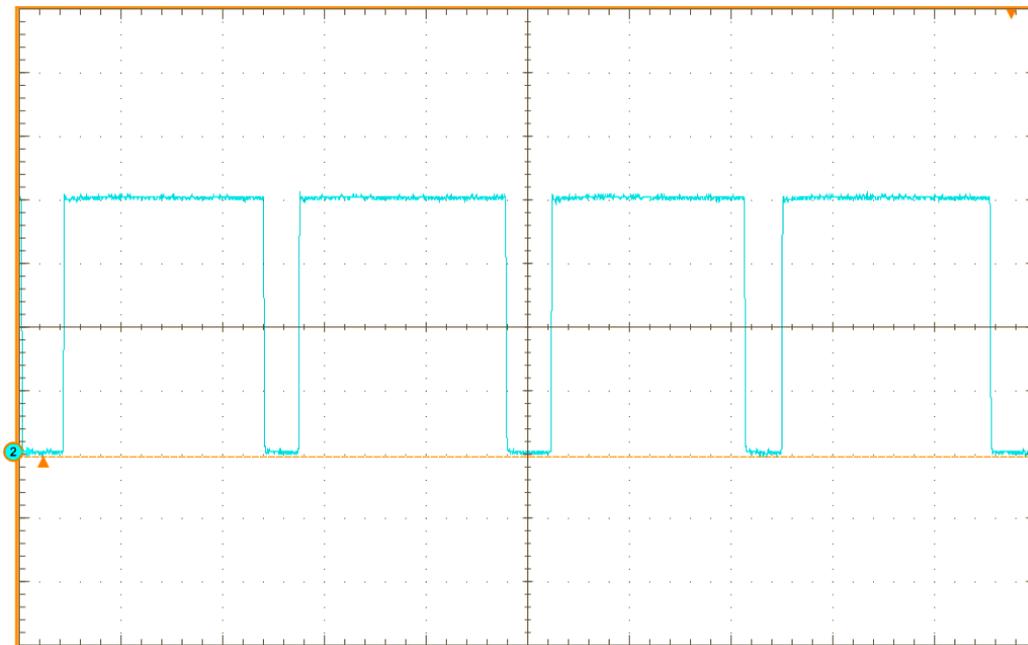
Primeiramente, foi operado o conversor CC/CC como *Boost* e de forma isolada. Como discutindo anteriormente, este conversor possui duas malhas de controle: uma de tensão e uma de corrente. Para testar seu funcionamento, foi realizado um degrau de carga, de 50% para 100% da nominal. O resultado é apresentado na Figura 4.43.

Figura 4.43 – Tensões na saída [100 V/div] e corrente na carga alimentada pelo *Boost* [2 A/div].



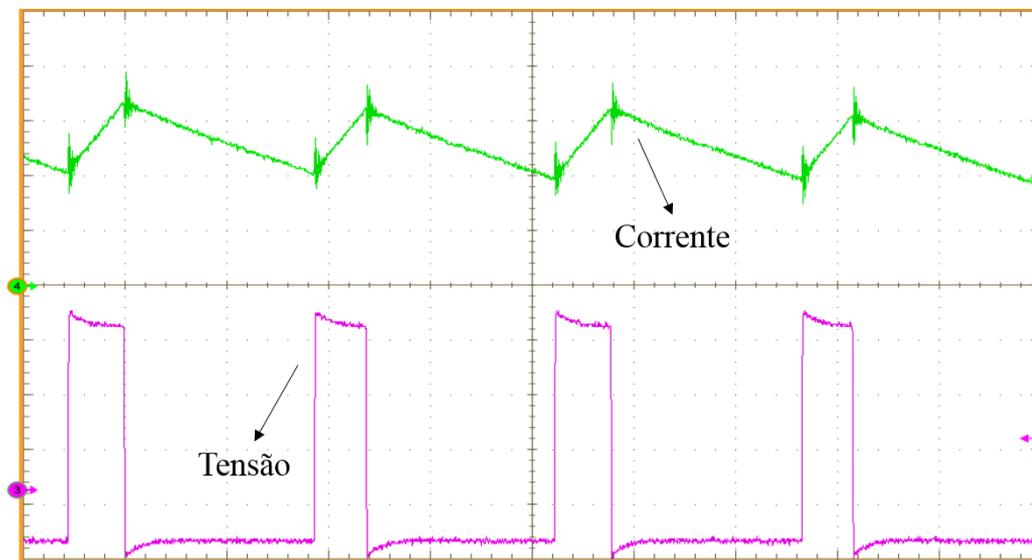
Observando a Figura 4.43, é possível verificar que o controle funcionou bem, mantendo a tensão no *link* CC praticamente inalterada. O tempo de resposta também foi adequado. Em regime estacionário, a tensão na chave principal é a que aparece na Figura 4.44. O valor de pico a pico é de aproximadamente 400 V.

Figura 4.44 – Tensão na chave principal do *Boost* [100 V/div].



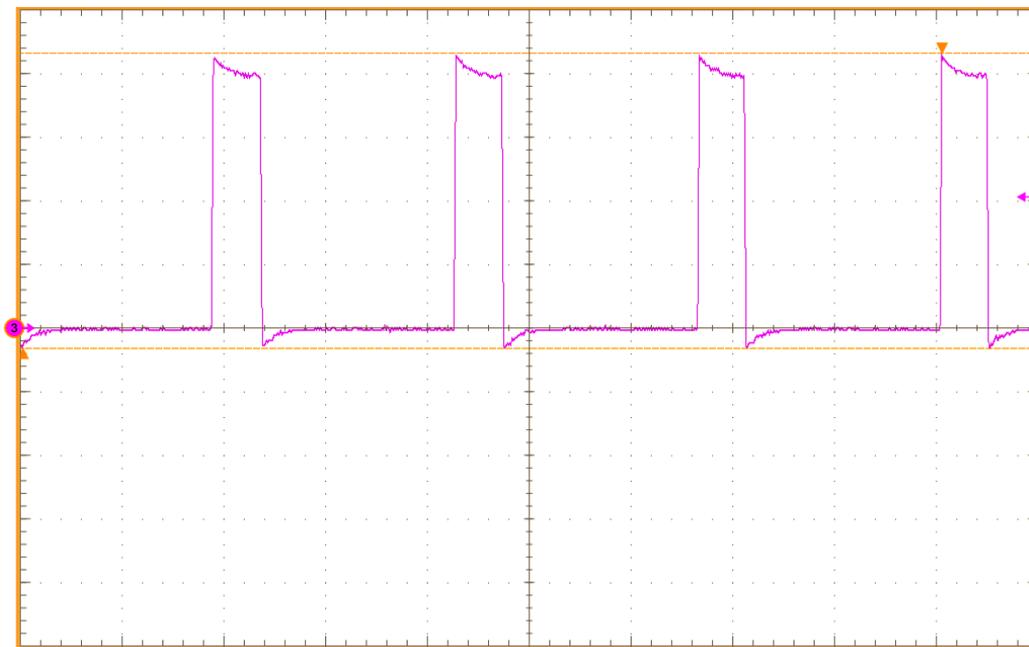
Ainda em situação de regime estacionário, a tensão e a corrente no indutor são mostradas na Figura 4.45.

Figura 4.45 – Tensão [50 V/div] e corrente no indutor do *Boost* [1 A/div].



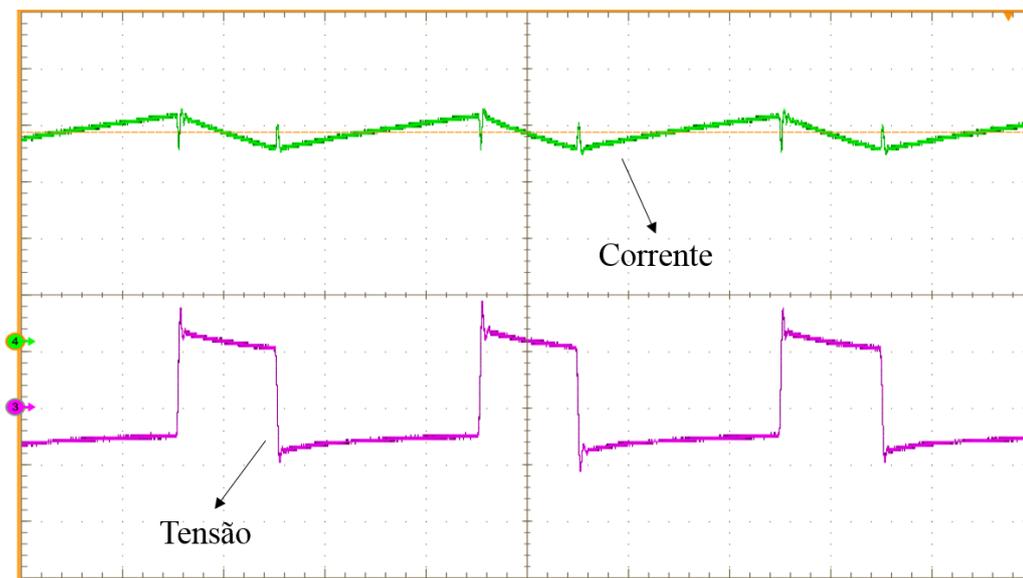
A tensão na chave principal do *Buck* é mostrada na Figura 4.46. O valor pico a pico é o mesmo do caso do *Boost*.

Figura 4.46 – Tensão na chave principal do *Buck* [100 V/div].



Por fim, as formas de onda da tensão e da corrente no indutor são mostradas na Figura 4.47.

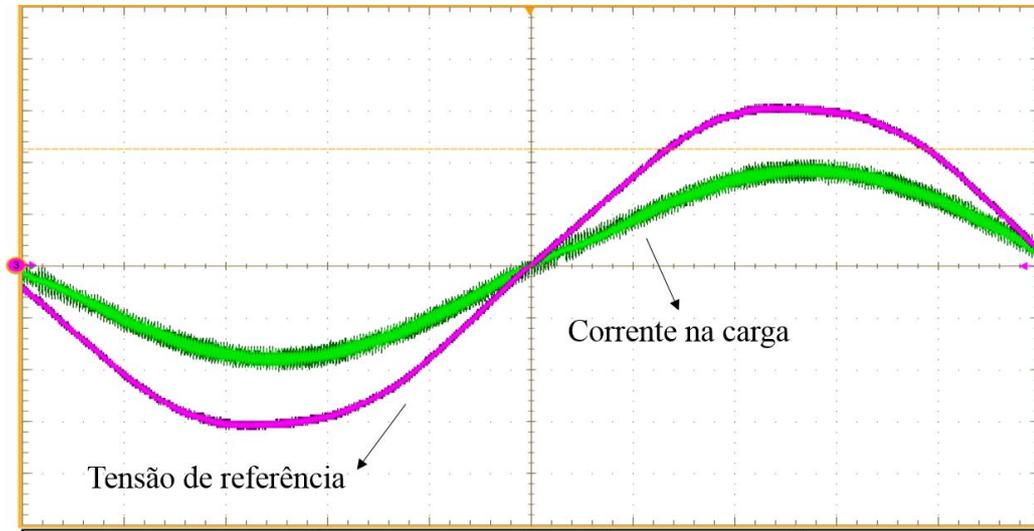
Figura 4.47 – Tensão [300 V/div] e corrente no indutor do *Buck* [2 A/div].



Após testar o controle do conversor CC/CC de forma isolada e de observar que a tensão no *link* CC permanecia estável mesmo com grandes variações de carga, interligou-se o conversor CC/CA para alimentar uma carga resistiva. Primeiramente, foi testada a modulação

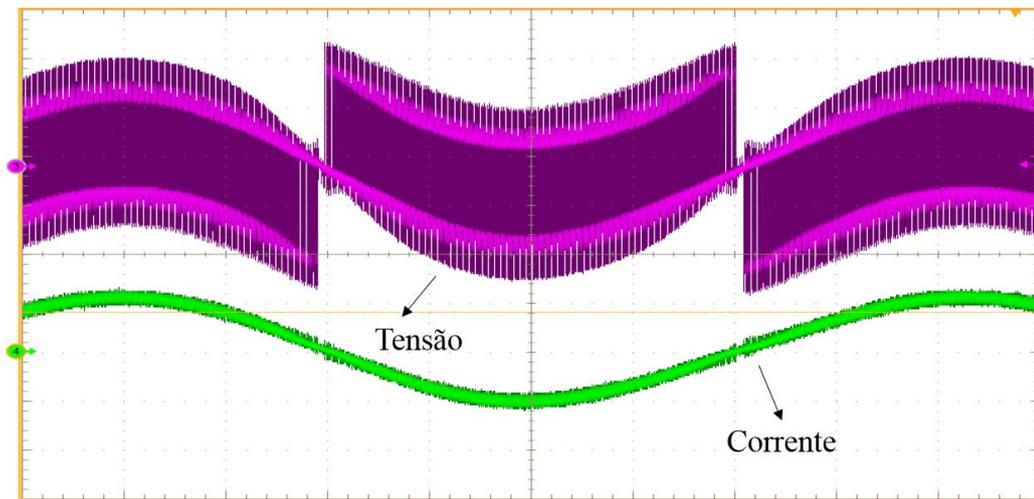
da corrente a ser fornecida à carga diretamente a partir da saída do *PLL*. Assim, o resultado foi o apresentado na Figura 4.48.

Figura 4.48 – Tensão de referência da rede [100 V/div] e corrente na carga [800 mA/div].



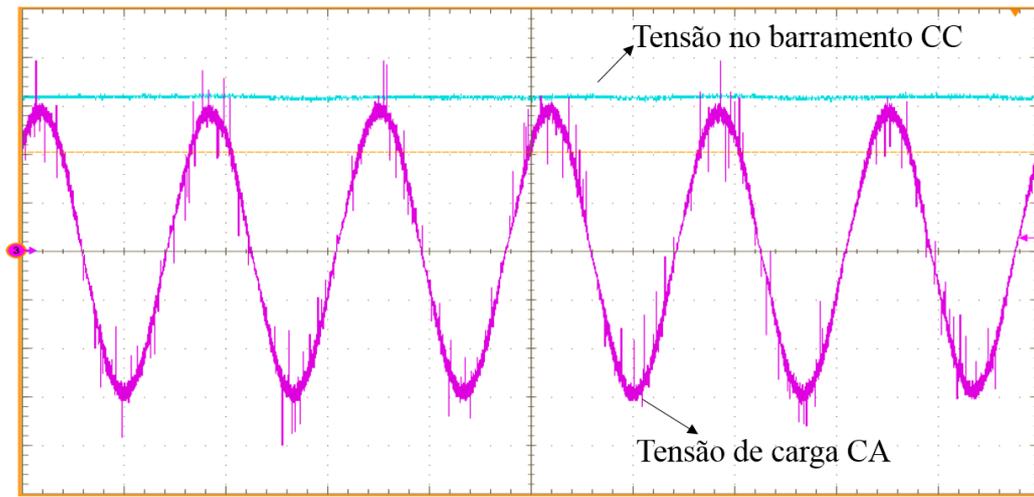
Esta corrente apresentada na Figura 4.48 tem um *THDi* de 2,9% e um fator de potência de 0,99. Na Figura 4.49, pode-se observar a tensão sobre o indutor do filtro L em comparação com a corrente que passa por ele.

Figura 4.49 – Tensão [100 V/div] e corrente no indutor do filtro L [3 A/div].



Na Figura 4.50 pode-se verificar as tensões nos extremos do conversor, ou seja, na entrada CC (barramento) e na carga CA.

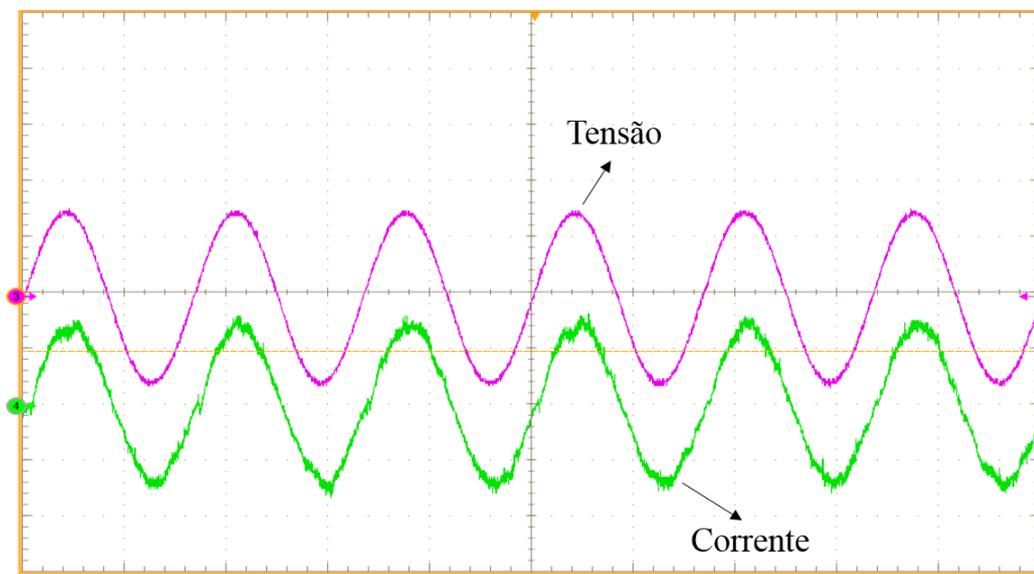
Figura 4.50 – Tensão do barramento CC e da carga CA [100 V/div].



A tensão no barramento CC é de 315 V (valor médio) e na carga é de 203 V_{rms}.

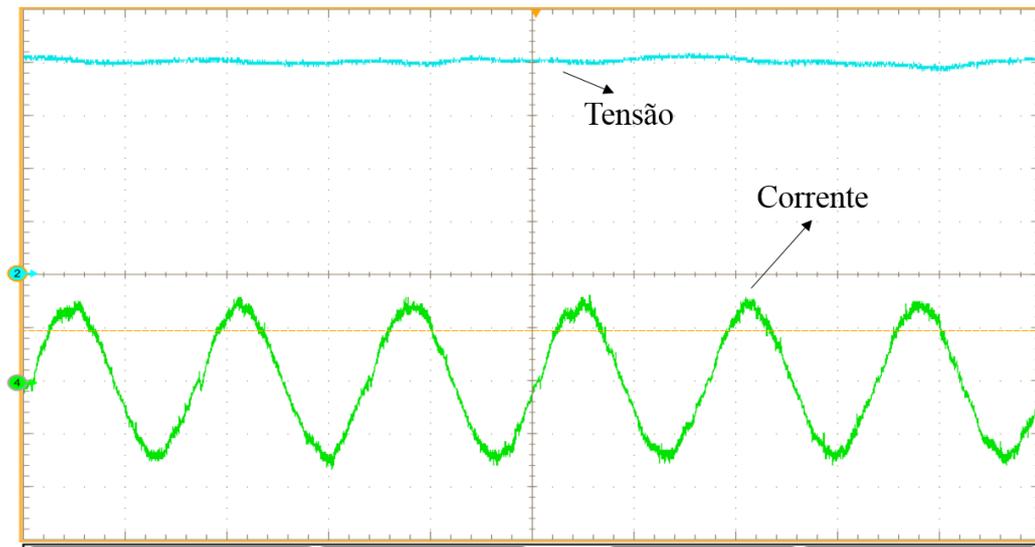
Por fim, quando o conversor CC/CA operou com sua malha de corrente, o resultado foi o apresentado na Figura 4.51, que faz a comparação entre a corrente e a tensão de referência (rede CA).

Figura 4.51 – Tensão de referência da rede [200 V/div] e corrente no indutor do filtro L [5 A/div].



Nesta situação, o *THDi* foi de 3,9% e o fator de potência foi de 0,98. A tensão no barramento CC e corrente na carga CA podem ser comparados na Figura 4.52.

Figura 4.52 – Tensão do barramento CC [100 V/div] e corrente na carga CA [5 A/div].



4.3 Considerações Finais

Neste capítulo, foram apresentados os resultados experimentais obtidos, tanto de simulação como de implementação.

O próximo capítulo apresentará as conclusões do trabalho desenvolvido.

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho, foi apresentada uma proposta de projeto de conversor CC/CA para conexão de um barramento CC de 311 V a um barramento CA de 220 V_{rms}, ambos integrantes de uma microrrede, estando o primeiro junto à fonte solar-fotovoltaica e o último junto à rede elétrica.

O conversor proposto apresentou resultados satisfatórios e teve seus objetivos parcialmente alcançados. Por meio deste estudo, foi possível entender a importância dos conversores CC/CA para interligação das fontes fotovoltaicas à rede elétrica.

Ficou comprovado, por meio de simulação e, principalmente, com a implementação do protótipo, que, com a estratégia de controle aplicada, é possível controlar o fluxo de potência (injetado ou retirado) e modular a corrente que flui entre os barramentos CC e CA da microrrede.

A distorção harmônica total da corrente fornecida pelo conversor em uma carga resistiva foi de 3,9%. O fator de potência apresentou valores adequados, de 0,98. A tensão no *link* CC também apresentou o comportamento previsto nas especificações, oscilando menos que 2% do seu valor médio e a corrente nos dois indutores se comportou de modo similar ao observado nas simulações. O rendimento medido no conversor CC/CC foi de 96,4% operando em condição nominal. No conversor CC/CA (incluindo o indutor do filtro L), o rendimento obtido foi de 94,4%. Assim, o rendimento global foi de 91%.

Como sugestão de trabalhos futuros, propõe-se: a interligação final com o barramento CA, após ajustes na malha de corrente do conversor CC/CA; a operação dos conversores no sentido do barramento CA para o CC; a utilização um controlador com mais recursos (FPGA, por exemplo), com o intuito de melhorar o sistema de controle; e o desenvolvimento de um sistema de controle mais complexo, visando possibilitar que o protótipo desenvolvido se aproxime de uma versão comercial e, assim, atenda todos os quesitos da legislação que trata da conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica, em especial a ABNT NBR 16149:2013.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

3TIER. **Global Mean Solar Irradiance**, 2011. Disponível em:

<http://www.3tier.com/static/ttcms/us/images/support/maps/3tiersolarirradiance.pdf>. Acessado em 27 de outubro de 2013.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL, **Atlas de Energia Elétrica do Brasil**, 2002.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL, <http://www.aneel.gov.br/>, Acessado em 31 de maio de 2014.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL: **Micro e minigeração distribuída: sistema de compensação de energia elétrica**, 2014.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL, **Por dentro da Conta de Luz: Informação de Utilidade Pública**, 2008.

ALBUQUERQUE, F. L.; MORAES, A. J.; GUIMARÃES, G. C.; SANHUEZA, S. M. R.; VAZE, A. R., **Photovoltaic solar system connected to the electric power grid operating as active power generator and reactive power compensator**, Solar Energy 84, 1310–1317, 2010.

ARRUDA, L. N., **Sistemas de Geração Distribuída de Energia Fotovoltaica**, 124p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 1999.

BARBI, I.; MARTINS, D. C., **Eletrônica de potência: Conversores CC-CC básicos não isolados**. 377p. 3ª edição, Edição dos autores, Florianópolis–SC, 2008.

BASCOPE, R. P. T., **Conversores PWM com controle de modo corrente média (average current mode control)**. Fortaleza – CE, 2009. Notas de Aula.

BALESTERO, J. P. R.; TOFOLI, F. L.; FERNANDES, R. C., **Power Factor Correction Boost Converter Based on the Three-State Switching Cell**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, Nº 3, 2012.

BERKELEY LAB: <http://building-microgrid.lbl.gov/about-microgrids/>, Acessado em 21 de agosto de 2014.

CENTRO DE PESQUISAS EM ENERGIA ELÉTRICA – CEPEL, **As Energias Solar e Eólica no Brasil**, 2013.

CLARKE, E., **Circuit Analysis of A-C Power Systems**, 2 vols., General Electric Co., Schenectady, N. Y., 1950.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA – EPE: **Análise da Inserção da Geração Solar na Matriz Elétrica Brasileira**, 2012.

EUROPEAN PHOTOVOLTAIC INDUSTRY ASSOCIATION: **Global Market Outlook: For Photovoltaics 2014-2018**, 2014.

FABIO L. ALBUQUERQUE, ADÉLIO J. MORAES, GERALDO C. GUIMARÃES, SÉRGIO M.R. SANHUEZA, ALEXANDRE R. VAZE, **Photovoltaic solar system connected to the electric power grid operating as active power generator and reactive power compensator**, *Solar Energy* 84, pp. 1310-1317, 2010.

HART, D. W., **Power Electronics**, 477p. New York–NY, McGraw-Hill Inc., 2011.

HE, M., XU, L., **Improved digital predictive control of switching dc-dc converters**, *IEEE Applied Power Electronics and Exposition*, pp. 1466-1471, 2007.

INTERNATIONAL RECTIFIER. Datasheet. <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irgp4063dpbf.pdf>. Acesso em: 10/10/2013.

JUCÁ, S. C. S.; CARVALHO, P. C. M., **Métodos de Dimensionamento de Sistemas Fotovoltaicos**. 84p., 1ª edição Espaço Científico Livre, 2013.

JUSTO, J. J.; MWASILU, F.; LEE, J.; JUNG, J. W., **AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: A review**, *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 24, 387–405, 2013.

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F., **A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules**, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 41, N° 5, 2005.

LAI, C. M.; PAN, C. T.; CHENG, M. C., **High-Efficiency Modular High Step-Up Interleaved Boost Converter for DC-Microgrid Applications**, *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. 48, N° 1, 2012.

MARTINS, D. C.; BARBI, I., **Eletrônica de potência: Introdução ao estudo dos conversores CC-CA**. 489p. 2ª edição, Edição dos autores, Florianópolis–SC, 2008.

MINISTÉRIO DE MEIO AMBIENTE – MMA: <http://www.mma.gov.br/>, Acessado em 28 de maio de 2014.

NEJABATKHAH, F.; DANYALI, S.; HOSSEINI, S. H.; SABAHI, M., NIAPOUR, S. M., **Modeling and Control of a New Three-Input DC–DC Boost Converter for Hybrid PV/FC/Battery Power System**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 27, Nº 5, 2012.

NETO, J. A. F.; BRITO JR, F. J. B.; JOCA, D. R.; NUNES, M. A. N.; TORRICO-BASCOPE, R. P., **A five-level NPC bidirectional converter based on multi-state switching cell operating as boost rectifier**. XII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, Gramado, 2013.

PINNE, J.; GRUBER, A.; RIGBERS, K., **Optimization and Comparative Evaluation of Two- and Three-Level Voltage-Source Topologies for Three-Phase Photovoltaic Inverters**. PCIM Europe, Nuremberg, 2013.

POMÍLIO, J. A. **Conversor Elevador de Tensão (Boost) como PFP**. Campinas: UNICAMP, 2007. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/pfp/Cap3.pdf>>. Acesso em: 29 nov. 2012.

ROSAS-CARO, J. C.; RAMIREZ, J. M.; PENG, F. Z.; VALDERRABANO, A., **A DC–DC multilevel boost converter**, IET POWER ELECTRON, Vol. 3, pp. 129-137, 2010.

SAHAN, B.; ARAÚJO, S. V.; NÖDING, C.; ZACHARIAS, P., **Comparative Evaluation of Three-Phase Current Source Inverters for Grid Interfacing of Distributed and Renewable Energy Systems**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 26, Nº 8, 2011.

SANTOS, H. A.; DIAS JÚNIOR, A. J. S.; ANTUNES, F. L. M., **Projeto de Conversor C.C.-C.A. Controlado para uma Microrrede**, V Congresso Brasileiro de Energia Solar, Recife, 2014.

SASSO, E. M.; SOTELO, G. G.; FERREIRA, A. A.; WATANABE, E. H.; AREDES, M.; BARBOSA, P. G., **Investigação dos Modelos de Circuitos de Sincronismo Trifásicos Baseados na Teoria das Potências Real e Imaginária Instantâneas (p-PLL e q-PLL)**, XIV Congresso Brasileiro de Automática, Setembro, 2002.

SCHIMPF, F.; NORUM, L. E., **Grid connected Converters for Photovoltaic, State of the Art, Ideas for Improvement of Transformerless Inverters**. Proceedings of the Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORPIE), 2008.

Sine Wave Plus Inverter/Charger Owner's Manual, Xantrex Technol. Inc., Burnaby, BC, Canada. Sep. 2003. 976-0043-01-02 Rev B. [Online]. Available. www.xantrex.com

VARELLA, F. K. O. M; CAVALIERO, C. K. N.; SILVA, E. P., **Energia Solar Fotovoltaica no Brasil: Incentivos Regulatórios**, *Revista Brasileira de Energia*, Vol. 14, Nº 1, p. 09–22, 2008.

VORPERIAN, V., **Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode**, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 26, Nº 3, pp. 490-496, 1990.

XIMENES, S. C., **Projeto de um conversor cc-ca trifásico para interligar um sistema fotovoltaico à rede elétrica**, (Dissertação de Mestrado), Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, 2012.

APÊNDICES

APÊNDICE A - Código para a obtenção das funções de transferência dos controladores dos conversores (*Matlab R2013a, da MathWork, Inc.*).

```

%% PROJETO DOS CONTROLADORES
clc
clear all
close all

%% ETAPA 1: FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIAS DA PLANTA
% ESPECIFICAÇÕES DO CIRCUITO DE POTÊNCIA
% Parâmetros globais
fs = 21e3;           % Frequência de chaveamento
fa1 = 42e3;          % Frequência de amostragem
ta1 = 1/fa1;         % Tempo de amostragem das malhas
                    % de corrente

% CONVERTOR CC-CC
% Especificações do conversor
Vi = 311;            % Tensão de entrada
Vo = 400;            % Tensão de saída
Po = 2000;           % Potência nominal de saída
n=0.95;             % Rendimento do Conversor
Pin = Po/n;          % Potência nominal de entrada
D = 1-(Vi/Vo);       % Razão cíclica nominal
D1 = 1-D;            % D linha
Lb = 1e-3;           % Indutância do Indutor do Boost
C = 4*470e-6;        % Capacitância
Cs = 680e-6;         % Capacitância
Rc = 0.280/4;        % Rse dos capacitores
R = (Vo^2)/Po;       % Resistência de carga
Rs = (Vi^2)/Po;

% CONVERTOR CC-CA (INVERSOR)
% Especificações do conversor
Vin = 400;
Vout = 220;
Po = 2000;           % Potência nominal de saída
n=0.95;             % Rendimento do Conversor
Pin = Po/n;          % Potência nominal de entrada
dvin = 7.4;
fr = 60;
Cin = Pin/(2*pi*fr*Vin*dvin);
L = 2e-3;
Rein = 0.01;
M = sqrt(2)*Vout/Vin;

% GANHOS DOS SENSORES
Ibref = 2000/311;    % valor de referência
hv = 1/100;         % ganho do sensor de tensão

```

```

hi = 4/100; % ganho do sensor de corrente
Kad = (32*1024-1)/5; % ganho do ADC (notação Q.15)

% DSPIC30f4011
pre_pwm = 1/1;
PLL = 16;
fcy = PLL*7.3728e6/4;
pwm = (fcy/(21e3*2*pre_pwm)) - 1;

Kpwm = 1/(2*pwm); % modulador PWM

% Ganho total
ganho = hi*Kad*Kpwm; % ganho total de laço aberto

% (BOOST)
% Função transferência da malha de corrente - Il(s)/d(s)(simplificado)
num = Vo;
den = [Lb 0];
Gib1 = ganho*tf(num,den); % FTi (Il/d)
Gibz1 = c2d(Gib1,ta1,'zoh');

% Função transferência da malha de tensão - Vo(s)/IL(s)
D1 = 1 - D;
% num = [-(R+Rc)*Lb*Rc*C (R*R*D1*D1*Rc*C-(R+Rc)*Lb) R*R*D1*D1];
% den = (R*D1 + Rc)*[(R+Rc)*C (R*D1/(R*D1+Rc))+1];
num = [D1*R*Rc*C,D1*R];
den = [(R+Rc)*C,1];
Gvi3 = (hv/hi)*tf(num,den); % FTi (Vo/Il)
Gviz3 = c2d(Gvi3,ta1,'tustin');

% (BUCK)
% Função transferência da malha de corrente - Il(s)/d(s)(simplificado)
num = Vi;
den = [Lb 0];
Gib2 = ganho*tf(num,den); % FTi (Il/d)
Gibz2 = c2d(Gib2,ta1,'zoh');

% (INVERSOR)
% Função transferência da malha de corrente - Il(s)/d(s)(simplificado)
num = Vo;
den = [Lo 0];
Gi = ganho*tf(num,den); % FTi (Il/d)
Giz = c2d(Gi,ta1,'zoh');

% (INVERSOR)
% Função transferência da malha de tensão - Zin(s)
num = (M*Vin*Vin/Pin)*[Cin*Rein 1];
den = [((Vin*Vin/Pin)+Rein)*Cin 1];
Gv = (hv/hi)*tf(num,den); % FTv (Zo)
Gvz = c2d(Gv,ta1,'zoh');

%% ETAPA 2: CONTROLADORES DISCRETOS
fprintf('Controlador PI - BOOST (corrente):\n')

```

```

% (BOOST)
% Projeto do controlador PI
wci = 2*pi*fs/6;
opts = pidtuneOptions('PhaseMargin',90);
[Cib1,info] = pidtune(Gibz1,'pi',wci,opts);
Cib1 = tf(Cib1); % formato de função de transferência
display(Cib1)
display(info)
fprintf('.....\n')

fprintf('Controlador PI - BUCK (corrente):\n')
% (BUCK)
% Projeto do controlador PI
wci = 2*pi*fs/6;
opts = pidtuneOptions('PhaseMargin',90);
[Cib2,info] = pidtune(Gibz2,'pi',wci,opts);
Cib2 = tf(Cib2); % formato de função de transferência
display(Cib2)
display(info)
fprintf('.....\n')

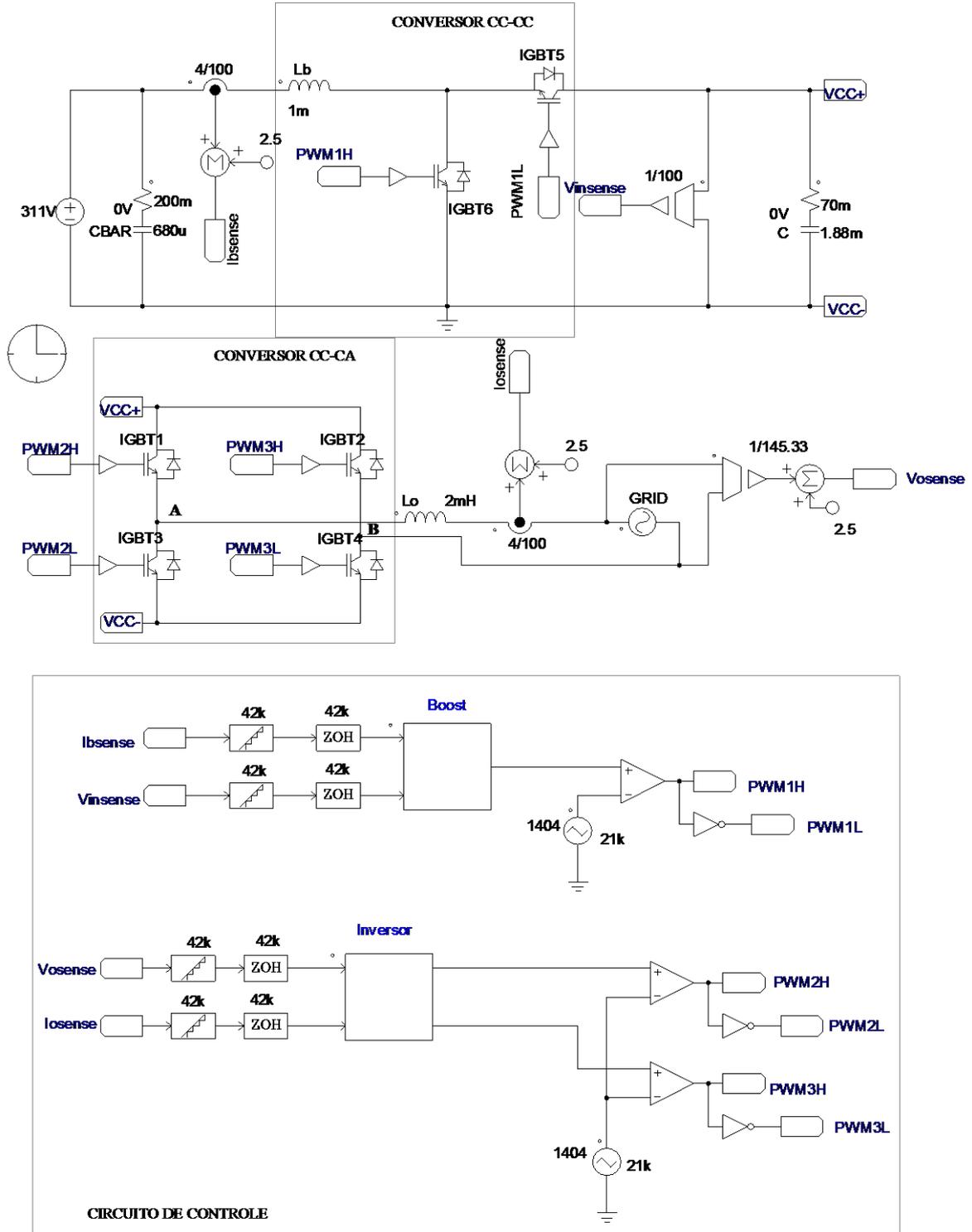
fprintf('Controlador PI - BOOST (tensão):\n')
% (BOOST)
% Projeto do controlador PI
wci = 2*pi*10;
opts = pidtuneOptions('PhaseMargin',90);
[Cvi,info] = pidtune(Gviz3,'pi',wci,opts);
Cvi = tf(Cvi); % formato de função de transferência
display(Cvi)
display(info)
fprintf('.....\n')

fprintf('Controlador PI de corrente - INVERSOR:\n')
% Projeto do controlador PI
wci = 2*pi*fs/4;
opts = pidtuneOptions('PhaseMargin',90);
[Ciz,info] = pidtune(Giz,'pi',wci,opts);
Ciz = tf(Ciz); % formato de função de transferência
display(Ciz)
display(info)
fprintf('.....\n')

fprintf('Controlador PI de tensão - INVERSOR:\n')
% (INVERSOR)
% Projeto do controlador PI - Malha de tensão
wcv = 2*pi*10;
opts = pidtuneOptions('PhaseMargin',90);
[Cvz,info] = pidtune(Gvz,'pi',wcv,opts);
Cvz = tf(Cvz); % formato de função de transferência
display(Cvz)
display(info)
fprintf('.....\n')

```

APÊNDICE B - Circuito de simulação do conversor em malha fechada utilizando o software de simulação PSIM.



```
// C-BLOCK (BOOST):
```

```
// Controlador PI da malha de corrente do conversor CC-CC Boost
```

```
static double PI_BOOST[3] = {0.2921,-0.2894,1}; // coeficientes da equação das diferenças
static int ICC_REF = 0; // referência do controlador
static double CONTROL_BOOST[3] = {0,0,0}; // ek,ek1,uk1r
static double OUTPUT_BOOST = 0; // uk
```

```
// Controlador PI da malha de tensão do conversor CC-CC Boost
```

```
static double PI_BOOST2[3] = {0.6077,-0.6076,1}; // coeficientes da equação das diferenças
static int VCC_REF = 26189; // referência do controlador
static double CONTROL_BOOST2[3] = {0,0,0}; // ek,ek1,ek2,uk1,uk2
static double OUTPUT_BOOST2 = 0; // uk
```

```
static int Ibsense = 0;
static int Vinsense = 0;
```

```
static double n = 0;
static int i = 0;
static int j = 0;
```

```
if (t>n/42000.){
n = n +1;
```

```
/**/ Malha de tensão do conversor CC-CC Boost***/
// CONTROL_BOOST2 = {ek,ek1,ek2,uk1,uk2}
```

```
Vinsense = 32*(in[1]);
CONTROL_BOOST2[0] = VCC_REF - Vinsense; // cálculo do ek
```

```
OUTPUT_BOOST2 = 0;
for(j=0;j<3;j++)
{
OUTPUT_BOOST2 = OUTPUT_BOOST2 + PI_BOOST2[j]*CONTROL_BOOST2[j];
}
```

```
CONTROL_BOOST2[1] = CONTROL_BOOST2[0]; // ek1 = ek
CONTROL_BOOST2[2] = OUTPUT_BOOST2; // uk1 = uk
```

```
ICC_REF = OUTPUT_BOOST2;
```

```
/**/ Malha de corrente do conversor CC-CC Boost***/
// CONTROL_BOOST = {ek,ek1,uk1}
```

```
Ibsense = 32*(in[0] - 512);
CONTROL_BOOST[0] = ICC_REF - Ibsense; // cálculo do ek
```

```
OUTPUT_BOOST = 0;
for(i=0;i<3;i++)
{
OUTPUT_BOOST = OUTPUT_BOOST + PI_BOOST[i]*CONTROL_BOOST[i];
}
```

```

CONTROL_BOOST[1] = CONTROL_BOOST[0];    // ek1 = ek

if(OUTPUT_BOOST < 0) OUTPUT_BOOST = 0;
if(OUTPUT_BOOST > 702) OUTPUT_BOOST = 702;

CONTROL_BOOST[2] = OUTPUT_BOOST;        // uk1 = uk
}

out[0] = OUTPUT_BOOST;

out[1] = OUTPUT_BOOST2;

// C-BLOCK (INVERSOR):

// Sincronismo com a rede PLL
static int Ibeta = 0, Ialfa[128] = {26,51,76,100,125,149,173,196,219,242,264,285,305,325,344,363,
380,396,412,426,440,452,463,474,483,490,497,503,507,510,512,512,
512,510,507,503,497,490,483,474,463,452,440,426,412,396,380,363,
344,325,305,285,264,242,219,196,173,149,125,100,76,51,26,1,
-25,-50,-75,-99,-124,-148,-172,-195,-218,-241,-263,-284,-304,-324,-343,-362,
-379,-395,-411,-425,-439,-451,-462,-473,-482,-489,-496,-502,-506,-509,-511,-512,
-511,-509,-506,-502,-496,-489,-482,-473,-462,-451,-439,-425,-411,-395,-379,-362,
-343,-324,-304,-284,-263,-241,-218,-195,-172,-148,-124,-99,-75,-50,-25,0};

static int Valfa = 0, Vbeta= 0, buffer[176], i = 0;
static int u = 0;
static int unsigned theta = 0, thetaprev = 0;

// integrador com reset
static int Ki_PLL = 211;

// PI do q-PLL
static int PI_PLL[3] = {15406,-15360,32767};           // coeficientes da eq das diferenças
static int CONTROL_PLL[3] = {0,0,0};                 // ek,ek1,uk1
static int OUTPUT_PLL = 0;                           // uk

// Produto alfa e beta
static int vetorV[2] = {0,0};
static int vetorI[2] = {0,0};

// Controlador PI da malha de corrente do conversor CC-CA
static int PI_CORRENTE[3] = {11547,-11485,32767};     // coeficientes da eq das diferenças
static int CONTROL_CORRENTE[3] = {0,0,0};            // ek,ek1,uk1
static int OUTPUT_CORRENTE = 0;                       // uk

static int Vosense = 0, Iosense = 0;

static double n = 0;
static int j = 0;

if (t>n/42000.){
n = n +1;

```

```

Vosense = in[0] - 512;
Iosense = in[1] - 512;

/** Malha de sincronismo com a rede */
//Passo 1: Tensões Valfa e Vbeta
Valfa = Vosense;
buffer[i] = Valfa;
if(i<175)
{
    Vbeta = buffer[i+1];
    i = i+1;
}
else
{
    Vbeta = buffer[0];
    i = 0;
}

//Passo 2: Ialfa e Ibeta
if (theta < 96) Ibeta = Ialfa[theta + 32];
else Ibeta = Ialfa[theta - 96];

//Passo 3: Integrador com reset
u = OUTPUT_PLL;

theta = (Ki_PLL*u)/32768;
theta = theta + thetaprev;

if (theta < 0) theta = 0;
if (theta > 32767) theta = 0;

thetaprev = theta;
theta = theta/256;

//Passo 4: PI do q-PLL

vetorV[0] = Valfa;
vetorV[1] = Vbeta;
vetorI[0] = Ibeta;
vetorI[1] = Ialfa[theta];

CONTROL_PLL[0] = (vetorV[1]*vetorI[1])/32 + (vetorV[0]*vetorI[0])/32;           // cálculo do
ek

OUTPUT_PLL = 0;
for(j=0;j<3;j++)
{
    OUTPUT_PLL = OUTPUT_PLL + (PI_PLL[j]*CONTROL_PLL[j])/32768;
}

CONTROL_PLL[1] = CONTROL_PLL[0];           // ek1 = ek
CONTROL_PLL[2] = OUTPUT_PLL;             // uk1 = uk

/** Malha de corrente do conversor CC-CA */

```

```

// CONTROL_CORRENTE = {ek,ek1,uk1 }

Iosense = 32*Iosense;
CONTROL_CORRENTE[0] = 9*Ialfa[theta] - Iosense;           // cálculo do ek
OUTPUT_CORRENTE      = (PI_CORRENTE[0]*CONTROL_CORRENTE[0])/32768 +
(PI_CORRENTE[1]*CONTROL_CORRENTE[1])/32768 + CONTROL_CORRENTE[2];
CONTROL_CORRENTE[1] = CONTROL_CORRENTE[0];               // ek1 = ek

if(OUTPUT_CORRENTE < -702) OUTPUT_CORRENTE = -702;
if(OUTPUT_CORRENTE > +702) OUTPUT_CORRENTE = +702;

CONTROL_CORRENTE[2] = OUTPUT_CORRENTE;                   // uk1 = uk
}

out[0] = OUTPUT_CORRENTE + 702;

out[1] = Ialfa[theta];

out[2] = -OUTPUT_CORRENTE + 702;

```

**APÊNDICE C - Código em linguagem C e Assembly implementado no dsPIC 30F4011
(Microchip).**

```

/** MALHA DE SINCRONISMO COM A REDE */
//PASSO 1: TENSÕES VALFA E VBETA
VALFA = VOSENSE;
BUFFER[I] = VALFA;
IF(I<176)
{
    VBETA = BUFFER[I+1];
    I = I+1;
}
ELSE
{
    VBETA = BUFFER[0];
    I = 0;
}

//PASSO 2: IALFA E IBETA
IF (THETA < 96)
    IBETA = IALFA[THETA + 32];
ELSE
    IBETA = IALFA[THETA - 96];

//PASSO 3: INTEGRADOR COM RESET
U = OUTPUT_PLL;
THETA = INTEGRADOR()/2;
THETA = THETA + THETAPREV;
IF (THETA < 0) THETA = 0;
THETAPREV = THETA;
THETA = THETA/256;

//PASSO 4: PI DO Q-PLL
CORCON = 0X00F1; // COMPUTA INTEIROS SINALIZADOS E
ATIVA SATURAÇÃO DOS ACUMULADORES ACC
VETORV[0] = VALFA;
VETORV[1] = VBETA;
VETORI[0] = IBETA;
VETORI[1] = IALFA[THETA];
CONTROL_PLL[0] = 8*ERRO_PLL(); // CÁLCULO DO EK
OUTPUT_PLL = CONTROL_PI_PLL();
CONTROL_PLL[1] = CONTROL_PLL[0]; // E(K-1) = E(K)
CONTROL_PLL[2] = OUTPUT_PLL; // U(K-1) = U(K)

/** MALHA DE CORRENTE DO CONVERSOR CC-CA */
CORCON = 0X00F1; // COMPUTA INTEIROS SINALIZADOS
E ATIVA SATURAÇÃO DOS ACUMULADORES ACC
IOSENSE = 32*IOSENSE;
CONTROL_CORRENTE[0] = 8*IALFA[THETA] - IOSENSE; // CÁLCULO DO
E(K)

OUTPUT_CORRENTE = CONTROL_PI_CORRENTE();
CONTROL_CORRENTE[1] = CONTROL_CORRENTE[0]; // E(K-1) =
E(K)

```

```

IF(OUTPUT_CORRENTE < -650) OUTPUT_CORRENTE = -650;
IF(OUTPUT_CORRENTE > +650) OUTPUT_CORRENTE = +650;
CONTROL_CORRENTE[2] = OUTPUT_CORRENTE;          // U(K-1) = U(K)

/** MALHA DE TENSÃO DO CONVERSOR CC-CC BOOST***/
// CONTROL_BOOST_TENSAO = {EK,EK1,UK1}

CORCON = 0X00F1; // COMPUTA INTEIROS SINALIZADOS E ATIVA
SATURAÇÃO DOS ACUMULADORES ACC
VINSENSE = 32*VINSENSE;
CONTROL_BOOST_TENSAO[0] = VCC_REF - VINSENSE; //
CÁLCULO DO E(K)
OUTPUT_BOOST_TENSAO = CONTROL_PI_BOOST_TENSAO();
CONTROL_BOOST_TENSAO[1] = CONTROL_BOOST_TENSAO[0]; //
E(K-1) = E(K)
CONTROL_BOOST_TENSAO[2] = OUTPUT_BOOST_TENSAO; // U(K-
1) = U(K)
ICC_REF = OUTPUT_BOOST_TENSAO;

/** MALHA DE CORRENTE DO CONVERSOR CC-CC BOOST***/
// CONTROL_BOOST = {EK,EK1,UK1}
CORCON = 0X00F1; // COMPUTA INTEIROS SINALIZADOS E ATIVA
SATURAÇÃO DOS ACUMULADORES ACC
IBSENSE = 32*IBSENSE;
CONTROL_BOOST[0] = ICC_REF - IBSENSE; // CÁLCULO DO E(K)
OUTPUT_BOOST = CONTROL_PI_BOOST();
CONTROL_BOOST[1] = CONTROL_BOOST[0]; // E(K-1) = E(K)
IF(OUTPUT_BOOST < 0) OUTPUT_BOOST = 0;
IF(OUTPUT_BOOST > 702) OUTPUT_BOOST = 702;
CONTROL_BOOST[2] = OUTPUT_BOOST; // U(K-1) = U(K)

/** ATUALIZAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA ***/
PDC1 = OUTPUT_BOOST;
PDC2 = OUTPUT_CORRENTE + 702;
PDC3 = -OUTPUT_CORRENTE + 702;

.global _integrador ; declarando como label global "integrador"
_integrador: ; início da função "integrador"
push W8 ; salva na pilha o registrador W8
push W10 ; salva na pilha o registrador W10
mov #_Ki_PLL, W8 ; ponteiro para o elemento Ki2_PLL
mov #_u, W10 ; ponteiro para o elemento u
mov #_theta, W0 ; ponteiro para o elemento theta
mov #0, W4 ; limpa registrador W4
mov #0, W6 ; limpa registrador W6
clr A ; limpa acumulador ACCA
repeat #1
mac W4*W6, A, [W8]+=2, W4, [W10]+=2, W6 ; eq. das diferenças utilizando a máquina
DSP
sac.r A, #-1, W0 ; dividindo por 2^15 o resultado da eq. das diferenças
pop W10 ; retorna o valor original de W10 da pilha
pop W8 ; retorna o valor original de W8 da pilha

```



```

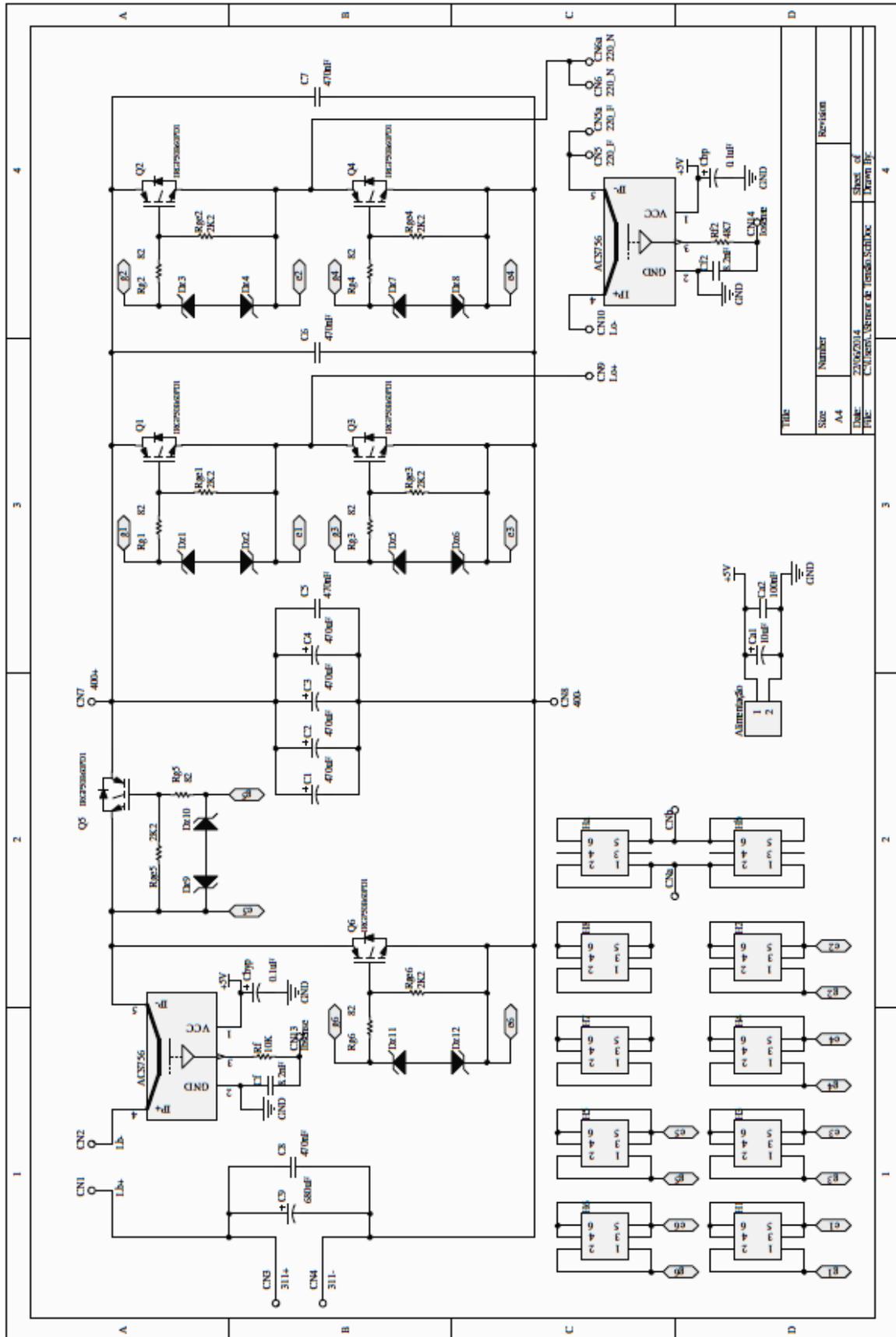
clr A ; limpa acumulador ACCA
repeat #3
mac W4*W6, A, [W8]+=2, W4, [W10]+=2, W6 ; eq. das diferenças utilizando a máquina
DSP
sac.r A, #-1, W0 ; dividindo por 2^15 o resultado da eq. das diferenças
pop W10 ; retorna o valor original de W10 da pilha
pop W8 ; retorna o valor original de W8 da pilha
return ; retorno da função

.global _control_PI_boost ; declarando como label global "control_PI_boost"
_control_PI_boost: ; início da função "control_PI_boost"
push W8 ; salva na pilha o registrador W8
push W10 ; salva na pilha o registrador W10
mov #_PI_BOOST, W8 ; ponteiro para o primeiro elemento do vetor PI_BOOST
mov #_CONTROL_BOOST, W10 ; ponteiro para o primeiro elemento do vetor
CONTROL_BOOST
mov #_OUTPUT_BOOST, W0 ; ponteiro para a variável OUTPUT_BOOST
mov #0, W4 ; limpa registrador W4
mov #0, W6 ; limpa registrador W6
clr A ; limpa acumulador ACCA
repeat #3
mac W4*W6, A, [W8]+=2, W4, [W10]+=2, W6 ; eq. das diferenças utilizando a máquina
DSP
sac.r A, #-1, W0 ; dividindo por 2^15 o resultado da eq. das diferenças
pop W10 ; retorna o valor original de W10 da pilha
pop W8 ; retorna o valor original de W8 da pilha
return ; retorno da função

.global _control_PI_boost_tensao ; declarando como label global
"control_PI_boost_tensao"
_control_PI_boost_tensao: ; início da função "control_PI_boost_tensao"
push W8 ; salva na pilha o registrador W8
push W10 ; salva na pilha o registrador W10
mov #_PI_BOOST_TENSAO, W8 ; ponteiro para o primeiro elemento do vetor
PI_BOOST__TENSAO
mov #_CONTROL_BOOST_TENSAO, W10 ; ponteiro para o primeiro elemento do
vetor CONTROL_BOOST__TENSAO
mov #_OUTPUT_BOOST_TENSAO, W0 ; ponteiro para a variável
OUTPUT_BOOST_TENSAO
mov #0, W4 ; limpa registrador W4
mov #0, W6 ; limpa registrador W6
clr A ; limpa acumulador ACCA
repeat #3
mac W4*W6, A, [W8]+=2, W4, [W10]+=2, W6 ; eq. das diferenças utilizando a máquina
DSP
sac.r A, #-1, W0 ; dividindo por 2^15 o resultado da eq. das diferenças
pop W10 ; retorna o valor original de W10 da pilha
pop W8 ; retorna o valor original de W8 da pilha
return ; retorno da função
.end

```

APÊNDICE D - Diagrama esquemático da placa de potência.



APÊNDICE E - *Layout* da placa de potência.

