

Universidade Federal do Maranhão
Centro de Ciências Exatas e Tecnologia
Programa de Pós-graduação em Engenharia de
Eletricidade

Inversor Bidirecional para Controle de Fluxo de
Potência em Minirredes com Geração Distribuída

Felipe Simões Freitas e Silva

São Luís - Abril/2014

Felipe Simões Freitas e Silva

Inversor Bidirecional para Controle de Fluxo de Potência em Minirredes com Geração Distribuída

Dissertação de Mestrado submetida à coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Eletricidade da Universidade Federal do Maranhão como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Eletricidade.

Área de Concentração: Automação e Controle

DSc. Luiz Antonio de Souza Ribeiro

Orientador

São Luís, Maranhão, Brasil.

Silva, Felipe Simões Freitas e.

Inversor bidirecional para controle de fluxo de potência em minirredes com geração distribuída/ Felipe Simões Freitas e Silva. – São Luís, 2014.

182 f.

Orientador: Luiz Antonio de Souza Ribeiro.

. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Maranhão, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2014.

1. Conversores bidirecionais. 2. Conversores CC-CA. 3. Minirredes. 4. Sistema de abastecimento. I. Título.

CDU 621.311.18

Inversor Bidirecional Para Controle De Fluxo De Potência Em Minirredes Com Geração Distribuída

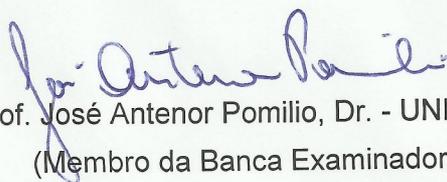
Felipe Simões Freitas e Silva

Dissertação de Mestrado apresentada em 25 de abril de 2014.

Banca Examinadora



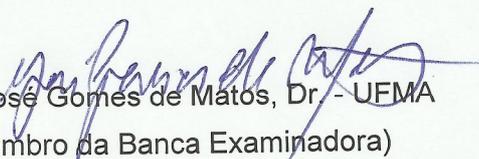
Prof. Luiz Antonio de Souza Ribeiro, DSc. - UFMA
(Orientador)



Prof. José Antenor Pomilio, Dr. - UNICAMP
(Membro da Banca Examinadora)



Prof. João Viana da Fonseca Neto, Dr. - UFMA
(Membro da Banca Examinadora)



Prof. José Gomes de Matos, Dr. - UFMA
(Membro da Banca Examinadora)

São Luís, Maranhão, Brasil.
Abril de 2014

Agradecimentos

Gostaria de agradecer em primeiro lugar a Deus, pelo dom da vida e por ter me permitido chegar até aqui.

Aos meus pais, Milton de Freitas e Silva Filho e Maria Helena Simões Freitas e Silva, não poderia deixar de manifestar minha eterna gratidão pelo amor e dedicação diários a mim dedicados, pelo apoio nos momentos difíceis e principalmente pelo dar o exemplo que me serve de norte desde que nasci.

Ao meu professor e orientador, Dr. Luiz Antonio de Souza Ribeiro, peça fundamental na elaboração deste trabalho, gostaria de agradecer profundamente pela confiança em mim depositada, pela disponibilidade e paciência nos momentos de dificuldade e principalmente pelo incentivo e estímulo em buscar sempre o melhor em mim mesmo.

Ao professor José Gomes de Matos, elemento chave na minha formação acadêmica, gostaria de agradecer pela disponibilidade, sabedoria e cordialidade com que sempre me atendeu, nas mais diversas ocasiões.

Aos companheiros de laboratório e amigos, Guilherme de Carvalho Farias, João Victor Mapurunga Caracas, Luís Felipe Teixeira Moreira, Marcel Soares Lima e Wilson Pereira Martins Neto, agradeço pela constante ajuda e cooperação, e principalmente pela amizade e companheirismo diários.

Aos meus familiares e amigos, sou grato pelo constante incentivo e torcida, que com certeza servem de estímulo para atingir meus objetivos.

À minha doce e querida namorada, Kassandra Gonçalves Serra, peça essencial da minha vida, não poderia deixar de agradecer pela cumplicidade, suporte, paciência, amparo, torcida e carinho a mim dedicados, não só nesta importante etapa da minha vida profissional, mas em todas os momentos mais simples do nosso dia-a-dia.

À UFMA e ao CNPQ, gostaria de agradecer pelo apoio financeiro.

Resumo

Resumo da Dissertação apresentada ao PPGEE/UFMA como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M. Sc.)

Inversor Bidirecional para Controle de Fluxo de Potência em Minirredes com Geração Distribuída

Felipe Simões Freitas e Silva

Abril/2014

Orientador: Prof. DSc. Luiz Antonio de Souza Ribeiro

Esta dissertação apresenta o estudo, modelagem e montagem de um conversor bidirecional CC-CA trifásico de múltiplos estágios, projetado para operar como interface entre um sistema de armazenamento e uma minirrede isolada. O conversor consiste de dois estágios de conversão: um estágio de conversão CC-CC, implementado com um conversor *buck-boost* de meia ponte, que opera em modo *buck* ou *boost* (durante o carga ou descarga do sistema de armazenamento, respectivamente), e um estágio de conversão CC-CA composto por um conversor CC-CA trifásico. Os dois estágios são conectados por um elo CC, que funciona como um elemento de desacoplamento de potência. Isolção galvânica é obtida através de um transformador de baixa frequência. Uma estratégia de controle é utilizada na qual o estágio CC-CC controla a tensão do elo CC enquanto o estágio CC-CA controla a tensão e a frequência da minirrede, atuando, portanto, como um conversor formador de rede (CFR). Um protótipo foi montado e testado em diferentes situações. Resultados de simulação e de testes de bancada são mostrados.

Palavras-Chave

Conversores bidirecionais, conversores CC-CA, minirredes, sistema de armazenamento.

Abstract

Abstract of Dissertation presented to PPGEE/UFMA as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M. Sc.)

Bidirectional Inverter for Power Flux Control in Microgrids with Distributed Generation

Felipe Simões Freitas e Silva

April/2014

Advisor: Prof. DSc. Luiz Antonio de Souza Ribeiro

This work presents the study, modelling and assembling of a three-phase bidirectional DC-AC converter suitable for operating as an interface between an energy storage system based on a battery bank and an isolated microgrid. The converter consists of two stages: a DC-DC stage implemented with a bidirectional half-bridge converter that operates on buck or boost mode (during charge or discharge of the ESS, respectively), and a DC-AC full-bridge three-phase bidirectional inverter. The two stages are connected through a DC link, which also works as a power-decoupling element. Isolation from the microgrid is obtained with a Δ -Y low frequency transformer. A control strategy is proposed where the DC-DC stage regulates the DC link voltage level while the DC-AC controls the three-phase output voltage and frequency, therefore acting as a grid-forming converter (GFC). A 15kW prototype was successfully built and tested in different situations. Simulation and experimental results are shown.

Keywords

Bidirectional converters, DC-AC converters, microgrids, energy storage.

Sumário

1	Introdução.....	1
1.1	Contextualização do Trabalho	1
1.2	Escopo	4
1.3	Organização.....	5
2	Minirredes.....	7
2.1	Contextualização Histórica	7
2.2	Geração Distribuída.....	9
2.3	Minirredes.....	13
2.3.1	Elementos de uma minirrede.....	14
2.3.1.1	Interface de conexão	14
2.3.1.2	Barramento	15
2.3.1.3	Cargas	16
2.3.1.4	Unidades de geração distribuída	16
2.3.1.5	Sistema de armazenamento.....	17
2.3.1.6	Conversores chaveados	19
2.3.2	Operação.....	21
2.3.3	Controle.....	22
2.3.4	Outras questões	24
2.3.4.1	Proteção e detecção de falhas	24
2.3.4.2	Serviços auxiliares	24
2.3.4.3	Minirredes no mundo.....	25
2.4	Normas e Padrões.....	26
2.5	Conclusões	27

3	Revisão Bibliográfica	29
3.1	Conversores Bidirecionais	29
3.2	Conversores CC-CC bidirecionais não isolados.....	32
3.2.1	Conversores <i>buck-boost</i>	32
3.2.2	Conversores Ćuk, Zeta e SEPIC.....	35
3.3	Conversores CC-CA bidirecionais de único estágio não isolados.....	37
3.3.1	Inversor ponte completa.....	37
3.3.2	Inversor meia ponte	38
3.3.3	Inversor trifásico	39
3.4	Conversores CC-CA bidirecionais de único estágio isolados	40
3.4.1	Conversores CC-CA isolados em baixa frequência.....	40
3.4.2	Conversor CC-CA <i>Push-pull</i>	42
3.4.3	Conversores CC-CA por deslocamento de fase	42
3.5	Conversores CC-CC bidirecionais isolados em alta frequência.....	44
3.6	Conversores CC-CA bidirecionais de múltiplos estágios.....	46
3.6.1	Conversores CC-CC-CA.....	46
3.6.2	Conversores CC-CA-CC-CA	47
3.7	Conversores bidirecionais multiportas.....	48
3.8	Estrutura escolhida.....	49
3.8.1	Estágio de conversão CC-CC	50
3.8.1.1	Conversores CC-CC PWM	51
3.8.1.2	Operação do conversor	54
3.8.2	Estágio de conversão CC-CA	57
3.8.2.1	Modulação PWM trifásica.....	58
3.8.2.2	Filtro de saída	60

3.9	Conclusões	60
4	Projeto do conversor.....	62
4.1	Especificações	62
4.2	Estágio de conversão CC-CA	70
4.2.1	Filtro de saída.....	73
4.2.2	Modelagem.....	75
4.2.2.1	Modelo no referencial estacionário	76
4.2.2.2	Modelo no referencial síncrono.....	77
4.2.2.3	Modelo no tempo discreto.....	79
4.2.3	Sistema de controle.....	84
4.2.3.1	Controle de frequência.....	85
4.2.3.2	Malha de controle de corrente	87
4.2.3.3	Malha de controle de tensão	92
4.2.3.4	Efeito do atraso computacional	98
4.2.3.5	Desacoplamento de entrada de perturbação.....	103
4.3	Estágio de conversão CC-CC	107
4.3.1	Indutor de entrada.....	107
4.3.2	Capacitor de saída	109
4.3.3	Modelagem.....	111
4.3.3.1	Conversão de energia em dois estágios.....	118
4.3.4	Projeto dos controladores.....	118
4.4	Conclusões	120
5	Resultados de simulações.....	122
5.1	Ambiente de simulação	123
5.2	Estágio de conversão CC-CC	126

5.2.1	Regime permanente.....	126
5.2.1.1	Operação em vazio	126
5.2.1.2	Carga/Geração nominal.....	127
5.2.2	Transitórios	129
5.2.2.1	Degrau de carga/geração.....	129
5.3	Estágio de conversão CC-CA.....	134
5.3.1	Regime permanente.....	134
5.3.1.1	Operação a vazio	134
5.3.1.2	Carga/Geração nominal.....	136
5.3.2	Transitórios	138
5.3.2.1	Degrau de referência.....	138
5.3.2.2	Degrau de carga/geração.....	140
5.3.3	Frequência x Potência Ativa.....	145
5.3.4	Filtro de saída.....	145
5.4	Conversor completo	147
5.4.1	Degrau de referência	147
5.4.2	Degraus de carga/geração	149
5.5	Conclusões	151
6	Montagem experimental	153
6.1	Montagem do conversor	153
6.1.1	Módulo de potência.....	153
6.1.2	Sistema de armazenamento.....	156
6.1.3	Disjuntores e contadores.....	157
6.1.4	Processador digital de sinais.....	159
6.1.5	Placa de condicionamento e aquisição de sinais.....	159

6.1.6	Proteções	162
6.1.6.1	Hardware.....	163
6.1.6.2	Software	163
6.1.7	Fotos do protótipo	163
6.2	Resultados experimentais.....	166
6.2.1	Regime permanente.....	167
6.2.2	Degrau de carga.....	170
6.2.3	Entrada de geração	172
6.3	Conclusões	173
7	Conclusões gerais	174
7.1	Propostas de continuidade	175
8	Bibliografia.....	177

Lista de Figuras

Figura 1-1- Estrutura da minirrede da Ilha de Lengóis.....	2
Figura 2-1- Estrutura básica de uma minirrede.....	15
Figura 3-1- Conversor bidirecional CC-CC <i>Buck-boost</i> tradicional.....	32
Figura 3-2- Conversor bidirecional CC-CC <i>Buck-boost</i> em cascata ou em ponte completa. .	33
Figura 3-3- Conversor bidirecional CC-CC <i>Buck-boost</i> em meia ponte ou de dois quadrantes.	34
Figura 3-4- Conversor CC-CC Ćuk bidirecional.	36
Figura 3-5- Conversor CC-CC Zeta bidirecional.....	36
Figura 3-6- Conversor CC-CC SEPIC bidirecional.	37
Figura 3-7- Inversor bidirecional em ponte completa.....	38
Figura 3-8- Inversor bidirecional em meia ponte.	39
Figura 3-9- Inversor bidirecional trifásico.....	39
Figura 3-10- Traçado da modulação PWM unipolar.....	41
Figura 3-11- Topologias de inversores isolados em baixa frequência: (a) trifásica; (b) monofásica em meia ponte; (c) monofásica em ponte completa.	41
Figura 3-12- Inversor Push-pull bidirecional.....	42
Figura 3-13- Conversor CC-CA controlado por deslocamento de fase proposto em [53].....	43
Figura 3-14- Esquema de comutação dos braços de entrada (a), saída (b), e forma de onda resultante (c).	43

Figura 3-15- Esquema básico de um conversor CC-CC bidirecional com elo de alta frequência.	44
Figura 3-16-Exemplos de topologias de inversores utilizadas nos estágios CC-CA (a) e CA-CC (b) dos conversores bidirecionais CC-CA-CC.	45
Figura 3-17- Esquema básico de um conversor CC-CC-CA bidirecional não isolado.....	47
Figura 3-18- Esquema básico de um conversor CC-CC-CA bidirecional isolado em baixa frequência.....	47
Figura 3-19- Esquema básico de um conversor CC-CA-CC-CA isolado em alta frequência. .	48
Figura 3-20- Topologia escolhida para o conversor bidirecional de energia.	50
Figura 3-21- Classificação de fontes CC-CC.	52
Figura 3-22- Modulação por largura de pulso: Diagrama de blocos (a) e formas de onda (b).53	
Figura 3-23- Conversor <i>buck-boost</i> bidirecional de dois quadrantes operado como dois conversores unidirecionais.	54
Figura 3-24- Operação do conversor: (a) chaves operadas seletivamente (b) chaves em constante comutação.....	57
Figura 3-25- Filtro LC passa-baixa monofásico.	60
Figura 4-1- Conversor bidirecional utilizado neste trabalho.....	63
Figura 4-2- Sistemas de coordenadas $\alpha\beta$ e dq juntamente com um vetor girante de tensões. 71	
Figura 4-3- Estágio de conversão CC-CA no referencial estacionário: (a) circuito equivalente por fase; (b) diagrama de blocos associado.	76
Figura 4-4- Diagrama de blocos do estágio de conversão CC-CA no referencial síncrono.....	79

Figura 4-5- Diagrama de blocos do estágio de conversão CC-CA no referencial síncrono: (a) com desacoplamentos indicados; (b) diagrama resultante simplificado.	80
Figura 4-6- Modelos simplificados: (a) modelo contínuo com a presença do segurador de ordem zero; (b) estrutura do modelo discreto equivalente.	81
Figura 4-7- Discretização da planta do filtro de saída: (a) malha de corrente; (b) planta completa.	82
Figura 4-8- Diagrama de blocos do modelo discreto da dinâmica do filtro de saída.	84
Figura 4-9- Sistema de controle completo para o estágio de conversão CC-CA.	85
Figura 4-10- Curva característica do controle <i>droop</i> de frequência versus potência ativa.	86
Figura 4-11- Diagrama de blocos da malha de controle de corrente para o eixo d: (a) planta contínua; (b) e modelo discreto equivalente.	88
Figura 4-12- Lugar das raízes para duas possibilidades de posicionamento do zero do controlador: (a) à direita do polo da planta; (b) à esquerda do polo da planta.....	89
Figura 4-13- Diagrama de polos e zeros do sistema de malha fechada projetado: (a) vista total; (b) vista aproximada.	90
Figura 4-14- Diagrama de Bode da malha de corrente projetada.....	91
Figura 4-15- Resposta a um degrau unitário.	92
Figura 4-16- Diagrama de blocos da malha de controle de tensão para o eixo d: (a) malha de corrente com blocos internos; (b) equivalente de primeira ordem da malha de corrente.	93
Figura 4-17- Diagrama de polos e zeros da malha direta de tensão, descontados os zeros do controlador de tensão e no infinito.	94

Figura 4-18- Lugar das raízes da malha de tensão, com zero do controlador posicionado próximo ao polo da malha de corrente.	95
Figura 4-19- Lugar das raízes da malha de tensão, com zero do controlador posicionado próximo aos polos mais lentos: (a) vista completa; (b) vista aproximada dos polos finitos.	96
Figura 4-20- Diagrama de polos e zeros do sistema completo com malhas de corrente e tensão em cascata.	97
Figura 4-21- Diagrama de Bode do sistema completo com malhas de corrente e tensão em cascata.	98
Figura 4-22- Malha de corrente: (a) sem atraso computacional; (b) com atraso computacional de 1 período.	99
Figura 4-23- Diagrama de polos e zeros: (a) Malha de corrente sem atraso; (b) com atraso computacional.	100
Figura 4-24- Resposta a um degrau unitário da malha de corrente sem e com atraso computacional.	100
Figura 4-25- Malha de tensão com a presença do atraso computacional.	101
Figura 4-26- Diagrama de polos e zeros da malha de controle de tensão.	101
Figura 4-27- Respostas a um degrau unitário para o sistema com e sem atraso.	102
Figura 4-28- Sinais de controle aplicados à planta para o sistema com e sem atraso.	103
Figura 4-29- Esquema de controle genérico ilustrando o desacoplamento total de uma entrada de perturbação.	104

Figura 4-30- Esquema de controle genérico ilustrando o desacoplamento de uma entrada de perturbação nos instantes de amostragem.	104
Figura 4-31- Estrutura completa de controle do estágio de conversão CC-CA + modelo da planta.	106
Figura 4-32- Formas de onda de chaveamento, tensão e corrente do indutor de entrada....	107
Figura 4-33- Formas de onda da tensão de saída e da corrente pela chave Q_1	110
Figura 4-34- (a) Conversor CC-CC; (b) modelo médio na entrada; (c) capacitor de saída...112	
Figura 4-35- Diagrama de blocos não linear de (4.118).....	114
Figura 4-36- Diagrama de blocos não linear de (4.120).....	115
Figura 4-37- Diagrama de blocos de pequenos sinais linearizado de (4.120).....	116
Figura 4-38- Diagrama de blocos de pequenos sinais linearizado de (4.120) sem perturbações.	116
Figura 4-39- Resultado da discretização do modelo de pequenos sinais do estágio de conversão CC-CC.....	117
Figura 4-40- Estrutura completa de controle do estágio de conversão CC-CC + modelo da planta.	119
Figura 5-1- Diagrama esquemático do circuito de potência utilizado na simulação do estágio de conversão CC-CA.....	123
Figura 5-2- Diagrama esquemático do circuito de potência utilizado na simulação do estágio de conversão CC-CC.....	124
Figura 5-3- Diagramas esquemático do sistema de controle utilizado na simulação do estágio de conversão CC-CA.....	124

Figura 5-4- Diagrama esquemático do sistema de controle utilizado na simulação do estágio de conversão CC-CC.....	125
Figura 5-5- Diagrama esquemático do módulo de variação de frequência da estratégia <i>droop</i> do estágio de conversão CC-CA.	125
Figura 5-6- Formas de onda em regime permanente relativas à operação do estágio de conversão CC-CC a vazio: tensão do elo CC (v_{DC}); corrente do indutor (i_L); corrente de carga (i_{DC}).	127
Figura 5-7- Formas de onda em regime permanente relativas à operação do estágio de conversão CC-CC com carga resistiva nominal: tensão do elo CC (v_{DC}); corrente do indutor (i_L); corrente de carga (i_{DC}).	128
Figura 5-8- Formas de onda em regime permanente relativas à operação do estágio de conversão CC-CC com fluxo de energia reverso (nominal): tensão do elo CC (v_{DC}); corrente do indutor (i_L); corrente de carga (i_{DC}).....	129
Figura 5-9- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CC a um degrau de carga nominal sem desacoplamento da potência de saída: tensão do elo CC (v_{DC}); corrente do indutor (i_L); corrente de carga (i_{DC}).....	130
Figura 5-10- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CC a um degrau de carga nominal com desacoplamento da potência de saída: tensão do elo CC (v_{DC}); corrente do indutor (i_L); corrente de carga (i_{DC}).	131
Figura 5-11- Formas de onda de tensão do elo CC relativas à resposta do estágio de conversão CC-CC a um degrau de carga nominal com desacoplamento da potência de saída.	131

Figura 5-12- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CC a um degrau de geração nominal sem desacoplamento da potência de saída: tensão do elo CC (v_{DC}); corrente do indutor (i_L); corrente de carga (i_{DC}).	132
Figura 5-13- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CC a um degrau de geração nominal com desacoplamento da potência de saída: tensão do elo CC (v_{DC}); corrente do indutor (i_L); corrente de carga (i_{DC}).	133
Figura 5-14- Formas de onda de tensão do elo CC relativas à resposta do estágio de conversão CC-CC a um degrau de geração nominal com desacoplamento da potência de saída.	133
Figura 5-15- Formas de onda em regime permanente relativas à operação do estágio de conversão CC-CA a vazio. De cima para baixo: referências de tensões, tensões e correntes no referencial estacionário (três primeiros gráficos); referências de tensões e tensões no referencial síncrono; referências de correntes e correntes no referencial síncrono.	135
Figura 5-16- Formas de onda em regime permanente relativas à operação do estágio de conversão CC-CA com carga resistiva nominal.	136
Figura 5-17- Formas de onda em regime permanente relativas à operação do estágio de conversão CC-CA com fluxo de energia reverso (nominal).	137
Figura 5-18- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CA a um degrau de referência de tensão (de 0 a 100%).	139
Figura 5-19- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CA a um degrau de carga nominal sem desacoplamento de estados.	141

Figura 5-20- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CA a um degrau de carga nominal com desacoplamento de estados.	142
Figura 5-21- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CA a um degrau de geração nominal sem desacoplamento de estados.	143
Figura 5-22- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CA a um degrau de geração nominal com desacoplamento de estados.	144
Figura 5-23- Variação da frequência em função da potência ativa de saída.	145
Figura 5-24- Sinais de tensão chaveado e filtrado.	146
Figura 5-25- Espectros dos sinais de tensão chaveado e filtrado.	146
Figura 5-26- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CA a um degrau de referência de tensão (de 0 a 100%) com carga nominal.	148
Figura 5-27- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CC CA a um degrau de referência tensão (de 0 a 100%) com carga nominal.	149
Figura 5-28- Formas de onda de relativas à resposta do estágio de conversão CC-CA a degraus de carga e de geração nominais.	150
Figura 5-29- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CC CA a degraus de carga e de geração nominais.	151
Figura 6-1- Diagrama completo de montagem do protótipo.	154
Figura 6-2- Módulo de potência.	155
Figura 6-3- Duas baterias Moura da linha Clean Max ligadas em série.	156
Figura 6-4- Diagramas de comando dos contadores.	158

Figura 6-5- (a) Microcontrolador TMS320F28335; (b) Placa de desenvolvimento eZdsp <i>starter kit</i> .	159
Figura 6-6- (a) Sensor de tensão LV 25-P; (b) Sensor de corrente LA 100-P.	160
Figura 6-7- Circuito de medição e condicionamento dos sinais de tensão e corrente.	161
Figura 6-8- Circuito de medição de sinais digitais.	161
Figura 6-9- Circuitos de condicionamento dos sinais de saída do DSP.	162
Figura 6-10- Protótipo do conversor bidirecional.	164
Figura 6-11- Placa de condicionamento e aquisição de sinais.	165
Figura 6-12- Banco de baterias.	165
Figura 6-13- Quadro de lâmpadas incandescentes utilizado como carga.	166
Figura 6-14- Resultados experimentais em regime permanente com carga de 4300 W na saída do conversor para o estágio de conversão CC-CA.	167
Figura 6-15- Resultados experimentais em regime permanente com carga de 4050kW na saída do conversor para o estágio de conversão CC-CC.	168
Figura 6-16- Resultados experimentais em regime permanente com geração de 6300 W na saída do conversor para o estágio de conversão CC-CA.	169
Figura 6-17- Resultados experimentais em regime permanente com carga de 6300 W na saída do conversor para o estágio de conversão CC-CA.	170
Figura 6-18- Resultados experimentais para um degrau de carga de 4300 W sem DID.	171
Figura 6-19- Resultados experimentais para um degrau de carga de 4300 W com DID.	171
Figura 6-20- Resultados experimentais para um degrau de geração de 4300 W sem DID.	172
Figura 6-21- Resultados experimentais para um degrau de geração de 4300 W com DID.	173

Lista de Tabelas

Tabela 2-1 – Comparativo entre tecnologias de armazenamento [27].....	19
Tabela 3-1 – Principais relações em regime permanente para os conversores <i>buck</i> e <i>boost</i> unidirecionais.	56
Tabela 4-1 – Especificações gerais para o conversor bidirecional.	65
Tabela 4-2 – Especificações gerais para o conversor CC-CC.....	67
Tabela 4-3 – Especificações gerais para o transformador de baixa frequência.	68
Tabela 4-4 – Especificações gerais para o conversor CC-CA.....	69
Tabela 4-5 – Especificações da estrutura digital de operação do conversor.....	70
Tabela 4-6 – Parâmetros do sistema de controle obtidos para o conversor bidirecional.	120
Tabela 6-1 – Principais características do módulo de potência utilizado.	155
Tabela 6-2 – Parâmetros das medições de corrente e tensão.....	160

Lista de Abreviaturas

<i>UFMA</i>	Universidade Federal do Maranhão
<i>NEA</i>	Núcleo de Energias Alternativas
<i>IEE</i>	Instituto de Energia Elétrica
<i>LPT</i>	Programa Luz para Todos
<i>MME</i>	Ministério de Minas e Energia
<i>SIN</i>	Sistema Interligado Nacional
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>CNPq</i>	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
<i>UTE</i>	Usina Termelétrica
<i>UHE</i>	Usina Hidrelétrica
<i>OPEP</i>	Organização dos Países Exportadores de Petróleo
<i>IEA</i>	Agência Internacional de Energia
<i>GD</i>	Geração Distribuída
<i>T&D</i>	Transmissão e Distribuição
<i>CERTS</i>	<i>Consortium for Electric Reliability Technology Solutions</i>
<i>CFR</i>	Conversor Formador de Rede
<i>CAR</i>	Conversor Alimentador de Rede
<i>MPP</i>	Máxima Produção de Potência
<i>CSR</i>	Conversor de Suporte à Rede
<i>MC</i>	Controles Locais de Fontes Geradoras
<i>LC</i>	Controladores de Carga
<i>MGCC</i>	Sistema Central de Controle da Minirrede

<i>DMS</i>	Sistema de Gerenciamento de Distribuição
<i>SAI</i>	Sistema de Alimentação Ininterrupta
<i>PWM</i>	Modulação por Largura de Pulso
<i>PFC</i>	Correção de Fator de Potência
<i>ZVS</i>	Comutação com Tensão Zero
<i>ZCS</i>	Comutação com Corrente Zero
<i>MCC</i>	Modo de Condução Contínua
<i>MCD</i>	Modo de Condução Descontínua
<i>ASD</i>	Sistemas de Acionamento a Velocidade Variável
<i>DHT</i>	Distorção Harmônica Total
<i>SPWM</i>	Modulação por Largura de Pulso Senoidal
<i>SVM</i>	Modulação Vetorial Espacial
<i>ZOH</i>	Segurador de Ordem Zero
<i>DID</i>	Desacoplamento de Entrada de Perturbação
<i>DSP</i>	Processador Digital de Sinais
<i>ADC</i>	Conversor Analógico-Digital

Capítulo 1

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo dedica-se à apresentação do escopo principal do trabalho, esclarecendo suas motivações, ambições e limitações.

1.1 Contextualização do Trabalho

O trabalho intitulado **Inversor Bidirecional para Controle de Fluxo de Potência em Minirredes com Geração Distribuída**, tem por objetivo o projeto, modelagem, montagem e controle de um conversor bidirecional de energia para minirredes isoladas. Foi desenvolvido na Universidade Federal do Maranhão (UFMA), nas instalações do Núcleo de Energias Alternativas (NEA) do Instituto de Energia Elétrica (IEE).

Fundado em 2001, o NEA desenvolve pesquisas nas áreas de Eletrônica de Potência, Automação e Controle, Máquinas Elétricas, Sistemas Renováveis de Geração de Energia, Geração Distribuída e Minirredes. Atualmente conta com uma equipe de 3 doutores, 2 doutorandos, 3 mestrados e diversos alunos de graduação.

Desde sua fundação até o presente momento, o grupo de estudos se envolveu em projetos de destacável relevância para o trabalho desenvolvido nesta dissertação. Nesta seção alguns destes trabalhos são citados para esclarecer tanto a motivação quanto os benefícios do desenvolvimento desta dissertação.

O projeto da Ilha de Lençóis [1], por exemplo, foi desenvolvido com recursos do programa Luz para Todos (PLPT) do Ministério de Minas e Energia (MME) com o intuito de se levar energia elétrica aos moradores da Ilha de Lençóis (comunidade do município de Cururupu no norte do Maranhão). A distribuição de energia para esta localidade demandaria a utilização de cabos submersos, o que tornou inviável a inclusão da comunidade no Sistema Interligado Nacional (SIN). A comunidade de mais de 80 famílias é atendida ininterruptamente desde 2008. O sistema é alimentado prioritariamente por fontes eólicas e solares (geradores a diesel podem

operar em situações emergenciais) e funciona isolado do SIN. Este projeto contribuiu de forma bastante importante para que a equipe de pesquisadores do NEA/IEE adquirisse expertise na área de minirredes isoladas e o sucesso obtido ajudou a projetar o grupo de pesquisa nacional e internacionalmente como referência no assunto. Como esperado, muitos pontos de melhoria foram identificados ao longo da implantação do sistema e o projeto motivou o surgimento de outros projetos de pesquisa na área de minirredes de modo a permitir a expansão do conhecimento do grupo nesse tema.

A Figura 1-1 mostra a estrutura da minirrede da Ilha de Lençóis. Trata-se de uma rede com fluxo unidirecional de energia. Todas as fontes primárias (exceto, possivelmente, o gerador a diesel de *backup*) são conectadas a um barramento em corrente contínua (CC) concentrado, ao qual também está conectado um banco de baterias. A rede de distribuição é em corrente alternada (CA) e dois inversores são responsáveis pela formação da rede elétrica.

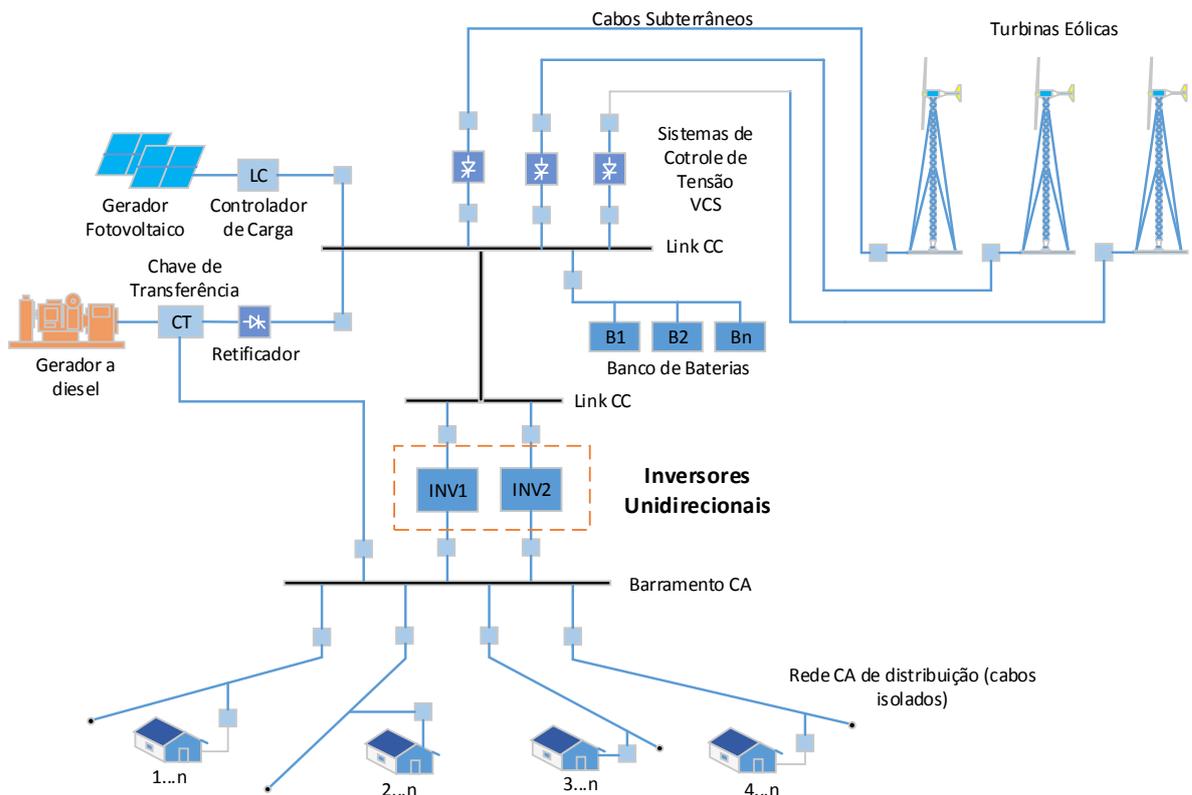


Figura 1-1- Estrutura da minirrede da Ilha de Lençóis.

Embora o sistema opere de forma satisfatória, a atual configuração apresenta algumas desvantagens. A característica unidirecional da minirrede exige que as fontes geradoras se posicionem antes dos inversores formadores da rede. Esta restrição pode tornar o projeto da minirrede mais complexo, uma vez que nem sempre é possível que as fontes primárias estejam localizadas geograficamente próximas umas das outras. Nesse caso, exigir-se-iam maiores comprimentos de cabeamento, o que significaria maiores custos e maiores perdas elétricas.

Um cenário mais interessante seria aquele em que unidades de geração pudessem ser conectadas a qualquer ponto da minirrede. Ter-se-ia uma minirrede mais flexível e escalável. As unidades de geração espalhadas pela minirrede, tipicamente conectadas ao barramento por conversores chaveados, poderiam assumir outras funções além do fornecimento de energia para a minirrede. Este tópico é examinado de forma mais detalhada no capítulo 2 desta dissertação.

Foi percebido que este cenário poderia ser atingido com a utilização de conversores bidirecionais para a formação da rede CA, e que o desenvolvimento destes conversores significaria um passo rumo a minirredes mais flexíveis.

No ano de 2012 foi iniciado um projeto de pesquisa com o Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) para a implementação de uma minirrede nas instalações do laboratório do NEA/IEE na UFMA. Trata-se de um projeto de extrema relevância para a dissertação aqui apresentada e para o instituto, uma vez que ao final do projeto o grupo de pesquisa terá sua própria minirrede para realização de testes, capacitação de pesquisadores e pode ainda beneficiar-se com aumento na confiabilidade da oferta de energia elétrica.

O aprendizado adquirido com o projeto da Ilha de Lençóis deve, naturalmente, nortear a implantação da minirrede no instituto. Portanto, a utilização de conversores bidirecionais faz parte do escopo do projeto, pelos motivos já citados em parágrafos anteriores.

Outro projeto de extrema relevância para o trabalho da dissertação faz parte de uma já longa parceria entre o NEA/IEE e a CP Eletrônica, empresa recentemente comprada pela Schneider Electric, que foi parceira do instituto no projeto da Ilha de Lençóis. O projeto consiste no estudo e desenvolvimento de diversos tipos de conversores de energia para minirredes

isoladas. Dentre estes conversores se encontra um tipo específico de conversor, capaz de controlar o fluxo de potência de uma minirrede a ponto de permitir um fluxo bidirecional.

Neste cenário, diversos trabalhos acadêmicos vem sendo conduzidos de modo a contribuir com o ambiente de pesquisa criado. Um deles consiste da tese de doutorado intitulada **Controle de Potência em Minirredes CA Isoladas com Aerogeradores e Bancos de Baterias Distribuídos** [2] do pesquisador José Gomes de Matos. O trabalho apresenta uma estratégia de controle da potência gerada dentro de uma minirrede isolada de modo a preservar a integridade de um sistema de armazenamento, no caso um banco de baterias. Para a validação da proposta foi necessário a montagem de dois conversores de energia, um acoplado a uma fonte primária de geração e outro posicionado entre o barramento da minirrede e o banco de baterias: um inversor bidirecional.

Fica claro, portanto, que o presente trabalho integra um contexto bastante amplo de esforços de pesquisa nas áreas de minirredes e conversores de energia, duas importantes áreas de atuação do NEA/IEE. As atividades relativas a esta dissertação foram conduzidas em um regime de intensa colaboração com os pesquisadores envolvidos nas frentes citadas nos parágrafos anteriores e seu impacto pode se estender por diversas iniciativas de pesquisa diferentes.

Outro aspecto importante a respeito deste trabalho é que se trata de um primeiro esforço para desenvolvimento de um conversor bidirecional, e espera-se que o aprendizado e o conhecimento aqui produzidos sirvam como base para um trabalho contínuo e coordenado no desenvolvimento de conversores deste tipo.

1.2 Escopo

Conforme está melhor detalhado nos capítulos 2 e 3, dentro de uma minirrede em operação isolada da rede principal, um conversor bidirecional pode assumir o papel do conversor que cria a referência de tensão dentro da minirrede. Isto é especialmente verdade nos casos em que fontes primárias intermitentes como o vento e o sol são predominantes, o que torna necessária a presença de um sistema de armazenamento. A capacidade de controlar o fluxo de potência de forma bidirecional passa a ser de crucial importância para o sistema e confere a

esta classe de conversores a posição de interface ideal entre a minirrede e o sistema de armazenamento.

Este trabalho é dedicado, portanto, ao projeto, modelagem, montagem e controle de um conversor bidirecional de energia, cujo papel dentro de uma minirrede consiste em realizar a interface entre um sistema de armazenamento e uma rede de distribuição CA trifásica, controlando a tensão e frequência dentro da minirrede, e garantindo a integridade do sistema de armazenamento utilizado. Este conversor deverá servir de base de comparação para futuros estudos na área de conversores bidirecionais. Portanto, inovações a nível de *hardware*, no que diz respeito à topologia do conversor desenvolvido, não fazem parte do escopo do projeto. As principais contribuições deste trabalho se dão na estratégia de controle do conversor bidirecional.

Outra característica importante do conversor projetado neste trabalho é a possibilidade de trabalhar com pequenas variações de frequência da tensão gerada, dentro de uma faixa específica e pré-definida. Será esclarecido ao longo do trabalho que esta característica é bastante desejável em um cenário em que uma minirrede com uma arquitetura de controle descentralizada conta com mais de um conversor para controlar o barramento da minirrede, caracterizando uma operação em paralelo entre dois ou mais conversores. Embora esta característica tenha sido implementada, a operação em paralelo de inversores não é abordada nesta dissertação e é alvo de outros esforços de pesquisa dentro do NEA/IEE.

1.3 Organização

O capítulo 1 apresenta o escopo principal do trabalho, esclarecendo suas motivações, ambições e limitações.

O capítulo 2 trata do tema minirredes. O objetivo desse capítulo é mostrar por que este tópico tem recebido bastante atenção de pesquisadores ao redor do mundo, passando pelo conceito de geração distribuída e salientando questões importantes e desafios que têm surgido nas pesquisas relacionadas a essa temática.

Capítulo 1 – Introdução

O capítulo 3 descreve a revisão na literatura científica a respeito dos conversores bidirecionais e à determinação e justificativa da topologia escolhida para o conversor desenvolvido neste trabalho.

O capítulo 4 apresenta a especificação, modelagem, projeto e controle do conversor bidirecional proposto no capítulo 3.

O capítulo 5 traz uma descrição da plataforma de simulações utilizada, bem como os resultados obtidos nestas simulações.

O capítulo 6 é dedicado à descrição da montagem experimental e análise dos resultados dos testes de bancada realizados no conversor.

O capítulo 7 apresenta as conclusões do trabalho e estabelece linhas de trabalhos futuros que podem ser seguidos em posteriores pesquisas.

Capítulo 2

2 MINIRREDES

Neste capítulo o conceito de minirredes é abordado. O capítulo se inicia com uma breve contextualização histórica, buscando explicar o caminho percorrido desde o modelo de geração de forma centralizada até o surgimento dos novos paradigmas de geração distribuída, culminando no conceito de minirrede. Diversas questões são abordadas e uma visão geral dos principais desafios e problemas é montada.

2.1 Contextualização Histórica

Historicamente, grandes esforços sempre foram dedicados a suprir a demanda energética da humanidade. A sociedade vem de uma longa trajetória de utilização de energia nas mais diversas formas. Concentrando as atenções num momento mais recente de nossa história, do período pouco antes da revolução industrial do século XVIII para os dias de hoje, pode-se traçar um breve resumo de como se deu o uso da energia por parte do homem.

Inicialmente o homem fez uso de formas de energia como o esforço muscular (humano e animal), a energia hidráulica (obtida pelo aproveitamento da correnteza dos rios) e da energia eólica (ainda como fonte de energia mecânica). Posteriormente, com a Revolução Industrial que teve início na segunda metade do século XVIII, veio a era das máquinas a vapor em que o carvão mineral ganhou grande destaque. O carvão mineral é considerado o primeiro combustível fóssil usado em larga escala e de fato foi utilizado massivamente. No fim do século XIX quase toda a energia consumida no mundo provinha deste recurso e até o início da década de 1960 o carvão era a principal fonte primária de energia no mundo, quando foi ultrapassado pelo petróleo. O petróleo tem o seu surgimento no ano de 1859, considerado o marco zero da sua industrialização, mas foi no início do século XX com a explosão do mercado automotivo, ainda

antes da primeira guerra mundial, e o surgimento da indústria petroquímica, por volta de 1930, que o petróleo assumiu maior protagonismo como fonte energética.

A eletricidade ganhou notoriedade no século XIX. Sua primeira aplicação de destaque se deu no campo das telecomunicações com o telégrafo em 1844. No fim do século XIX entraram em operação as primeiras usinas elétricas, inicialmente usinas termelétricas (UTE) e, logo em seguida, hidrelétricas (UHE). No século XX, por volta da década de 1940, foram colocadas em operação as primeiras usinas nucleares. Até a década de 1970, o petróleo seguia aumentando sua participação na matriz energética mundial como fonte primária e o mercado das usinas nucleares experimentou um vigoroso ciclo de crescimento.

As décadas de 1970 e 1980 foram marcadas por eventos que evidenciaram a necessidade de se buscar uma maior diversificação da matriz energética mundial. Em 1973, aproveitando-se do controle sobre a fonte de energia e da alta dependência mundial do petróleo, a Organização dos Países Exportadores de Petróleo (OPEP) decidiu reduzir o volume produzido do combustível de modo a forçar uma elevação de preço do barril, episódio conhecido como a primeira crise do petróleo. Em 1979, na ocasião da revolução fundamentalista pela qual passou o Irã, a deposição do Xá Reza Pahlevi trouxe uma enorme turbulência ao mercado do petróleo com uma drástica redução de produção. Houve então uma segunda alta do preço do barril, fazendo com que o preço passasse de US\$2,70 para mais de US\$40,00.

A ocorrência dos acidentes nucleares de Three Mille Island (1979), Chernobyl (1986) e, especificamente no Brasil, o vazamento do material Césio 137 (1987), em Goiânia, teve um forte impacto negativo sobre essa então crescente forma de energia. Investimentos foram praticamente suspensos por quase três décadas e a energia nuclear passou a sofrer fortes críticas de ambientalistas. O recente caso da usina nuclear de Fukushima, em 2011, teve grande repercussão mundial e não só impactou os já poucos investimentos como direcionou países como a Alemanha a divulgarem planos para redução da participação ou até total desligamento de fontes nucleares de suas matrizes energéticas.

Outras formas de energia também sofrem fortes críticas do ponto de vista ambiental. Os combustíveis fósseis, embora a questão ainda seja assunto de debate na comunidade científica, ganharam o papel principal de destaque negativo na emissão de gases de efeito estufa. No Brasil

grandes projetos de usinas hidrelétricas também vêm encontrando fortes barreiras jurídicas e ambientais para sua implementação, muito em consequência das grandes áreas alagadas necessárias para a construção de grandes usinas, onde extensas áreas são devastadas e muitas vezes comunidades inteiras realocadas. A usina hidrelétrica de Belo Monte, em construção na bacia hidrográfica do Rio Xingu é o caso mais recente.

Foi nesse contexto que as fontes de energia renováveis começaram a ser consideradas futuras alternativas para geração de energia. A Agência Internacional de Energia (IEA, do inglês International Energy Agency) define energia renovável como energia derivada de processos naturais que são reabastecidos a uma taxa maior do que são consumidos e os exemplos mais comuns são energia solar, eólica, biomassa, biogás, hidrelétrica, geotérmica, maremotriz e algumas tecnologias de células a combustível [3]. À exceção da energia hidrelétrica, as diversas fontes de energia renovável apresentam ciclos de amadurecimento mais recentes. O amadurecimento de novas tecnologias no final do século XX está diretamente relacionado ao novo paradigma na geração de energia chamado Geração Distribuída (GD). Este conceito, que na última década tem sido alvo de numerosas pesquisas, é abordado na próxima seção.

2.2 Geração Distribuída

A energia elétrica, por ser uma fonte secundária de energia que pode ser facilmente convertida em outras formas de energia e facilmente transportada por distâncias relativamente longas, tem experimentado um crescimento praticamente constante em sua demanda desde o fim do século XIX até os dias de hoje. No Brasil, assim como em diversos outros países, tem se adotado um modelo de geração de alto grau de centralização com cargas e unidades geradoras distantes umas das outras e, desta forma, o crescimento na demanda energética de um país exige um crescimento equivalente de sua infraestrutura elétrica que tradicionalmente inclui investimentos não só em unidades geradoras mas também em linhas de transmissão e distribuição (T&D), subestações, etc.

O tamanho das unidades e a distância entre unidades geradoras e cargas são consequência de alguns aspectos que entram em cena no processo de decisão de instalação de uma nova usina. Primeiramente, convém salientar a questão da economia de escala. Usinas hidrelétricas,

termelétricas e nucleares, por exemplo, apresentam custos fixos de implantação e operação que são diluídos com o aumento da capacidade instalada da usina, fazendo com que usinas de grande porte produzam energia elétrica a um menor custo. Outro aspecto importante que deve ser considerado é a localização das usinas. No caso das hidrelétricas, por questões óbvias, um critério essencial para seleção da localidade deve ser o potencial hídrico da região. Uma vez selecionados locais com recursos hídricos satisfatórios, há liberdade para seleção do sítio que minimize outros custos e traga mais benefícios para o SIN como um todo. Porém, quando se leva em consideração a economia de escala, as limitações geográficas e as já mencionadas grandes áreas alagadas necessárias percebe-se que grandes usinas distantes dos centros urbanos são uma realidade que faz sentido do ponto de vista econômico.

No caso das usinas nucleares outros aspectos devem ser considerados. O risco de acidentes catastróficos é inerente a esta forma de energia e, portanto, a distância entre unidade geradora e as cargas deixa de ser uma restrição indesejada para se tornar uma exigência de projeto não negligenciável.

Quanto às usinas termelétricas, sejam elas à carvão, gás natural, biomassa ou biogás, há diversas variáveis espaciais envolvidas no problema de determinação de suas localizações. Transporte de combustíveis para a operação das usinas, proximidade das linhas de transmissão para o escoamento da energia gerada, localização de áreas de preservação ambiental e disponibilidade de água para resfriamento das turbinas são exemplos [4]. Durante muito tempo a instalação de UTE's seguiu o modelo centralizado, fazendo uso de grandes centrais geradoras. Nas últimas décadas o número de centrais geradoras termelétricas menores e próximas às unidades consumidoras vem crescendo e se tornando uma prática comum, principalmente em aplicações industriais.

Essa proximidade entre unidades de geração e unidades consumidoras traz diversas vantagens como por exemplo a prevenção de gastos com transmissão e distribuição. Um levantamento do Instituto Acende Brasil mostrou que no Brasil, em 2009, despesas com T&D corresponderam a aproximadamente 66% da tarifa de energia paga pelo consumidor doméstico, ligado à rede de distribuição, e a 11% da tarifa paga pelo consumidor industrial, ligado diretamente à rede de transmissão [5]. Além de redução de custos é esperado um ganho em

eficiência na geração de energia, dado que as estruturas de T&D introduzem perdas ao sistema elétrico e que o calor produzido na geração de energia (especialmente em processos termelétricos convencionais) pode ser mais facilmente aproveitado em processos de cogeração. Tem-se ainda o fato de que a maioria das contingências que ocasionam interrupção do suprimento de energia elétrica ocorrem na infraestrutura de T&D e, portanto, a geração distribuída tende a elevar os níveis de confiabilidade do suprimento de energia elétrica.

Nas últimas décadas, os avanços nos campos da informática e telecomunicações e a crescente necessidade de energia elétrica de maior qualidade vêm pressionando os padrões e requisitos de qualidade da energia entregue a consumidores. Os fatores que degradam a qualidade da energia consumida aumentam à medida em que aumenta a estrutura de T&D necessária para que essa energia seja entregue. A geração de energia de uma forma mais distribuída tem o potencial de mitigar tais efeitos degradantes.

A expansão de uma matriz energética por meio de unidades de geração menores, próximas a grandes centros consumidores possibilita, também, o adiamento de investimentos na infraestrutura do setor elétrico. Os investimentos em geração são diluídos e, ao contrário do modelo centralizado, podem ser feitos em blocos menores. Adicionalmente, o sistema elétrico tende a se apresentar menos vulnerável a catástrofes naturais ou até mesmo a ataques planejados, dado que mais pontos de geração de energia significam maior redundância. Impactos ambientais e emissões de gases poluentes também são diminuídos com o aumento da eficiência do processo de geração e também pela utilização de tecnologias limpas.

A já citada busca por fontes de energia alternativas às fontes consideradas tradicionais, iniciada nas décadas de 1970 e 1980, atraiu diversos pesquisadores. Investimentos neste tipo de pesquisa aumentam a cada ano e o avanço de novas tecnologias vem preparando o cenário para que a geração de energia em unidades menores seja possível a preços competitivos frente as tradicionais usinas de grande porte. Trata-se da perda da economia de escala. Em 2002, foi conduzido um estudo mostrando que, com o uso da cogeração, já era possível se obter desempenho superior nos quesitos: eficiência; custos com combustíveis, investimentos e operação; confiabilidade e qualidade de energia; emissões; requisitos em infraestrutura e tempo de instalação com a aproximação do gerador às cargas consumidoras [6, 7].

Algumas tecnologias de geração vem sendo destacadas nos últimos anos como possibilidades para a geração de energia próximas às unidades consumidoras, dentre as quais merecem destaque energia solar, energia eólica, microturbinas, células a combustível, dentre outras [8].

Por todas as vantagens citadas, muito esforço de pesquisa foi direcionado ao conceito de **Geração Distribuída**. A geração distribuída vem sendo apontada como uma mudança de paradigma de geração de energia elétrica. Convém, porém, que uma distinção seja feita. A geração local de energia emergencial ou de *backup* não é novidade. Geradores a diesel vêm sendo utilizados desta forma para o atendimento de cargas como hospitais e bancos há muitos anos. A mudança de paradigma reside na operação de unidades de geração menores e espalhadas geograficamente em paralelo com a rede elétrica convencional [9].

Em contrapartida, muitas preocupações são levantadas a respeito deste novo paradigma. A maioria das vantagens citadas, nomeadamente as relacionadas a critérios técnicos de desempenho, levam em consideração ou um cenário em que a quantidade de energia gerada de forma distribuída é insignificante quando comparada à quantidade de energia proveniente das grandes centrais geradoras ou um cenário em que as unidades sejam alocadas de forma planejada e operadas adequadamente. Em outras palavras, a simples instalação de unidades de GD de forma indiscriminada e sem controle do nível de penetração das mesmas provavelmente acarretará mais problemas que os solucionará [9]. Um estudo do cenário energético norte-americano mostrou que índices de penetração da ordem de 2,5% com alocação desfavorável pode produzir perfis de tensão inaceitáveis numa rede secundária de distribuição enquanto que níveis próximos a 100% seguindo uma estratégia de alocação adequada podem ser atingidos preservando condições aceitáveis de operação [10]. O fato é que as malhas elétricas de hoje foram projetadas há muitas décadas e, de forma compreensível, não foram projetadas para acomodar estes novos dispositivos conectados à rede de distribuição. O cenário piora quando se considera a aleatoriedade inerente a certas fontes de energia renováveis como solar e eólica.

Outra preocupação reside no fato de que as unidades de GD devem, por questões de segurança, se desconectar da rede elétrica em caso de falha, conforme descrito no padrão IEEE 1547 que trata da conexão de recursos distribuídos a sistemas elétricos de potência [11]. O

motivo é evitar que linhas sejam energizadas durante operações de manutenção. Tal restrição operacional não permite o uso total da capacidade das unidades de GD, pois exigem que elas deixem de gerar energia no momento em que a rede principal falha, ou seja, no momento que o usuário mais precisaria. No caso das fontes renováveis como solar, eólica e maremotriz, a simples desconexão destas unidades, sem que a energia seja armazenada, significa apenas desperdício dessa energia.

Esta realidade chamou a atenção de pesquisadores para a busca de novas estratégias para a integração destas novas tecnologias. Nos últimos anos, um conceito considerado crucial para a integração de unidades de geração distribuída à rede elétrica convencional é o conceito de minirrede (em inglês - *Microgrids*).

2.3 Minirredes

O conceito de minirrede foi primeiramente introduzido em 2001 [12]. Uma minirrede foi então definida como um aglomerado de microgeradores, sistemas de armazenamento e cargas que se apresentam à rede elétrica principal como uma só entidade capaz de responder a sinais de controle centrais. O conceito foi apresentado de forma bastante simplificada. Na literatura é destacada a importância dos elementos de armazenamento para o atendimento das cargas nos picos de demanda e para o suporte em caso de distúrbios no suprimento de energia. Também são salientados os desafios no controle das unidades de geração e de armazenamento e a importância da eletrônica de potência para um correto funcionamento de um minirrede.

Em 2002, o *CERTS (Consortium for Electric Reliability Technology Solutions)* publicou um relatório sobre a integração de recursos energéticos distribuídos com ênfase no conceito de minirrede [13]. O documento serviu como referência para diversos outros trabalhos e o conceito de minirrede evoluiu. Embora as definições de minirredes não estejam totalmente unificadas, elas podem ser generalizadas na ideia de um conjunto de unidades de GD, sistemas de armazenamento, cargas e sistemas de controle e proteção, que constitui uma célula flexível e controlável dentro de um sistema elétrico com a possibilidade de operar em paralelo com a rede principal ou de modo isolado (em ilha), capaz de oferecer energia elétrica e/ou térmica a seus usuários, com capacidade variando de poucos a algumas centenas de quilowatts, que tenha

a possibilidade de se comportar como uma entidade modelo ante à rede principal e se conectar às redes de baixa ou média tensão [13-22].

Da forma como as minirredes vêm sendo pensadas por pesquisadores e empresas do setor elétrico, é fácil perceber por que são consideradas hoje a alternativa mais viável num futuro próximo para a integração de unidades de GD às redes elétricas convencionais. A possibilidade de que essas entidades se comportem como uma unidade modelo para a rede principal vem a eliminar o problema vislumbrado pela alta penetração de unidades geradoras conectadas a redes de distribuição. A operação isolada, ou em ilha, vem a elevar os níveis de confiabilidade da energia entregue ao usuário, uma vez que o suprimento energético não precisa ser interrompido diante de uma falha da rede principal. Para o caso de comunidades isoladas da malha energética, minirredes isoladas configuram uma excelente alternativa para o atendimento destas localidades.

2.3.1 Elementos de uma minirrede

A Figura 2-1 mostra uma possível estrutura para uma minirrede. Não é necessário que todos os elementos sejam utilizados e a escolha e combinação de possíveis elementos está diretamente relacionada às funcionalidades e serviços oferecidos aos usuários desta minirrede.

2.3.1.1 Interface de conexão

A interface de conexão com a rede principal (2, Figura 2-1) pode ser de diversos tipos. Embora simples chaves eletromecânicas possam ser utilizadas, chaves estáticas são bastante populares (no conceito *CERTS* [13], por exemplo) e até conversores *back-to-back* vem sendo propostos para aumento de funcionalidades, principalmente para controle de fluxo de potência entre minirredes e rede principal, ou mesmo entre minirredes, e para conversão de frequência [23]. A interface de conexão é responsável por separar ou conectar a minirrede à rede principal, caracterizando alternar o modo de operação da minirrede entre operação em paralelo e operação isolada, e pode agregar diversas outras funções como desligamento por proteção, realização de medições e monitoramento da rede principal e comunicação com outras unidades da minirrede

[18]. Os modos de operação serão discutidos mais a frente, juntamente com as transições entre eles.

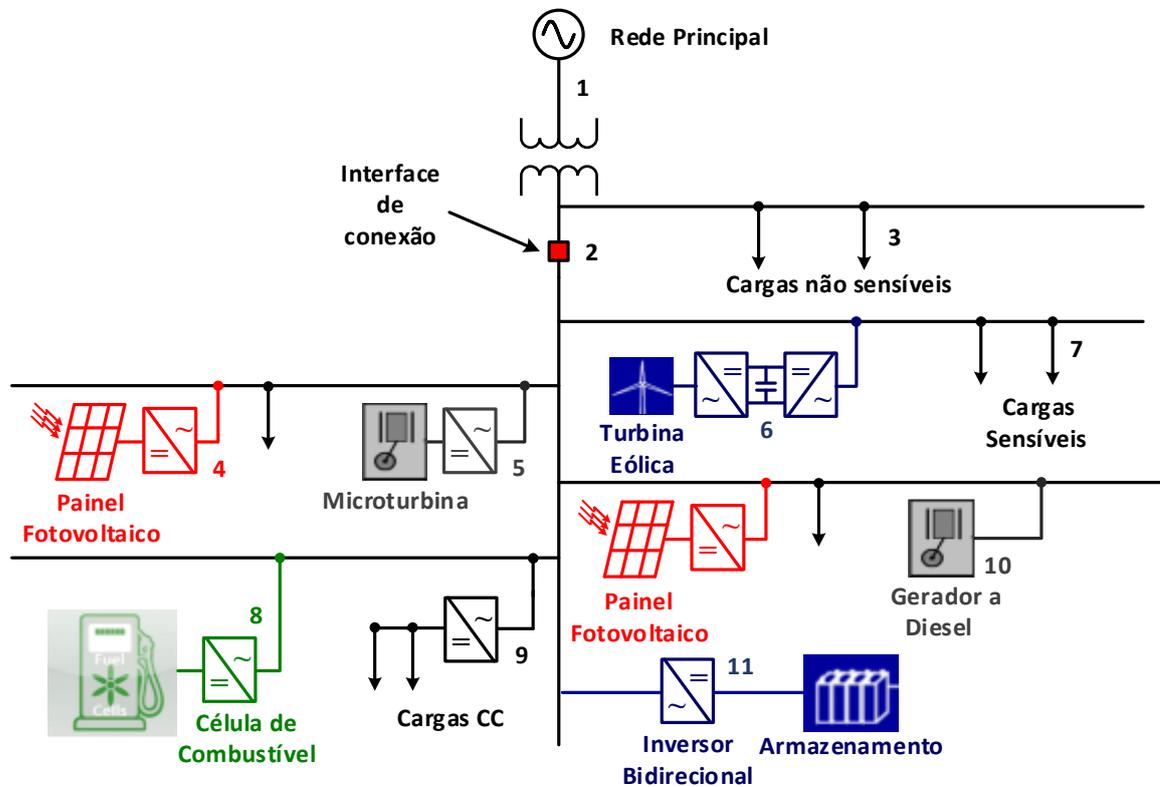


Figura 2-1- Estrutura básica de uma minirrede.

2.3.1.2 Barramento

Os barramentos em minirredes podem ser classificados, quanto à organização espacial, como **concentrados** ou **distribuídos**. Os barramentos concentrados são caracterizados por unidades de geração com pontos de conexão próximos, onde fica caracterizada uma região limitada para a conexão das fontes geradoras. Na estrutura mostrada na Figura 2-1, as unidades de GD se encontram espalhadas pela minirrede, caracterizando um barramento distribuído. Minirredes com barramentos distribuídos são mais flexíveis. No caso de sistemas com cogeração, por exemplo, é mais interessante que a unidade de geração se localize mais próxima à carga térmica, uma vez que eletricidade é mais facilmente transmitida que calor. Outra vantagem reside no fato de que muitas vezes simplesmente não é possível concentrar todas as unidades

geradoras próximas umas das outras. As desvantagens dizem respeito ao controle e a comunicação dos elementos da minirrede, dado que quanto mais espaçadas as unidades de geração, maiores são os desafios. Os barramentos podem ser classificados ainda entre barramentos em corrente alternada ou em corrente contínua.

2.3.1.3 Cargas

As cargas podem ser classificadas de diversas formas. Prioridade de suprimento, sensibilidade à qualidade da energia e regime de operação (CC ou CA) são exemplos. O número de cargas sensíveis, com requisitos mais elevados de qualidade de energia, cresce cada vez mais, principalmente em processos de alta precisão e/ou que envolvam equipamentos eletrônicos. Fabricação de componentes semicondutores, papel, tecidos, moldes plásticos são exemplos de processos bastante sensíveis à qualidade de energia fornecida [14]. Computadores e outros eletrônicos também podem ser considerados sensíveis. O atendimento a cargas sensíveis ou a divisão das cargas quanto à prioridade de suprimento e regime de operação podem ser funcionalidades importantes de uma minirrede e, dependendo dos tipos e requisitos das cargas, a estrutura de uma minirrede pode variar substancialmente [24]. Na Figura 2-1 aparecem cargas não sensíveis com baixa prioridade de fornecimento (3) que, em caso de falha da rede principal, não são alimentadas pela minirrede; cargas sensíveis e não sensíveis localizadas dentro da minirrede (7), e cargas CA e também cargas CC alimentadas por um conversor CA-CC (9). Interfaces chaveadas para cargas podem ser utilizadas também para atender cargas não críticas com suprimento variável (ventilação, por exemplo) [16].

2.3.1.4 Unidades de geração distribuída

As unidades de GD são elementos de suma importância dentro de uma minirrede, por fornecerem energia elétrica e/ou térmica aos usuários [8, 9, 12, 13, 15]. Na Figura 2-1 estão ilustrados painéis fotovoltaicos, turbinas eólicas, células de combustível, microturbinas e geradores a *diesel*. As quatro primeiras fontes citadas necessitam de interfaces de eletrônica de potência, nomeadamente conversores chaveados, para serem conectadas à rede [8, 9, 12, 13, 15]. Os geradores a diesel são tipicamente considerados opções de emergência, especialmente

em minirredes isoladas onde o preço e o transporte do óleo diesel representam um custo maior. Eles podem ser ligados diretamente à rede, apresentam altos índices de emissão de gases e resposta lenta a comando de início de operação quando comparados com as principais tecnologias de GD. Não podem, portanto, adicionar níveis de estabilidade à minirrede.

2.3.1.5 Sistema de armazenamento

Para se alcançar estabilidade durante picos de carga, operação frente a afundamentos de tensão (do inglês – *Low Voltage Ride Through*), armazenamento do excedente de geração (principalmente solar e eólica, pela característica intermitente) e garantir o comportamento da minirrede de forma satisfatória do ponto de vista da rede principal, os sistemas de armazenamento são frequentemente apontados como elementos essenciais para o funcionamento de uma minirrede [12-14, 18, 25-27]. Em outras palavras, sistemas de armazenamento se mostram muito importantes em minirredes nas quais a potência das unidades geradoras e a potência das cargas não podem ser casadas, em que fontes geradoras ditas intermitentes estejam presentes, que necessitem operar de forma isolada ou que alimentem cargas com requisitos especiais de energia [18].

Existem várias formas de armazenamento disponíveis. Baterias, supercapacitores e os chamados volante de inércia (*flywheels*) são exemplos. Baterias armazenam energia na forma química e fornecem energia em CC. Diversos tipos de baterias podem ser encontradas no mercado. Baterias de chumbo-ácido, níquel cádmio (NiCd), níquel-metal híbrido (NiMH) e íon de lítio (Li-Íon) são exemplos. Baterias NiCd e NiMH são evitadas pelos altos níveis de auto-descarga. As Li-Íon, embora apresentem maior densidade de energia, são as mais caras. As baterias de chumbo-ácido apresentam os menores custos por kWh e conseguem atender aos requisitos de uma minirrede típica, conseguindo fornecer altos índices de corrente em curtos espaços de tempo, e são apontadas como as mais adequadas para este tipo de aplicação [14, 26]. A capacidade de armazenamento de energia e de potência pode ser aumentada com a utilização de baterias em paralelo e em série. Baterias fornecem energia em CC e conversores chaveados são utilizados como interface com a minirrede [26].

Os supercapacitores armazenam energia de forma eletrostática e apresentam tempos de resposta mais rápidos que dispositivos eletroquímicos. Quando comparados com baterias, os supercapacitores apresentam uma potência específica maior (podem fornecer e absorver níveis mais elevados de potência em curtos intervalos de tempo) porém apresentam menor energia específica (armazenam menor quantidade de energia) [26]. Também fornecem energia em CC com interfaces chaveadas e podem ser utilizados para cobrir mudanças rápidas na demanda das cargas ou no fornecimento de energia.

Os volantes de inércia podem armazenar energia para sistemas elétricos quando acoplados a máquinas elétricas. Consistem de corpos rotativos nos quais a energia é armazenada na forma mecânica. Para melhor aproveitamento de suas funcionalidades, esses sistemas são normalmente acoplados a conversores de energia que, quando conectados a sistemas CA, são tipicamente conversores *back-to-back*. A energia armazenada depende do momento de inércia do rotor e da velocidade de rotação e estes são os parâmetros que devem ser projetados para melhorar a capacidade de armazenamento do sistema. Energia é transferida para o dispositivo quando a máquina opera como motor (acelerando a *flywheel*) e é retirada do dispositivo quando a máquina opera como gerador [26].

A Tabela 2-1 mostra um comparativo entre as três tecnologias de armazenamento. Uma característica comum a todo sistema de armazenamento reside na reversibilidade do fluxo de potência. Em operação isolada, energia deve ser enviada ao sistema de armazenamento sempre que a geração superar o consumo e retirada quando o consumo superar a geração. Devido a necessidade de fluxo bidirecional de energia, a interface entre sistemas de armazenamento e as cargas da minirrede tem tipicamente sido feita por conversores bidirecionais de energia, tema principal desta dissertação.

Tabela 2-1 – Comparativo entre tecnologias de armazenamento [27].

	Baterias	Supercapacitores	Volantes de Inércia
Tempo de operação	5 minutos a 8 horas	10 segundos a 1 minuto	1 segundo a 1 minuto
Presença no mercado	Longo (décadas)	Curto (alguns anos)	Longo (baixa rpm) e curto (alta rpm)
Condições de Operação	Estreita faixa de temperatura	Larga faixa de temperatura	Larga faixa de temperatura
Impacto Ambiental	Alto se não reciclada (chumbo)	Alto se entrar em combustão	Baixo
Segurança	Gerenciamento do chumbo sob forte regulação	Requer altas tensões para operar	Revestimento necessário para volantes de altas rpm
Potência	Até muitos MW	Até dezenas de MW	Até muitos MW
Confiabilidade	Moderada	Alta	Moderada
Manutenção	Moderada	Moderada	Moderada
Tempo de recarga	10 x tempo de descarga	Segundos	Segundos ou minutos
Número de ciclos de carga/descarga	Até 3 000	Até 1 000 000	Ilimitada (assumindo manutenção)

2.3.1.6 Conversores chaveados

A eletrônica de potência, como tecnologia de conversão eficiente de energia, tem um papel de suma importância no campo da engenharia elétrica moderna [28, 29] e é uma parte vital na integração de unidades de geração distribuída aos atuais sistemas elétricos, mais essencial ainda quando o conceito de minirrede entra em cena [8, 9, 12, 14, 15, 20-22, 30-33].

Conversores chaveados de energia são utilizados em minirredes para controlar o fluxo de potência e para a conversão de energia para formas CA ou CC, conforme necessário. Diferentes tipos de conversores são necessários para a operação de uma minirrede como aquela da Figura

2-1. Diversos trabalhos são direcionados à busca de topologias e estratégias de controle para a integração de diferentes formas e tecnologias de geração de energia ao sistema elétrico. Exemplos de topologias empregadas nas geração eólica, solar fotovoltaica, células de combustível e microturbinas podem ser vistas em [30, 31].

Em [33], conversores chaveados são classificados quanto ao papel que desempenham dentro de uma minirrede CA. A classificação apresentada se mostra bastante útil para a compreensão do papel de cada conversor em uma minirrede. São definidos os seguintes tipos de conversores:

Os **conversores formadores de rede** (CFR) são utilizados para formar a rede elétrica de corrente alternada e controlar os valores da frequência e da tensão eficaz da mesma. Esses conversores geralmente são conectados a um sistema de armazenamento de energia, tipicamente um banco de baterias. Nesses casos, um melhor aproveitamento operacional dos CFRs é obtido se eles operarem de modo bidirecional, ou seja, podendo retirar ou fornecer energia ao sistema de armazenamento. Estes conversores criam a referência para a operação de outros tipos de conversores e são controlados como conversores fonte de tensão.

Os **conversores alimentadores de rede** (CAR) são os que “alimentam” a minirrede com energia, a partir das fontes primárias disponíveis. Esses conversores frequentemente controlam a potência ativa gerada pela fonte primária de energia através de algoritmos de máxima produção de potência (MPP) mas, dependendo da estratégia de controle da minirrede, podem receber outras referências para operação. A fonte primária de energia pode ser, por exemplo, uma turbina eólica, painéis fotovoltaicos, etc, e esses conversores são controlados como conversores fonte de corrente.

Os **conversores de suporte à rede** (CSR) são utilizados para injetar ou absorver potência em determinados pontos de uma minirrede, interferindo nos fluxos internos de potência, com o objetivo de minimizar as quedas ou elevações de tensão entre pontos da mesma. Numa minirrede isolada autônoma esses conversores são alimentados por sistemas de armazenamento de energia, que normalmente são bancos de baterias.

O controle operacional e o gerenciamento energético dentro de uma minirrede é bastante diferente daquele realizado em sistemas de potência convencionais, dadas as altas velocidades de resposta dos componentes da minirrede e da mínima inércia nestes sistemas [19].

2.3.2 Operação

Quatro modos de operação de minirredes foram identificados no padrão IEEE 1547.4-2011 [34]. Estes modos são: **modo conectado à rede principal, modo em transição para ilhamento, modo em ilhamento e modo em reconexão com a rede principal.**

Quando conectada à rede principal, é recomendado que os equipamentos de medição, troca de informações e de controle estejam operantes e informações a respeito do estado dos dispositivos de proteção, geração, cargas e tensões possam ser acessados para que uma possível transição para ilhamento seja realizada.

Durante a transição para ilhamento, é recomendado que suficientes unidades de GD e de armazenamento estejam disponíveis para dar suporte às cargas conectadas à minirrede. Caso esta não seja a realidade, funcionalidades de partida no escuro (em inglês – *black start*) devem ser oferecidas na minirrede. As razões para se entrar em ilhamento podem ser várias. Em [34] as transições são divididas em três tipos e em cada caso a transição pode ser motivada por questões econômicas ou de confiabilidade.

A primeira categoria é a de transições desencadeadas por eventos externos e que sejam iniciadas de forma manual ou por decisão do operador da minirrede. Uma motivação econômica poderia ser as tarifas energéticas em um determinado horário ou data, enquanto que motivações relacionadas a confiabilidade poderiam incluir ameaças climáticas ou excessivos níveis de estresse em algum componente da rede ou minirrede.

A segunda categoria é a de transições desencadeadas por eventos externos e que sejam iniciadas de forma automática. Motivações econômicas poderiam incluir tarifas energéticas ou contratos de carga interrompíveis, enquanto que motivações relacionadas a confiabilidade poderia incluir falhas na rede principal.

A terceira categoria é a de transições previamente planejadas. Motivações econômicas poderiam incluir planos de geração própria de energia para redução de custos, enquanto

motivações relacionadas a confiabilidade poderia incluir a identificação de períodos de alta demanda energética com altos riscos de falha da rede principal.

Quando operando em ilhamento, é recomendado que uma ou mais unidades de GD ou armazenamento ativas operem fora dos valores de tensão definidos por norma para assegurar estabilidade de tensão e frequência dentro da minirrede [34]. A estabilidade transitória deve ser garantida para degraus de carga, falha de unidades distribuídas ou falhas no ilhamento. Esquemas de proteção adaptativos aos diferentes modos de operação também são recomendados.

Finalmente, para a reconexão da minirrede à rede principal, monitoramento prévio deve indicar a existência de condições próprias para o sincronismo das duas redes. Depois de uma falha na rede principal, a reconexão não deve ser realizada até que a tensão e a frequência da rede principal atinjam níveis específicos.

2.3.3 Controle

Os sistemas de controle desenhados em uma minirrede são responsáveis por garantir operação nos quatro modos previamente descritos. Diferentes arquiteturas já foram propostas e a maioria das estratégias presentes na literatura podem ser divididas em quatro categorias [22]: **controle autônomo**, **controle hierárquico**, **controle baseado em agentes** e **controle baseado em redes neurais**.

No controle autônomo, a minirrede é operada e coordenada por estratégias de controle que não dependem da intervenção humana e, mesmo conectada à rede, não recebe sinais de controle da rede principal [35].

No controle hierárquico, há tipicamente três níveis de controle. O nível mais baixo compreende os controles locais de fontes geradoras (MC – *Micro-source Controller*) e os controladores de carga (LC – *Load Controller*). Os controladores de carga podem atuar na desconexão inteligente de cargas, ou no fornecimento de energia variável a cargas não críticas com o objetivo de manter a estabilidade da minirrede. O nível intermediário de controle compreende o sistema central de controle da minirrede (MGCC – *Microgrid System Central Controller*). O nível mais elevado é o sistema de gerenciamento de distribuição (DMS –

Distribution Management Controller). Esta arquitetura de controle oferece maiores possibilidades de interação da minirrede com a rede principal [21, 33, 36].

Outra forma de classificar as arquiteturas de controle é pela forma como a informação flui pela minirrede. Desta forma as arquiteturas de controle podem ser divididas em **Centralizadas** ou **Descentralizadas**. Nas arquiteturas centralizadas decisões são tomadas por uma central que coleta informações dos demais elementos ativos e não ativos da minirrede e os retorna sinais de controle. Nas arquiteturas descentralizadas as decisões são tomadas por estratégias de controle implementadas localmente nos diversos elementos da minirrede que fazem uso de informações e medições obtidas localmente [36].

O controle centralizado apresenta a vantagem de que as decisões são tomadas através da observação de um cenário mais amplo e é de se esperar que critérios de desempenho mais elevados possam ser atingidos. As desvantagens dizem respeito à estrutura adicional que se faz necessária para a troca de informações entre as entidades da minirrede. Esta estrutura traz custos adicionais que aumentam à medida que o tamanho físico da minirrede aumenta. A minirrede fica também mais vulnerável a falhas na estrutura de comunicação. A escalabilidade da minirrede pode ser prejudicada, uma vez que a inserção de novos componentes na minirrede se torna menos simples.

O controle descentralizado dispensa uma estrutura adicional de comunicação para sua operação e unidades podem ser retiradas e adicionadas sem maiores problemas do ponto de vista da arquitetura de controle, trazendo vantagens de custo e robustez. Porém, o desempenho da minirrede pode ser inferior ao de uma estratégia centralizada e os serviços oferecidos a usuários da minirrede e as possibilidades de interação da minirrede com a rede principal também devem ser limitadas.

Uma estratégia de controle que merece destaque neste trabalho, se dedica ao controle do paralelismo de inversores e é conhecida como **controle por decaimento de curva** ou **controle droop**. Trata-se de uma estratégia para divisão das potências ativa e reativa demandadas pela carga entre duas ou mais fontes. Tradicionalmente, foi utilizada para a conexão em paralelo de fontes CA em sistemas elétricos de potência [37], concebida sobre a premissa de que a reatância indutiva da linha é dominante. O método impõe uma redução da

frequência de saída dos CFR's com o crescimento da potência ativa medida (potência entregue à rede pelo conversor) e uma redução na amplitude da tensão na saída com o crescimento da potência reativa medida. Assim são formados elos de realimentação positiva para as potências ativa e reativa e o sistema, caso seja estável, tende a uma situação de equilíbrio onde essas potências serão repartidas entre os conversores conectados ao barramento [38].

Na estratégia de controle *droop*, cada conversor se baseia somente em informações obtidas localmente (frequência e tensão da minirrede) para a determinação do seu comportamento. Trata-se, portanto, de uma estratégia descentralizada de controle, compatível com minirredes operadas sem um sistema central de gerenciamento.

2.3.4 Outras questões

2.3.4.1 Proteção e detecção de falhas

O estabelecimento de esquemas de proteção dentro de uma minirrede pode ser uma tarefa desafiadora. O controle e operação de uma minirrede é bastante diferente do controle de sistemas de potência tradicionais e, portanto, os esquemas de proteção devem ser cuidadosamente analisados. Estudos apontam diversas diferenças entre os dois cenários [39]. A principal diferença diz respeito à identificação de falhas. As correntes de falha em minirredes são limitadas e dependendo de sua estrutura, do número e da disposição das unidades de GD e armazenamento, os níveis de corrente de falha podem assumir valores variados. A característica de fluxo bidirecional das minirredes torna a tarefa de localização de uma falha uma tarefa não trivial. Dispositivos de proteção convencionais podem não oferecer os resultados esperados na proteção de uma minirrede [19, 22].

2.3.4.2 Serviços auxiliares

A possibilidade de se oferecer serviços auxiliares aos usuários de uma minirrede constitui um aspecto bastante animador. Conforme visto neste capítulo, a possibilidade de uma minirrede operar apenas como uma carga controlável pode ser expandida para um cenário onde a minirrede apresenta maiores níveis de integração com a rede principal, podendo fornecer energia e também participar no mercado de energia. Uma visão mais audaciosa prevê as minirredes

oferecendo serviços auxiliares ao sistema elétrico, incluindo regulação e seguimento de carga, controle auxiliar de tensão, controle de potência reativa, reserva de energia, partida do sistema no escuro, etc.

2.3.4.3 Minirredes no mundo

Muitas minirredes teste foram montadas ao redor do mundo nos últimos anos. A seguir pode ser vista uma lista das maiores e principais estruturas de minirredes encontradas na literatura [16, 20, 22].

- Minirredes norte-americanas:
 - Boston Bar – BC Hydro, Canada.
 - Boralex – Hydro Quebec (HQ), Canada.
 - The CERTS testbed – Estados Unidos.
 - UW, Estados Unidos.
 - Northern Power Systems, Mad River – Estados Unidos.
 - GE microgrid – Estados Unidos.
 - Fort Bragg – Estados Unidos.
 - Beach Cities project – Estados Unidos.
 - Illinois Institute of Technology (IIT), the Perfect Power Project – Estados Unidos.
- Minirredes europeias.
 - Bronsbergen Holiday Park – Holanda.
 - Am Steinweg in Stutensee (Residencial) – Alemanha.
 - CESI RICERCA DER – Itália.
 - Ilha de Kythnos – Grécia.
 - National Technical University of Athens (NTUA) – Grécia.

- DeMoTec – Alemanha.
- MVV Energie – Alemanha.
- University of Manchester – Inglaterra.
- Labein Research Institute – Espanha.
- EDP – Portugal.
- Minirredes asiáticas.
 - Aichi - Japão.
 - Kyoto eco-energy (Kyotango project) – Japão.
 - Shimizu – Japão.
 - Hachinohe – Japão.
 - Central Research Institute of Electric Power Industry (CRIEPI), Akagi – Japão.
 - Sendai project – Japão.
 - Hefei University of Technology (HFUT) – China.
 - Hsinchiang – China.
 - KERI – Coreia do Sul.
- Minirredes brasileiras.
 - Xapuri – Acre.
 - Araras – Rondônia.
 - Ilha dos Lençóis – Maranhão.

2.4 Normas e Padrões

A principal série de padrões disponível na literatura que aborda os temas de geração distribuída e minirredes é a norma IEEE 1547 [11, 34, 40-42].

A norma IEEE 1547.2003 [11] foi a primeira da série e especificou requisitos para a conexão de unidades de GD à sistemas de potência. O conceito de minirrede ainda não havia sido introduzido no padrão e questões relacionadas a ilhamento intencional foram deixadas para novas publicações da série.

A norma IEEE 1547-1.2005 [40] tratou da especificação dos testes necessários para se verificar a adequação de funções e equipamentos ao IEEE 1547.2003.

A norma IEEE 1547-2.2008 [41] foi publicada com a intenção de fornecer maiores detalhes técnicos de modo a facilitar a compreensão do IEEE 1547.2003.

A norma IEEE 1547-4.2011 [34] trouxe práticas alternativas para a conexão de unidades de GD além de especificar operações de ilhamento intencional e reconexão com a rede principal. Pela primeira vez foi utilizado o termo minirredes.

A norma IEEE 1547-6.2011 [42] incorporou novas práticas alternativas e incluiu tópicos de discussão variados na série de padrões.

No Brasil, a Agencia Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) recentemente publicou a resolução normativa número 482/2012, estabelecendo as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica [43]. O conceito de minirrede nos moldes descritos neste relatório ainda não foi reconhecido, embora as minirredes isoladas já tenham sido alvo de regulamentação.

2.5 Conclusões

Este capítulo tratou dos tópicos geração distribuída e minirredes. Constituiu-se de um estudo preliminar a fim de se investigar a literatura sobre definições, avanços, desafios, problemáticas e perspectivas futuras envolvendo estas áreas de conhecimento.

A geração distribuída e as minirredes estão no coração da mais atual mudança de paradigma de geração energética. Diversos pesquisadores ao redor do mundo reconheceram as possibilidades e desafios interessantes introduzidos por este novo paradigma. Muitos esforços de pesquisa vem sendo realizados para que desafios sejam transpostos e os sistemas elétricos evoluam, mas muitas questões permanecem em aberto.

O conceito de geração distribuída, embora apresente diversas vantagens frente ao modelo centralizado tradicional, ainda enfrenta fortes barreiras para penetração nos sistemas elétricos convencionais. O conceito de minirredes vem a minimizar essas barreiras e se apresenta atualmente como a melhor saída para a integração de unidades de GD.

Os recentes padrões e normas internacionais estabelecem diversos cenários de operação para os conversores chaveados dentro de uma minirrede, trazendo novos desafios do ponto de vista de controle e operação destes conversores. Desafios estes que já vem sendo investigados pela comunidade científica.

Embora o conceito de minirrede já esteja bem disseminado, a regulamentação brasileira só prevê a operação de minirredes em modo isolado, para o atendimento de locais não conectados ao SIN. Somente em 2012, a integração de unidades de GD ao SIN foi regulamentada pela ANEEL e barreiras regulatórias ainda precisam ser vencidas para que o conceito de minirredes abordado neste relatório se torne uma realidade. A publicação de padrões internacionais que preveem a operação das minirredes são um forte indicativo de que tendência é que o setor elétrico se direcione mais e mais para a incorporação das minirredes às redes de distribuição e o projeto em questão busca se antecipar a este movimento e buscar soluções para facilitar este processo.

Capítulo 3

3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo é feita uma análise da literatura sobre conversores bidirecionais de energia para que seja escolhida a topologia do conversor bidirecional desenvolvido neste trabalho. Uma vez selecionada, esta topologia é então analisada com mais detalhes sob aspectos de operação e funcionamento.

3.1 Conversores Bidirecionais

Conforme visto nos capítulos 1 e 2, os conversores bidirecionais assumem um papel de suma importância dentro do conceito de minirrede. De fato, melhorias em flexibilidade e confiabilidade podem ser obtidas com a utilização destes elementos juntamente com sistemas de armazenamento. Por este motivo, esses componentes são alvo de pesquisas e a literatura já conta com diversos trabalhos que tratam do tema. Via de regra, os conversores bidirecionais servem de interface entre um sistema de armazenamento e uma carga ou conjunto de cargas, que eventualmente podem reverter o fluxo de potência.

A aplicação dos conversores bidirecionais não está restrita somente a minirredes. Estes conversores podem ser encontrados em veículos elétricos, veículos elétricos híbridos, aeronaves elétricas, sistemas de alimentação ininterrupta (SAI) e etc.

Os sistemas de alimentação ininterrupta, popularmente conhecidos como “*no-break*”, são sistemas destinados ao funcionamento como uma fonte de *backup* à rede principal. Visam, portanto, aumentar o nível de confiabilidade do suprimento de energia elétrica a determinados componentes considerados críticos. Embora uma das vantagens das minirredes descritas no capítulo 2 seja exatamente o aumento da confiabilidade da alimentação elétrica, o conceito de uma minirrede é bastante mais amplo que o conceito de um SAI.

Primeiramente, as minirredes podem ser concebidas e projetadas para funcionarem de forma totalmente isolada, enquanto que um SAI deve necessariamente contar com a presença de uma rede principal. Na realidade, um SAI é tipicamente concebido para operar de forma

esporádica. No modo “stand-by”, o conversor bidirecional de um SAI normalmente tem a única função de manter o sistema de armazenamento carregado. Seu modo de operação varia bruscamente diante da queda da rede, ocasião em que passa a fornecer energia para um circuito específico. Em uma minirrede, o conversor bidirecional interage de diversas formas com a rede. Ele deve constantemente controlar os níveis de tensão e frequência (para o caso de uma rede CA) entregue às cargas na presença de fontes geradoras, deve ser capaz de operar em paralelo com outros conversores, etc.

Para o caso do acionamento de motores elétricos, no qual se encaixam os veículos e aeronaves elétricos, o fluxo pode ser revertido na ocasião de frenagem do motor. No processo de frenagem, o conjugado de carga no eixo do motor é invertido, fazendo com que o motor opere momentaneamente como gerador. Em aplicações mais simples, a energia entregue pelo motor (atuando como gerador) pode ser dissipada em um resistor de frenagem. Para evitar o desperdício desta energia, já é comum a utilização de conversores bidirecionais para que o fluxo reverso de energia seja direcionado de volta ao sistema de armazenamento, caracterizando o processo de **frenagem regenerativa**.

Diversas topologias podem ser encontradas na literatura. Elas diferem em diversos aspectos. As mais variadas distinções e classificações podem ser feitas. Dependendo do tipo de carga tem-se a primeira divisão dos conversores bidirecionais de energia: conversores bidirecionais **CC-CC** ou **CC-CA**. Os conversores CC-CA podem, ainda, ser divididos em topologias **monofásicas** ou **trifásicas**.

A interface com sistemas de armazenamento pode impor condições e especificações das mais variadas ao conversor. Dependendo das tensões e correntes nominais envolvidas na conversão as topologias podem assumir configurações de um **único estágio** ou de **múltiplos estágios**.

A **isolação galvânica** é frequentemente exigida por regulação e também é tratada como critério de diferenciação entre os conversores. A isolação elétrica é caracterizada pela ausência de conexão elétrica entre duas ou mais partes de um circuito. Nestes casos, pode haver fluxo de potência entre as partes isoladas do circuito desde que alguma forma de acoplamento se configure. Tipicamente este acoplamento é visto nas formas óptico ou magnético, em que a

primeira opção é normalmente escolhida para aplicações de baixíssima potência, como medição e processamento digital de sinais, e a segunda é utilizada nas demais aplicações de potências mais elevadas.

A isolamento galvânica se mostra interessante por diversos pontos. Primeiramente pela contribuição em requisitos de segurança, pois aumenta o nível de proteção do usuário contra choques e correntes de fuga. Em caso de falhas, a isolamento limita os níveis de corrente que podem circular pelo equipamento. No caso dos conversores com saída em CA, a isolamento também contribui para a eliminação da componente contínua da corrente entregue à saída. Finalmente, a presença de um transformador garante maior flexibilidade na etapa de projeto de um conversor, permitindo que os níveis de tensão sejam adaptados para, por exemplo, obtenção de conversores de alto ganho.

A isolamento galvânica pode ser dividida, ainda, em isolamento em **baixa frequência** e isolamento em **alta frequência**. Em comparação com a isolamento em alta frequência, em baixa frequência os componentes reativos apresentam maiores volume, peso e custo, porém as topologias normalmente são mais simples, utilizam um número menor de chaves semicondutoras e componentes em geral e requerem arquiteturas de controle menos complexas.

Conforme estabelecido no escopo deste trabalho, o conversor proposto deve funcionar como interface entre um sistema de armazenamento e uma rede de distribuição CA trifásica, ou seja, trata-se de um conversor CC-CA trifásico. É muito comum que este tipo de conversor seja formado com a associação de diversos estágios. Uma abordagem comum é a utilização de um estágio de conversão CC-CC associado a um inversor bidirecional CC-CA. Se o estágio CC-CC for não isolado, tem-se um conversor CC-CC-CA. Se o estágio CC-CC for isolado, tipicamente em alta frequência, tem-se um conversor CC-CA-CC-CA.

De modo a entender melhor as possíveis topologias de conversores bidirecionais CC-CA, este capítulo está estruturado como se segue: inicialmente são apresentados os principais conversores CC-CC bidirecionais não isolados, seguidos dos conversores CC-CA bidirecionais de único estágio não isolados e isolados. Depois são apresentados os conversores CC-CC isolados em alta frequência, seguidos dos conversores CC-CA de múltiplos estágios que incluem os

conversores CC-CC-CA e CC-CA-CC-CA. Por fim são mencionados os conversores multiportas e então é apresentada a topologia escolhida para este trabalho.

3.2 Conversores CC-CC bidirecionais não isolados

Nesta sessão serão apresentados alguns conversores bidirecionais CC-CC não isolados. Inicialmente serão expostas topologias tidas como clássicas e já bastante conhecidas na literatura mas que ainda encontram ampla aplicabilidade em trabalhos atuais.

3.2.1 Conversores *buck-boost*

O conversor *buck-boost* bidirecional pode ser obtido diretamente da topologia tradicional apenas pela substituição do diodo por uma chave semicondutora e pode ser visto na Figura 3-1. A sua topologia tradicional, por sua vez, é obtida pela conexão de dois conversores básicos, um estágio abaixador de tensão (*buck*) e um estágio de elevação (*boost*). A análise dos conversores citados pode ser encontrada em livros clássicos [29].

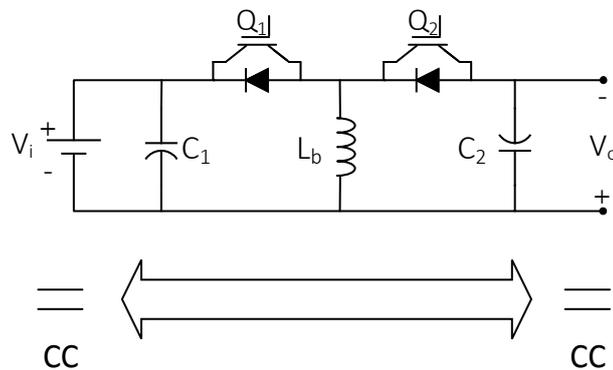


Figura 3-1- Conversor bidirecional CC-CC *Buck-boost* tradicional.

O conversor *buck-boost* bidirecional tradicional é uma topologia bastante simples, com apenas duas chaves um indutor e dois capacitores. A transferência direta de energia (no sentido da esquerda para a direita na Figura 3-1) é obtida com a operação da chave Q_1 , enquanto que a transferência reversa é obtida com a operação da chave Q_2 . A associação de dois estágios com características opostas permite que a tensão de saída do conversor assumam valores maiores ou

menores que a tensão de entrada, porém com a desvantagem de se obter uma saída com polaridade de tensão invertida.

Uma outra topologia de conversores *buck-boost* pode ser vista na Figura 3-2. Trata-se de uma topologia mais complexa que a topologia *buck-boost* tradicional, com a adição de duas chaves semicondutoras. Também pode ser utilizado como abaixador ou elevador de tensão, mas com tensão de saída na mesma polaridade da tensão de entrada. A operação do conversor é dividida em quatro estágios diferentes.

Quando operando no modo abaixador de tensão e com fluxo de energia no sentido direto, somente a chave Q_1 é acionada, funcionando como um conversor *buck* da entrada para a saída. No modo abaixador de tensão com fluxo de energia reverso, o controle do conversor deve ser feito pelo chaveamento de Q_2 com a chave Q_3 mantida ligada, onde o conversor opera como um conversor *boost* da saída para a entrada.

Operação semelhante é obtida no modo elevador de tensão. Quando o fluxo de energia é direto, o conversor é controlado pela chave Q_4 com a chave Q_1 mantida ligada, caracterizando uma operação de conversor *boost* da entrada para a saída. Por fim, com o fluxo de energia reverso, o conversor é controlado apenas pela chave Q_3 [44].

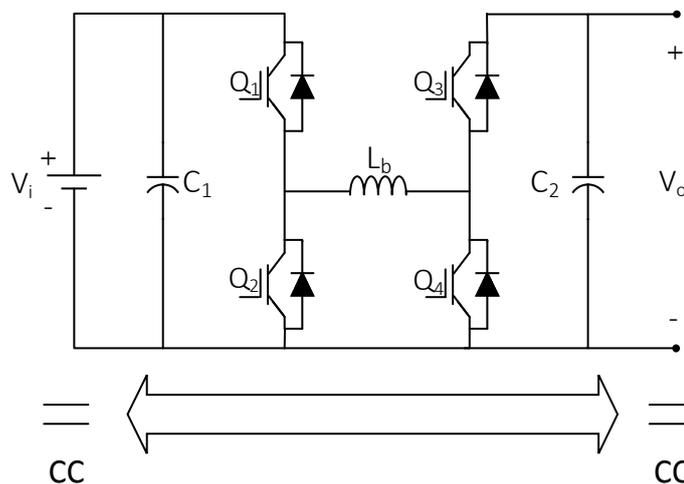


Figura 3-2- Conversor bidirecional CC-CC *Buck-boost* em cascata ou em ponte completa.

Quando comparada com a topologia tradicional, a conversor da Figura 3-2 apresenta as desvantagens de utilizar um maior número de chaves semicondutoras e de se ser controlado de forma mais complexa. Em contrapartida, sua operação é caracterizada por menores esforços térmicos e elétricos, principalmente no modo elevador de tensão [44]. Verifica-se no conversor *buck-boost* em cascata, uma redução nas correntes eficazes do indutor, das chaves semicondutoras e do capacitor de saída. Assim, os custos adicionais das chaves extras utilizadas na topologia tradicional podem ser reduzidos com a utilização de indutores e capacitores menores.

As duas topologias da Figura 3-1 e da Figura 3-2 permitem que se trabalhe com a tensão de saída variando entre valores maiores ou menores que a tensão de entrada. Para aplicações onde a tensão de saída assuma valores sempre maiores que a tensão de entrada (ou sempre menores, que implicaria inverter a entrada e a saída do conversor), pode-se optar pela topologia exibida na Figura 3-3, o *buck-boost* bidirecional em meia ponte ou de dois quadrantes. Nela, é exemplificada a situação em que a tensão de saída é maior que a tensão de entrada. Quando o fluxo de energia é direto (da esquerda para a direita na Figura 3-3), a chave Q_2 deve ser controlada, enquanto que com fluxo de energia reverso a chave Q_1 deve ser operada.

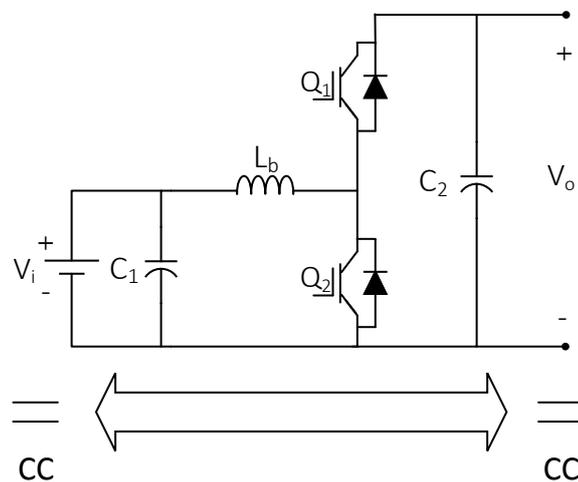


Figura 3-3- Conversor bidirecional CC-CC *Buck-boost* em meia ponte ou de dois quadrantes.

Com esta topologia, pode-se combinar as vantagens das duas topologias descritas anteriormente, nomeadamente o reduzido número de componentes e menores esforços térmicos e elétricos nas chaves, indutores e capacitores, a sacrifício da característica de maior flexibilidade de operação nos modos elevador e abaixador das topologias anteriores.

Esta estrutura é citada em diversos trabalhos, como em [45-47] por exemplo. Até os dias de hoje o conversor *buck-boost* de dois quadrantes encontra aplicação prática em casos nos quais a isolamento galvânica não seja necessária ou, no caso de conversores múltiplos estágios, em que a isolamento é realizada em outro bloco do conversor.

Muito decorrente da ausência de transformadores, a principal limitação desse conjunto de conversores está na limitação do ganho de tensão. Na prática, esses conversores trabalham com razões de tensão de entrada e saída da ordem de 4 ou 0,25, nos modos elevador e abaixador de tensão, respectivamente.

3.2.2 Conversores Ćuk, Zeta e SEPIC

Outro conjunto de conversores CC-CC bidirecionais conta com os conversores Ćuk (Figura 3-4), Zeta (Figura 3-5) e SEPIC (do inglês *Single-ended primary-inductor converter*, visto na Figura 3-6). A exemplo dos conversores *buck-boost*, suas formas bidirecionais podem ser obtidas com a substituição dos diodos (das topologias tradicionais unidirecionais) por chaves.

As três topologias contam com dois indutores (L_1 e L_2) e um capacitor em série para acoplamento energético entre entrada e saída (C_t). A transferência direta de energia é obtida com a operação da chave Q_1 , enquanto que a transferência reversa é obtida com a operação da chave Q_2 . Quando comparadas com os conversores *buck-boost*, tendem a apresentar menores ondulações de corrente na saída e comportamentos mais suaves frente a falhas de curto-circuito. Todas as três topologias podem trabalhar com tensões de saída maiores ou menores que a tensão de entrada.

O conversor Ćuk, assim como o conversor *buck-boost* tradicional trabalha com polaridade de tensão de saída invertida em relação à entrada.

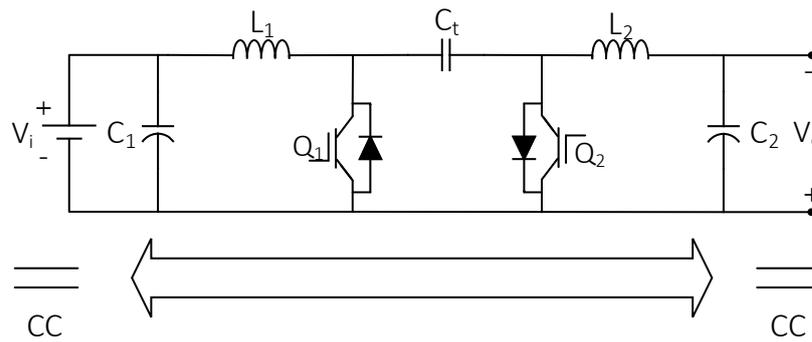


Figura 3-4- Conversor CC-CC Ćuk bidirecional.

Os conversores Zeta e SEPIC, conforme podem ser vistos nas figuras abaixo, assumem basicamente a mesma configuração quando colocados em sua forma bidirecional [48]. Essas topologias apresentam as mesmas características apresentadas no conversor Ćuk, com a diferença que entrada e saída apresentam a mesma polaridade de tensão.

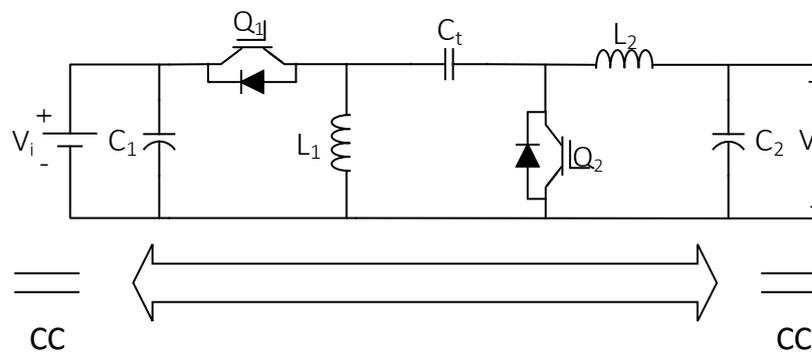


Figura 3-5- Conversor CC-CC Zeta bidirecional.

Quando comparados aos conversores *buck-boost*, mais especificamente o *buck-boost* de dois quadrantes, os conversores descritos nessa seção apresentam vantagens e desvantagens. As principais vantagens são que estes conversores podem ser facilmente isolados e apresentam menores ondulações de corrente de saída, que tem direto impacto na redução do capacitor de saída [29, 49].

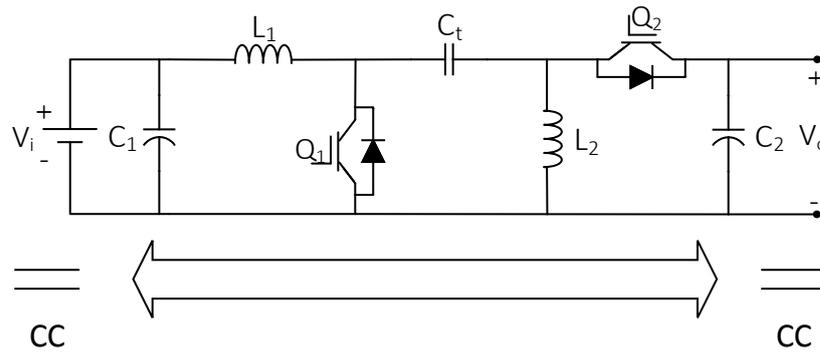


Figura 3-6- Conversor CC-CC SEPIC bidirecional.

As desvantagens são mais numerosas. O *buck-boost* de dois quadrantes opera com somente um indutor, cuja indutância tipicamente se aproxima da metade das indutâncias utilizadas nos conversores analisados nessa seção. Os esforços térmicos e de corrente também são menores no *buck-boost* de dois quadrantes, que conseqüentemente tende a ser mais eficiente [29, 50].

3.3 Conversores CC-CA bidirecionais de único estágio não isolados

Nesta sessão serão apresentados alguns conversores bidirecionais CC-CA de único estágio não isolados. Tratam-se de topologias bem conhecidas na literatura para aplicações em baixa tensão.

3.3.1 Inversor ponte completa

O inversor ponte completa é a topologia mais comum para conversores CC-CA monofásicos. Sua estrutura pode ser visualizada na Figura 3-7, incluindo o filtro de saída.

O inversor em ponte completa monofásico conta com dois braços cujas chaves são acionadas para a obtenção de uma saída alternada em tensão. Esse inversor normalmente é acionado por comando modulados em largura de pulso (ou em inglês, *Pulse Width Modulation* – *PWM*), o que torna necessário que ele seja conectado a um filtro de saída.

No modo retificador, trabalha como um elevador de tensão e permite a utilização de técnicas de correção de fator de potência (do inglês *Power factor correction* – *PFC*).

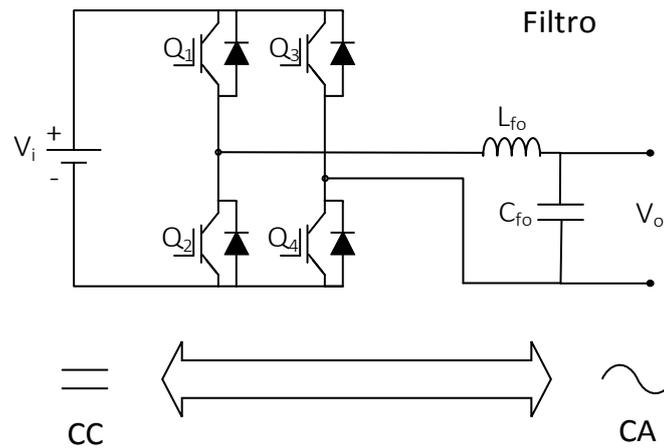


Figura 3-7- Inversor bidirecional em ponte completa.

As principais desvantagens dessa estrutura são o elevado número de chaves e a impossibilidade de ser isolada em alta frequência. As vantagens são que para uma dada potência os esforços de tensão e corrente nas chaves serão menores se comparados a outras topologias monofásicas [47, 51].

3.3.2 Inversor meia ponte

Uma alternativa à topologia em ponte completa é a configuração em meia ponte mostrada na Figura 3-8. É constituída de apenas um braço o que significa um menor número de chaves e menor custo de fabricação. O lado CC é uma fonte com ponto médio, que normalmente é obtida com um divisor capacitivo.

Trata-se da topologia mais simples de conversores CC-CA monofásicos e é normalmente utilizada em aplicações de menor potência que a topologia em ponte completa. Isso se dá pelo fato da tensão na saída ser duas vezes menor, tornando necessária uma corrente duas vezes maior para o transporte da mesma quantidade de energia, elevando os esforços de corrente nas chaves [47, 51].

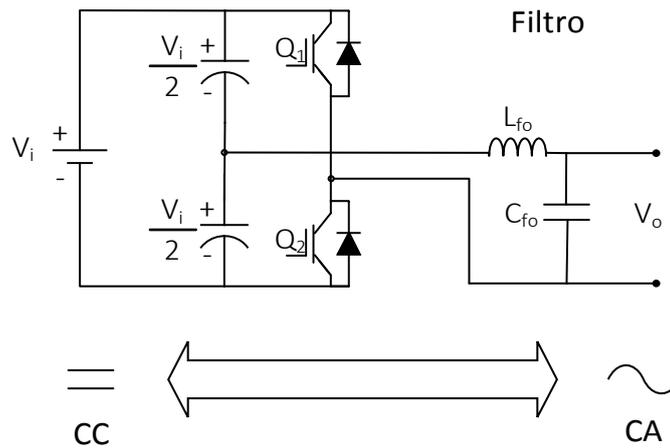


Figura 3-8- Inversor bidirecional em meia ponte.

3.3.3 Inversor trifásico

Quando se fala em topologia de inversor trifásico, não isolada, para aplicações de baixa tensão, a estrutura mais utilizada é o inversor trifásico em dois níveis mostrado na Figura 3-9. Seu funcionamento é essencialmente o mesmo do inversor monofásico em ponte completa [51].

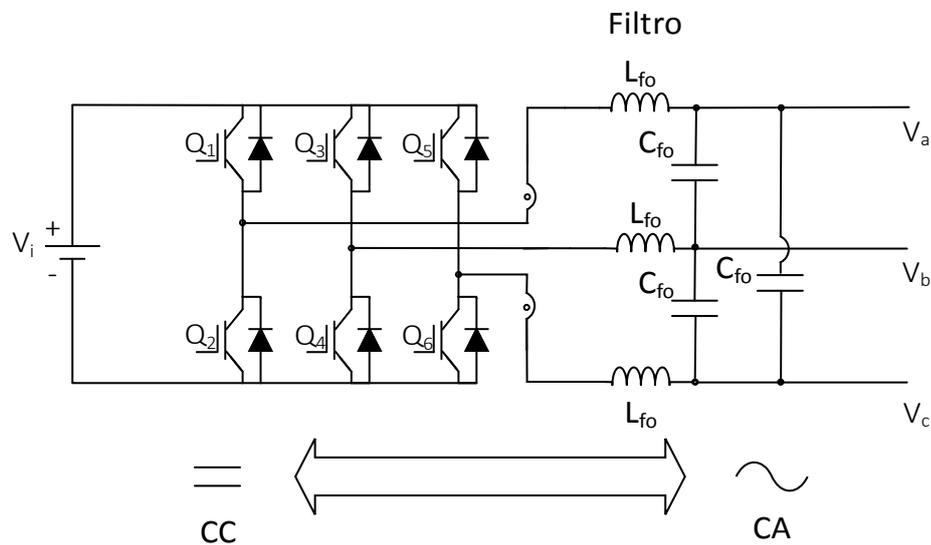


Figura 3-9- Inversor bidirecional trifásico.

A estrutura da Figura 3-9, assim como todos os inversores desta sessão, apresenta uma característica de elevador de tensão quando operando no modo retificador. Isto também implica que o nível de tensão no lado CC deve ser maior que o valor de pico da tensão de fase da saída.

3.4 Conversores CC-CA bidirecionais de único estágio isolados

Nesta sessão serão apresentados alguns conversores bidirecionais CC-CA isolados de único estágio.

3.4.1 Conversores CC-CA isolados em baixa frequência

Os conversores apresentados na seção 3.3, conforme mencionado, são normalmente acionados por sinais PWM como aquele da Figura 3-10, considerando uma modulação PWM senoidal. Trata-se de um comando não simétrico (de valor médio não nulo) na frequência de comutação e, portanto, não pode ser aplicado ao primário de um transformador de alta frequência, pois o sinal modulante seria filtrado pelo transformador. Para essas topologias, frequentemente se recorre à isolamento em baixa frequência.

A Figura 3-11 ilustra como as topologias apresentadas na seção 3.3 podem ser utilizadas em aplicações onde isolamento galvânica se faça necessária. Conforme já salientado no início do capítulo, os transformadores de baixa frequência apresentam a desvantagem do maior volume, peso e custo, porém tratam-se de topologias simples e eficazes.

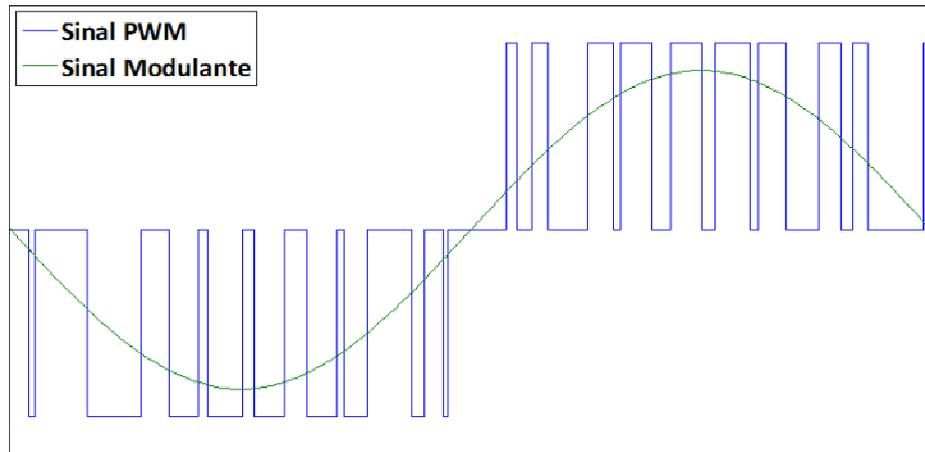


Figura 3-10- Traçado da modulação PWM unipolar.

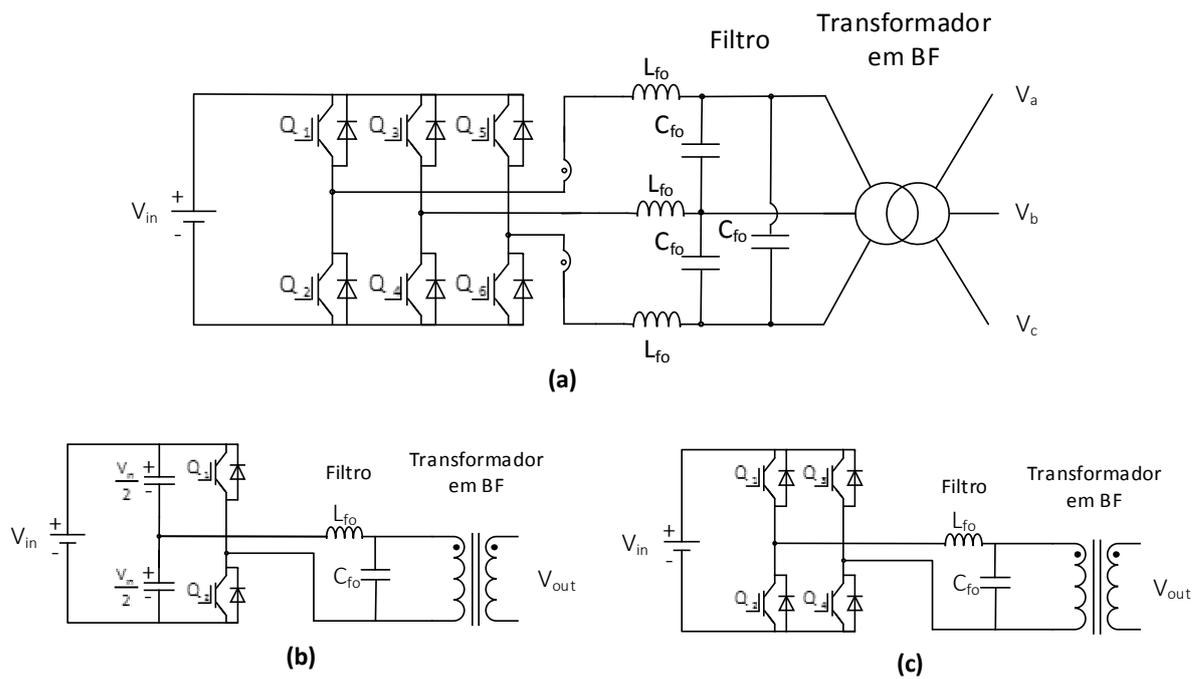


Figura 3-11- Topologias de inversores isolados em baixa frequência: (a) trifásica; (b) monofásica em meia ponte; (c) monofásica em ponte completa.

3.4.2 Conversor CC-CA *Push-pull*

Uma topologia simples do conversor CC-CA bidirecional monofásico isolado é o inversor *Push-pull* bidirecional visto na Figura 3-12.

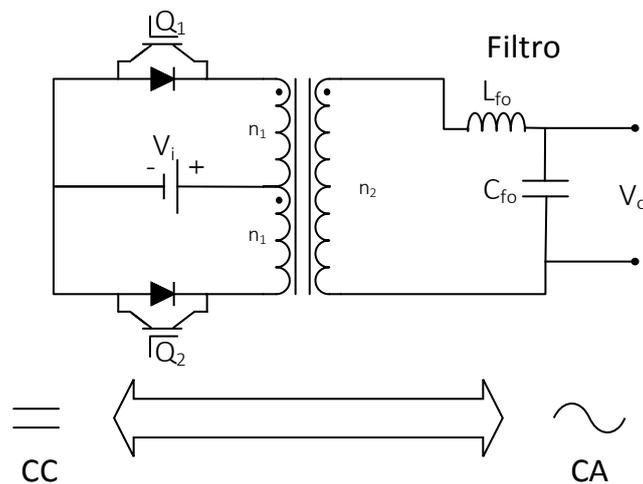


Figura 3-12- Inversor Push-pull bidirecional.

A topologia faz uso de um transformador de isolamento com ponto médio no primário e, assim como o inversor em meia ponte, utiliza apenas duas chaves semicondutoras. As chaves e a tensão de entrada são ligadas na mesma referência, o que facilita a implementação dos circuitos de acionamento das chaves estáticas. Em contrapartida, a tensão imposta reversa nas chaves é o dobro da tensão de alimentação CC, o que direciona o conversor *Push-pull* para aplicações em baixa tensão de entrada [51].

3.4.3 Conversores CC-CA por deslocamento de fase

Os conversores com controle por deslocamento de fase foram primeiro apresentados em [52] e depois modificados em [53], cuja topologia proposta está exibida na Figura 3-13.

As chaves Q_1 e Q_2 no primário do transformador são acionadas alternadamente com um ciclo de trabalho de 50%, assim como as chaves Q_3 e Q_4 , no secundário do transformador. As chaves do secundário são acionadas com uma diferença de fase dada por $d(t) \times T$, sendo $d(t)$

variado senoidalmente. A Figura 3-14 ilustra o esquema de comutação das chaves e a saída em PWM desta classe de conversores.

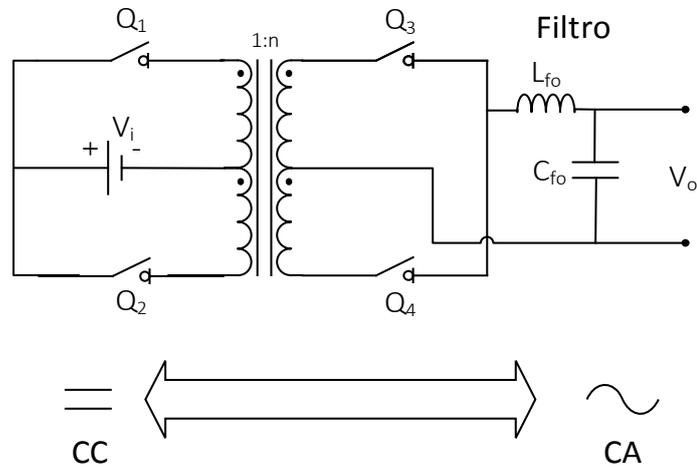


Figura 3-13- Conversor CC-CA controlado por deslocamento de fase proposto em [53].

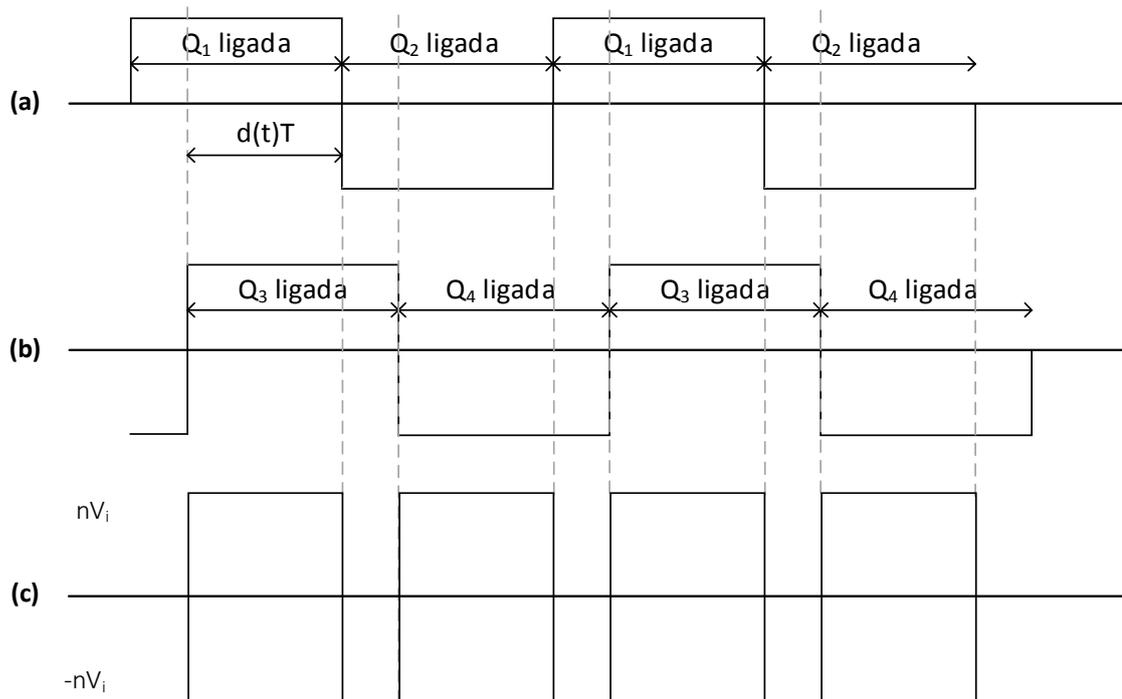


Figura 3-14- Esquema de comutação dos braços de entrada (a), saída (b), e forma de onda resultante (c).

Os sinais utilizados para acionamento das chaves são simétricos e permitem a utilização de transformadores de alta frequência com uma topologia pouco complexa.

3.5 Conversores CC-CC bidirecionais isolados em alta frequência

Essencialmente, qualquer topologia inversora corretamente modulada e com a saída retificada constitui um conversor CC-CC. Para a obtenção de conversores CC-CC isolados em alta frequência, existe a necessidade de se criar um elo CA de alta frequência. Por este motivo, estes conversores também podem ser chamados de conversores CC-CA-CC e um esquema básico deste tipo de estrutura pode ser visto na Figura 3-15.

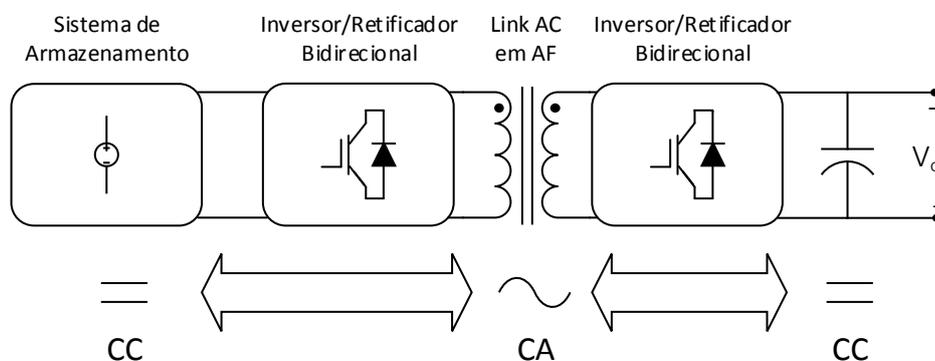


Figura 3-15- Esquema básico de um conversor CC-CC bidirecional com elo de alta frequência.

As topologias de inversores CC-CA-CC bidirecionais variam bastante [54, 55]. Os estágios CC-CA e CA-CC do conversor são, via de regra, inversores bidirecionais operando ora como inversor, ora como retificador e conectados por um transformador de alta frequência. Na literatura são encontrados trabalhos utilizando as diversas topologias de conversores CC-CA tratadas neste capítulo como inversores em ponte completa, meia ponte, *push-pull*, dentre outros, conforme observado na Figura 3-16.

Diversos trabalhos na literatura comparam as diferentes possibilidades de composição da estrutura dos conversores CC-CA-CC, bem como possibilidades de implementação de comutação suave, custo, estratégias de controle e etc [54, 55]. O interesse nessas topologias está

3.6 Conversores CC-CA bidirecionais de múltiplos estágios

A maioria dos conversores bidirecionais encontrados hoje na literatura consiste de conversores de múltiplos estágios. Os conversores descritos nesta seção são divididos entre conversores CC-CC-CA e conversores CC-CA-CC-CA [56]. Eles são formados pela composição de duas ou mais das topologias apresentadas nas seções anteriores. Conforme explicado adiante, essas topologias apresentam entre seus diferentes estágios de conversão algum componente armazenador de energia. Via de regra, os elos CC são implementados com capacitores, e sua utilização se torna interessante a medida que permite que os estágios de conversão conectados sejam controlados de forma relativamente independente.

3.6.1 Conversores CC-CC-CA

Conforme salientado na seção 3.3, os conversores CC-CA de único estágio não isolados, ou isolados conforme a Figura 3-11, necessitam de níveis CC na entrada maiores que a tensão de pico por fase na saída para operarem corretamente. Na prática, os sistemas de armazenamento podem oferecer tensões que variam em uma larga faixa ou simplesmente não são altas o suficiente para uma dada aplicação, como por exemplo a geração de uma rede dentro de uma minirrede isolada. Por esse motivo, frequentemente esses conversores são associados a um estágio de elevação CC-CC, que além de elevar o nível de tensão na entrada do estágio CC-CA, pode manter esta tensão controlada. A Figura 3-17 ilustra o esquema básico destes conversores.

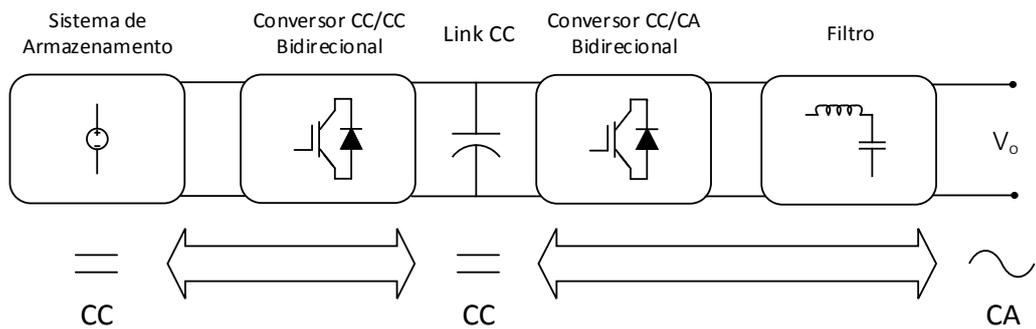


Figura 3-17- Esquema básico de um conversor CC-CC-CA bidirecional não isolado.

Diante da necessidade da isolação galvânica, esses conversores são, frequentemente, isolados em baixa frequência conforme mostrado na Figura 3-18.

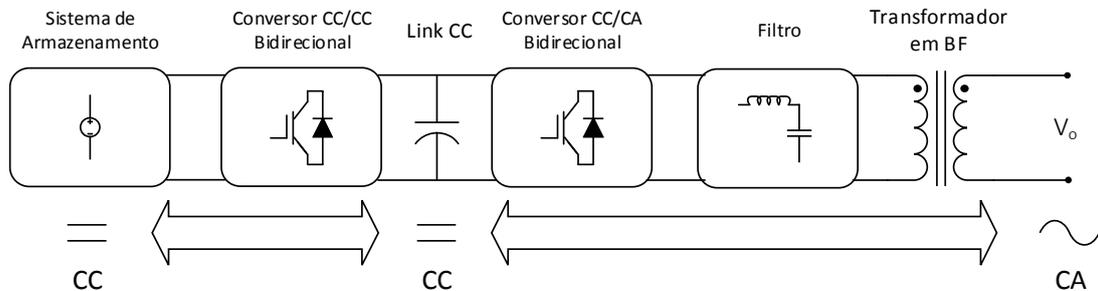


Figura 3-18- Esquema básico de um conversor CC-CC-CA bidirecional isolado em baixa frequência.

3.6.2 Conversores CC-CA-CC-CA

Entende-se por conversores CC-CA-CC-CA, os conversores descritos na seção 3.5 com um estágio extra de conversão CC-CA, para os casos em que a aplicação exija uma saída CA. A principal diferença entre as topologias CC-CA-CC-CA e as CC-CC-CA é que no primeiro caso a isolação é realizada em alta frequência. A Figura 3-19 ilustra o esquema básico desta classe de conversores.

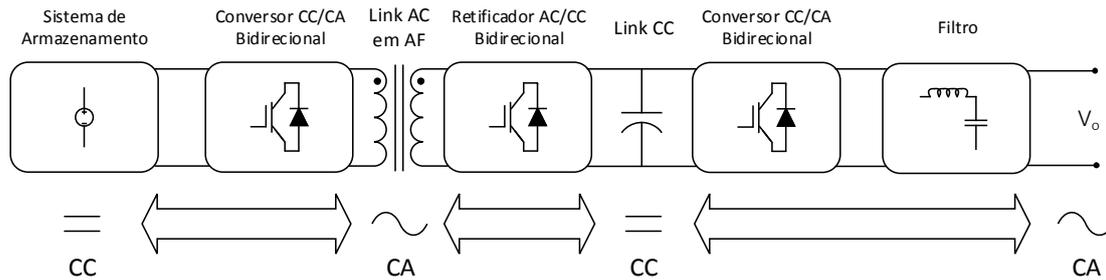


Figura 3-19- Esquema básico de um conversor CC-CA-CC-CA isolado em alta frequência.

Na grande maioria dos casos, o último estágio de conversão CC-CA é realizado por conversores em ponte completa ou na configuração trifásica.

3.7 Conversores bidirecionais multiportas

É possível se encontrar na literatura topologias de conversores multiportas, como em [57]. Tomando como referência a descrição de minirredes com barramentos concentrados feita no capítulo 2, algumas configurações de minirrede baseiam-se na conexão de diversas fontes e cargas a um barramento comum, ao qual também está conectado um conversor bidirecional realizando a interface com o sistema de armazenamento. Com a utilização de um conversor multiportas, busca-se eliminar os barramentos de interconexão dos diversos conversores, conectando todas as cargas, unidades de geração e sistemas de armazenamento em um só equipamento.

A principal vantagem desta abordagem está na utilização de um menor número de componentes, reduzindo custos e tamanho da eletrônica de uma minirrede. Porém, conforme visto no capítulo 2, essa abordagem perde em flexibilidade uma vez que a adição de novos componentes no circuito deixa de ser imediata. Outra desvantagem consiste na perda em confiabilidade, uma vez que uma falha neste conversor implica na paralização de todo o sistema. Em [57], a utilização de conversores bidirecionais multiportas é proposta para estações de carregamento de veículos elétricos, aplicação em que a escalabilidade da estação é uma

característica negligenciável. Para o campo das minirredes em geral, em que a característica “*plug-and-play*” se mostra cada vez mais importante, estes conversores tendem a atrair menos atenção de pesquisadores.

3.8 Estrutura escolhida

Com base em toda a análise desenvolvida neste capítulo a respeito das diferentes topologias de conversores de energia bidirecionais encontradas na literatura, a escolha da topologia utilizada neste trabalho inicialmente se divide entre um conversor CC-CC-CA ou CC-CA-CC-CA.

Foram vistas na introdução deste capítulo as diversas vantagens da utilização de um conversor isolado. O conversor utilizado deverá, portanto, contar com isolamento galvânica. Na escolha de um conversor CC-CA-CC-CA, pode-se optar pela isolamento em alta frequência, que apresenta as vantagens de reduzidos custos e tamanho. Por esses motivos, há uma clara tendência na eletrônica de potência moderna de utilização de topologias isoladas em alta frequência.

Por outro lado, conforme destacado no escopo do projeto, este trabalho tem por produto final um conversor que servirá de base para futuros trabalhos na área, e as principais contribuições se dão no controle deste conversor. Por esses motivos, optou-se por construir um conversor CC-CC-CA. Estes conversores apresentam estruturas de hardware mais simples e arquiteturas de controle menos complexas podem ser utilizadas, mostrando-se uma escolha mais apropriada para um trabalho inicial neste tipo de conversores. Tratando-se de uma estrutura isolada, o conversor escolhido segue a estrutura da Figura 3-18. Uma vez escolhida a estrutura do conversor, resta determinar as topologias a serem utilizadas nos estágios CC-CC e CC-CA.

O conversor deve ser utilizado em uma minirrede CA trifásica. Conforme salientado na seção 3.3.3, em aplicações trifásicas o estágio CC-CA mais comumente utilizado é o inversor da Figura 3-9. Resta apenas a escolha do estágio de conversão CC-CC, que, conforme a Figura 3-18, pode ser uma topologia não isolada.

Os sistemas de armazenamento em baterias, que normalmente são compostas por células de 2V, tendem a ter tensões nominais de valor limitado. O projeto da ilha de Lençóis [1], por

exemplo, utilizou bancos de baterias com tensão nominal de 240V, com conjuntos de 20 baterias de 12V colocadas em série. Bancos com tensões mais elevadas são dificilmente encontrados. Desta forma, o estágio CC-CC deve operar com tensões de saída maiores que a tensão de entrada para que o estágio CC-CA possa gerar uma rede CA de 220V. Pode-se optar, portanto, pelo conversor *buck-boost* de dois quadrantes da Figura 3-3. Este conversor acumula as vantagens do número reduzido de componentes do *buck-boost* bidirecional tradicional, e dos reduzidos esforços térmicos e de corrente do *buck-boost* em ponte completa.

A topologia escolhida pode ser visualizada na Figura 3-20.

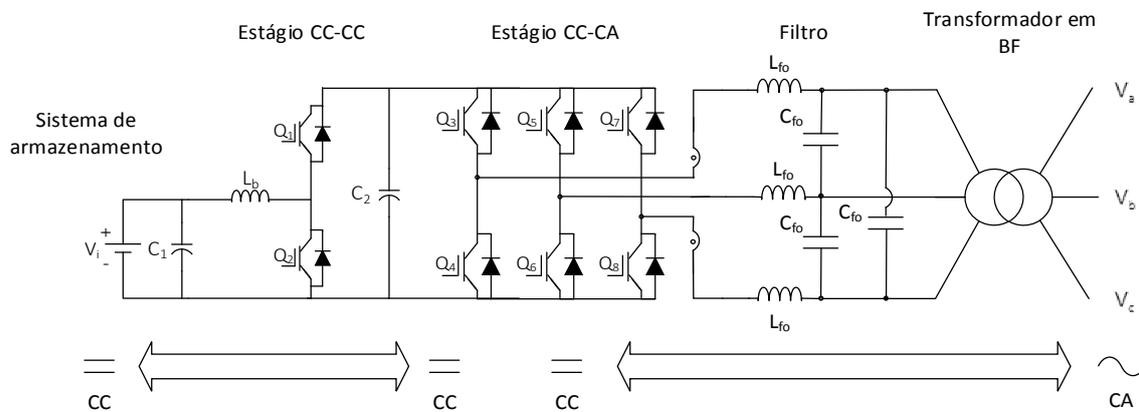


Figura 3-20- Topologia escolhida para o conversor bidirecional de energia.

Uma vez escolhida a topologia do conversor bidirecional, convém uma investigação mais detalhada de seus estágio de conversão. Os dois estágios, embora sejam dois conversores chaveados, apresentam modos de operação relativamente distintos.

3.8.1 Estágio de conversão CC-CC

Esta seção se inicia com uma breve abordagem sobre conversores CC-CC PWM em geral, em que os princípios básicos de operação deste tipo de conversores são destacados. Em seguida o funcionamento do estágio de conversão CC-CC é analisado e algumas relações importantes em regime permanente são mostradas.

3.8.1.1 Conversores CC-CC PWM

As fontes de alimentação CC-CC controladas devem manter a sua tensão de saída controlada em um determinado nível. Estas fontes podem ser divididas em dois principais grupos, as fontes lineares e as fontes chaveadas, conforme visto na Figura 3-21. As fontes lineares são divididas em reguladores em série e reguladores *shunt*, enquanto que as fontes chaveadas são divididas em fontes PWM, fontes ressonantes e fontes com capacitores chaveados [58].

Nas fontes lineares, transistores são operados na região ativa como fontes de corrente dependentes. Estas fontes são caracterizadas por baixa eficiência, elevado volume e peso, porém apresentam baixos níveis de ruído e podem ser utilizadas em aplicações de áudio.

Nas fontes chaveadas, os dispositivos comutadores são operados como chaves, o que inerentemente reduz a dissipação de energia em comparação às fontes lineares porém as perdas de chaveamento reduzem a eficiência do equipamento com o aumento da frequência de chaveamento. Fontes ressonantes recebem esta denominação por fazerem uso de efeitos de ressonância para realizar a comutação de suas chaves em condições de tensão zero (do inglês *Zero Voltage Switching – ZVS*) ou corrente zero (do inglês *Zero Current Switching – ZCS*), reduzindo a potência dissipada nas comutações. As fontes com capacitores chaveados são constituídas basicamente de capacitores e chaves e o controle da tensão de saída se dá pelo controle do processo de carga e descarga de um ou mais capacitores [58].

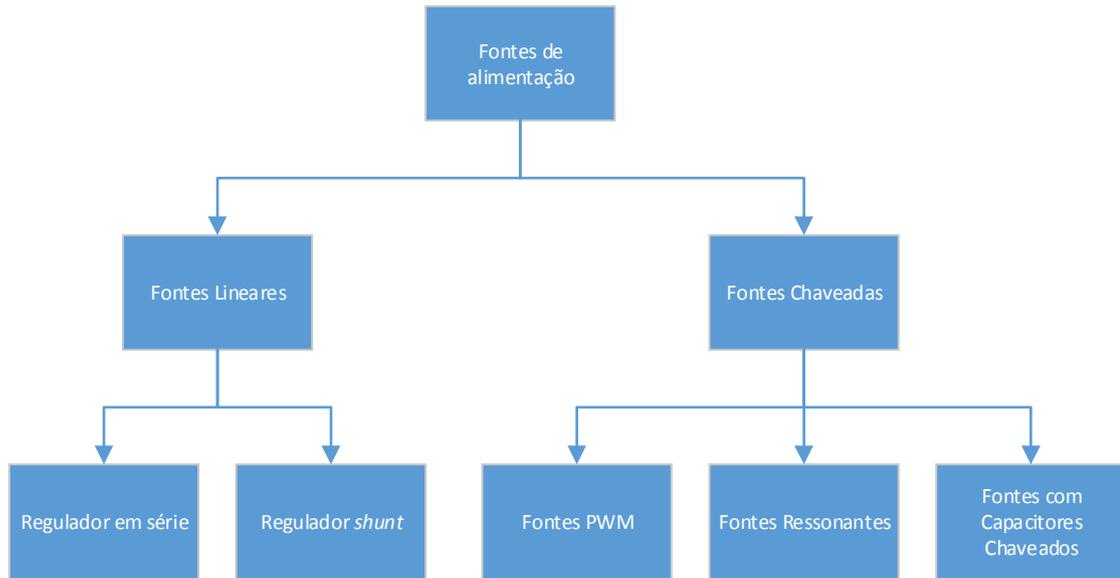


Figura 3-21- Classificação de fontes CC-CC.

Em conversores CC-CC PWM, a tensão média de saída é controlada em um valor desejado através do controle do intervalo de condução de dispositivos comutadores. A largura do pulso que comanda a condução das chaves é modulada para a obtenção da tensão de saída desejada.

A razão entre o tempo que a chave é acionada e o período de chaveamento é definida como razão cíclica (D), conforme (3.1).

$$D = \frac{T_{ON}}{T_S} \quad (3.1)$$

Um método tradicional de controle consiste em manter o período de chaveamento (T_S) constante e variar a razão cíclica (D) através do tempo de condução (T_{ON}). A filtragem das formas de onda de tensão (ou de corrente) deste conversores é mais facilmente projetada quando a operação se dá em frequência de chaveamento (F_S) constante, dada por:

$$F_S = \frac{1}{T_S} \quad (3.2)$$

O valor da frequência de chaveamento (F_S) varia entre poucos a centenas de kHz, e normalmente é selecionado de acordo com a capacidade das chaves utilizadas que, por sua vez, está relacionada à potência do conversor. Chaves utilizadas em aplicações de maior potência tendem a suportar frequências de chaveamento menores.

O sinal de comando das chaves de um conversor PWM pode ser gerado pela comparação de valor de referência com uma forma de onda periódica, tipicamente ondas dente-de-serra ou triangulares. Para conversores CC-CC, frequentemente é escolhida uma onda dente-de-serra. Esta estratégia pode ser vista na Figura 3-22, na forma de diagrama de blocos (a) e as respectivas formas de onda (b).

Neste contexto, o valor de referência (V_{ct}) recebe o nome de **sinal modulante** enquanto o a onda periódica recebe o nome de **portadora**. O sinal resultante, enviado às chaves, frequentemente é denominado **sinal de controle** ou simplesmente **sinal PWM**.

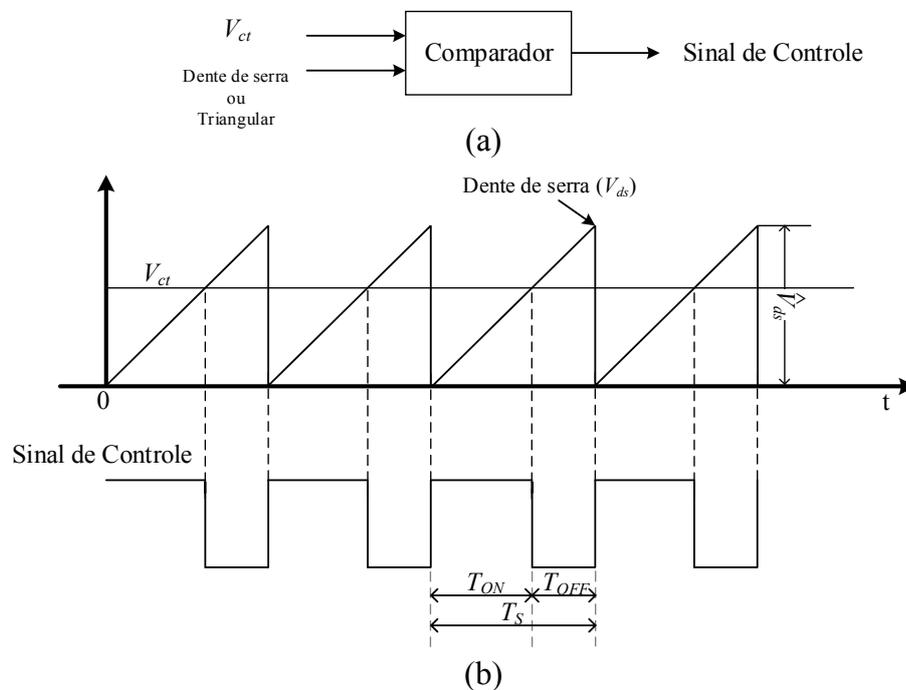


Figura 3-22- Modulação por largura de pulso: Diagrama de blocos (a) e formas de onda (b).

3.8.1.2 Operação do conversor

Um conversor bidirecional pode ser obtido com a utilização de dois conversores unidirecionais, conforme indicado na Figura 3-23. Neste caso, a operação do conversor é constantemente alternada entre dois modos unidirecionais.

No esquema da Figura 3-23, o sinal de controle é utilizado para a geração dos pulsos PWM de acionamento das chaves Q_1 e Q_2 . Antes de chegar às chaves, o sinal PWM gerado passa por um seletor que, baseado na potência de saída do elo CC, seleciona qual chave deve ser operada. Uma potência de saída positiva significa fluxo de energia direto, então operam a chave Q_2 e o diodo D_1 . Caso contrário, tem-se fluxo de energia reverso e operam a chave Q_1 e o diodo D_2 .

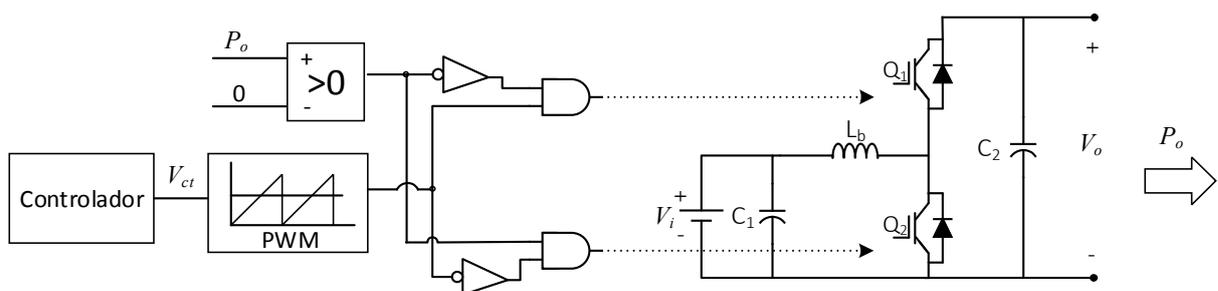


Figura 3-23- Conversor *buck-boost* bidirecional de dois quadrantes operado como dois conversores unidirecionais.

A alternância entre modos de operação de modo abrupto deve ser evitada sempre que possível. Um primeiro motivo seria por acarretar limitações de desempenho. Tomando como exemplo um conversor que seja controlado por um controlador integral, o que ocorre é que, na alternância entre modos de operação, as parcelas integrais do sinal de controle são sempre reiniciadas, o que significa maiores transitórios e limitações no desempenho do controlador durante a mudança de modos de operação. O que se busca é, portanto, uma estratégia única e bidirecional de funcionamento para o conversor. Entretanto, a principal desvantagem desta estratégia de operação se dá quando pouca potência é extraída/injetada no inversor, situação

na qual os conversores CC-CC unidirecionais operariam no chamado modo de condução descontínua (MCD).

No MCD, a relação em regime permanente entre a tensão de entrada, a tensão de saída e a razão cíclica é substancialmente alterada, passando a depender de outros parâmetros do conversor [29].

A operação no MCD pode ser evitada se as duas chaves do conversor estiverem constantemente em operação. Para verificar que isso é possível, deve-se analisar a operação dos conversores *buck* e *boost* unidirecionais isoladamente. Definindo o tempo de condução da chave Q_2 relativo ao período de chaveamento pela razão cíclica (D) e o tempo de condução da chave Q_1 relativo ao período de chaveamento será denotado pela razão cíclica complementar (D'), tem-se:

$$D = \frac{T_{ONQ1}}{T_S} \quad (3.3)$$

$$D' = \frac{T_{ONQ2}}{T_S} \quad (3.4)$$

Adicionalmente, se as chaves Q_1 e Q_2 forem acionadas de forma complementar, tem-se:

$$T_{ONQ1} + T_{ONQ2} = T_S \quad (3.5)$$

As relações expressas em (3.3), (3.4) e (3.5) estão condizentes com a operação das chaves Q_1 e Q_2 como um braço monofásico e são importantes para a operação do conversor CC-CC.

A Tabela 3-1 coloca lado a lado as principais relações em regime permanente para os conversores *buck* e *boost* unidirecionais (considerando V_i o lado de baixa tensão e V_o o lado de alta tensão). Observa-se que as mesmas condições de ganho de tensão, corrente na chave Q_1 , ondulação de corrente e fronteira entre MCC e MCD, obtidas com a comutação da chave Q_1 com razão cíclica D , são obtidas com a comutação da chave Q_2 com razão cíclica D' (que pode ser verificado pela substituição $D = 1 - D'$). Isto significa que um único padrão de chaveamento é capaz de garantir as relações da Tabela 3-1 nas situações de fluxo de energia direto e reverso.

A Figura 3-24 ilustra as formas de onda do conversor para diversos valores de corrente do indutor. De cima para baixo: a tensão sobre o indutor, a corrente média positiva e fora do intervalo de condução descontínua; corrente média positiva e dentro do intervalo de condução descontínua; corrente média negativa e dentro do intervalo de condução descontínua; corrente média negativa e fora do intervalo de condução descontínua. A Figura 3-24(a) está relacionada com a operação de dois conversores unidirecionais enquanto que a Figura 3-24(b) está relacionada com a operação simultânea das duas chaves.

Tabela 3-1 – Principais relações em regime permanente para os conversores *buck* e *boost* unidirecionais.

	Conversor <i>boost</i> unidirecional	Conversor <i>buck</i> unidirecional
Razão cíclica	$D' = \frac{T_{ONQ2}}{T_S}$	$D = \frac{T_{ONQ1}}{T_S}$
Ganho de tensão	$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D'}$	$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{D}$
Corrente em Q_1	$I_{Q1} = I_L(1 - D')$	$I_{Q1} = I_L D$
Ondulação de corrente	$\Delta i_L = \frac{V_o}{F_S L} D'(1 - D')$	$\Delta i_L = \frac{V_o}{F_S L} D(1 - D)$
Ondulação de corrente máxima	$\Delta i_{LMAX} = \frac{V_o}{4F_S L}$	$\Delta i_{LMAX} = \frac{V_o}{4F_S L}$
Fronteira entre MCC e MCD – Corrente do indutor	$\bar{I}_{L_{fronteira}} = \frac{V_o}{2LF_S} D'(1 - D')$	$\bar{I}_{L_{fronteira}} = -\frac{V_o}{2LF_S} D(1 - D)$
Fronteira entre MCC e MCD – Corrente de saída	$\bar{I}_{o_{fronteira}} = \frac{V_o}{2LF_S} D'(1 - D')^2$	$\bar{I}_{o_{fronteira}} = -\frac{V_o}{2LF_S} D^2(1 - D)$

Nas regiões relativas à operação no MCC da Figura 3-24, praticamente não há distinção entre os dois modos de operação. Isso se dá pois operar as duas chaves de forma constante neste intervalo significa acionar uma das chaves precisamente no mesmo intervalo de tempo em que o correspondente diodo de rotação livre está conduzindo.

Já nas regiões relacionadas à operação no MCD, a constante operação das chaves Q_1 e Q_2 previne que as formas de onda do lado direito apresentem a característica descontinuidade do MCD uma vez que a corrente pode ser revertida nesse caso.

Pelos motivos expostos nesta seção, o estágio de conversão CC-CC será operado não como dois conversores unidirecionais, e sim com a constante operação das chaves Q_1 e Q_2 .

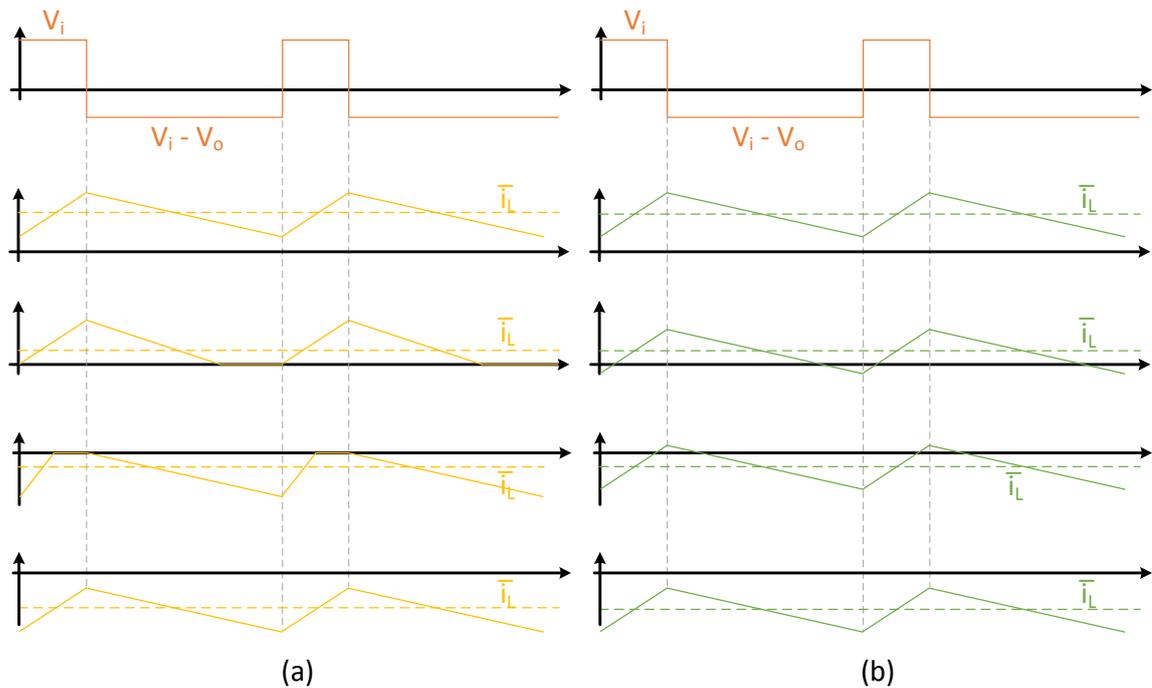


Figura 3-24- Operação do conversor: (a) chaves operadas seletivamente (b) chaves em constante comutação.

3.8.2 Estágio de conversão CC-CA

Foi visto no capítulo 3 que, para topologias trifásicas de baixa tensão, a opção mais comum para estágios de conversão CC-CA é a utilização do inversor trifásico da Figura 3-9. Maiores variações de topologias aparecem quando há a necessidade de se trabalhar com tensões e potências mais elevadas, onde se configura a necessidade da associação de chaves em série e/ou paralelo [59], que não é o caso do conversor utilizado neste trabalho.

A exemplo das fontes CC chaveadas, conversores CC-CA são tipicamente acionados por técnicas PWM. Diversas variações destas técnicas de modulação podem ser encontradas na literatura, conforme visto a seguir.

3.8.2.1 Modulação PWM trifásica

O principal objetivo da utilização de um inversor de tensão trifásico é a obtenção de um sistema trifásico de tensões a partir de uma fonte de tensão contínua. Por este motivo, são amplamente utilizados em sistemas de acionamento a velocidade variável (do inglês *Adjustable speed drives – ASD*) para máquinas CA. Inversores de onda quadrada foram bastante utilizados antes dos anos 1980 e contavam com frequência de operação limitada assim como alta distorção harmônica total (DHT) [60]. Da década de 1980 para os dias de hoje, tornou-se comum a operação em alta frequência, especificamente pela modulação por largura de pulso, já apresentada de forma simplificada na seção 3.8.1.1.

Diversas pesquisas foram realizadas em busca de estratégias ótimas para a modulação de conversores chaveados. Na operação de conversores CC-CA, diferentemente dos conversores CC-CC, deseja-se criar tensões alternadas na saída. Isto pode ser obtido com a utilização de modulação por largura de pulso com referências (sinais modulantes) senoidais, estratégia que recebe o nome de modulação PWM senoidal (SPWM) e é bastante popular nos dias de hoje. Entretanto, ao longo dos últimos 30 anos, diversas variações da SPWM juntamente com outras estratégias foram propostas por pesquisadores. As variações mais comuns das técnicas de modulação PWM trifásica podem ser divididas entre as seguintes classificações [61]:

- SPWM com portadora dente-de-serra ou triangular.
- SPWM naturalmente ou regularmente amostrada.
- SPWM regularmente amostrada de forma simétrica ou assimétrica.
- SPWM com injeção de componente de terceira harmônica (SPWM3H).
- Modulação vetorial espacial (do inglês *Space Vector Modulation – SVM*).

As variações citadas diferem umas das outras em dois principais aspectos: as amplitudes e a distribuição no espectro de frequências das componentes harmônicas geradas pelo processo

de chaveamento na saída do conversor e a amplitude da fundamental de tensão que pode ser obtida na saída do conversor para uma dada tensão CC de alimentação.

Uma análise precisa e detalhada das diferentes técnicas foi realizada em [61] de onde foram tiradas as seguintes conclusões:

- Portadora triangular se mostra superior com relação à dente-de-serra quando comparados os conteúdos harmônicos dos sinais chaveados de saída.
- A amostragem regular assimétrica se mostra superior à simétrica também quanto ao conteúdo harmônico.
- A opção por portadora, amostragem natural ou regular, e regular simétrica ou assimétrica em nada impacta a amplitude da fundamental de saída que pode ser obtida.
- A injeção de componente de terceira harmônica se mostra superior às técnicas SPWM convencionais por permitir sinais de saída com conteúdo harmônico menos degradado e ainda tornar possível a obtenção de tensões trifásicas com componentes fundamentais cerca de 15% maiores.
- A modulação vetorial espacial, assim como a SPWM3H, permite a obtenção de tensões trifásicas com componentes fundamentais cerca de 15% maiores na saída do conversor e ainda oferece um grau extra de liberdade no posicionamento dos pulsos ao longo de um período de chaveamento, possibilitando sinais com conteúdo harmônico ainda menos degradado. Além disso, pode ser mais facilmente implementada em plataformas digitais de controle.

A SVM foi proposta em meados dos anos 1980 e durante muito tempo acreditou-se se tratar de uma técnica de modulação completamente diferente das demais. Hoje, sabe-se que tanto as diversas variações de PWM regularmente amostrada quanto de SVM podem ser derivadas da teoria por trás da modulação de conversores CA-CA em matriz [62] e que a principal diferença entre as técnicas de modulação diz respeito ao modo como os pulsos de chaveamento dos braços do conversor são distribuídos dentro de um período de chaveamento [63].

Pelos motivos aqui expostos, a estratégia de modulação vetorial espacial foi escolhida para ser utilizada na operação do estágio de conversão CC-CA deste trabalho.

3.8.2.2 Filtro de saída

Todas as estratégias de modulação para conversores chaveados analisadas neste trabalho resultam em formas de onda de saída que, além da componente fundamental, contam com um conteúdo harmônico carregado. Desta forma, conversores chaveados necessariamente devem ser associados a filtros para atenuação das componentes espectrais indesejadas.

Diversas topologias podem ser utilizadas para inversores de tensão. Neste trabalho, é utilizado um filtro LC passa-baixa. Este filtro aparece em sua forma trifásica na Figura 3-20, e pode ser visto em sua versão monofásica na Figura 3-25.

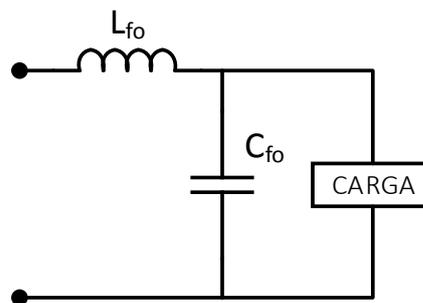


Figura 3-25- Filtro LC passa-baixa monofásico.

Esta topologia foi escolhida por se tratar de uma topologia de filtragem bastante simples, de baixo custo de construção, e bastante eficaz na filtragem de componentes espectrais indesejadas quando associada a inversores de tensão PWM [51]. O projeto desse tipo de filtro envolve basicamente o dimensionamento do capacitor e do indutor a serem utilizados. Esse dimensionamento é realizado no capítulo 4.

3.9 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada uma revisão na literatura sobre conversores bidirecionais de energia. Foi visto que eles podem ser classificados de diversas maneiras, dentre elas foi dado

destaque à distinção entre topologias isoladas e não isoladas. A isolação galvânica contribui em requisitos de segurança, limita os níveis de corrente que podem circular pelo equipamento, contribui para a eliminação da componente contínua da corrente entregue à saída e garante maior flexibilidade na etapa de projeto de um conversor. Foi visto que há uma tendência na utilização de transformadores em alta frequência, pela redução de peso, volume e custos, com a desvantagem de projetos e arquiteturas de controle mais complexas.

Os conversores bidirecionais normalmente são constituídos de múltiplos estágios e diversas composições podem ser encontradas na literatura. Portanto, foram estudados diversas classes de conversores bidirecionais como conversores CC-CC e CC-CA não isolados, conversores CC-CC e CC-CA isolados em alta e baixa frequência, e também as principais combinações destas classes de conversores.

Para o caso em questão, duas principais estruturas poderiam ser utilizadas. Uma opção seria a utilização de um conversor CC-CA-CC-CA, isolado em alta frequência. A outra seria um conversor CC-CC-CA isolado em baixa frequência e com topologia mais simples. Apesar da primeira opção apresentar vantagens bastante interessantes, optou-se pela segunda opção por estar mais alinhada com os objetivos do trabalho.

Para o estágio de conversão CC-CC, foi mostrado que, embora seja possível operar o conversor como dois conversores unidirecionais, esta estratégia deve ser evitada pois exige que o conversor seja operado no modo de condução descontínua. Uma forma de se evitar essa desvantagem é operar as duas chaves constantemente como um braço monofásico.

Para o estágio de conversão CC-CA, foi identificado que a modulação trifásica por vetores espaciais traz vantagens interessantes pois permite a obtenção de tensões trifásicas com componentes fundamentais cerca de 15% maiores que as técnicas PWM convencionais, além de ser possível se obter uma saída com conteúdo harmônico menos degradado.

Por fim, foi estabelecida a topologia a ser usada para o filtro de saída do estágio de conversão CC-CA. Trata-se de uma topologia bastante conhecida na literatura, que atende aos requisitos de simplicidade, custo e eficácia na filtragem do sinal de saída.

Capítulo 4

4 PROJETO DO CONVERSOR

Este capítulo se dedica ao projeto do conversor bidirecional proposto. Conforme salientado no capítulo anterior, a topologia adotada para o conversor consiste de dois estágios de conversão, um CC-CC e outro CC-CA, acoplados por um elo CC.

A presença do elo CC, como elemento de desacoplamento de potência, permite que os dois estágios sejam tratados de forma independente, de forma que tanto a modelagem quanto o projeto dos controladores e componentes reativos pode ser feita separadamente para cada estágio. Entretanto, antes de se iniciar o projeto do conversor, todas as suas especificações precisam ser definidas.

Neste capítulo, inicialmente são definidas as especificações tanto para o conversor como um todo quanto para cada estágio separadamente. Em seguida, faz-se o dimensionamento de componentes, modelagem e projeto dos controladores para cada estágio.

4.1 Especificações

A topologia do conversor usada neste trabalho, vista na Figura 4-1, contém um conversor CC-CC, que faz a interface entre o sistema de armazenamento e o elo CC, e um conversor CC-CA, que faz a interface entre o elo CC-CC intermediário e a minirrede. Entre o conversor CC-CA e a minirrede existem ainda um filtro e um transformador.

Pensando no conversor como um todo, primeiramente devem ser definidas sua potência nominal de saída (P_o), a faixa de variação da tensão CC de entrada (V_b), a tensão CA de saída ($V_{o_{RMS}}$) e a frequência nominal de saída (f_o), que também pode variar em uma faixa de frequência relacionada ao controle *droop* (Δf_o).

A potência de saída (P_o) foi arbitrada em 15 kVA, considerada suficiente para o atendimento das cargas prioritárias do laboratório do IEE-UFMA. Vale lembrar que a

capacidade da minirrede pode ser posteriormente aumentada com a adição de conversores adicionais em paralelo e com a adição e/ou expansão de bancos de baterias.

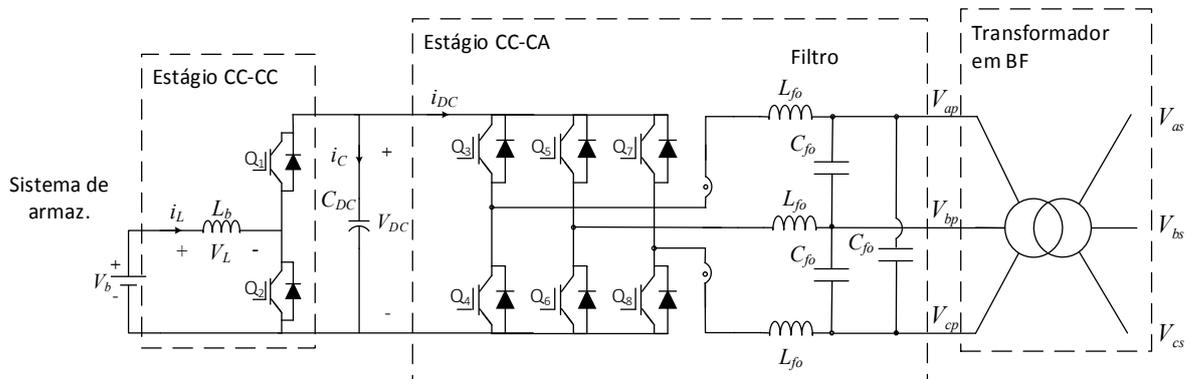


Figura 4-1- Conversor bidirecional utilizado neste trabalho.

A faixa de tensão de entrada do conversor está diretamente relacionada ao sistema de armazenamento. Para o sistema de armazenamento, são utilizadas baterias de chumbo-ácido pelos motivos já apresentados na seção 2.3.1.5 do capítulo 2. O banco de baterias utilizado no protótipo desenvolvido é composto por 120 células de 300Ah e 2V nominais cada, da linha Clean Max da Fabricante Moura. Os 120 elementos são ligados em série, totalizando um banco de baterias de tensão nominal de 240V. Tal configuração apresenta algumas desvantagens. Primeiramente, tem-se apenas uma *string* de baterias o que diminui a confiabilidade do sistema pois a falha de uma célula pode comprometer todo o banco. Em um sistema comercial tal configuração seria altamente indesejável, entretanto é perfeitamente admissível na montagem de um protótipo. Adicionalmente, tem sido percebido na prática que a associação de um elevado número de células em série contribui para que, com o passar do tempo, os elementos sejam carregados de forma desigual, possivelmente devido a diferenças entre as resistências em série de cada elemento das baterias.

Entretanto, a ligação em série resulta em um sistema de armazenamento com tensão nominal elevada e corrente nominal reduzida, o que reduz os valores nominais das especificações de corrente das chaves condutoras do conversor CC-CC, além de exigir ganhos de tensão menores. Já foi salientado no capítulo 3 que a topologia escolhida para o conversor CC-CC

funciona bem para ganhos moderados de tensão (até aproximadamente 4). Por se tratar de uma aplicação experimental, a ligação em série foi adotada apesar das desvantagens citadas.

Admitindo que a tensão de uma célula pode variar aproximadamente de 1,75V a 2,4V considerando a célula totalmente descarregada e completamente carregada, respectivamente, foi definida uma faixa de operação para o banco dada por:

$$210V \leq V_b \leq 280V \quad (4.1)$$

A variação dada em (4.1) permite a definição de uma faixa de corrente para operação em regime permanente. Considerando um rendimento (η) da ordem de 80% (90% para o estágio de conversão CC-CC, 90% para o estágio de conversão CC-CA e 98% para o transformador de saída), a corrente média de entrada nominal é dada por:

$$I_{Ln} = \frac{P_o}{\eta V_{b_{min}}} = \frac{15000W}{0.8 \times 240V} = 78,12A \quad (4.2)$$

O valor máximo para a corrente média de entrada é dado por:

$$I_{L_{Max}} = \frac{P_o}{\eta V_{b_{min}}} = \frac{15000W}{0.8 \times 210V} = 89,29A \quad (4.3)$$

Assim, tem-se:

$$0 \leq i_L \leq 89,29A \quad (4.4)$$

A tensão nominal de fase na saída do transformador é fixa e igual a:

$$V_{o_{RMS}} = 220V \quad (4.5)$$

Assumindo fator de potência unitário, a corrente eficaz máxima de saída por fase é:

$$I_{o_{RMS}} = \frac{P_o}{3V_{o_{RMS}}} = 22,7A \quad (4.6)$$

É comum que CFR's operem em paralelo seguindo alguma estratégia de controle *droop*. Deve-se, portanto, definir uma faixa de frequência na qual o conversor deve operar, observando requisitos de qualidade de energia e facilidade de implantação do controle *droop*. O módulo 8 do PRODIST, que trata da qualidade da energia elétrica em sistemas de distribuição, determina que, em regime permanente, a frequência elétrica em sistemas de distribuição permaneça entre 59,9 e 60,1 Hz [64]. A norma IEEE 1547-4.2011 [34] sugere os limites da norma ANSI/NEMA C84.1-2006 como base para a definição da faixa de frequência em caso de operação isolada, porém não torna isso obrigatório e permite que a frequência respeite limites previamente acordados. A norma IEEE Std 446-1995 [65], que trata de sistemas elétricos de emergência, considera aceitável uma variação de frequência entre 0,5% e 1% da frequência nominal de 60Hz. Em redes elétricas isoladas alimentadas por geradores a diesel é comum permitir-se, na prática, uma variação de frequência da ordem de 2Hz em relação à frequência nominal de 60Hz.

Com base nas especificações expostas, foi escolhida uma variação de frequência de até 1% para este trabalho. Este valor se mostra coerente com as normas e práticas atuais e é suficiente para não impactar a implementação do controle *droop*. A Tabela 4-1 traz as especificações gerais para o conversor bidirecional completo.

Tabela 4-1 – Especificações gerais para o conversor bidirecional.

Descrição	Símbolo	Valor
Faixa de variação da tensão de entrada	V_b	210V até 280V
Corrente de entrada nominal	I_{Ln}	79,12A
Corrente de entrada máxima	I_{LMax}	89,29A
Tensão eficaz de saída de linha	V_{ORMS}	381V _{RMS}
Corrente de saída por fase	I_{ORMS}	22,7A
Faixa de variação da frequência de saída	f_o	59,4Hz até 60,6Hz
Potência Nominal	P_o	15kVA

Além das especificações gerais, ainda devem ser definidos aspectos internos do conversor. A tensão do elo CC, que é ao mesmo tempo a tensão de saída do estágio CC e tensão de entrada do estágio CA, deve ser escolhida de modo que seja suficientemente alta para permitir uma operação satisfatória do estágio CA, mas baixa o suficiente para não exigir ganhos muito elevados do estágio CC. O valor escolhido foi:

$$V_{DC} = 370V \quad (4.7)$$

Que determina uma corrente de saída nominal de:

$$I_{DC} = \frac{P_o}{V_{DC}} = 40,5A \quad (4.8)$$

Outras especificações dizem respeito às ondulações de corrente de entrada e tensão de saída do conversor. Foram adotados valores típicos e dados por:

$$\Delta i_L = 5\% \text{ da corrente de entrada} \quad (4.9)$$

$$\Delta v_{DC} = 1\% \text{ da tensão de saída} \quad (4.10)$$

Para uma potência de saída de 15kVA, o conversor CC-CC deve ter potência nominal de:

$$P_{oCC} = \frac{P_o}{\eta_{CA}} = 16,6kW \quad (4.11)$$

A Tabela 4-2 mostra as especificações do conversor CC-CC.

Tabela 4-2 – Especificações gerais para o conversor CC-CC.

Descrição	Símbolo	Valor
Faixa de variação da tensão de entrada	V_b	210V até 280V
Corrente de entrada nominal	I_{Ln}	79,12A
Corrente de entrada máxima	I_{LMax}	89,29A
Tensão de saída nominal	V_{DC}	370V
Corrente de saída nominal	I_{DC}	40,5A
Ondulação de corrente de entrada	Δi_L	5%
Ondulação de tensão de saída no elo CC	Δv_{DC}	1%
Potência Nominal	P_o	16,6kW

As especificações do conversor CC-CA estão diretamente relacionadas à configuração do transformador de saída. Neste trabalho, foi utilizado um transformador Δ -Y pois, com o primário em Δ , há uma significativa redução nas harmônicas de saída, conforme visto no capítulo 3, e com o secundário em Y um terminal neutro para a alimentação de cargas monofásicas é facilmente obtido. Adicionalmente, com uma relação de espiras de 1:1 tem-se um ganho de tensão de $\sqrt{3}$, o suficiente para aliviar os níveis de tensão do estágio de conversão CC-CA sem requerer níveis de corrente proibitivos. Desta forma, para uma tensão eficaz de saída de 220V por fase, tem-se uma tensão de fase no primário do transformador dada por:

$$V_{fp} = \frac{220V}{\sqrt{3}} = 127V \quad (4.12)$$

E uma corrente de fase no primário:

$$I_{fp} = I_{ORMS} \sqrt{3} = 39,3A \quad (4.13)$$

A Tabela 4-3 traz as especificações do transformador isolador de saída do conversor.

Tabela 4-3 – Especificações gerais para o transformador de baixa frequência.

Descrição	Símbolo	Valor
Configuração de enrolamento	-	Δ -Y
Relação de espiras	n	1:1
Tensão eficaz de fase no primário	V_{fp}	127V
Corrente eficaz de fase no primário	I_{fp}	39,3A
Tensão eficaz de fase no secundário	V_{fs}	220V
Corrente eficaz de fase no secundário	I_{fs}	22,7A

Após definidas as especificações do estágio de conversão CC-CC e do transformador de saída, as especificações do estágio CC-CA ficam quase totalmente definidas, restando apenas a tarefa de verificar se os níveis de tensão na entrada e saída são adequados para sua operação.

Uma tensão de saída (antes do transformador) de fase de $127 V_{RMS}$, resulta em uma tensão de pico dada por:

$$V_{fp\text{pico}} = V_{fp}\sqrt{2} = 179,6V \quad (4.14)$$

O índice de modulação nominal pode então ser calculado:

$$M = \frac{V_{fp\text{pico}}}{V_{DC}/2} = 0,97 \quad (4.15)$$

Considerando que será utilizada a modulação SVM citada no capítulo 3, vale lembrar que o índice de modulação máximo é de aproximadamente 1,15. Desta forma, tem-se uma margem de excursão superior de 18,45% que se mostra útil para fins de controle.

Outra especificação importante para inversores de tensão é a DHT na saída. O módulo 8 do PRODIST especifica uma DHT máxima de 5% [64], valor utilizado como critério de desempenho para o conversor desenvolvido neste trabalho.

A Tabela 4-4 exhibe as especificações para o estágio de conversão CC-CA.

Para finalizar as especificações, restam apenas informações a respeito da estrutura digital de operação do conversor. Para o projeto do conversor, devem ser estabelecidas a frequência de comutação das chaves do conversor e o período de amostragem das variáveis medidas. A Tabela 4-5, traz essas duas informações.

Com isso, ficam completas as especificações do conversor bidirecional como um todo. Na próximas seções serão desenvolvidos os projetos dos dois estágios de conversão. O projeto conta o dimensionamento dos componentes reativos, a modelagem dos estágios de conversão, assim como o projeto dos sistemas de controle.

Tabela 4-4 – Especificações gerais para o conversor CC-CA.

Descrição	Símbolo	Valor
Tensão de entrada	V_{DC}	370V
Corrente de entrada	I_{DC}	40,5A
Tensão eficaz de saída de fase	V_{fp}	127V _{RMS}
Tensão de pico de saída por fase	$V_{fp\text{pico}}$	179,6V
Corrente eficaz de saída por fase	I_o	39,3A
Índice de modulação nominal	M	0,97
Índice de modulação máximo (SVM)	$M_{máx}$	≈1,15
Faixa de variação da frequência de saída	f_o	59,4Hz até 60,6Hz
Potência Nominal	P_o	15kVA
Distorção harmônica total máxima	DHT	5%

Tabela 4-5 – Especificações da estrutura digital de operação do conversor.

Descrição	Símbolo	Valor
Frequência de chaveamento	F_s	10kHz
Período de amostragem	T_s	1×10^{-4} s

4.2 Estágio de conversão CC-CA

Antes de se iniciar a modelagem do estágio de conversão CC-CA, algumas considerações se fazem necessárias.

Os controladores PI tradicionais apresentam uma já conhecida limitação de desempenho quando utilizados para o seguimento de sinais de referência alternados, como por exemplo no que diz respeito a erro de regime permanente e atraso de fase. Uma prática bastante comum consiste na representação das tensões e correntes CA do estágio CC-CA em um referencial síncrono de forma que, para o caso de tensões e correntes balanceadas, essas variáveis passem a ser CC.

A transformação $\alpha\beta\gamma$, permite para sistemas alimentados a três fios (que é exatamente o caso, uma vez que há um transformador com o primário em Δ na saída do estágio CC-CA), que conjuntos de variáveis trifásicas podem ser representadas por apenas duas variáveis. As componentes α e β permanecem componentes alternadas, pois são a projeção de um vetor girante em um sistema de coordenadas estacionário. Se for utilizado um referencial girante na mesma frequência do vetor girante, a decomposição desse vetor resulta em componentes fixas, para as quais o projeto do sistema de controle se torna mais simples.

A Figura 4-2 ilustra os referenciais estacionário e girante e um vetor girante de tensões. O referencial dq gira na mesma velocidade angular do vetor $\vec{V}_{\alpha\beta}$, que está alinhado com o eixo d do referencial girante.

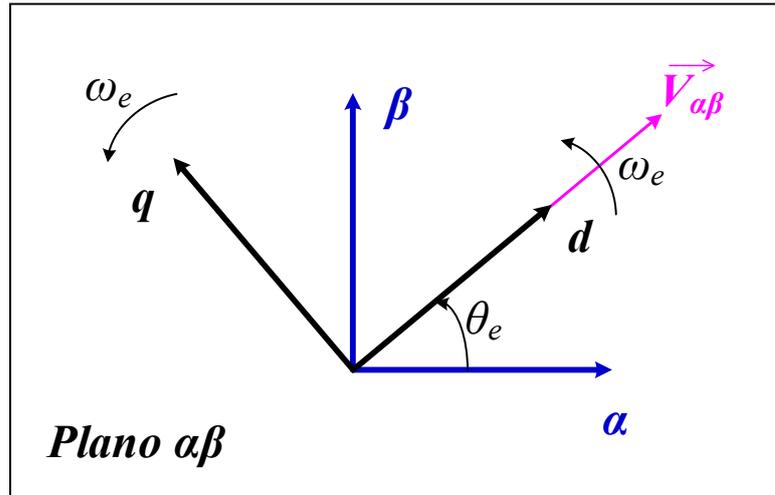


Figura 4-2- Sistemas de coordenadas $\alpha\beta$ e dq juntamente com um vetor girante de tensões.

A mudança do referencial $\alpha\beta$ para o referencial dq , vistos na Figura 4-2, consiste em uma rotação de θ_e graus no sentido anti-horário. As transformadas $abc \rightarrow \alpha\beta$, $\alpha\beta \rightarrow abc$, $\alpha\beta \rightarrow dq$ e $dq \rightarrow \alpha\beta$ podem ser vistas em (4.16), (4.17), (4.18) e (4.19), respectivamente.

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$\begin{bmatrix} f_d^e \\ f_q^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \text{sen}(\theta_e) \\ -\text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\text{sen}(\theta_e) \\ \text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d^e \\ f_q^e \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Sendo f_a , f_b e f_c , a representação das variáveis trifásicas (tensões ou correntes) no referencial abc , f_α e f_β a representação no referencial estacionário e f_d^e e f_q^e a representação no referencial síncrono. O índice “e” indica que o referencial gira na mesma velocidade do vetor trifásico. Dado que nesse trabalho esse é sempre o caso, o índice “e” será omitido daqui para frente.

As transformações (4.18) e (4.19) podem ser escritas em uma notação complexa. Considerando a representação nos referenciais $\alpha\beta$ e dq em termos de vetores complexos, tem-se:

$$\overrightarrow{F_{\alpha\beta}} = f_\alpha + jf_\beta \quad (4.20)$$

$$\overrightarrow{F_{dq}} = f_d + jf_q \quad (4.21)$$

Em notação complexa, as transformações podem ser escritas por:

$$\overrightarrow{F_{dq}} = \overrightarrow{F_{\alpha\beta}} \times e^{-j\theta_e} \quad (4.22)$$

E

$$\overrightarrow{F_{\alpha\beta}} = \overrightarrow{F_{dq}} \times e^{j\theta_e} \quad (4.23)$$

Sendo:

$$e^{j\theta_e} = \cos(\theta_e) + j\text{sen}(\theta_e) \quad (4.24)$$

Estas transformações serão utilizadas para se modelar o conversor CC-CA nos referenciais síncrono e estacionário. Após a modelagem do conversor, os elementos reativos do filtro de saída serão dimensionados e, em seguida, será projetada toda a arquitetura de controle no referencial síncrono.

4.2.1 Filtro de saída

Uma alternativa para o projeto de filtros LC passa-baixa, consiste na definição de uma frequência de corte para o filtro e de um coeficiente de amortecimento na operação com carga nominal e então, de posse desses valores, determinar os valores de indutância e capacitância a serem utilizados [51].

Neste trabalho foi adotada uma metodologia diferente. Dado o papel de formador de rede atribuído ao conversor, que é responsável pelo controle da referência de tensão dentro da minirrede, foi adotada uma metodologia de projeto do capacitor do filtro de modo a reduzir possíveis afundamentos de tensão (ou elevações) diante de transitórios de carga. Foi levado em consideração que, dada a utilização de uma plataforma digital de controle, a conexão de uma carga na saída do conversor traz efeitos na tensão de saída que só poderão ser detectados no próximo instante de amostragem, que o sistema de controle nada pode fazer para evitá-los.

Considerando o circuito no referencial síncrono com tensão constante sobre o capacitor do filtro, tem-se a equação relacionando à queda de tensão no capacitor e a corrente de carga:

$$i_{od} = C_{fy} \frac{dV_{od}}{dt} \quad (4.25)$$

Onde C_{fy} é a capacitância em Y do filtro de saída.

Se for aplicado um degrau de corrente nominal (constante), (4.25) pode ser reescrita:

$$\Delta V_{od} = \frac{I_{od} \Delta t}{C_{fy}} \quad (4.26)$$

O valor da capacitância do filtro (em Y) pode se dimensionada de acordo com a inequação:

$$C_{fy} \geq \frac{I_{od} \Delta t}{\Delta V_{od}} \quad (4.27)$$

Sendo I_{od} o valor da corrente nominal no referencial síncrono, Δt o tempo até a detecção do afundamento, e ΔV_{od} a variação de tensão máxima permitida.

O valor da corrente nominal I_{od} no referencial síncrono é dado pelo valor de pico no referencial estacionário e dada por:

$$I_{od} = 39,3\sqrt{2} = 55,5A \quad (4.28)$$

O tempo até a detecção do afundamento é, no pior caso, igual ao período de amostragem. Logo:

$$\Delta t = T_s = 1 \times 10^{-4}s \quad (4.29)$$

O valor da variação de tensão ΔV_{od} foi limitado a 15% da nominal, dado por:

$$\Delta V_{od} = 0,15 \times 179,6 = 26,99V \quad (4.30)$$

Substituindo (4.28), (4.29) e (4.30) em (4.27):

$$C_{fy} \geq 205,6\mu F \quad (4.31)$$

Considerando (4.31), foi escolhido o valor comercial para o capacitor de:

$$C_{fy} = 270\mu F \quad (4.32)$$

que limita afundamentos de tensão (até a detecção pelo sistema de controle) ao valor de:

$$\Delta V_{od} = 20,5V \approx 11,5\% \text{ da nominal} \quad (4.33)$$

Se os capacitores forem ligados em Δ , o valor da capacitância passa a ser:

$$C_{fo\Delta} = 90\mu F \quad (4.34)$$

Uma vez definido o valor do capacitor do filtro, uma alternativa para o dimensionamento do indutor seria garantir o posicionamento da frequência de ressonância do filtro com base em

algum critério definido. Entretanto, visando reduzir custos, foi utilizado um indutor que se encontrava disponível no laboratório, com o valor de:

$$L_{fo} = 0,65mH \quad (4.35)$$

O valor de indutância selecionado, resulta em uma frequência de ressonância dada por:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{fo}C_{fo}}} = 379,9Hz \quad (4.36)$$

Para um filtro LC de segunda ordem, o valor da frequência de ressonância é tipicamente próxima à frequência de corte do filtro. Dado que a frequência de ressonância é cerca de 26 vezes menor que a frequência do primeiro harmônico de chaveamento (10 kHz), o cancelamento das harmônicas introduzidas pela estratégia de modulação pode ser garantido.

4.2.2 Modelagem

A modelagem do estágio de conversão CC-CA utilizada neste trabalho consiste basicamente da modelagem da dinâmica do filtro de saída. Nela, as chaves são consideradas ideais, o que significa ignorar os efeitos de tempo morto, queda de tensão nas chaves durante condução e as correntes de bloqueio, de modo que o inversor pode ser modulado por um ganho. Adicionalmente, os elementos reativos são considerados invariantes no tempo.

Para o filtro de saída foi escolhida a topologia LC passa-baixa de segunda ordem e a modelagem correta desta topologia é essencial para o projeto do sistema de controle, de modo que já na etapa de modelagem deve-se levar em consideração a estrutura deste sistema de controle para seleção das variáveis de estado, entradas, saídas, etc.

Para um esquema de controle direto de tensão, a modelagem entrada-saída (função de transferência do filtro) é suficiente. Entretanto, é comum no controle de conversores eletrônicos a utilização de uma estrutura de controle com malhas em cascata, normalmente duas: uma malha interna para controle da corrente no indutor do filtro (mais rápida) e outra para a tensão de saída (mais lenta) [66]. Desta forma, a modelagem com base em equações de estado se mostra mais interessante sob o ponto de vista da dinâmica do sistema em malha fechada.

Para tanto, é considerado que o sinal de controle de tensão foi modulado corretamente na saída do conversor. Na seção a seguir, a dinâmica do filtro de saída será modelada nos referenciais estacionário e síncrono.

4.2.2.1 Modelo no referencial estacionário

A Figura 4-3(a) mostra o circuito equivalente, utilizando vetores complexos, do estágio de conversão CC-CA no referencial estacionário. Nela podem ser vistos os vetores de corrente e tensão, todos representados em coordenadas $\alpha\beta$. C_{fy} representa a capacitância equivalente por fase do filtro LC sendo dada por:

$$C_{fy} = 3C_{fo} \quad (4.37)$$

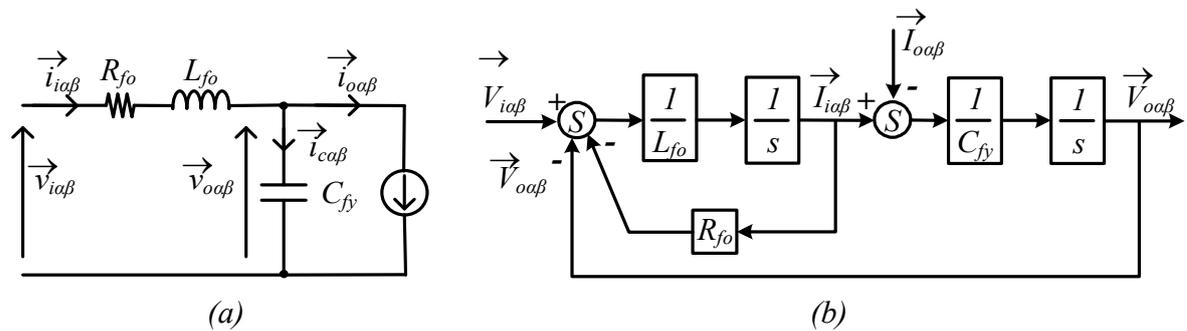


Figura 4-3- Estágio de conversão CC-CA no referencial estacionário: (a) circuito equivalente por fase; (b) diagrama de blocos associado.

Na Figura 4-3 $\vec{i}_{\alpha\beta}$ é o vetor das correntes de entrada, $\vec{i}_{o\alpha\beta}$ é o vetor das correntes de saída, $\vec{v}_{\alpha\beta}$ é o vetor de tensões de entrada e $\vec{v}_{o\alpha\beta}$ é o vetor de tensões de saída.

O modelo da dinâmica do filtro conta com dois conjuntos de variáveis de estado, as correntes dos indutores do filtro (representadas pelo vetor $\vec{i}_{\alpha\beta}$) e as tensões de saída (representadas pelo vetor $\vec{v}_{o\alpha\beta}$), o conjunto de tensões de entrada do filtro como entrada do modelo (representadas pelo vetor $\vec{v}_{\alpha\beta}$) e as tensões de saída do filtro como saídas do modelo (representadas pelo vetor $\vec{v}_{o\alpha\beta}$). As correntes de saída (representadas pelo vetor $\vec{i}_{o\alpha\beta}$) são consideradas perturbações.

As equações de estado do circuito da Figura 4-3(a) são dadas por:

$$\begin{cases} L_{fo} \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}}{dt} = -R_{fo}\vec{i}_{\alpha\beta} + \vec{v}_{\alpha\beta} - \vec{v}_{o\alpha\beta} \\ C_{fy} \frac{d\vec{v}_{o\alpha\beta}}{dt} = \vec{i}_{\alpha\beta} - \vec{i}_{o\alpha\beta} \end{cases} \quad (4.38)$$

O diagrama de blocos associado a (4.38) pode ser visto na Figura 4-3(b). O modelo representado em (4.38) e na Figura 4-3 é um modelo linear e não há acoplamento entre as componentes α e β , de modo que se essas componentes forem consideradas individualmente, tem-se o mesmo modelo representado pelo diagrama de blocos da Figura 4-3(b) para cada uma delas. A situação é diferente para o referencial síncrono conforme será mostrado na seção 4.2.2.2.

4.2.2.2 Modelo no referencial síncrono

Uma forma de se obter o modelo da dinâmica do filtro no referencial síncrono consiste da multiplicação de (4.38) pelo termo $e^{-j\theta_e}$:

$$\begin{cases} L_{fo} e^{-j\theta_e} \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}}{dt} = -R_{fo}\vec{i}_{\alpha\beta} e^{-j\theta_e} + \vec{v}_{\alpha\beta} e^{-j\theta_e} - \vec{v}_{o\alpha\beta} e^{-j\theta_e} \\ C_{fy} e^{-j\theta_e} \frac{d\vec{v}_{o\alpha\beta}}{dt} = \vec{i}_{\alpha\beta} e^{-j\theta_e} - \vec{i}_{o\alpha\beta} e^{-j\theta_e} \end{cases} \quad (4.39)$$

De acordo com (4.22), os termos do lado direito das equações de estado podem ser substituídos por vetores no referencial síncrono. Para se chegar a algo parecido do lado esquerdo das equações de estado, pode-se analisar a seguinte igualdade:

$$\begin{aligned} \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta} e^{-j\theta_e}}{dt} &= e^{-j\theta_e} \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}}{dt} + \vec{i}_{\alpha\beta} \frac{de^{-j\theta_e}}{dt} \rightarrow \\ e^{-j\theta_e} \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}}{dt} &= \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta} e^{-j\theta_e}}{dt} + j\omega_e \vec{i}_{\alpha\beta} e^{-j\theta_e} \end{aligned} \quad (4.40)$$

Onde foi feito uso da relação:

$$\theta_e = \omega_e t \quad (4.41)$$

Assim, com o uso de (4.22) o conjunto de equações (4.39) pode ser escrito da forma:

$$\begin{cases} L_{fo} \frac{d\vec{i}_{idq}}{dt} + j\omega_e L_{fo} \vec{i}_{idq} = -R_{fo} \vec{i}_{idq} + \vec{v}_{idq} - \vec{v}_{odq} \\ C_{fy} \frac{d\vec{v}_{odq}}{dt} + j\omega_e C_{fy} \vec{v}_{odq} = \vec{i}_{idq} - \vec{i}_{odq} \end{cases} \quad (4.42)$$

Pode-se perceber que o lado esquerdo das equações acima conta com termos complexos. Dada a natureza complexa dos vetores de estado, os termos complexos configuram acoplamentos entre as componentes d e q dos vetores.

Isolando-se os termos relativos à coordenada d dos vetores (componentes reais de (4.42)), tem-se:

$$\begin{cases} L_{fo} \frac{d i_{id}}{dt} - \omega_e L_{fo} i_{iq} = -R_{fo} i_{id} + v_{id} - v_{od} \\ C_{fy} \frac{d v_{od}}{dt} - \omega_e C_{fy} v_{oq} = i_{id} - i_{od} \end{cases} \quad (4.43)$$

Fazendo o mesmo para a coordenada q (componentes imaginárias de (4.42)), tem-se:

$$\begin{cases} L_{fo} \frac{d i_{iq}}{dt} + \omega_e L_{fo} i_{id} = -R_{fo} i_{iq} + v_{iq} - v_{oq} \\ C_{fy} \frac{d v_{oq}}{dt} + \omega_e C_{fy} v_{od} = i_{iq} - i_{oq} \end{cases} \quad (4.44)$$

Os conjuntos de equações (4.43) e (4.44) podem ser resumidas no diagrama de blocos da Figura 4-4.

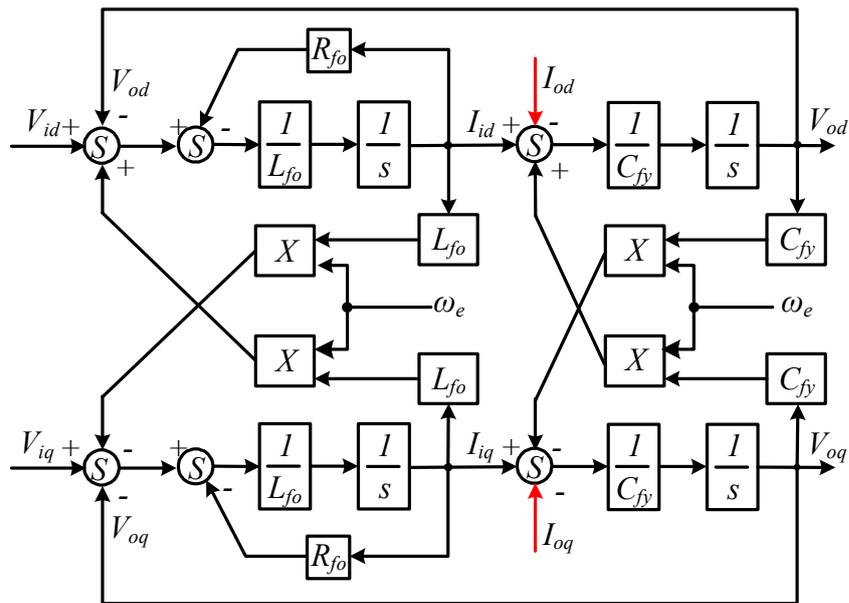


Figura 4-4- Diagrama de blocos do estágio de conversão CC-CA no referencial síncrono.

Na figura acima fica mais perceptível o acoplamento cruzado entre as componentes d e q, introduzido pelo modelo. Fica também perceptível a influência da corrente de carga (destacada em vermelho), considerada uma perturbação.

Embora descreva a dinâmica do filtro, o diagrama de blocos da Figura 4-4 precisa ainda ser discretizado para permitir o projeto de controladores discretos, implementados em microcontroladores e processadores digitais de sinais. Isto é realizado na seção seguinte.

4.2.2.3 Modelo no tempo discreto

O modelo discreto desenvolvido baseia-se na consideração de que os acoplamentos cruzados são perfeitamente desacoplados. Na prática, isso só é possível se as variáveis de estado forem medidas, conforme descrito em [67].

A Figura 4-5(a) mostra os desacoplamentos que podem ser realizados quando as variáveis de estado do modelo são medidas. Uma vez que os acoplamentos cruzados do modelo e a influência da tensão de saída na corrente de entrada do filtro sejam corretamente anulados, tem-se o modelo simplificado da Figura 4-5(b).

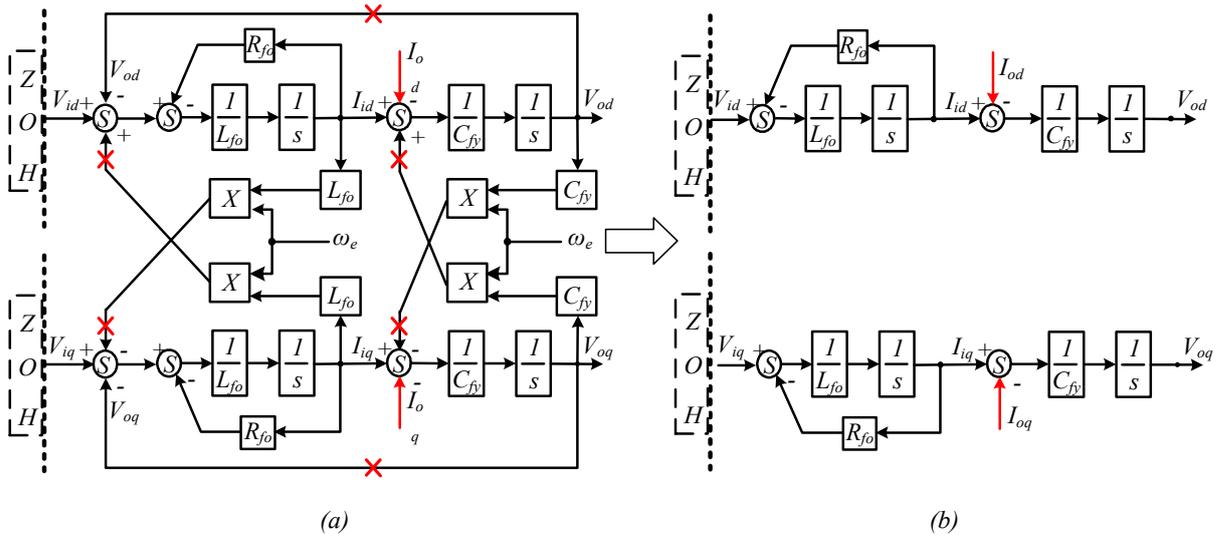


Figura 4-5- Diagrama de blocos do estágio de conversão CC-CA no referencial síncrono: (a) com desacoplamentos indicados; (b) diagrama resultante simplificado.

A Figura 4-6(a) mostra o modelo simplificado (considerando desacoplamentos perfeitos), em tempo contínuo, da dinâmica do filtro de saída com a presença do segurador de ordem zero (do inglês – *ZOH*) que é necessário na modelagem de sistemas controlados no domínio discreto. No modelo simplificado, os diagramas para as componentes d e q do modelo são os mesmos, de modo que ao longo desta seção trabalhar-se-á apenas com a componente d. O objetivo da modelagem em tempo discreto é se chegar a um modelo com a estrutura apresentada na Figura 4-6(b), pois dessa forma tem-se explicitamente as variáveis de estado, podendo-se projetar, no domínio discreto, dois controladores em cascata.

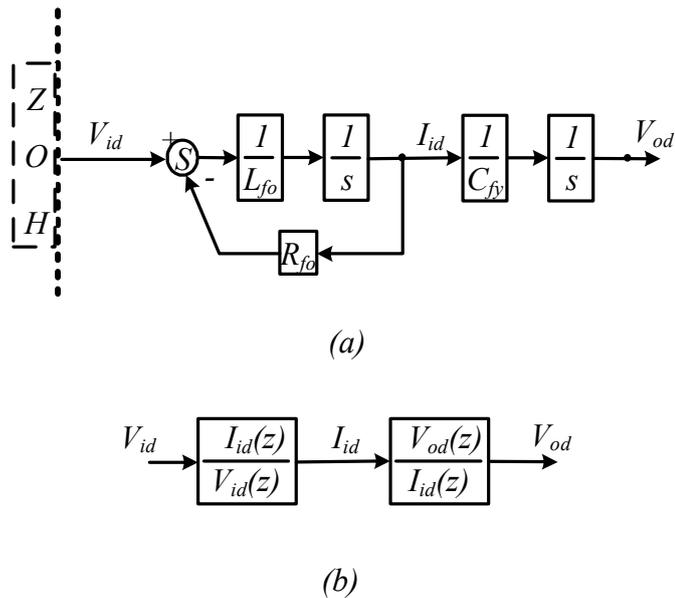


Figura 4-6- Modelos simplificados: (a) modelo contínuo com a presença do segurador de ordem zero; (b) estrutura do modelo discreto equivalente.

A influência do segurador de ordem zero na interface entre o sistema de controle e o modelo da planta dá ao sinal de entrada do modelo a característica de um sinal degrau. A modelagem discreta de plantas considerando essa condição é bastante sólida na literatura [68-70] e é o caso da função de transferência da corrente do filtro pela tensão de entrada. A segunda função de transferência da Figura 4-6(b) representa um sistema que não mais recebe um sinal de entrada com características de degrau, de modo que a obtenção dessa função de transferência parte da modelagem da malha de corrente e da planta completa (conforme indicado na Figura 4-7(a) e na Figura 4-7(b), respectivamente).

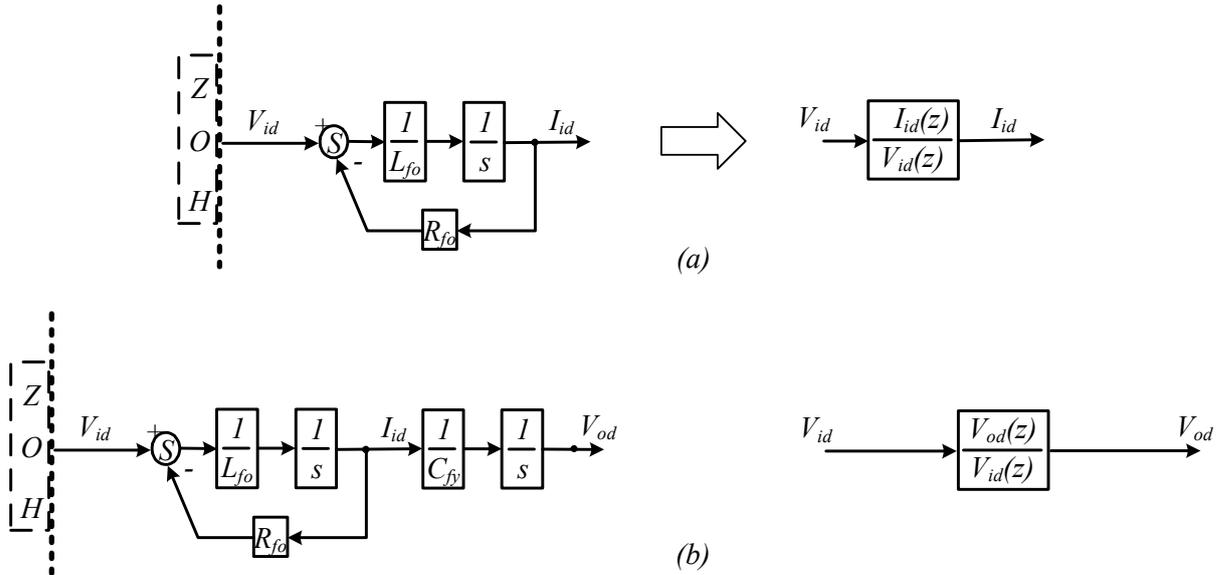


Figura 4-7- Discretização da planta do filtro de saída: (a) malha de corrente; (b) planta completa.

Comparando a Figura 4-6(b) e a Figura 4-7(b), tem-se:

$$\frac{V_{od}(z)}{V_{id}(z)} = \frac{I_{id}(z)}{V_{id}(z)} \frac{V_{od}(z)}{I_{id}(z)} \quad (4.45)$$

Logo:

$$\frac{V_{od}(z)}{I_{id}(z)} = \frac{V_{od}(z)}{V_{id}(z)} \frac{V_{id}(z)}{I_{id}(z)} \quad (4.46)$$

Da Figura 4-7(a), tem-se:

$$\frac{I_{id}(z)}{V_{id}(z)} = Z \left\{ ZOH(s) \frac{1}{R_{fo}} \frac{R_{fo}/L_{fo}}{s + R_{fo}/L_{fo}} \right\} = \frac{A_i}{(z - p_i)} \quad (4.47)$$

Sendo T_s o período de amostragem utilizado, e:

$$A_i = \frac{1}{R_{fo}} \left(1 - e^{-\frac{R_{fo}T_s}{L_{fo}}} \right) \quad (4.48)$$

$$p_i = e^{-\frac{R_{fo}T_s}{L_{fo}}} \quad (4.49)$$

Da Figura 4-7(b), tem-se:

$$\frac{V_{od}(z)}{V_{id}(z)} = Z \left\{ ZOH(s) \frac{1}{C_{fy}R_{fo}} \frac{R_{fo}/L_{fo}}{s(s + R_{fo}/L_{fo})} \right\} = \frac{K_{dv}(z + A_v)}{(z - 1)(z - p_v)} \quad (4.50)$$

Sendo:

$$K_{dv} = \frac{L_{fo}}{C_{fy}R_{fo}^2} \left(\frac{R_{fo}}{L_{fo}} T_s - 1 + e^{-\frac{R_{fo}T_s}{L_{fo}}} \right) \quad (4.51)$$

$$A_v = \frac{\left(1 - e^{-\frac{R_{fo}T_s}{L_{fo}}} - \frac{R_{fo}}{L_{fo}} T_s e^{-\frac{R_{fo}T_s}{L_{fo}}} \right)}{\left(\frac{R_{fo}}{L_{fo}} T_s - 1 + e^{-\frac{R_{fo}T_s}{L_{fo}}} \right)} \quad (4.52)$$

$$p_v = p_i = e^{-\frac{R_{fo}T_s}{L_{fo}}} \quad (4.53)$$

Substituindo (4.47) e (4.50) em (4.46), tem-se:

$$\frac{V_{od}(z)}{I_{id}(z)} = \frac{K_{dv}(z - A_v)}{(z - 1)(z - p_v)} \frac{(z - p_i)}{A_i} = K_{dt} \frac{(z + A_v)}{(z - 1)} \quad (4.54)$$

Sendo:

$$K_{dt} = \frac{K_{dv}}{A_i} = \frac{L_{fo}}{C_{fy}R_{fo}} \frac{\left(\frac{R_{fo}}{L_{fo}} T_s - 1 + e^{-\frac{R_{fo}T_s}{L_{fo}}} \right)}{1 - e^{-\frac{R_{fo}T_s}{L_{fo}}}} \quad (4.55)$$

O diagrama de blocos de (4.54) pode ser visto na Figura 4-8.

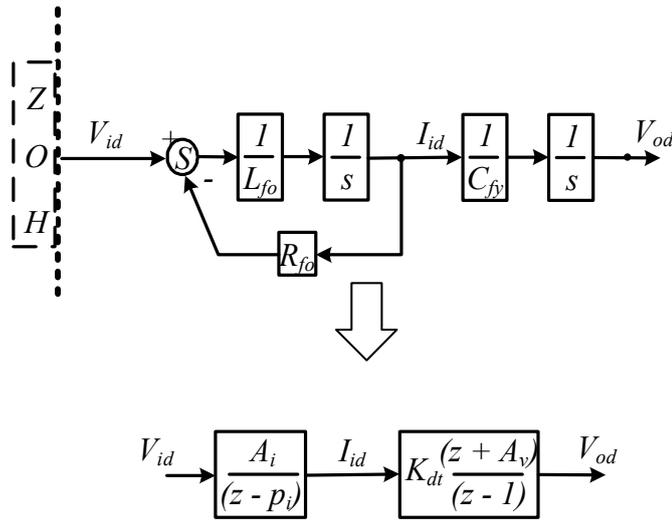


Figura 4-8- Diagrama de blocos do modelo discreto da dinâmica do filtro de saída.

Portanto, considerando um correto desacoplamento de estados, o modelo discreto da Figura 4-8 pode ser utilizado para o projeto do sistema de controle do estágio de conversão CA tanto para as componente de eixo d quanto de eixo q .

4.2.3 Sistema de controle

A Figura 4-9 mostra o sistema de controle completo do estágio de conversão CC-CA. Nela podem ser vistos todos os elementos que precisam ser projetados.

O primeiro elemento trata-se do módulo relacionado ao controle *droop*, brevemente explicado no capítulo 2, que aparece indicado em vermelho. Este módulo é responsável por, com base em medições locais, estabelecer as referências de tensão e frequência para que o conversor possa dividir a demanda por potência ativa e reativa da carga com outros CFR's da minirrede. Por não se tratar do foco deste trabalho, o módulo relacionado ao controle *droop* é

bastante simples e se limita a estabelecer a referência de frequência do conversor, mantendo a referência de tensão fixa.

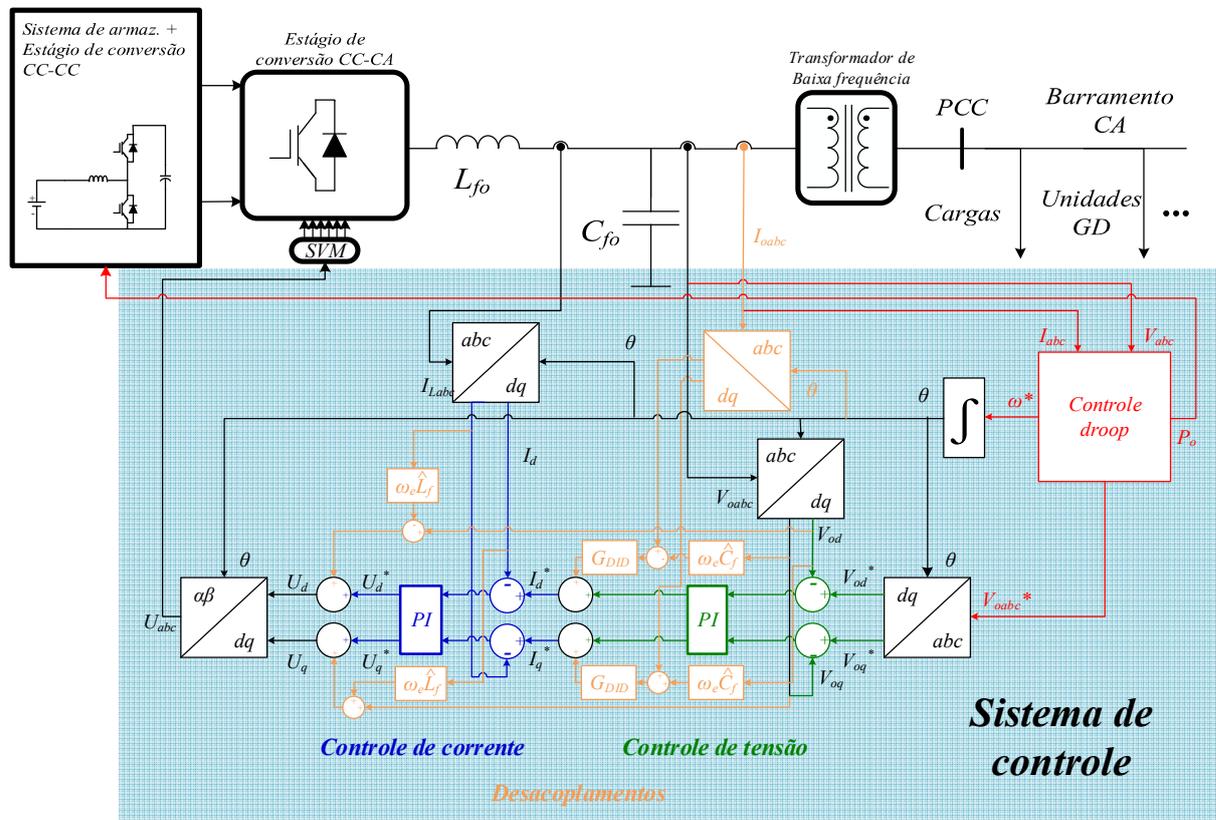


Figura 4-9- Sistema de controle completo para o estágio de conversão CC-CA.

Na Figura 4-9 podem ser vistos ainda os controladores de tensão (em verde) e corrente (em azul) além dos desacoplamentos de estados e perturbações (em laranja) que, por serem realizados em tempo discreto devem ser cuidadosamente projetados.

O projeto destes elementos citados é o objetivo desta seção.

4.2.3.1 Controle de frequência

O controle droop convencional utiliza as seguintes equações para determinar as referências de frequência e de tensão na minirrede [38]:

$$f = f_o - k_p(P_o - P') \tag{4.56}$$

$$V = V_o - k_q(Q_o - Q') \quad (4.57)$$

Sendo f e V a frequência e a tensão a serem aplicadas pelo inversor na minirrede, P_o e Q_o as potências ativa e reativa medidas nos terminais do conversor e f_o e V_o a frequência e a tensão da minirrede quando as potências ativa e reativa forem iguais a P' e Q' , respectivamente.

Conforme citado no início da seção, neste trabalho a tensão de referência é mantida fixa, de modo que (4.57) é desconsiderada. Apenas (4.56) é utilizada para variar a frequência dentro da minirrede, como forma de preparar o conversor para a divisão da potência ativa demandada pela carga. Assim, tem-se que a relação entre a frequência da minirrede e a potência nos terminais do conversor é uma reta de inclinação k_p conforme exibido na Figura 4-10.

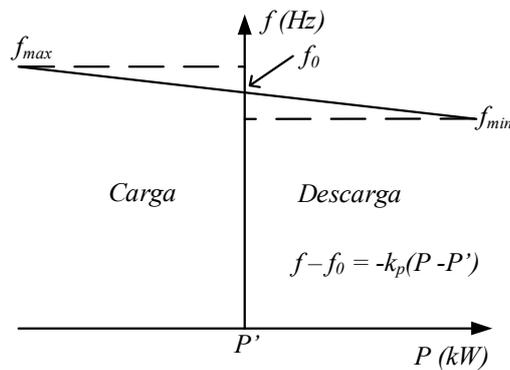


Figura 4-10- Curva característica do controle *droop* de frequência versus potência ativa.

A potência ativa nos terminais do conversor pode ser calculada com base nas medições de tensão e corrente de saída, da forma:

$$P_o = \frac{3}{2}(V_{od}i_{od} + V_{oq}i_{oq}) \quad (4.58)$$

Em conversores bidirecionais é comum que P' (assim como Q') seja escolhido como zero. Assim, f_o passa a ser o valor da frequência da rede quando a potência ativa nos terminais do conversor for nula, que neste trabalho será a frequência nominal da rede. Tem-se:

$$f_o = 60\text{Hz} \quad (4.59)$$

Portanto, o ganho k_p pode ser determinado com base nas especificações do estágio de conversão CC-CA. O limite de variação de frequência foi estabelecido em 1% da frequência nominal, portanto quando o conversor estiver operando com potência nominal a frequência da rede não pode extrapolar os limites estabelecidos. Tem-se:

$$k_p = \frac{\Delta f}{P_o} = \frac{0,6}{15000} = 4 \times 10^{-5} \quad (4.60)$$

Conforme indicado na Figura 4-9, a potência de saída calculada no módulo *droop*, é utilizada no controle do estágio de conversão CC-CC, cuja estrutura de controle é detalhada mais adiante neste capítulo.

4.2.3.2 Malha de controle de corrente

O projeto da malha de corrente será feito com base na planta discreta mostrada na Figura 4-7(a) cuja função de transferência foi obtida em (4.47). Será utilizado um controlador proporcional integral discreto, dado por:

$$G_{ci1}(z) = \frac{k_{ic1}T_s z}{(z-1)} + k_{pc1} = \frac{K_{iPI1}(z - \delta_{i1})}{(z-1)} \quad (4.61)$$

Sendo k_{ic1} o ganho integrativo da malha de corrente e k_{pc1} o ganho proporcional da malha de corrente. O ganho e o zero do controlador são:

$$K_{iPI1} = k_{ic1}T_s + k_{pc1} \quad (4.62)$$

E

$$\delta_{i1} = \frac{k_{pc1}}{(k_{ic1}T_s + k_{pc1})} \quad (4.63)$$

O conjunto controlador/planta para a componente d pode ser visto na Figura 4-11, que é exatamente o mesmo para a componente q .

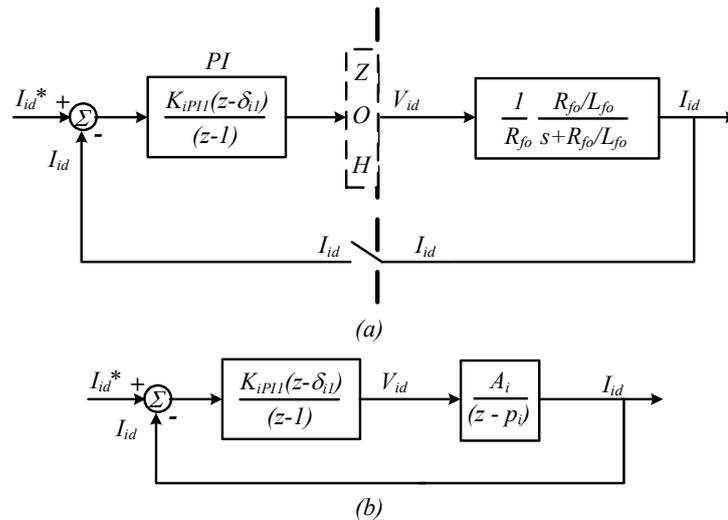


Figura 4-11- Diagrama de blocos da malha de controle de corrente para o eixo d: (a) planta contínua; (b) e modelo discreto equivalente.

A malha de corrente constitui um sistema de primeira ordem, com um polo. O controlador PI introduz, em malha aberta, um polo em $z = 1$ e um zero em $z = \delta_{i1}$. Uma estratégia de projeto do controlador consiste em, com base em (4.62) e (4.63), determinar o ganho K_{iPI1} de modo a cancelar o efeito do polo da planta com o zero do controlador, e, ao mesmo tempo, posicionar o polo do sistema em malha fechada da Figura 4-11(b) em um local desejado do plano z . Para isso, o zero do controlador deve ser posicionado próximo ao polo da planta. Existem fundamentalmente duas opções para o posicionamento do zero: à direita ou à esquerda do polo da planta. A Figura 4-12 mostra o lugar das raízes para as duas configurações mencionadas.

A opção mostrada na Figura 4-12(a) traz a vantagem de se ter um sistema com polos sempre reais, enquanto que na opção mostrada na Figura 4-12(b) existe a possibilidade de que os polos sejam complexos. Entretanto, observando-se (4.63) pode-se perceber que quanto mais próximo da unidade for o zero do controlador, menor a parcela integrativa, importante para correção de erro de regime permanente.

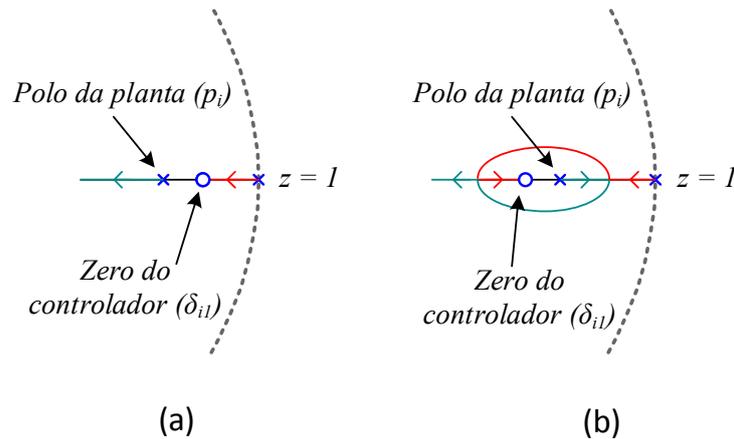


Figura 4-12- Lugar das raízes para duas possibilidades de posicionamento do zero do controlador: (a) à direita do polo da planta; (b) à esquerda do polo da planta.

De fato, calculando-se o polo da planta de corrente, tem-se um polo em 1,13 Hz (para uma resistência equivalente em série de $R_{fo} = 4,62 \text{ m}\Omega$, medida no indutor escolhido para implementação) dado por:

$$p_i = e^{-\frac{R_{fo}T_s}{L_{fo}}} = 0,9993 \quad (4.64)$$

Para evitar posicionar o zero do controlador muito próximo da unidade, este será posicionado à esquerda do polo da planta, em 11,3 Hz (frequência 10 vezes maior que o polo da planta) com o valor dado por:

$$\delta_{i1} = e^{-10\frac{R_{fo}T_s}{L_{fo}}} = 0,9929 \quad (4.65)$$

O ganho K_{iP1} deve então ser determinado para alocar o polo dominante da função de transferência de malha fechada num ponto desejado. Neste trabalho, o valor da largura de faixa do controlador de corrente foi determinado em:

$$f_{ci1} = 750\text{Hz} \quad (4.66)$$

Para um malha de corrente de largura de faixa f_{ci1} , o polo de malha fechada deve ser alocado em:

$$e^{-2\pi f_{ci1}T_s} = 0,6242 \quad (4.67)$$

O ganho K_{iP1} necessário para alocar o polo dominante de malha fechada em (4.67) foi obtido pelo método do lugar das raízes, e é dado por:

$$K_{iP1} = 2,4856 \quad (4.68)$$

O diagrama de polos e zeros do sistema em malha fechada resultante pode ser visto na Figura 4-13.

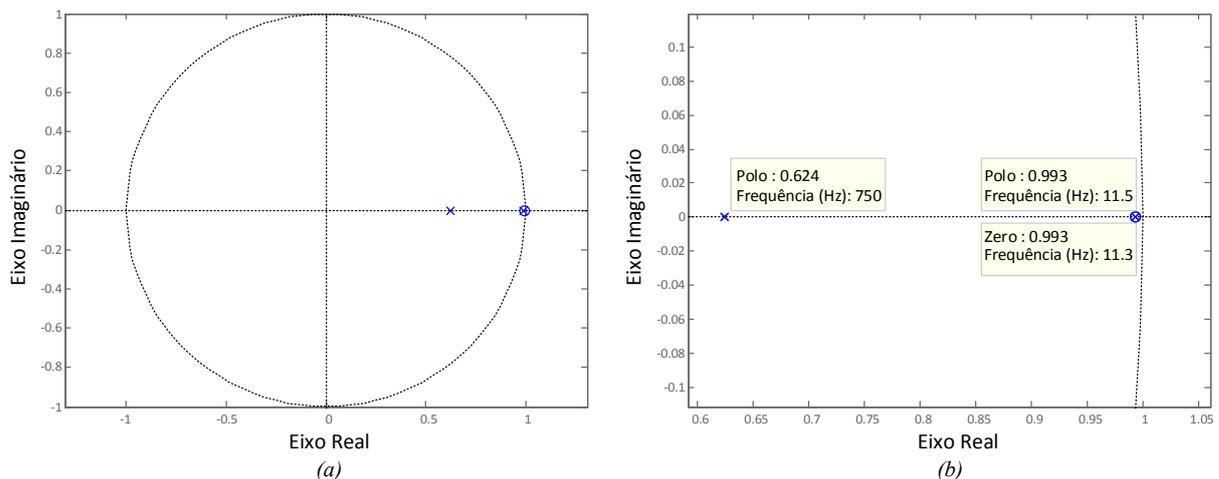


Figura 4-13- Diagrama de polos e zeros do sistema de malha fechada projetado: (a) vista total; (b) vista aproximada.

Conforme visto na Figura 4-13, quando a malha de corrente é fechada o polo da planta se aproxima do zero do controlador, enquanto que o polo dominante do sistema fica alocado precisamente no local planejado, de modo que a influência do polo da planta pode ser desprezada. Tem-se, portanto, a função de transferência da malha de corrente dada por:

$$G_{mc1}(z) = \frac{0,3759}{z - 0,6242} \quad (4.69)$$

Os ganhos proporcional e integrativo são então dados por:

$$k_{pc1} = K_{iPI1} \delta_{i1} = 2,468 \Omega \quad (4.70)$$

E

$$k_{ic1} = \frac{K_{iPI1} - k_{pc1}}{T_s} = 176,364 \Omega s^{-1} \quad (4.71)$$

Na Figura 4-14 pode ser visto o diagrama de bode de (4.69):

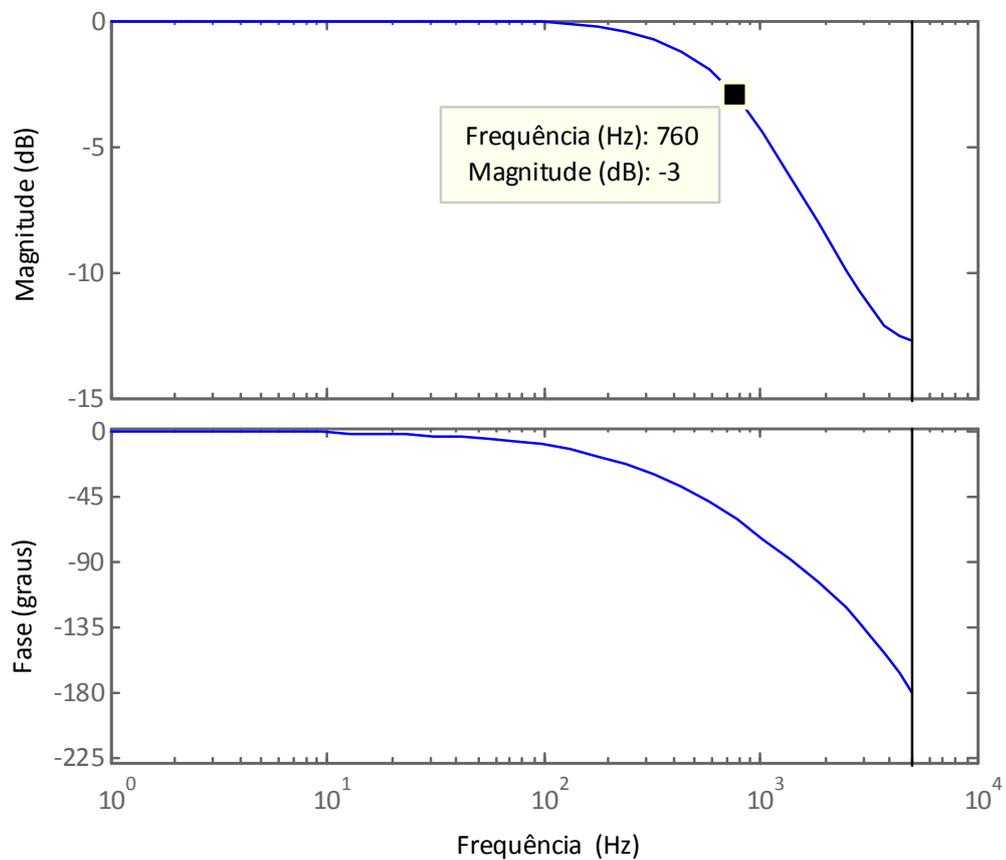


Figura 4-14- Diagrama de Bode da malha de corrente projetada.

Percebe-se que a largura de faixa da malha de corrente ficou bastante próxima à desejada. A Figura 4-15 mostra o gráfico da resposta a um degrau unitário. Neste gráfico o tempo de acomodação (t_s), considerando uma região de tolerância de 2%, pode ser visto. que

se mostra compatível com a largura de faixa desejável. O tempo de acomodação teórico é dado por:

$$t_s = \frac{\ln(1 - 0,98)}{-2\pi f_{ci1}} = 8,3 \times 10^{-4} s \quad (4.72)$$

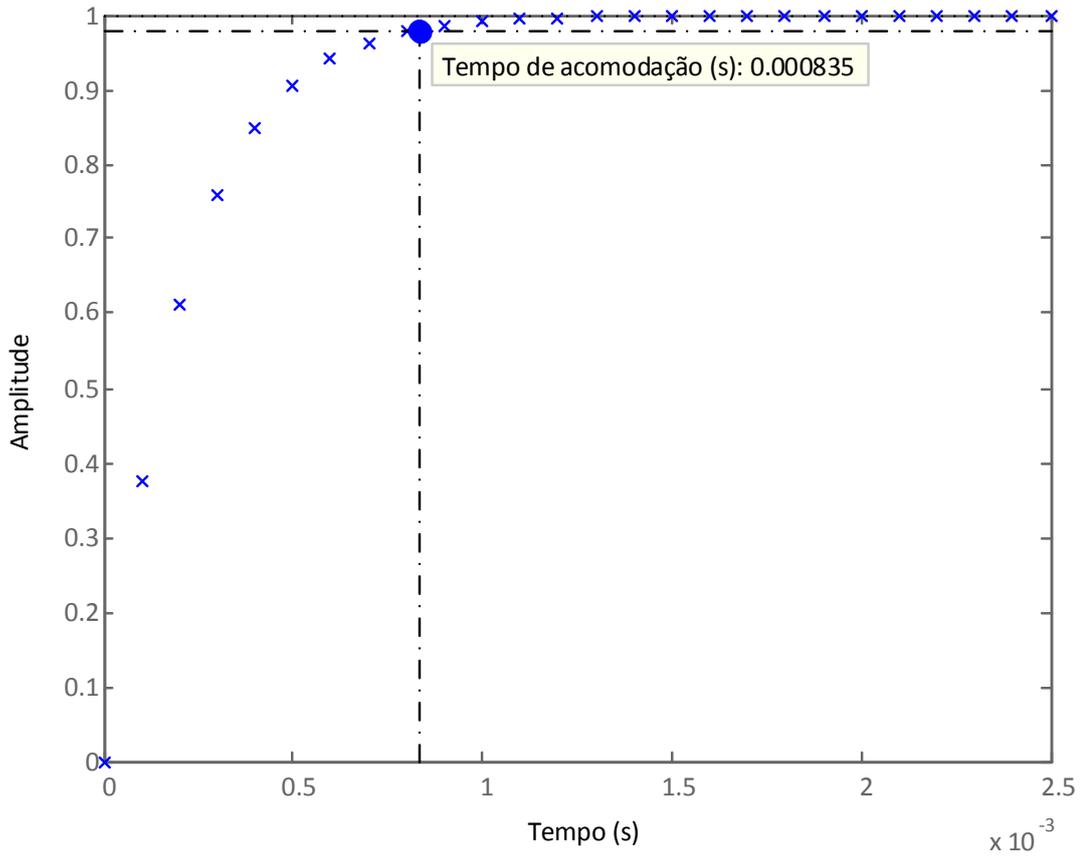


Figura 4-15- Resposta a um degrau unitário.

4.2.3.3 Malha de controle de tensão

Uma vez projetado o controlador de corrente, pode-se iniciar o projeto do controlador de tensão que também consistirá de um controlador proporcional integral, dado por:

$$G_{cv1}(z) = \frac{k_{iv1}T_s z}{(z - 1)} + k_{pv1} = \frac{K_{vPI1}(z - \delta_{v1})}{(z - 1)} \quad (4.73)$$

Sendo k_{iv1} o ganho integrativo de tensão, k_{pv1} o ganho proporcional de tensão e:

$$K_{vPI1} = k_{iv1}T_s + k_{pv1} \quad (4.74)$$

e

$$\delta_{v1} = \frac{k_{pv1}}{(k_{iv1}T_s + k_{pv1})} \quad (4.75)$$

A Figura 4-16 mostra a malha de controle de tensão. A Figura 4-16(a) mostra as duas realimentações de estado (tensão e corrente), enquanto que na Figura 4-16(b) é exibido o equivalente de primeira ordem da malha de corrente.

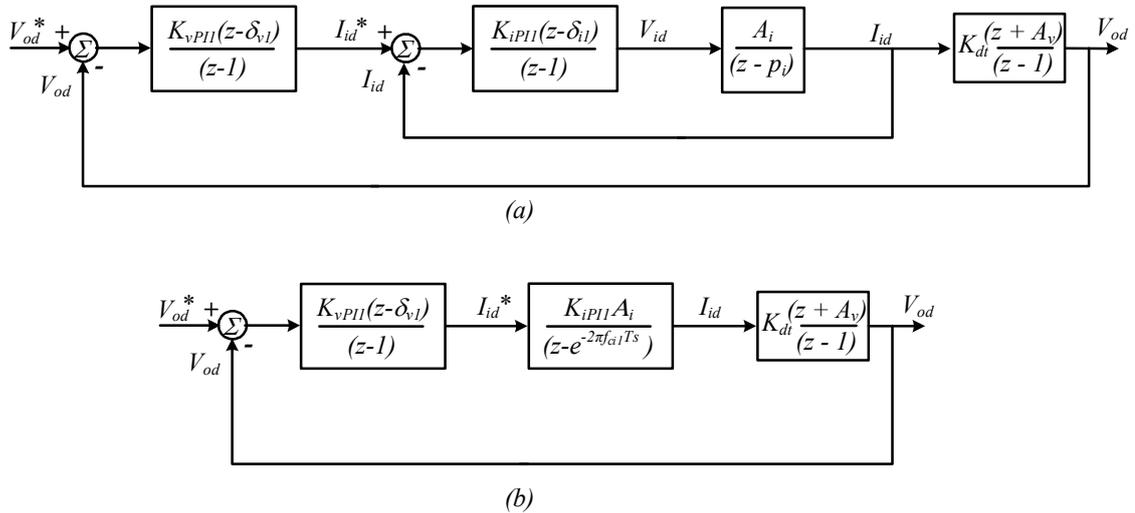


Figura 4-16- Diagrama de blocos da malha de controle de tensão para o eixo d: (a) malha de corrente com blocos internos; (b) equivalente de primeira ordem da malha de corrente.

O controlador de tensão do conversor CC-CA foi projetado pelo método do lugar das raízes. Na Figura 4-16(b), pode-se ver que, descontando o zero do controlador (ainda por definir), o ramo direto da malha de tensão conta com 3 polos: um polo da malha de corrente e dois polos em $z = 1$, além de um zero em $z = -A_v = 0,9995$ e outro em $z = -\infty$, conforme visualizado na Figura 4-17.

No projeto da malha de controle de tensão, deve-se posicionar o zero do controlador em um ponto adequado do plano z e determinar o ganho do controlador de modo a deslocar os polos da função de transferência de malha fechada a pontos desejados, principalmente o polo dominante (mais lento). É interessante que, sempre que possível, os polos de malha fechada sejam reais e, no caso de sistemas discretos, é essencial que estejam dentro do semicírculo unitário direito do plano z .

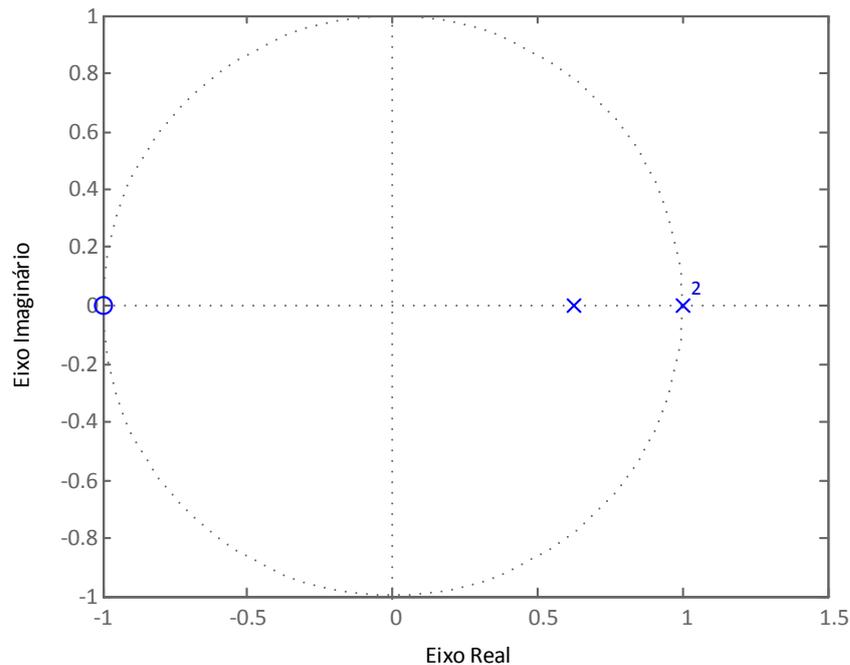


Figura 4-17- Diagrama de polos e zeros da malha direta de tensão, descontados os zeros do controlador de tensão e no infinito.

No caso da Figura 4-17, o zero do controlador pode ser utilizado para “atrair” os polos mais lentos ou o polo da malha de corrente. Se for utilizado para “atrair” o polo da malha de corrente, o sistema se torna instável pois os polos mais lentos tendem a migrar para fora do círculo unitário. A Figura 4-18 mostra o lugar das raízes para o zero do controlador posicionado em 1000Hz. Portanto, esta não é uma opção para a localização deste zero.

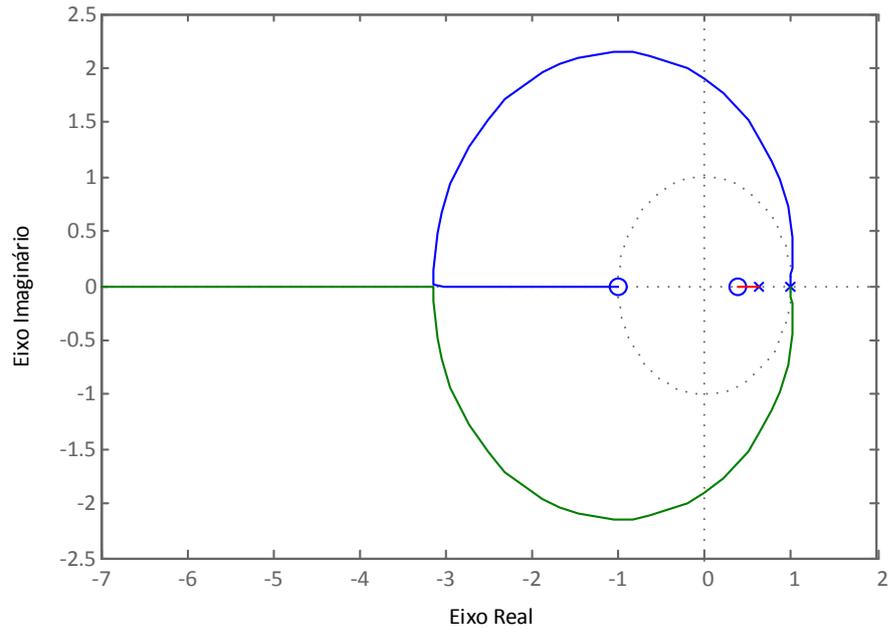


Figura 4-18- Lugar das raízes da malha de tensão, com zero do controlador posicionado próximo ao polo da malha de corrente.

Se o zero do controlador for posicionado suficientemente próximo aos polos mais lentos da Figura 4-17, o caminho percorrido pelos polos mais lentos pode ser alterado, possibilitando que os polos de malha fechada sejam reais e estáveis. Na Figura 4-19(a), é possível ver essa diferença para o zero do controlador posicionado em 50Hz. Uma vista aproximada dos polos mais lentos é apresentada na Figura 4-19(b).

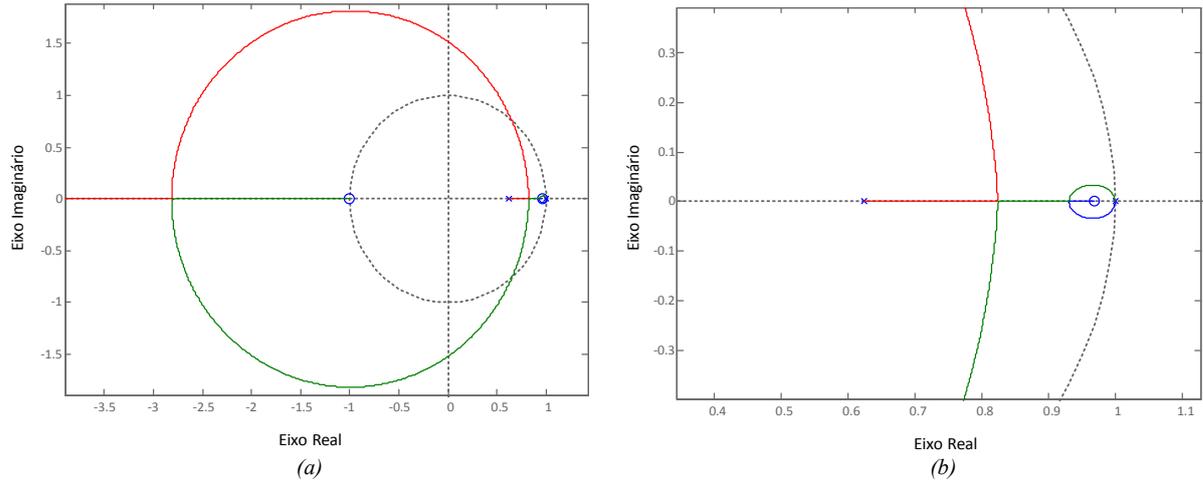


Figura 4-19- Lugar das raízes da malha de tensão, com zero do controlador posicionado próximo aos polos mais lentos: (a) vista completa; (b) vista aproximada dos polos finitos.

A valor da largura de faixa da malha de tensão foi escolhido como:

$$f_{cv1} = 240\text{Hz} \quad (4.76)$$

Para o controle com malhas em cascata, é necessário que a malha interna seja mais rápida que a malha externa. Embora a diferença de uma década seja bastante adotada na literatura, neste trabalho foi utilizada, no estágio de conversão CC-CA, uma configuração onde a malha interna é cerca de 3 vezes mais rápida que a malha externa. Caso contrário, ter-se-ia uma resposta demasiada lenta para variações na tensão de saída.

Com base no valor indicado em (4.76), alocou-se o polo dominante da função de transferência de malha fechada de tensão em:

$$e^{-2\pi f_{cv1}T_s} = 0,86 \quad (4.77)$$

Para isso, o zero do controlador foi alocado em 50Hz:

$$\delta_{v1} = 0,9691 \quad (4.78)$$

O ganho global do controlador encontrado foi:

$$K_{vPI1} = 0,3273 \quad (4.79)$$

Com isso, os ganhos do controlador proporcional integral de tensão são dados por:

$$k_{pv1} = K_{vPI1} \delta_{v1} = 0.3172 \quad (4.80)$$

$$k_{iv1} = \frac{(k_{vPI1} - k_{pv1})}{T_s} = 101,2348 \quad (4.81)$$

Com os valores indicados, o sistema completo com as duas malhas em cascata pode ser avaliado. A Figura 4-20 mostra o diagrama de polos e zeros do sistema em malha fechada, enquanto a Figura 4-21 mostra o diagrama de Bode.

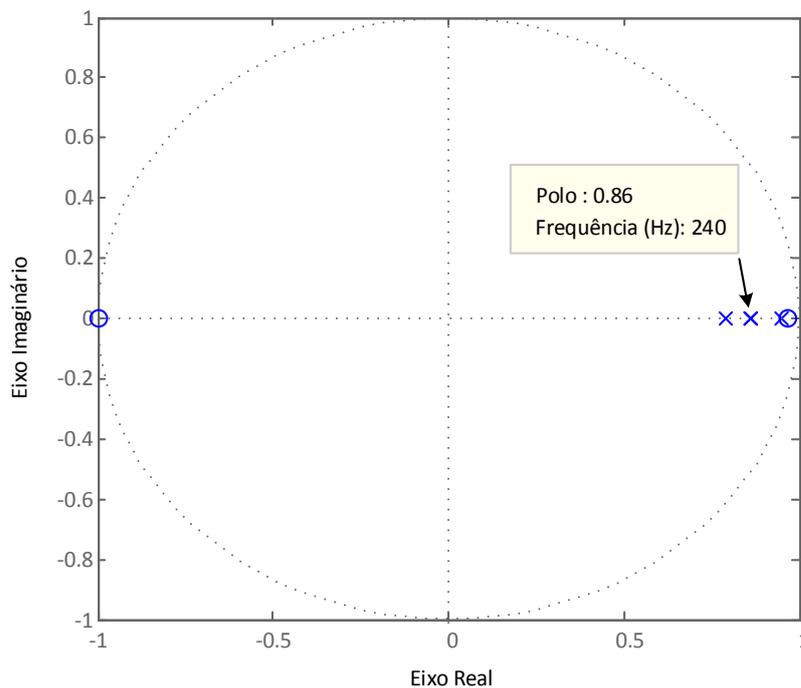


Figura 4-20- Diagrama de polos e zeros do sistema completo com malhas de corrente e tensão em cascata.

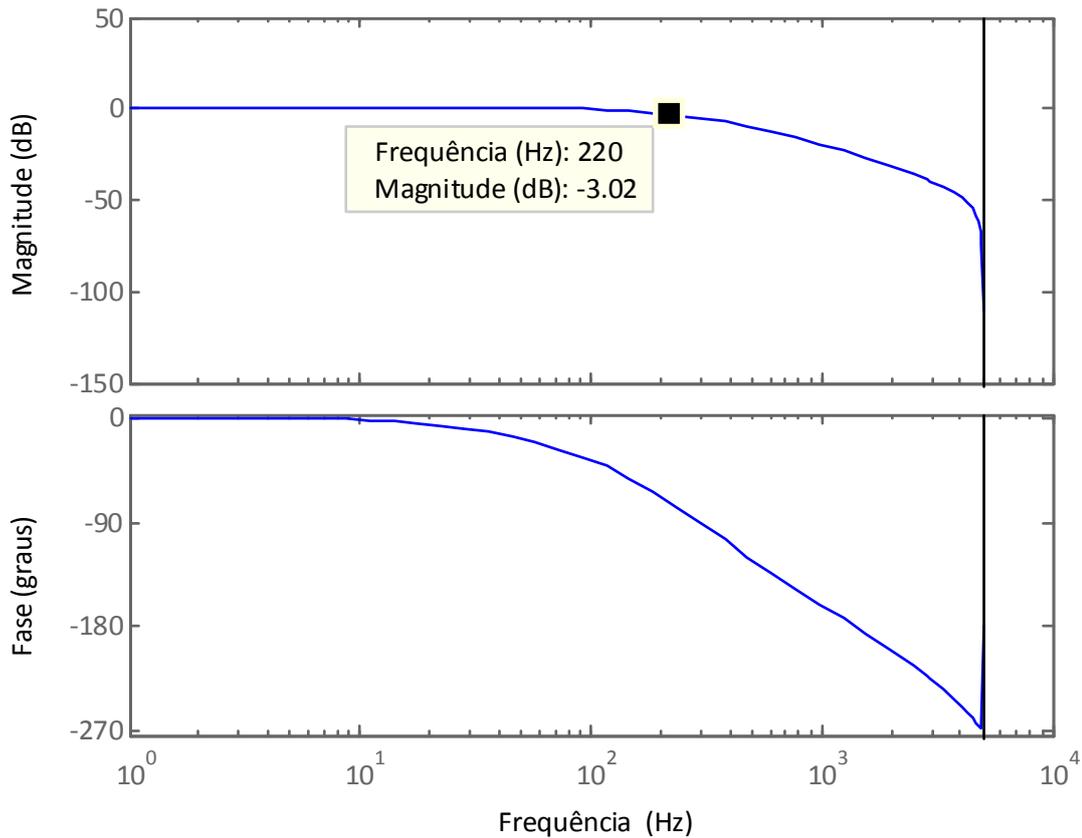


Figura 4-21- Diagrama de Bode do sistema completo com malhas de corrente e tensão em cascata.

Com a estratégia adotada, foi possível obter uma largura de faixa bastante próxima ao desejado, com erro inferior a 10%.

4.2.3.4 Efeito do atraso computacional

Até o presente momento o efeito do atraso computacional, fatalmente presente em sistemas de controle digital, tem sido desconsiderado. Na prática, entre a medição das variáveis de interesse e aplicação do sinal de controle há um período de cálculos envolvido. Nesta seção, os controladores projetados são aplicados a um sistema com a presença de atraso e o desempenho da estratégia de controle é comparado com o caso sem atraso.

Será considerado um período de amostragem como o maior atraso na realização dos cálculos necessários para a determinação do sinal de controle a ser enviado ao conversor.

Portanto, a análise do atraso computacional será realizada somente para este caso. A Figura 4-22(a) mostra a malha de corrente utilizada para o projeto do controlador de corrente, enquanto que a Figura 4-22(b) mostra a malha de corrente com a presença do atraso computacional.

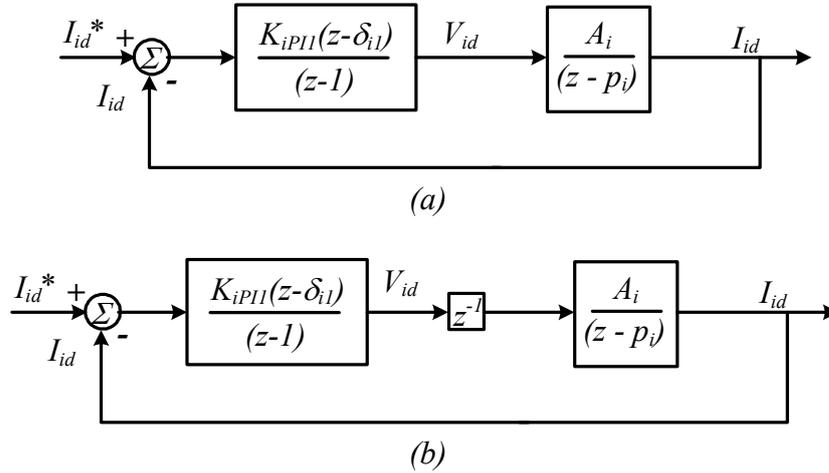


Figura 4-22- Malha de corrente: (a) sem atraso computacional; (b) com atraso computacional de 1 período.

A função de transferência com atraso, considerando o cancelamento do polo p_i pelo zero do controlador δ_{i1} , é dada por:

$$\frac{I_{id}(z)}{I_{id}^*(z)} = \frac{k_{iPI1}A_i}{z(z-1) + k_{iPI1}A_i} \quad (4.82)$$

Pode-se perceber que a malha de corrente não mais constitui um sistema de primeira ordem. A Figura 4-23 mostra os diagramas de polos e zeros das malhas de corrente com e sem atraso. Percebe-se que a presença do atraso computacional, além de adicionar um polo à planta, tornou os polos de malha fechada complexos. A malha de corrente passa a apresentar um comportamento subamortecido, conforme visualizado na resposta a um degrau unitário exibida na Figura 4-24.

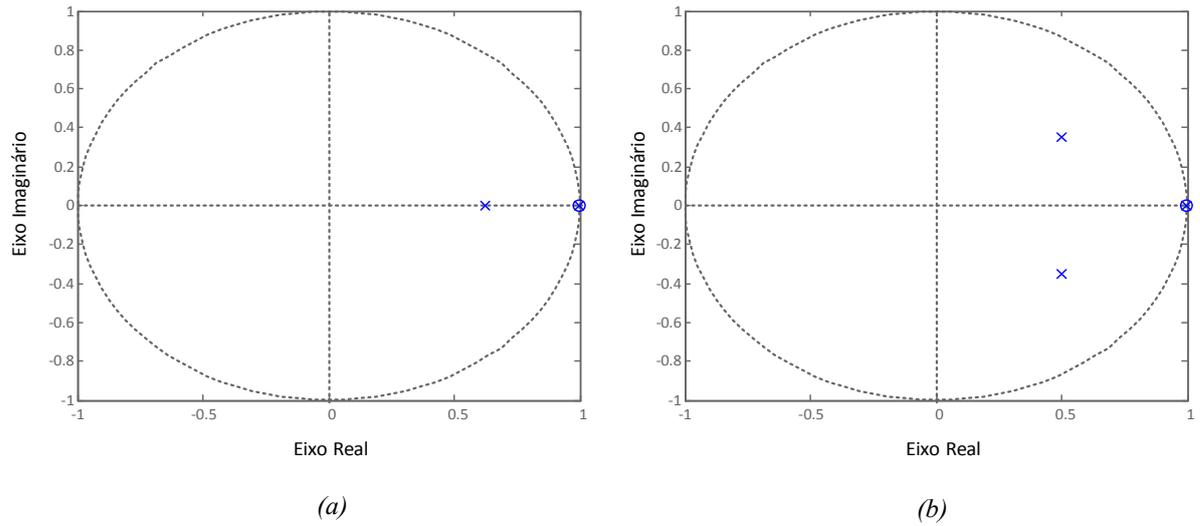


Figura 4-23- Diagrama de polos e zeros: (a) Malha de corrente sem atraso; (b) com atraso computacional.

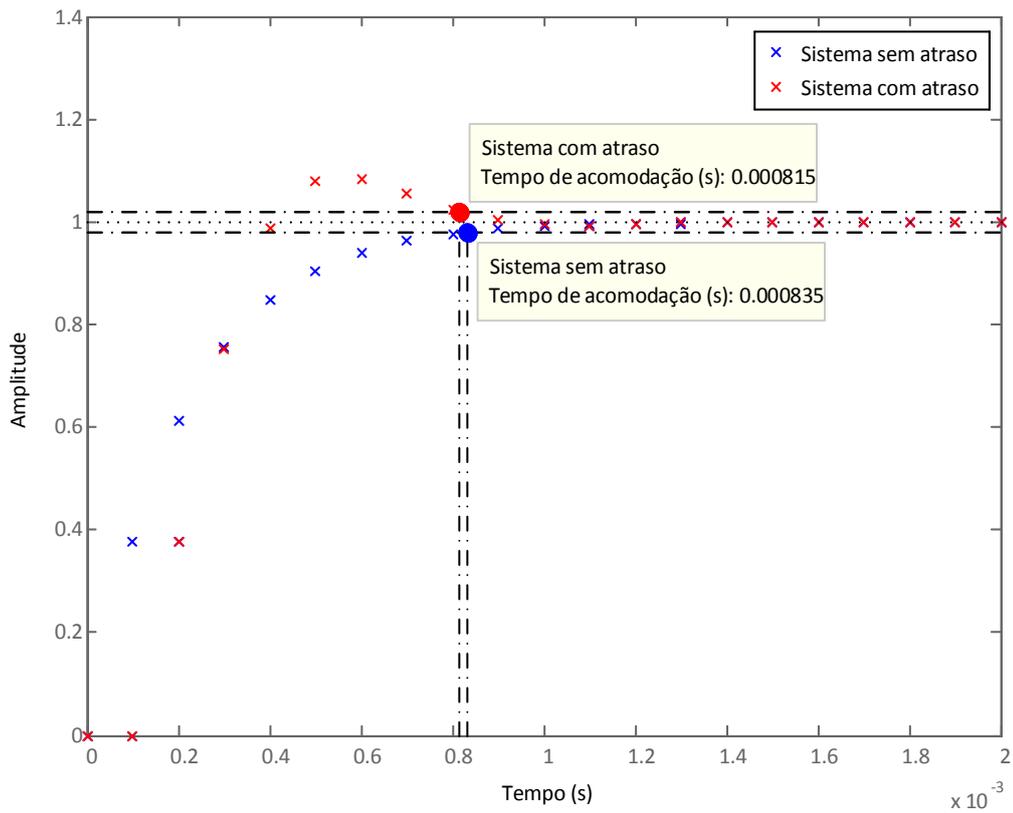


Figura 4-24- Resposta a um degrau unitário da malha de corrente sem e com atraso computacional.

Apesar do comportamento subamortecido, o tempo de acomodação permanecer praticamente o mesmo e o sobressinal se mostrou inferior a 10%, de modo que o atraso computacional considerado apresentou impacto moderado na dinâmica projetada para a malha de corrente. É evidente que isso depende da largura de faixa escolhida para o controlador. Estendendo a análise à malha de tensão, vista na Figura 4-25 com o atraso computacional, os polos do sistema completo em malha fechada podem ser vistos na Figura 4-26.

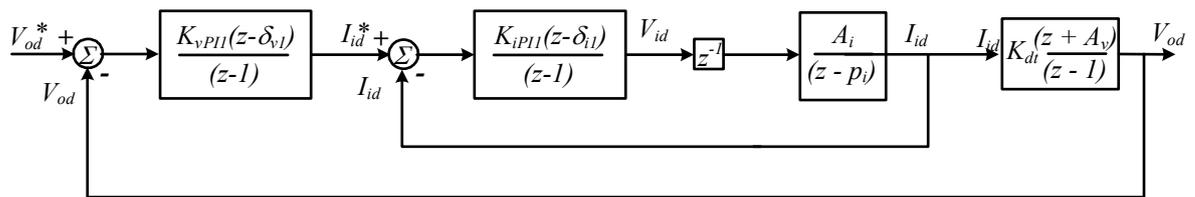


Figura 4-25- Malha de tensão com a presença do atraso computacional.

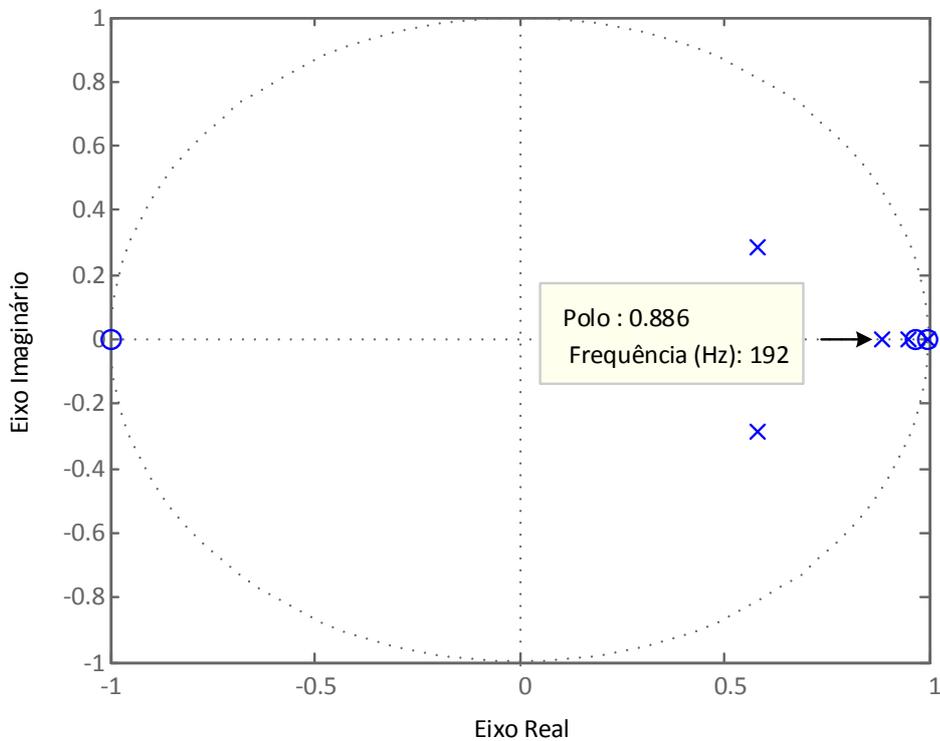


Figura 4-26- Diagrama de polos e zeros da malha de controle de tensão.

É possível perceber na Figura 4-26 que o polo dominante do sistema sofreu leve deslocamento para a frequência de 192 Hz e que a malha de controle de tensão também conta com polos complexos. Entretanto, os polos complexos não são dominantes, apresentando pouco impacto ao desempenho do controle de tensão, conforme visto na Figura 4-27.

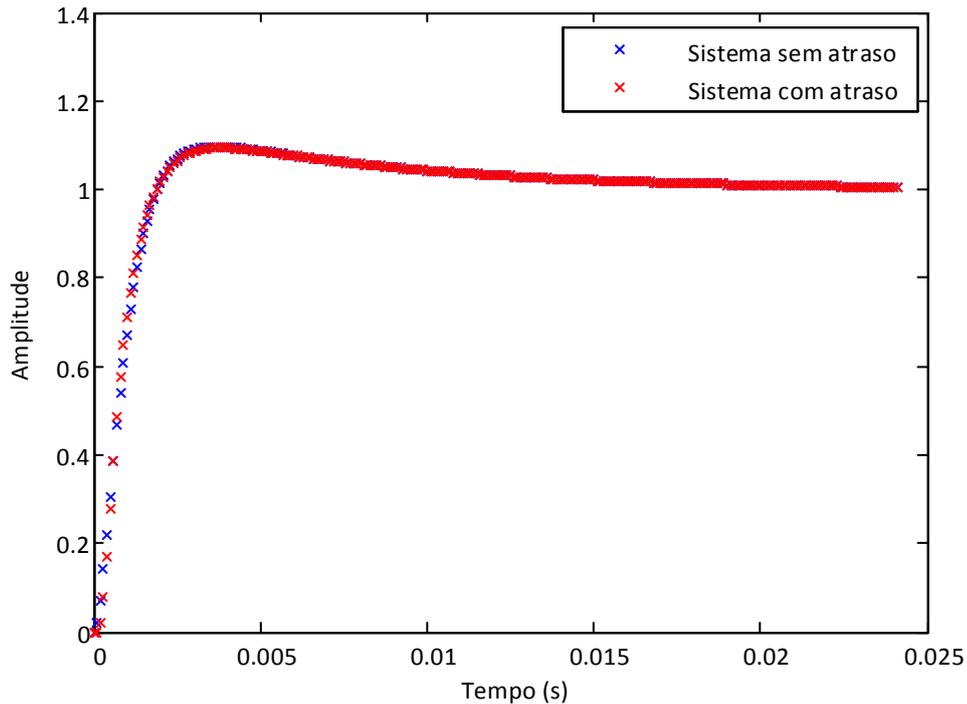


Figura 4-27- Respostas a um degrau unitário para o sistema com e sem atraso.

Conforme visto na Figura 4-27, o impacto do atraso computacional, neste caso específico, apresenta pouco impacto na dinâmica da malha de tensão para a largura de faixa escolhida. Entretanto, pode ser visto na Figura 4-28, que mostra os sinais de controle aplicados à planta nos dois casos, que o esforço de controle é maior quando o controlador projetado é aplicado em um sistema com atraso. Desta forma, espera-se que os controladores projetados possam ser utilizados sem problemas em um sistema com atraso sem impactos no desempenho, porém com a desvantagem de um maior desprendimento de energia.

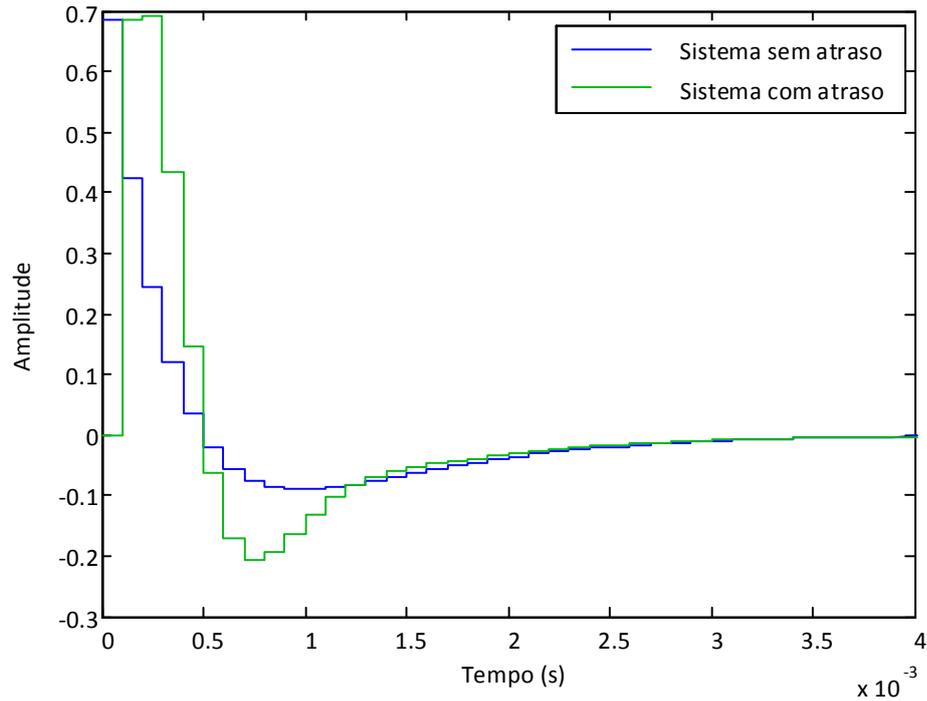


Figura 4-28- Sinais de controle aplicados à planta para o sistema com e sem atraso.

4.2.3.5 Desacoplamento de entrada de perturbação

Toda a discretização da planta do filtro foi realizada com base na consideração de que, tanto as perturbações reais quanto as perturbações impostas pela mudança para o referencial síncrono, seriam devidamente desacopladas.

A Figura 4-29 mostra um esquema de desacoplamento de uma entrada de perturbação. Para o total cancelamento da entrada de perturbação, a seguinte condição deve ser satisfeita:

$$P(z)G_{DID}(z)Z\{ZOH(s)G_{p1}(s)G_{p2}(s)\} - Z\{P(s)G_{p2}(s)\} = 0 \quad (4.83)$$

Onde $G_{DID}(z)$ é a função de transferência de desacoplamento, comumente denominada de DID (do inglês, *Disturbance input decoupling - DID*). No caso da Figura 4-29, a função de transferência DID deve ser dada por:

$$G_{DID}(z) = \frac{Z\{P(s)G_{p2}(s)\}}{P(z)Z\{ZOH(s)G_{p1}(s)G_{p2}(s)\}} \quad (4.84)$$

Entretanto, a função de transferência definida em (4.84) é impraticável a menos que a perturbação seja conhecida de antemão, devido à presença do termo $P(s)$.

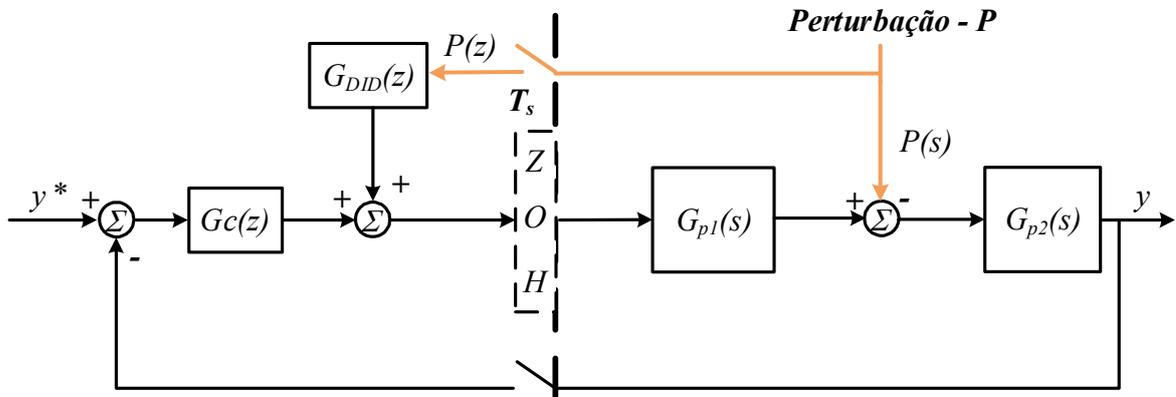


Figura 4-29- Esquema de controle genérico ilustrando o desacoplamento total de uma entrada de perturbação.

Em sistemas de controle digital, só é possível obter informações sobre as perturbações nos instantes de amostragem, de modo que o desacoplamento é tipicamente realizado como ilustrado na Figura 4-30.

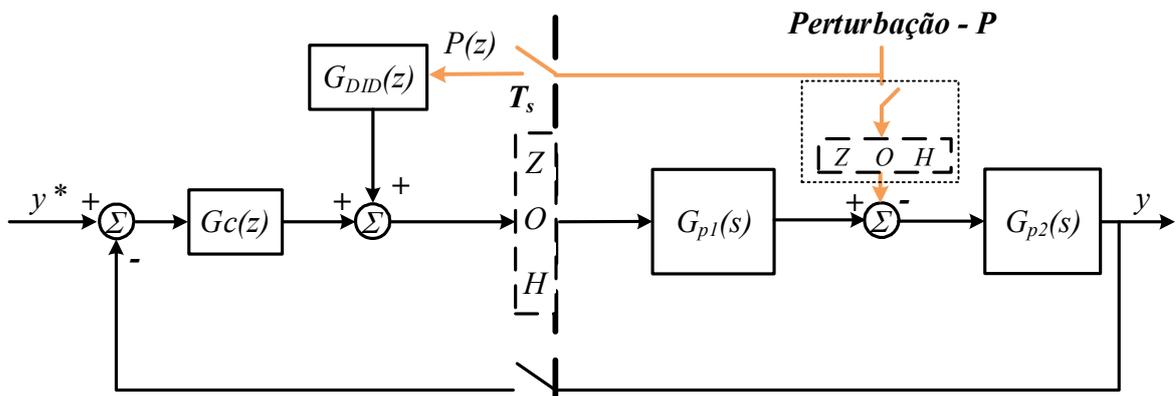


Figura 4-30- Esquema de controle genérico ilustrando o desacoplamento de uma entrada de perturbação nos instantes de amostragem.

A ideia básica consiste em considerar que a perturbação atua por intermédio de um segurador de ordem zero (região pontilhada da Figura 4-30) e impor uma condição em que o seu efeito na saída da planta seja nulo precisamente nos instantes de amostragem. Para o caso da Figura 4-30, essa condição traduz-se em:

$$P(z)G_{DID}(z)Z\{ZOH(s)G_{p1}(s)G_{p2}(s)\} - P(z)Z\{ZOH(s)G_{p2}(s)\} = 0 \quad (4.85)$$

Neste caso, $P(z)$ pode ser conhecida. De (4.85), se obtém:

$$G_{DID}(z) = \frac{Z\{ZOH(s)G_{p2}(s)\}}{Z\{ZOH(s)G_{p1}(s)G_{p2}(s)\}} \quad (4.86)$$

Observando a Figura 4-5, percebe-se que para o caso dos acoplamentos envolvendo a tensão de saída e a corrente de filtro, o desacoplamento pode ser feito de forma direta, ou seja, com uma DID unitária. Para o desacoplamento da corrente de carga e do acoplamento cruzado introduzido pela transformada dq (que envolve a tensão de saída e a capacitância C_{fy}), $G_{p1}(s)$ pode ser substituída pelo equivalente de primeira ordem da malha de controle de corrente, da forma:

$$G_{p1}(s) = \frac{2\pi f_{ci1}}{s + 2\pi f_{ci1}} \quad (4.87)$$

Enquanto que $G_{p2}(s)$ é dada por:

$$G_{p2}(s) = \frac{1}{C_{fy}s} \quad (4.88)$$

De modo que (4.86), pode ser reescrita da forma:

$$G_{DID}(z) = \frac{Z\left\{ZOH(s)\frac{1}{C_{fy}s}\right\}}{Z\left\{ZOH(s)\frac{2\pi f_{ci1}}{s + 2\pi f_{ci1}}\frac{1}{C_{fy}s}\right\}} = \frac{\frac{T_s/C_{fy}}{(z-1)}}{\frac{(2\pi f_{ci1}T_s - 1 + e^{-2\pi f_{ci1}T_s})(z + A_{did})}{C_{fy}2\pi f_{ci1}(z-1)(z - p_{did})}} \rightarrow \quad (4.89)$$

$$G_{DID}(z) = \frac{k_{did}(z - p_{did})}{(z - A_{did})}$$

Sendo:

$$k_{did} = \frac{T_s 2\pi f_{ci1}}{(2\pi f_{ci1} T_s - 1 + e^{-2\pi f_{ci1} T_s})} = 4,9361 \quad (4.90)$$

$$A_{did} = \frac{(1 - e^{-2\pi f_{ci1} T_s} - 2\pi f_{ci1} T_s e^{-2\pi f_{ci1} T_s})}{(2\pi f_{ci1} T_s - 1 + e^{-2\pi f_{ci1} T_s})} = -0,8549 \quad (4.91)$$

$$p_{did} = e^{-2\pi f_{ci1} T_s} = 0,6242 \quad (4.92)$$

Por fim, a Figura 4-31 mostra a estrutura de controle do estágio de conversão CC-CA, a interface com a planta, o modelo da planta do conversor e os desacoplamentos de estados.

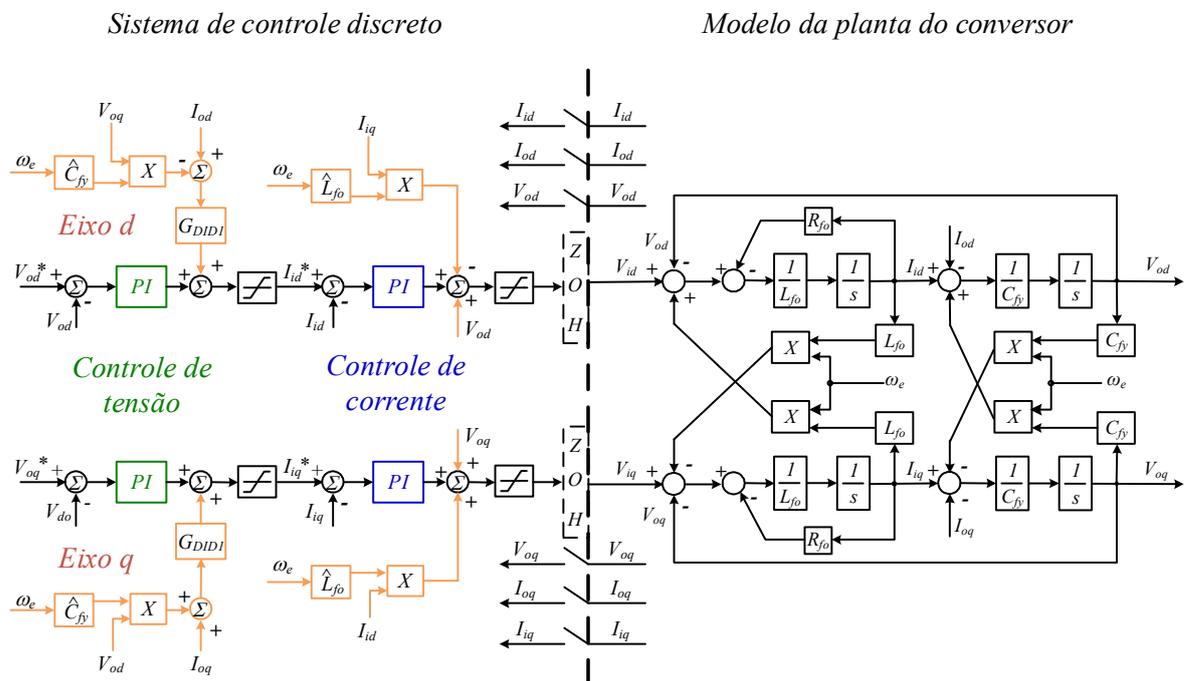


Figura 4-31- Estrutura completa de controle do estágio de conversão CC-CA + modelo da planta.

4.3 Estágio de conversão CC-CC

Nesta seção, será analisado o estágio de conversão CC-CC. Inicialmente serão projetados o indutor de entrada e o capacitor do elo CC e, em seguida será apresentada a modelagem do conversor e o projeto de toda a estrutura de controle utilizada.

4.3.1 Indutor de entrada

No projeto do indutor de entrada do conversor CC-CC deve-se levar em consideração a forma de onda da corrente do indutor. No capítulo 3, foi visto que a corrente do indutor apresenta uma formato recortado como o exibido na Figura 4-32.

A faixa de variação da corrente de entrada está diretamente relacionada com o valor da indutância de entrada, e é justamente essa ondulação o principal parâmetro de projeto deste indutor. Para tanto, a ondulação de corrente deve ser quantificada.

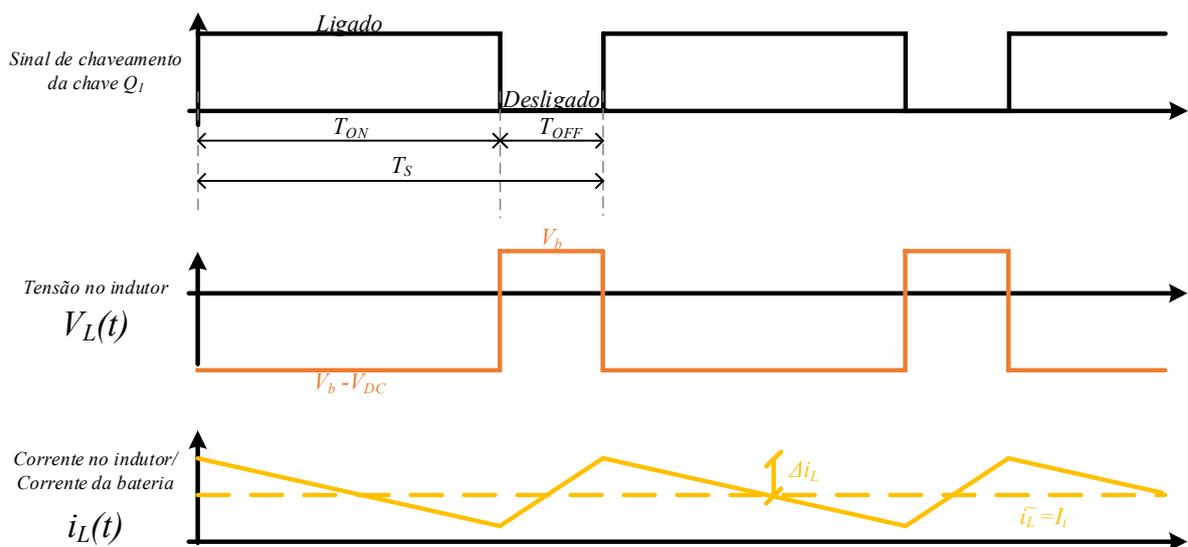


Figura 4-32- Formas de onda de chaveamento, tensão e corrente do indutor de entrada.

Analisando a corrente do indutor no intervalo de 0 a T_{ON} , tem-se:

$$i_L(t) = \frac{1}{L_b} \int_0^t V_L(t) dt + i_L(0) = \frac{1}{L_b} \int_0^t (V_b - V_{DC}) dt + i_L(0) = \frac{V_b - V_{DC}}{L_b} t + i_L(0) \quad (4.93)$$

Logo:

$$\Delta i_L = i_L(T_{ON}/2) - i_L(0) = \frac{V_b - V_{DC}}{2L_b} T_{ON} \quad (4.94)$$

Utilizando as relações em regime permanente:

$$d = \frac{T_{ON}}{T_S} \quad (4.95)$$

$$F_S = \frac{1}{T_S} \quad (4.96)$$

E

$$\frac{V_{DC}}{V_b} = \frac{1}{d} \quad (4.97)$$

Pode-se chegar a:

$$\Delta i_L = \frac{V_{DC}}{2F_S L_b} d(1 - d) \quad (4.98)$$

A equação (4.98) determina que a ondulação de corrente (Δi_L) depende da razão cíclica (d). Entretanto, pode-se encontrar o valor de d para o qual a ondulação de corrente é máxima, igualando sua derivada a zero:

$$\frac{d\Delta i_L}{dd} = \frac{V_{DC}}{2F_S L} (1 - 2d)$$

$$\frac{V_{DC}}{F_S L} (1 - 2d) = 0 \rightarrow d_{max} = 0,5$$

Logo:

$$\Delta i_{Lmax} = \frac{V_{DC}}{8F_S L} \quad (4.99)$$

Ou, isolando o valor da indutância:

$$L_b = \frac{V_{DC}}{8F_S \Delta i_{L_{max}}} \quad (4.100)$$

Tem-se, portanto, uma relação entre o valor da indutância de entrada e a máxima ondulação de corrente no indutor.

A corrente nominal máxima de entrada pode ser vista na Tabela 4-1 e é igual a 75A. A ondulação máxima de corrente na entrada do estágio de conversão CC-CC foi especificada na Tabela 4-2 em 5% da nominal. Desta forma, tem-se:

$$\Delta i_{L_{max}} = 3,75A \quad (4.101)$$

E, por fim, a inequação:

$$L_b \geq \frac{V_{DC}}{8F_S \Delta i_{L_{max}}} = 1,23mH \quad (4.102)$$

Foi fixado então o valor de:

$$L_b = 1,35mH \quad (4.103)$$

4.3.2 Capacitor de saída

Enquanto o indutor de entrada está relacionado à ondulação de corrente na entrada, o capacitor de saída está relacionado à ondulação da tensão de saída. A Figura 4-33 mostra o formato típico da tensão de saída (v_{DC}) por influência da corrente que flui pela chave Q_1 . Neste caso, se a corrente de carga for considerada constante, a cada período de chaveamento uma certa quantidade de cargas elétricas é entregue e retirada do capacitor. Essa quantidade de carga está relacionada à diferença entre a corrente de carga e a corrente da chave Q_1 .

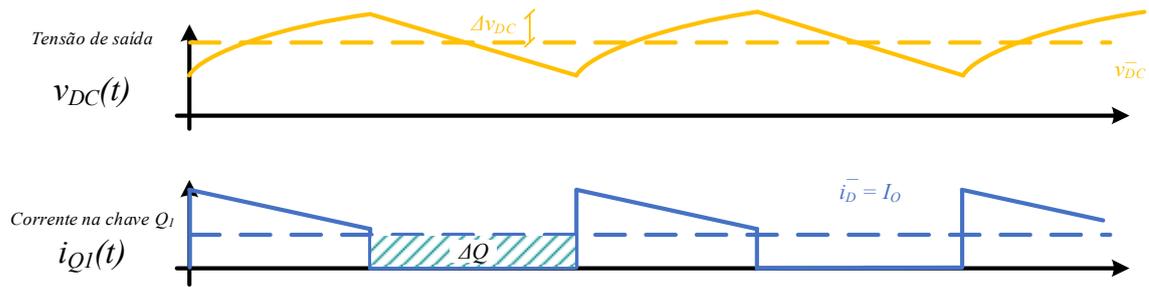


Figura 4-33- Formas de onda da tensão de saída e da corrente pela chave Q_1 .

Assim, tem-se:

$$2\Delta v_{DC} = \frac{\Delta Q}{C_{DC}} \quad (4.104)$$

Analisando a área hachurada da Figura 4-33, tem-se que:

$$\Delta Q = I_o d T_s \quad (4.105)$$

Substituindo (4.105) em (4.104):

$$\Delta v_{DC} = \frac{I_o d T_s}{2C_{DC}} \quad (4.106)$$

Dado que o capacitor deve ser projetado para o pior caso, tem-se a inequação:

$$C_{DC} \geq \frac{I_{o_{max}} d_{max} T_s}{2\Delta v_{DC_{max}}} \quad (4.107)$$

A ondulação máxima de tensão foi definida na Tabela 4-2 como 1%, enquanto que:

$$d_{max} = \frac{V_{b_{max}}}{v_{DC}} = \frac{280}{370} = 0,76 \quad (4.108)$$

E

$$I_{o_{max}} = I_{on} = 40,5A \quad (4.109)$$

Logo:

$$C_{DC} \geq 414,2\mu F \quad (4.110)$$

A exemplo de (4.102), (4.110) é apenas uma cota inferior. A experiência prática tem mostrado ser interessante a utilização de capacitores maiores que esse limite teórico. O módulo de potência adquirido para a montagem do conversor conta com um banco de capacitores de valor bastante elevado quando comparado a (4.110) composto por quatro capacitores de $4700\mu F$. Para evitar alterações nesse módulo de potência, o valor utilizado para o banco de capacitores foi de:

$$C_{DC} = 18,8mF \quad (4.111)$$

Este valor resulta em uma ondulação de tensão de:

$$\Delta v_{DC} = 0,0819V = 0,0221\% \text{ da tensão nominal} \quad (4.112)$$

4.3.3 Modelagem

As expressões relativas à operação em regime permanente do estágio de conversão CC-CC, relacionam tensões e correntes médias ao longo de um período de chaveamento. De forma semelhante, a modelagem desenvolvida nesta seção seguirá a abordagem da descrição por modelo médio e, semelhantemente ao estágio CC-CA, a modelagem com base em equações de estado se mostra mais interessante sob o ponto de vista da dinâmica do sistema em malha fechada. A Figura 4-34(a) mostra a topologia do conversor.

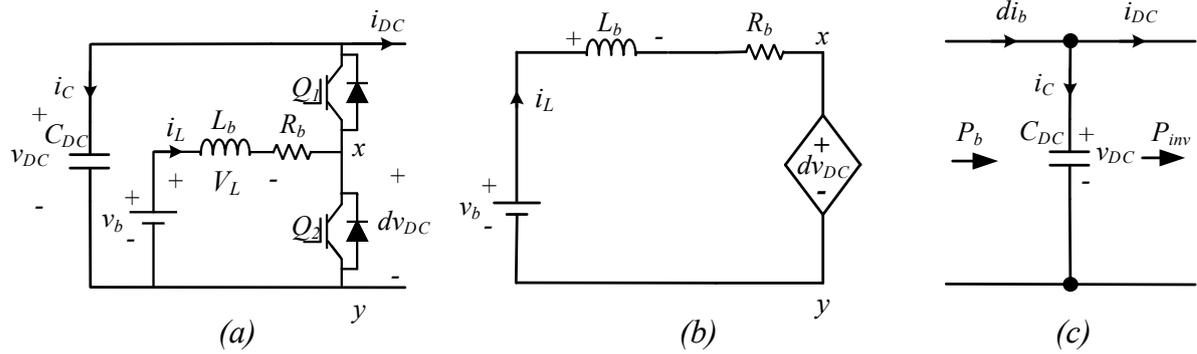


Figura 4-34- (a) Conversor CC-CC; (b) modelo médio na entrada; (c) capacitor de saída.

A modelagem deste conversor conta com duas variáveis de estado, a corrente do indutor de entrada (i_L) e a tensão do elo CC (v_{DC}), que também é a saída do modelo. Na Figura 4-34, d é a razão cíclica da chave Q_1 (tempo relativo em que a saída está conectada ao terminal positivo do elo CC) e configura a entrada do modelo. A tensão do sistema de armazenamento (v_b) é considerada uma perturbação ao modelo.

O modelo médio leva em consideração que a tensão média no braço do conversor (ponto x da Figura 4-34(a)) é dada por dv_{DC} , considerando v_{DC} constante ao longo de um período de chaveamento.

Desta forma, o circuito da Figura 4-34(b) pode ser utilizado para modelar a corrente do indutor de entrada. Aplicando a lei das malhas de Kirchhoff neste circuito, obtém-se a primeira equação de estado do modelo:

$$L_b \frac{di_L}{dt} = v_b - R_b i_L - dv_{DC} \quad (4.113)$$

A tensão de saída, por sua vez, pode ser modelada com base no balanço de potências no capacitor do elo CC. A variação da energia armazenada no capacitor (E_C) é igual à diferença entre a potência ativa em seus terminais conforme indicado na Figura 4-34(c). Tem-se:

$$\frac{dE_C}{dt} = P_{entrada} - P_{saída} \quad (4.114)$$

Sendo:

$$E_C = \frac{Cv_{DC}^2}{2} \quad (4.115)$$

Desprezando perdas no circuito, a potência de entrada no capacitor é dada por:

$$P_{entrada} = v_b i_L \quad (4.116)$$

Enquanto que a potência de saída é a potência fornecida à carga pelo estágio CA (P_{inv}).

Desta forma, (4.114) pode ser reescrita:

$$\frac{C_{DC}}{2} \frac{dv_{DC}^2}{dt} = v_b i_L - P_{inv} \quad (4.117)$$

Tem-se, portanto, duas equações de estado reunidas em (4.118):

$$\begin{cases} L_b \frac{di_L}{dt} = v_b - R_b i_L - dv_{DC} \\ \frac{C_{DC}}{2} \frac{dv_{DC}^2}{dt} = v_b i_L - P_{inv} \end{cases} \quad (4.118)$$

Em (4.118), a potência na saída do capacitor (P_{inv}), a exemplo da tensão do sistema de armazenamento (v_b), aparece como uma perturbação.

Há três não-linearidades em (4.118). A primeira diz respeito ao produto dv_{DC} na primeira equação de estado uma vez que tanto a entrada d quanto a tensão de saída v_{DC} variam no tempo. A segunda diz respeito ao termo ao quadrado v_{DC}^2 na segunda equação de estado. A terceira aparece do lado direito da segunda equação de estado e é o produto $v_b i_L$. Tratam-se de três não-linearidades do tipo bilinear (produto entre variáveis de estado e/ou entradas/perturbações) que podem ser melhor visualizadas no diagrama de blocos da Figura 4-35.

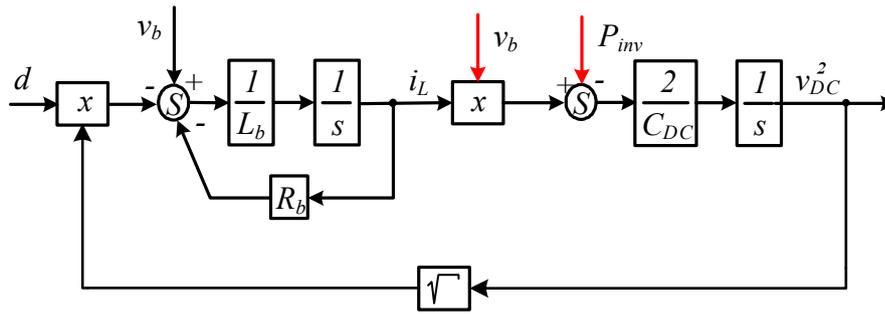


Figura 4-35- Diagrama de blocos não linear de (4.118).

Embora de acordo com a teoria clássica o diagrama de blocos acima possa ser analisado usando-se pequenos sinais, antes de tentar lidar com as não-linearidades algumas análises podem ser feitas.

O sistema de controle contará com duas malhas sendo a malha de controle de corrente consideravelmente mais rápida que a malha de tensão de modo que, do ponto de vista da malha de tensão, a dinâmica da corrente tenha um impacto negligenciável. Desta forma, para a primeira equação de estado, que trata justamente da dinâmica da corrente i_L , é razoável considerar que a tensão do elo CC apresente dinâmica suficientemente lenta para ser desprezada. Com v_{DC} considerada constante (por exemplo, igual ao valor de referência do controlador) na primeira equação, esta se torna linear.

O lado esquerdo da segunda equação de estado pode ser linearizado através da seguinte substituição de variáveis:

$$w = v_{DC}^2 \quad (4.119)$$

Com essas duas considerações, pode-se reescrever o modelo da seguinte forma:

$$\begin{cases} L_b \frac{di_L}{dt} = v_b - R_b i_L - dv_{DC}^* \\ \frac{C_{DC}}{2} \frac{dw}{dt} = v_b i_L - P_{inv} \end{cases} \quad (4.120)$$

A Figura 4-36 mostra o diagrama de blocos associado à (4.120).

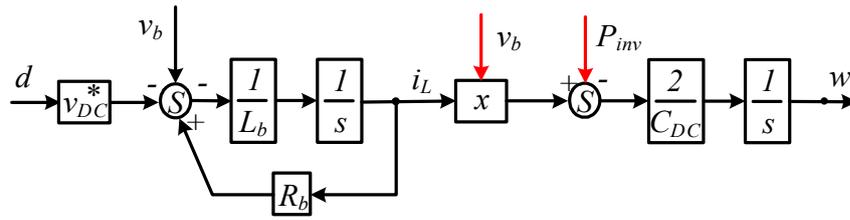


Figura 4-36- Diagrama de blocos não linear de (4.120).

Considerações rápidas permitiram chegar a um diagrama de blocos que, embora ainda não linear, é visivelmente mais simples que o diagrama da Figura 4-35. Entretanto, a não-linearidade restante precisa ser analisada. O modelo de pequenos sinais da segunda equação de estado pode ser utilizado para se obter uma linearização em torno de um ponto de operação, considerando que as variáveis de interesse são compostas por uma componente relativa a esse ponto de operação e uma componente variável de pequeno valor como em (4.121), (4.122) e (4.123):

$$i_L = I_L + \tilde{i}_L \quad (4.121)$$

$$v_b = V_b + \tilde{v}_b \quad (4.122)$$

$$w = W + \tilde{w} \quad (4.123)$$

Substituindo (4.121), (4.122) e (4.123) em (4.120), tem-se:

$$\frac{C_{DC}}{2} \frac{d(W + \tilde{w})}{dt} = V_b I_L + I_L \tilde{v}_b + V_b \tilde{i}_L + \tilde{i}_L \tilde{v}_b - P_{inv} \quad (4.124)$$

Desconsiderando os produtos entre componentes de pequenos sinais, e termos relacionados somente ao ponto de operação, tem-se a equação linearizada:

$$\frac{C_{DC}}{2} \frac{d(\tilde{w})}{dt} = I_L \tilde{v}_b + V_b \tilde{i}_L \quad (4.125)$$

Por se tratar de uma equação linear, o modelo de pequenos sinais da primeira equação não muda. A Figura 4-37 mostra o diagrama de blocos linearizado de (4.120).

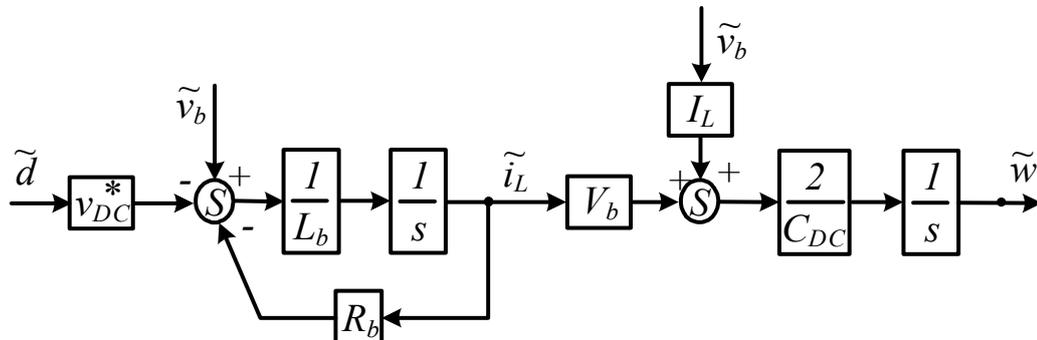


Figura 4-37- Diagrama de blocos de pequenos sinais linearizado de (4.120).

O modelo linearizado de pequenos sinais pode então ser utilizado para o projeto dos controladores, porém eventuais desacoplamentos de perturbações devem ser feitos levando em consideração o diagrama de blocos da Figura 4-36. Desta forma, a variação na tensão do sistema de armazenamento será desconsiderada na modelagem de pequenos sinais. Tem-se:

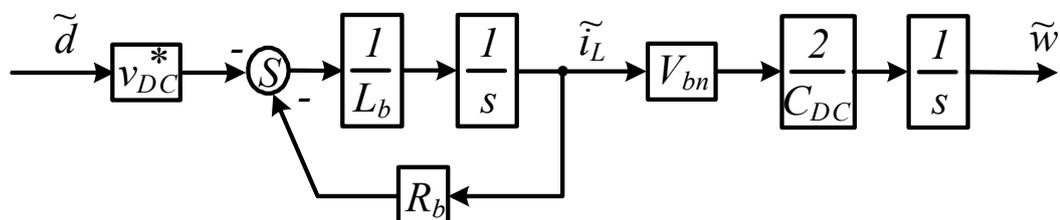


Figura 4-38- Diagrama de blocos de pequenos sinais linearizado de (4.120) sem perturbações.

Na Figura 4-38, V_{bn} é a tensão nominal do sistema de armazenamento e representa o ponto de operação do modelo. A exemplo da modelagem do estágio de conversão CC-CA, o modelo da Figura 4-38 precisa ser discretizado considerando o efeito de um segurador de ordem zero de modo a permitir o projeto de duas malhas de controle, como indicado na Figura 4-39.

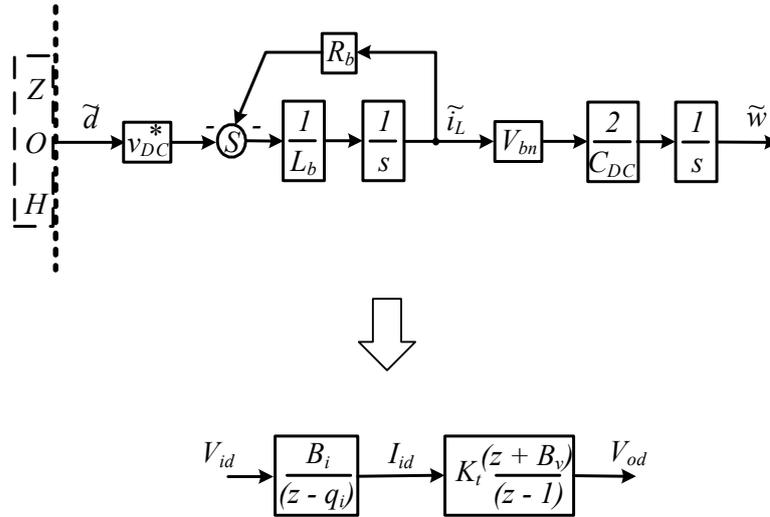


Figura 4-39- Resultado da discretização do modelo de pequenos sinais do estágio de conversão CC-CC.

Sendo:

$$B_i = -\frac{v_{DC}^*}{R_b} \left(1 - e^{-\frac{R_b T_s}{L_b}} \right) \quad (4.126)$$

$$q_i = e^{-\frac{R_b T_s}{L_b}} \quad (4.127)$$

$$B_v = \frac{\left(1 - e^{-\frac{R_b T_s}{L_b}} - \frac{R_b}{L_b} T_s e^{-\frac{R_b T_s}{L_b}} \right)}{\left(\frac{R_b}{L_b} T_s - 1 + e^{-\frac{R_b T_s}{L_b}} \right)} \quad (4.128)$$

$$K_t = \frac{2L_b V_{bn}}{C_{DC} R_b} \frac{\left(\frac{R_b}{L_b} T_s - 1 + e^{-\frac{R_b T_s}{L_b}} \right)}{\left(1 - e^{-\frac{R_b T_s}{L_b}} \right)} \quad (4.129)$$

4.3.3.1 Conversão de energia em dois estágios

Em conversores chaveados que realizam a transferência de energia em dois estágios, que incluem o conversor *buck-boost* de dois quadrantes no modo de transferência direta de energia, a energia é primeiramente armazenada no indutor e depois enviada para a carga. Este estágio intermediário é responsável por introduzir um atraso ao processo de conversão pois o controlador deve inicialmente armazenar a energia antes de poder responder a um aumento de demanda na carga. Caso o tempo necessário para armazenar a energia demandada pela carga seja mais lento que a dinâmica do sinal do controlador, o conversor pode ser incapaz de alimentá-la sem que haja queda na tensão de saída, uma vez que o controlador tenta transferir uma energia ainda não armazenada. Este comportamento, característico de sistemas de fase não-mínima, não pode ser observado no modelo médio obtido na seção 4.3.3. Para que este comportamento não seja um problema, uma das alternativas consiste na limitação da largura de faixa do controlador de corrente para valores compatíveis com a dinâmica do indutor de entrada [71]. A escolha do valor da largura de faixa de corrente utilizado neste trabalho foi feita através de simulações de modo que essa condição fosse satisfeita.

4.3.4 Projeto dos controladores

Observando a Figura 4-8 e a Figura 4-39, percebe-se que a modelagem dos estágios CC-CA e CC-CC resultou em modelos discretos com rigorosamente a mesma estrutura. Desta forma, o projeto dos controladores para o conversor CC-CC segue a mesma abordagem já apresentada no projeto dos controladores do estágio de conversão CC-CA e, portanto, será omitida. Também são similares o projeto da função de transferência DID e a análise dos efeitos do atraso computacional, de modo que nesta seção serão mostrados apenas os parâmetros resultantes do projeto.

A estrutura completa de controle do estágio de conversão CC-CC pode ser vista na Figura 4-40.

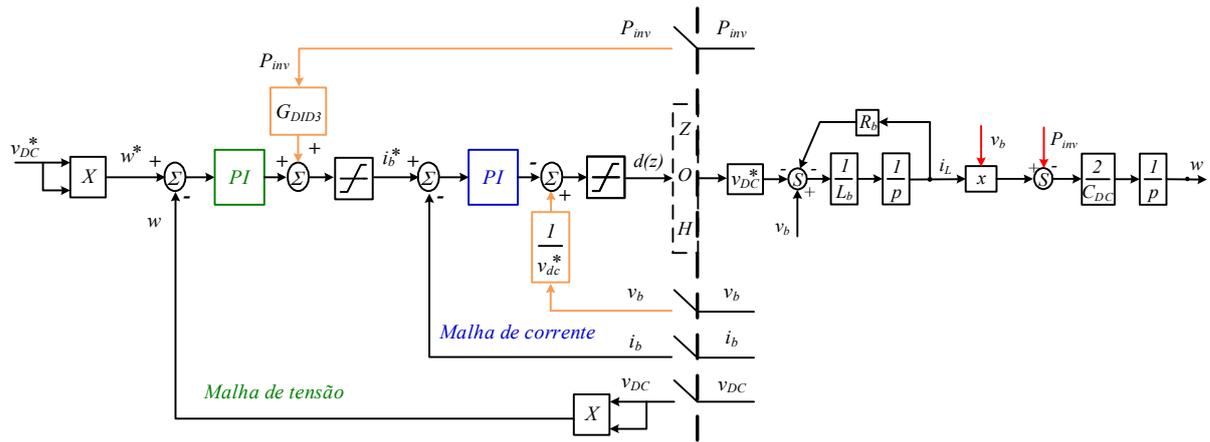


Figura 4-40- Estrutura completa de controle do estágio de conversão CC-CC + modelo da planta.

Na Tabela 4-6 podem ser vistos os parâmetros do sistema de controle projetado para os dois estágios de conversão.

Tabela 4-6 – Parâmetros do sistema de controle obtidos para o conversor bidirecional.

Estágio de conversão CC-CA	Símbolo	Valor
Ganho <i>droop</i>	k_p	$4 \times 10^{-5} \text{ Hz/W}$
Largura de faixa de corrente	f_{ci1}	750 Hz
Ganho proporcional de corrente	k_{pc1}	2,4416 Ω
Ganho integrativo de corrente	k_{ic1}	17,39 Ωs^{-1}
Largura de faixa de tensão	f_{cv1}	240 Hz
Ganho proporcional de tensão	k_{pv1}	0,2765 Ω^{-1}
Ganho integrativo de tensão	k_{iv1}	34,9634 $\Omega^{-1} s^{-1}$
Ganho da DID	k_{aid}	4,9361
Zero da DID	p_{aid}	0,6242
Polo da DID	A_{aid}	-0,8549
Estágio de conversão CC-CC	Símbolo	Valor
Largura de faixa de corrente	f_{ci2}	400 Hz
Ganho proporcional de corrente	k_{pc2}	0,0081 Ω
Ganho integrativo de corrente	k_{ic2}	0,5102 Ωs^{-1}
Largura de faixa de tensão	f_{cv2}	50 Hz
Ganho proporcional de tensão	k_{pv2}	0,0117 Ω^{-1}
Ganho integrativo de tensão	k_{iv2}	0,3697 $\Omega^{-1} s^{-1}$
Ganho da DID	k_{aid}	0,036
Zero da DID	p_{aid}	0,7778
Polo da DID	A_{aid}	-0,9197

4.4 Conclusões

Neste capítulo, foram apresentadas as especificações do conversor bidirecional e foram realizadas as modelagens dos dois estágios de conversão, bem como o dimensionamento de seus componentes reativos e da estrutura de controle.

No caso do conversor CC-CA, optou-se pela modelagem e projeto dos controladores no referencial síncrono, dado que nesse referencial os conhecidos controladores proporcionais integrais se mostram eficazes. No projeto dos elementos reativos do filtro de saída, optou-se por um método de projeto pouco usual na literatura clássica. O método priorizou melhorar o desempenho do conversor frente a afundamentos (ou elevações) de tensão. Esta abordagem foi considerada apropriada pelo fato se tratar de um inversor fonte de tensão com o importante papel de garantir o controle da referência de tensão dentro de uma minirrede.

O conversor CC-CC, por sua vez, foi modelado segundo a abordagem do modelo médio. Essa abordagem levou a um modelo com 3 não-linearidades, onde duas puderam ser facilmente superadas e a terceira foi superada com a utilização de uma aproximação de pequenos sinais. Diferentemente do estágio de conversão CC-CA, os elementos reativos foram dimensionados de acordo com regras clássicas e bem conhecidas na literatura.

Em ambos os estágios de conversão os controladores foram projetados em cascata, com malhas internas de corrente e malhas externas de tensão. A modelagem levou em consideração uma estrutura digital de controle, com um segurador de ordem zero como interface. O atraso computacional foi desconsiderado na etapa de projeto dos controladores, mas posteriormente foi verificado que o efeito do atraso se mostrou praticamente imperceptível na resposta dinâmica das malhas de controle a degraus de tensão.

Capítulo 5

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Este capítulo se dedica à análise de desempenho do conversor bidirecional em um ambiente de simulação. A simulação dos circuitos e sistemas de controle é essencial antes de se partir para testes de bancada, uma vez que é possível se avaliar o desempenho do sistema diante de aspectos não considerados na modelagem matemática. Na modelagem do estágio de conversão CC-CC, por exemplo, foi utilizado um modelo médio para o projeto dos controladores mas, na realidade, as variáveis de interesse apresentam um padrão chaveado que pode ser reproduzido em um ambiente de simulação adequado. No caso do estágio de conversão CC-CA, considerou-se que as harmônicas de tensão eram perfeitamente filtradas e simulações se mostram essenciais para avaliar o desempenho do conversor com a utilização de um filtro não-ideal. Outro aspecto de suma importância a ser avaliado nas simulações diz respeito à interação entre os dois estágios de conversão. No projeto dos controladores, os dois estágios de conversão foram tratados de forma isolada, ou seja, foi considerado que a dinâmica de um em nada influenciava a operação do outro. Desta forma, simulações podem ser utilizadas para verificar a validade destas suposições. Nas simulações foram utilizadas chaves ideais, de modo que os efeitos de tempo morto, quedas de tensão nas chaves e perdas de chaveamento não são observados.

Os resultados das simulações estão divididos em três conjuntos: os resultados relativos à operação do estágio de conversão CC-CC isolado, os resultados relativos à operação do estágio de conversão CC-CA isolado e os resultados de simulação para os dois conversores operando em conjunto. Em cada conjunto são exibidos resultados para operação em regime permanente com carga resistiva e carga indutiva, com o objetivo de avaliar se as especificações expostas no capítulo 4 foram devidamente satisfeitas. Adicionalmente, são exibidos resultados de operação em casos mais extremos para a avaliação do sistema de controle, como resposta a degraus de carga e de geração.

5.1 Ambiente de simulação

Todas as simulações foram realizadas no *software* Simulink, um ambiente gráfico de simulação integrado ao *software* MATLAB®. Nele, os diagramas esquemáticos das simulações chaveadas podem ser montados em digramas de blocos, conforme pode ser visto nas figuras abaixo.

Na Figura 5-1 e na Figura 5-2 podem ser vistos os diagramas esquemáticos dos circuitos de potência dos dois estágios de conversão, enquanto que na Figura 5-3 e na Figura 5-4 são exibidos os diagramas esquemáticos das respectivas estruturas de controle.

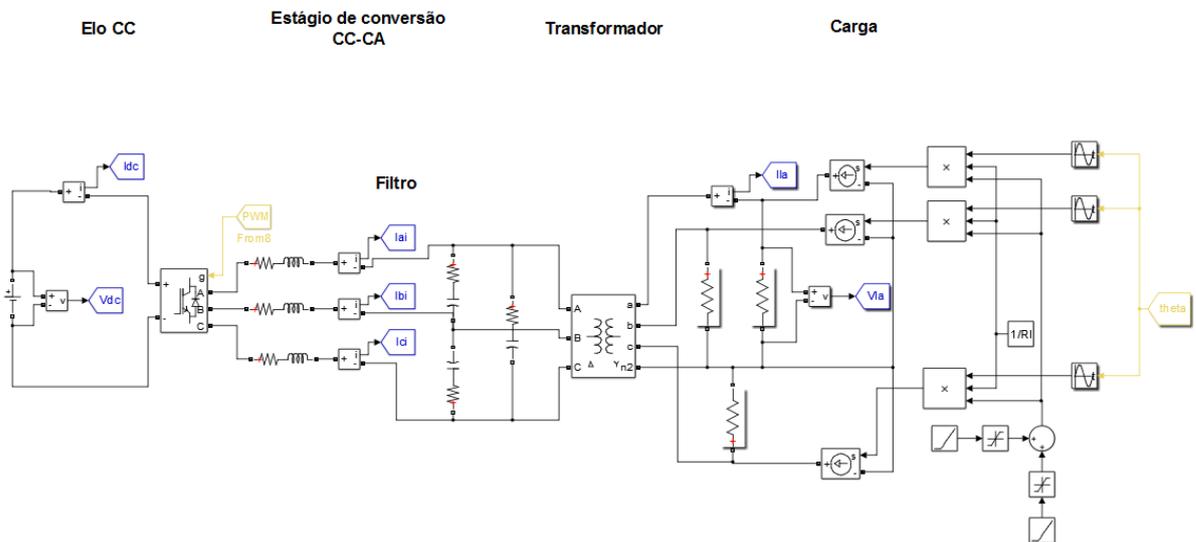


Figura 5-1- Diagrama esquemático do circuito de potência utilizado na simulação do estágio de conversão CC-CA.

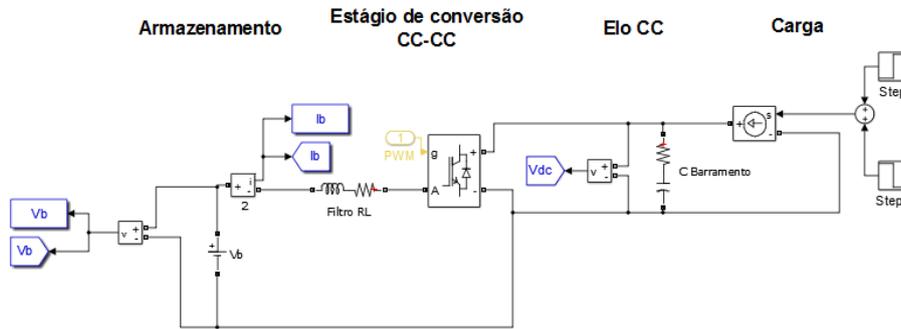


Figura 5-2- Diagrama esquemático do circuito de potência utilizado na simulação do estágio de conversão CC-CC.

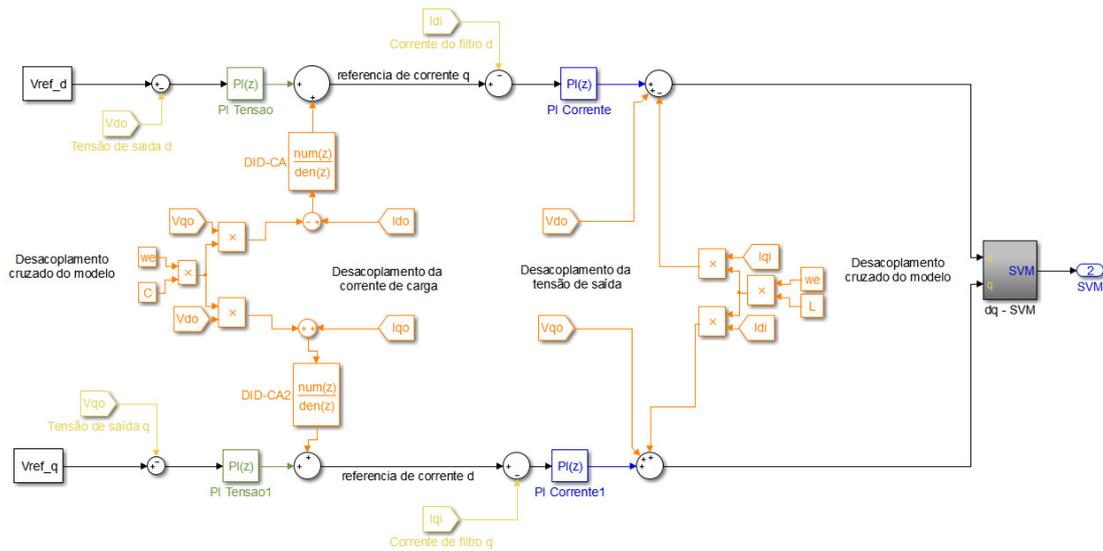


Figura 5-3- Diagramas esquemático do sistema de controle utilizado na simulação do estágio de conversão CC-CA.

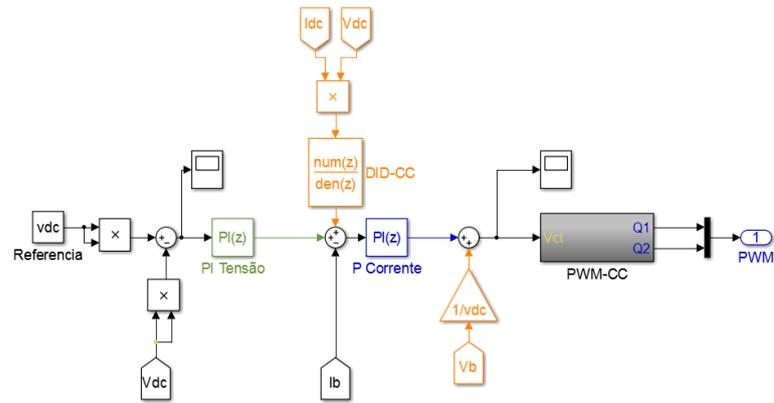


Figura 5-4- Diagrama esquemático do sistema de controle utilizado na simulação do estágio de conversão CC-CC.

Nos circuitos de potência foram utilizadas cargas resistivas quando simulando operação com fluxo de energia direto e fontes de corrente controladas quando simulando operação com fluxo de energia reverso. Os elementos destacados na Figura 4-31 e na Figura 4-40 são indicados com as mesmas cores nos esquemáticos de controle acima.

O módulo responsável pela variação de frequência projetada para a estratégia *droop* pode ser visto na Figura 5-5. Tipicamente, a potência de saída é filtrada antes de ser utilizada no cálculo da frequência de saída do conversor. Nas simulações foi utilizado um filtro de primeira ordem com frequência de corte de 20 Hz.

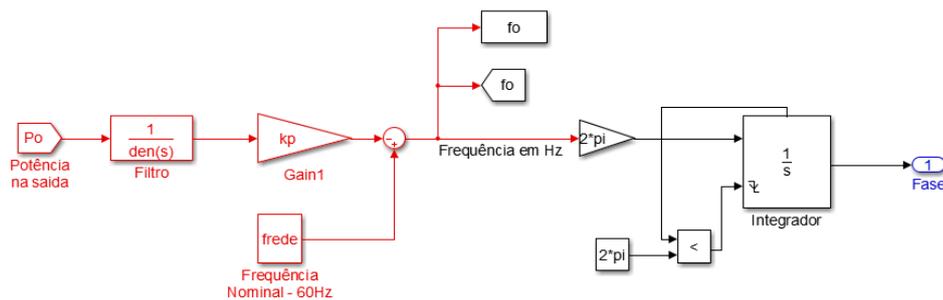


Figura 5-5- Diagrama esquemático do módulo de variação de frequência da estratégia *droop* do estágio de conversão CC-CA.

5.2 Estágio de conversão CC-CC

Os resultados mostrados nesta seção são relativos à operação do estágio de conversão CC-CC de forma isolada, em que para cada situação são mostradas três variáveis: a corrente no indutor (i_b), a tensão no elo CC (v_{DC}) e a corrente de carga (i_{DC}). O sistema de armazenamento é representador por uma fonte ideal de tensão.

5.2.1 Regime permanente

5.2.1.1 Operação em vazio

A Figura 5-6 mostra as variáveis de interesse em regime permanente com o conversor operando a vazio. Pode ser visto que a tensão do elo CC é controlada em 370 V e que a corrente do indutor apresenta um valor médio muito próximo de zero, condizente com a operação a vazio. Nesta simulação a tensão do sistema de armazenamento é igual à nominal (240V). A corrente de carga é naturalmente igual a zero.

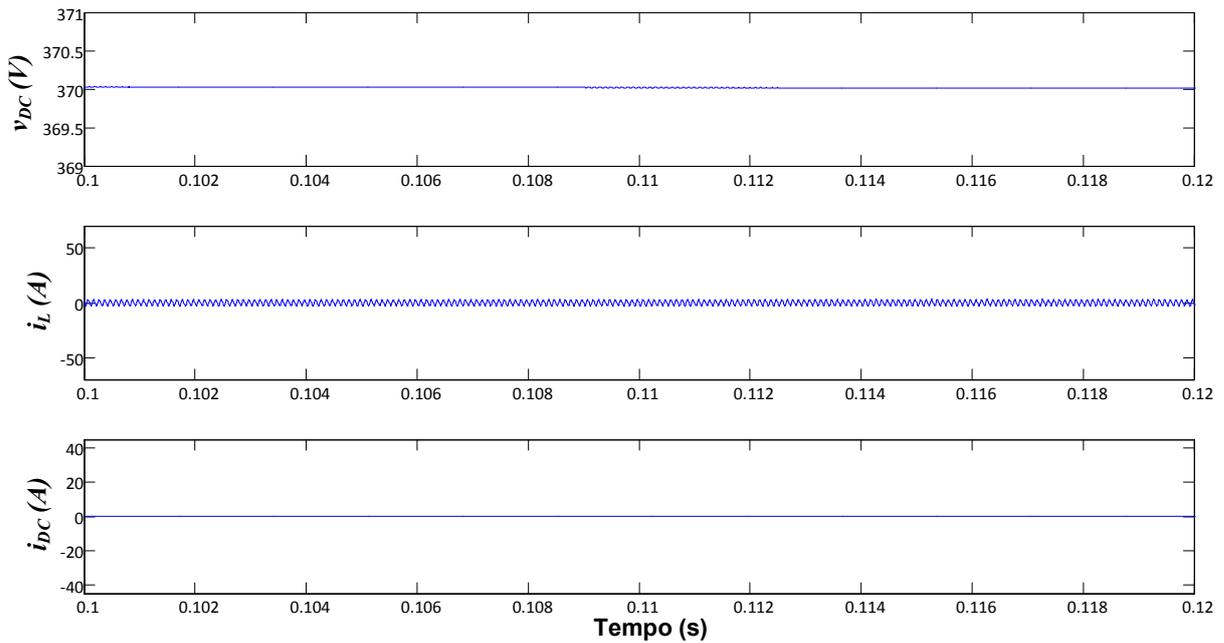


Figura 5-6- Formas de onda em regime permanente relativas à operação do estágio de conversão CC-CC a vazio: tensão do elo CC (v_{DC}); corrente do indutor (i_L); corrente de carga (i_{DC}).

A ondulação de tensão no elo CC é praticamente imperceptível dado que a corrente de entrada é muito baixa. A ondulação de corrente, entretanto, independe da carga. A ondulação de corrente obtida na simulação foi de aproximadamente 3,30A, menor que o especificado (3,75A). Isto se dá pois foi adotado um indutor com indutância ligeiramente maior que o valor mínimo determinado, além de que o valor especificado foi determinado para o pior caso.

5.2.1.2 Carga/Geração nominal

A Figura 5-7 mostra os resultados em regime permanente obtidos para a alimentação de uma carga resistiva (com potência nominal). A tensão do sistema de armazenamento é de 240V.

Foi verificada uma ondulação de tensão no elo CC de aproximadamente 0,08V, condizente com o projetado. A ondulação de corrente permaneceu a mesma do caso anterior,

porém seu valor médio foi aproximadamente 62,8A, condizente com o esperado (15000kW/240V=62,5A).

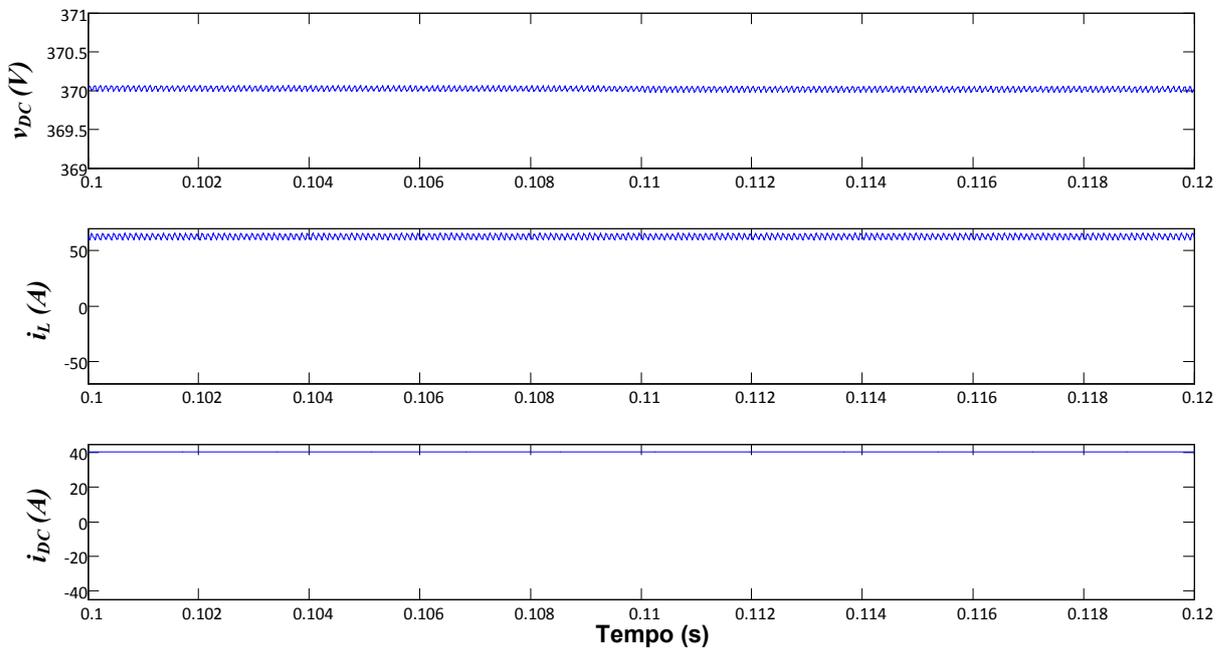


Figura 5-7- Formas de onda em regime permanente relativas à operação do estágio de conversão CC-CC com carga resistiva nominal: tensão do elo CC (v_{DC}); corrente do indutor (i_L); corrente de carga (i_{DC}).

A corrente média nominal também se mostrou de acordo com o esperado, com o valor de 40,5A.

A Figura 5-8 mostra os resultados em regime permanente obtidos para a operação com fluxo de energia reverso (com potência nominal). A exemplo do caso anterior, os valores de corrente e tensão e respectivas ondulações se mantiveram dentro do esperado.

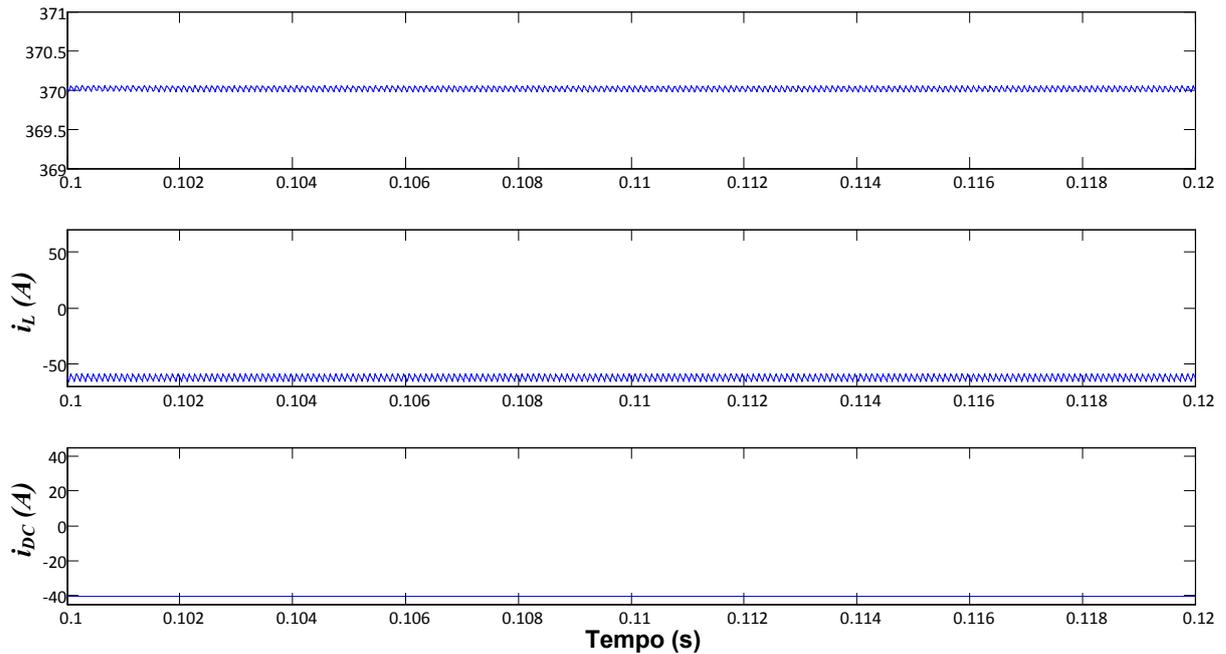


Figura 5-8- Formas de onda em regime permanente relativas à operação do estágio de conversão CC-CC com fluxo de energia reverso (nominal): tensão do elo CC (v_{DC}); corrente do indutor (i_L); corrente de carga (i_{DC}).

5.2.2 Transitórios

5.2.2.1 Degrau de carga/geração

De modo a avaliar o desempenho do sistema de controle, o conversor foi submetido a degraus de carga e de geração (nominais). Foram realizadas simulações com e sem o desacoplamento de estados e perturbações. Em cada caso, foram simuladas três situações: sistema de armazenamento com tensão nominal (240V), tensão máxima (280V) e tensão mínima (210V).

A Figura 5-9 e a Figura 5-10 mostram as variáveis de interesse durante a simulação de um degrau de carga sem e com desacoplamento de estados e perturbações, respectivamente. É nítida a diferença de desempenho entre os dois casos, com o desacoplamento melhorando bastante a resposta do sistema de controle. Pode-se perceber também que a tensão do sistema de armazenamento influencia a dinâmica da resposta a perturbações porém de forma moderada.

A Figura 5-11 mostra o comportamento da tensão do elo CC com a DID numa escala de tempo menor.

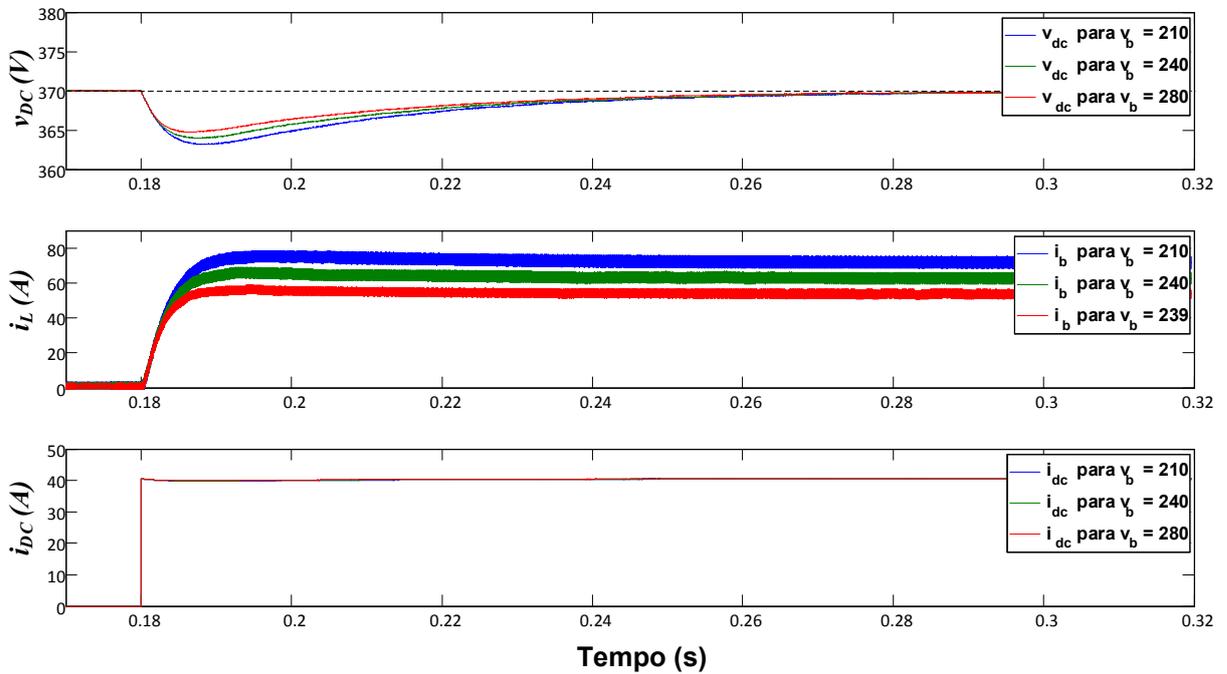


Figura 5-9- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CC a um degrau de carga nominal sem desacoplamento da potência de saída: tensão do elo CC (v_{DC}); corrente do indutor (i_L); corrente de carga (i_{DC}).

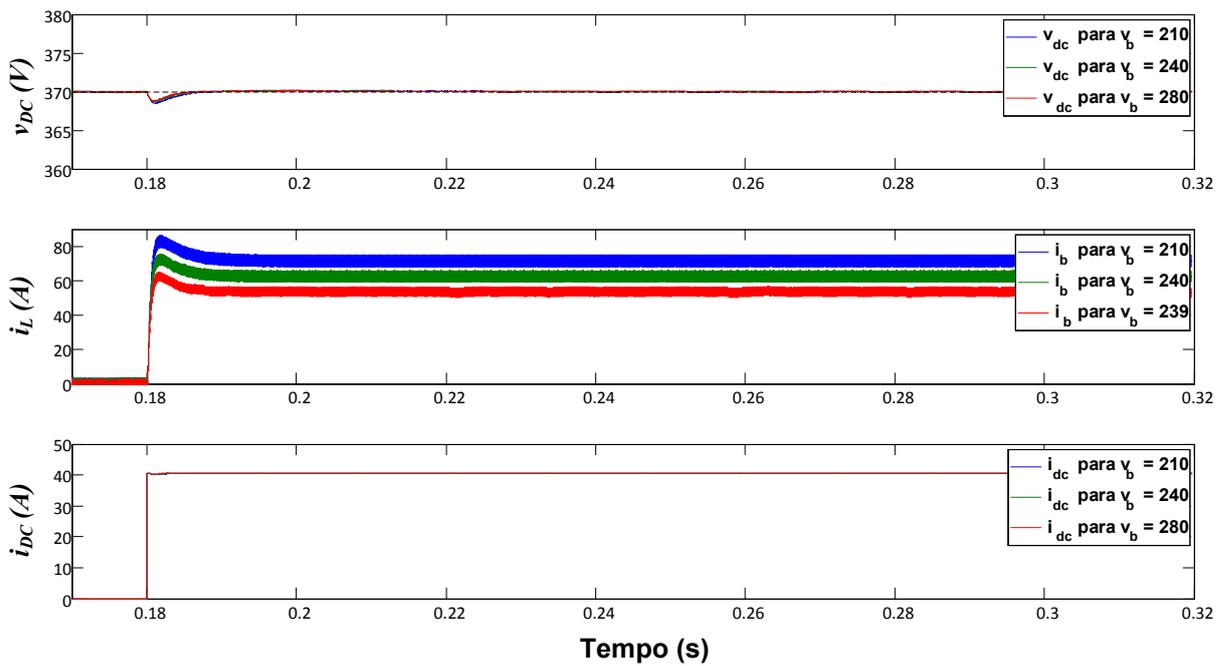


Figura 5-10- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CC a um degrau de carga nominal com desacoplamento da potência de saída: tensão do elo CC (v_{DC}); corrente do indutor (i_L); corrente de carga (i_{DC}).

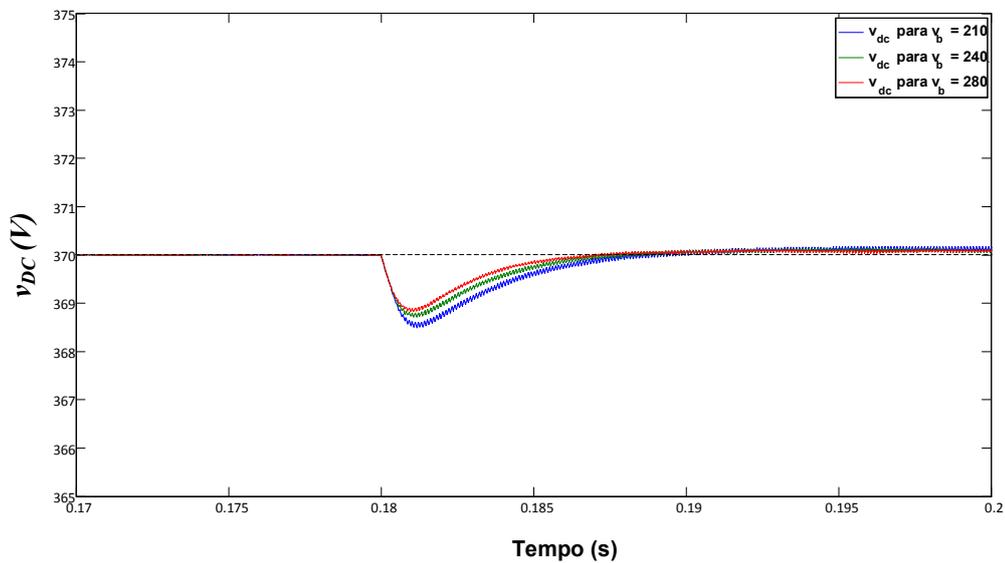


Figura 5-11- Formas de onda de tensão do elo CC relativas à resposta do estágio de conversão CC-CC a um degrau de carga nominal com desacoplamento da potência de saída.

A Figura 5-12 e a Figura 5-13 mostram as variáveis de interesse durante a simulação de um degrau de geração sem e com desacoplamento de estados e perturbações, respectivamente. Novamente a diferença de desempenho entre os dois casos, com o desacoplamento melhorando bastante a resposta do sistema de controle. A Figura 5-14 mostra o comportamento da tensão do elo CC com a DID numa escala de tempo menor.

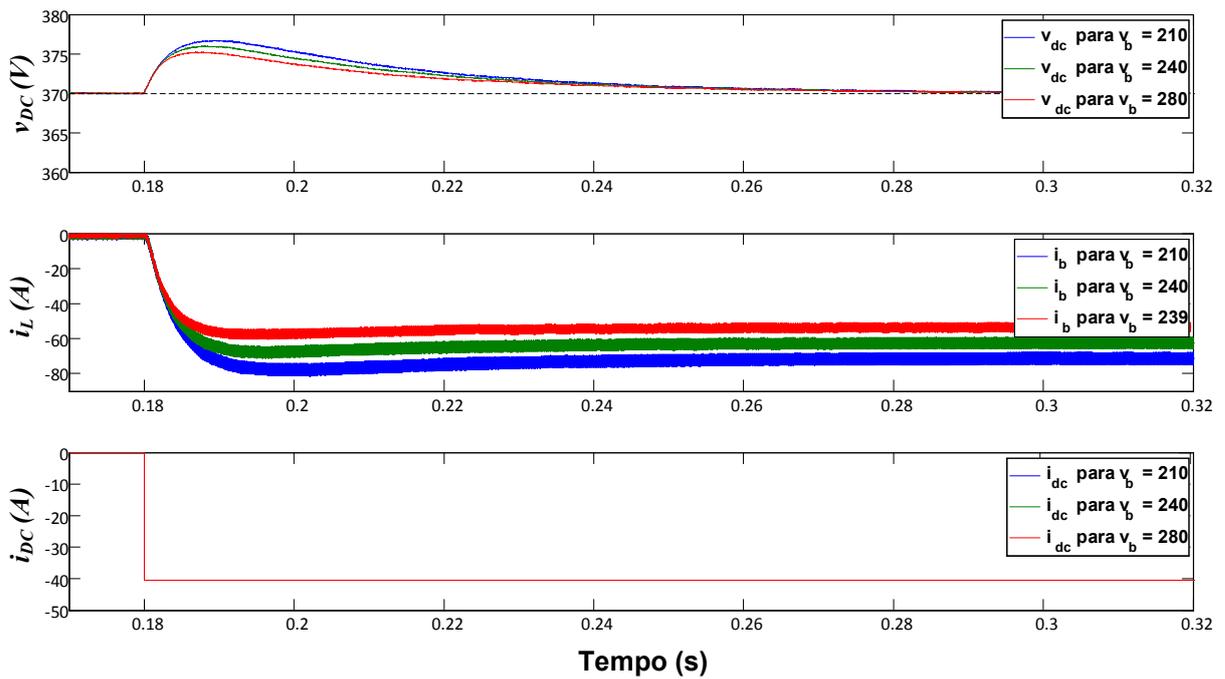


Figura 5-12- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CC a um degrau de geração nominal sem desacoplamento da potência de saída: tensão do elo CC (v_{DC}); corrente do indutor (i_L); corrente de carga (i_{DC}).

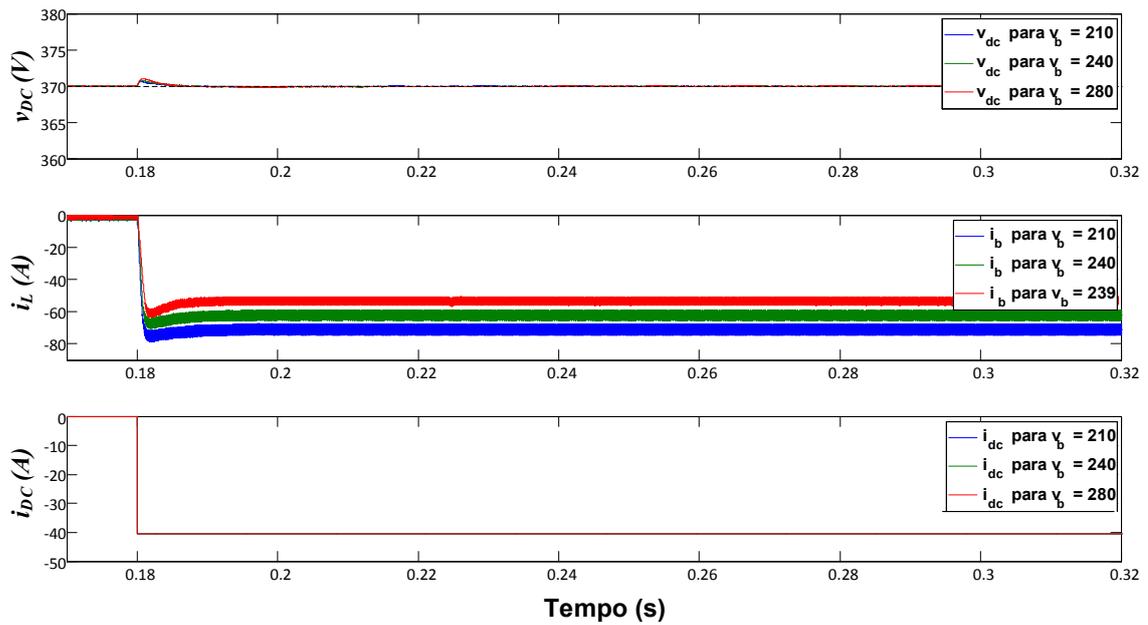


Figura 5-13- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CC a um degrau de geração nominal com desacoplamento da potência de saída: tensão do elo CC (v_{DC}); corrente do indutor (i_L); corrente de carga (i_{DC}).

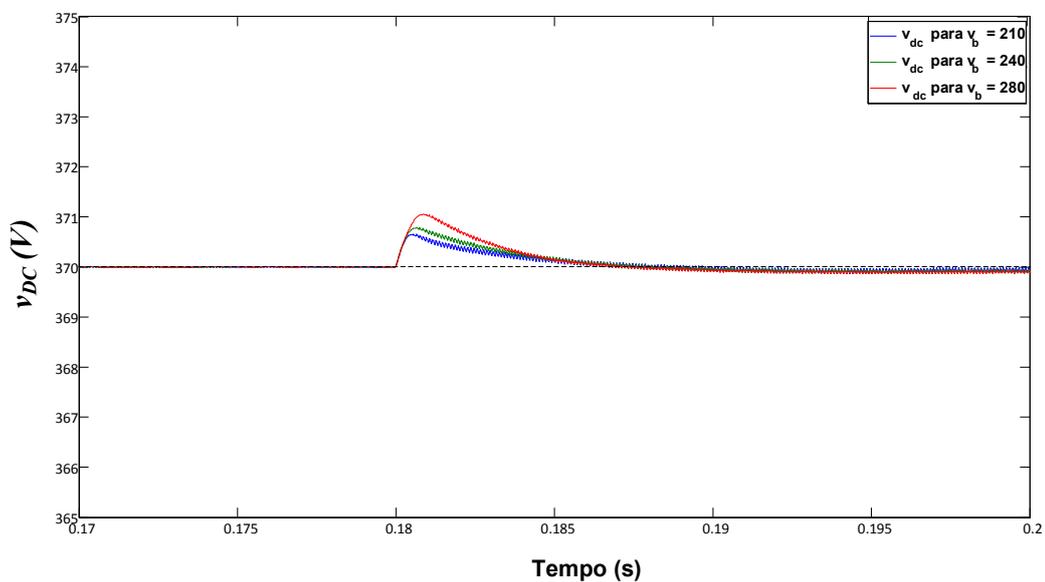


Figura 5-14- Formas de onda de tensão do elo CC relativas à resposta do estágio de conversão CC-CC a um degrau de geração nominal com desacoplamento da potência de saída.

5.3 Estágio de conversão CC-CA

O desempenho do estágio de conversão CC-CA foi avaliado de forma semelhante ao estágio CC-CC, com simulações de regime permanente e de transitórios de carga/geração, nas quais são observadas as tensões e correntes no primário do transformador de saída (referencial estacionário) e as tensões e correntes do filtro de saída (referencial síncrono). Adicionalmente, será avaliado o funcionamento do mecanismo de variação de frequência em função da potência ativa de saída e ainda o desempenho do filtro de saída na filtragem de componentes espectrais indesejadas da tensão de saída. Nas simulações desta seção, a entrada do conversor foi considerada uma fonte de tensão ideal.

5.3.1 Regime permanente

5.3.1.1 Operação a vazio

A Figura 5-15 mostra as variáveis de interesse em regime permanente com o conversor operando a vazio. Nos três primeiros gráficos, percebe-se que as referências de tensão alternadas são corretamente seguidas (valor eficaz de 127V) e que as correntes no primário do transformador são nulas. O transformador utilizado nas simulações é praticamente ideal e foram desconsiderados efeitos de saturação e curvas de histerese.

Os dois últimos gráficos mostram as tensões e correntes nos capacitores e indutores do filtro de saída. Chama atenção a corrente de eixo q que, mesmo a vazio, aparece com um valor próximo a 20A. Esta corrente está relacionada à potência reativa consumida pelo capacitor de filtro utilizado.

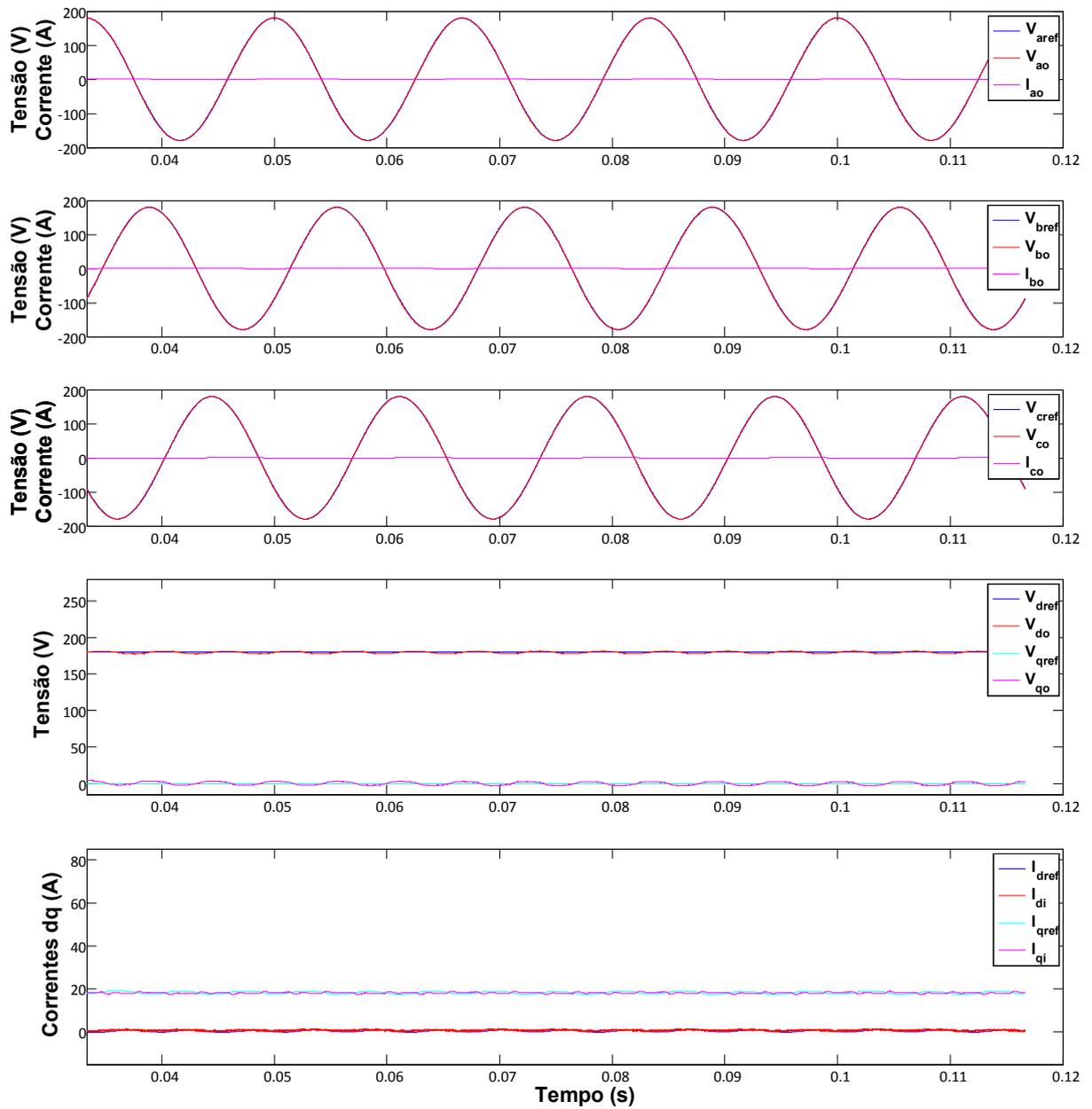


Figura 5-15- Formas de onda em regime permanente relativas à operação do estágio de conversão CC-CA a vazio. De cima para baixo: referências de tensões, tensões e correntes no referencial estacionário (três primeiros gráficos); referências de tensões e tensões no referencial síncrono; referências de correntes e correntes no referencial síncrono.

5.3.1.2 Carga/Geração nominal

A Figura 5-16 mostra os resultados em regime permanente para a operação com carga nominal. Com relação ao caso anterior, poucas mudanças podem ser vistas. As referências continuam a ser seguidas corretamente. Desta vez a corrente de carga nominal pode ser vista (Valor eficaz de 39,3A, ou 55,6A de pico).

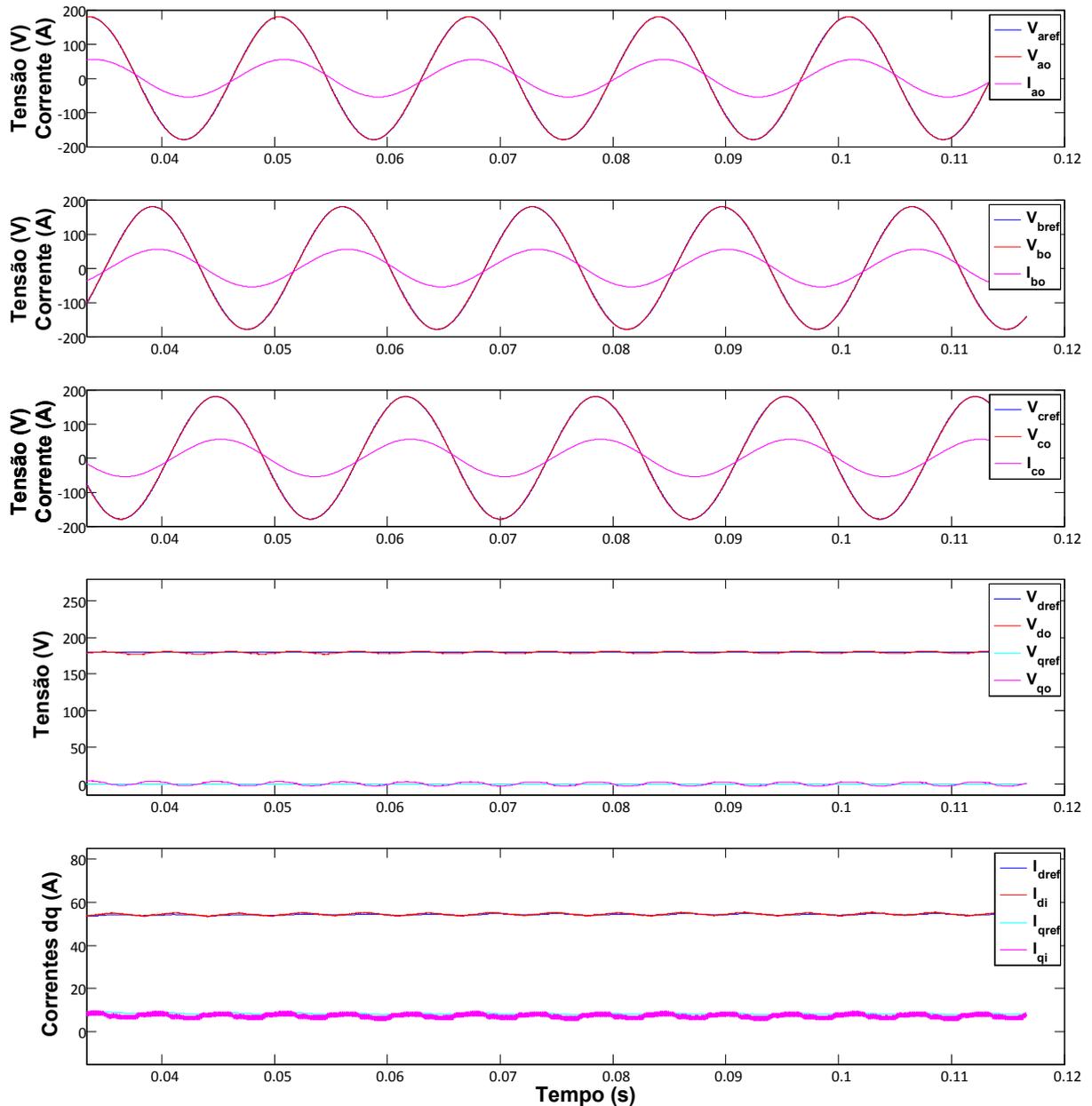


Figura 5-16- Formas de onda em regime permanente relativas à operação do estágio de conversão CC-CA com carga resistiva nominal.

A Figura 5-17 mostra os resultados para a operação com fluxo de energia reverso (potência nominal). Desta vez as correntes alternadas se mostram defasadas em 180° das tensões.

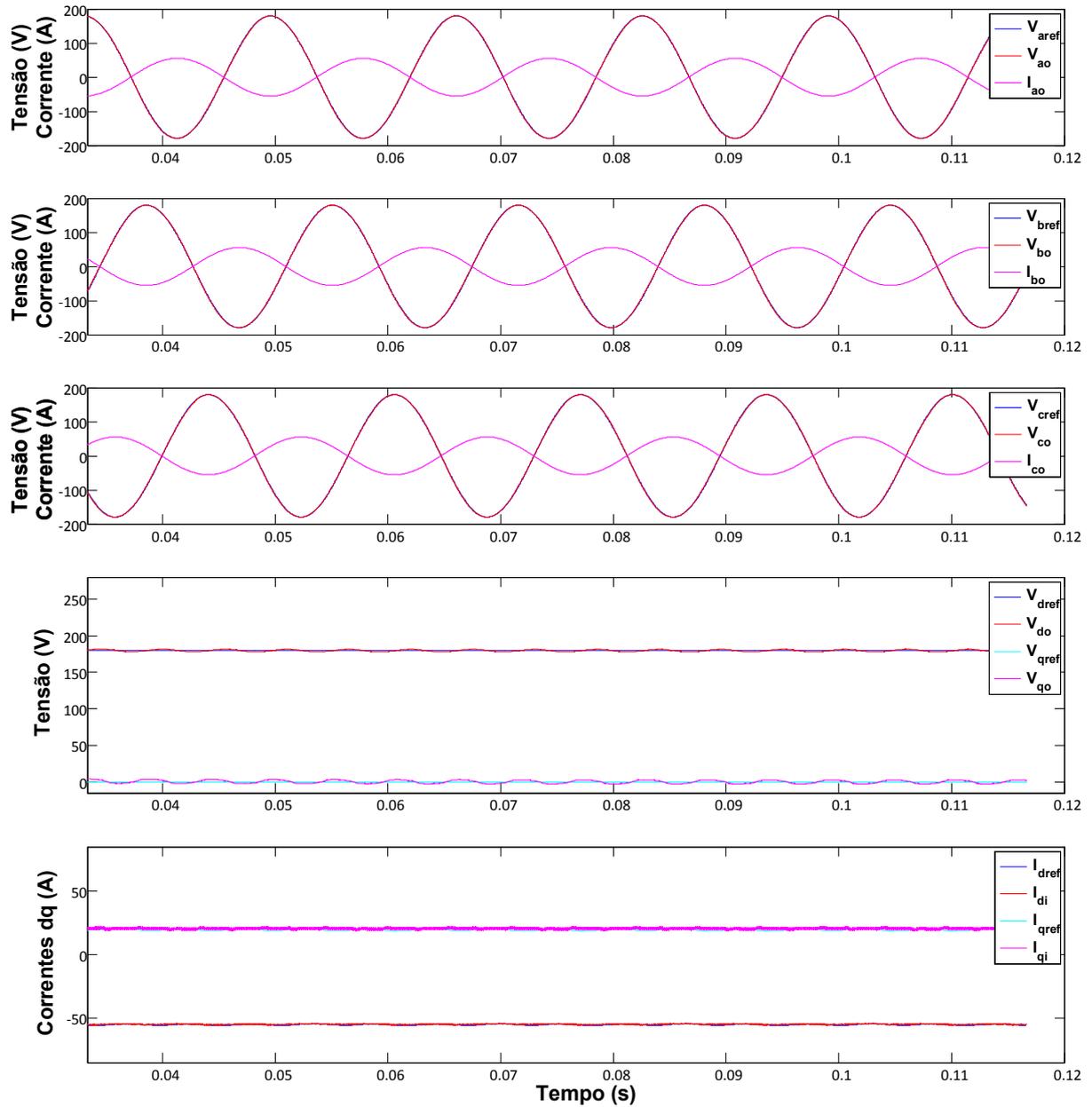


Figura 5-17- Formas de onda em regime permanente relativas à operação do estágio de conversão CC-CA com fluxo de energia reverso (nominal).

5.3.2 Transitórios

A exemplo do estágio de conversão CC-CC, o desempenho do sistema de controle do estágio de conversão CC-CA foi verificado ante três situações: degrau na referência de tensão, degrau de carga nominal na saída e degrau de geração nominal na saída. Nos dois últimos casos foi avaliado o desempenho com e sem o desacoplamento de estados e perturbações.

5.3.2.1 Degrau de referência

A Figura 5-18 mostra os resultados de simulações para um degrau de 0 a 100% da tensão de saída com carga nominal conectada ao conversor.

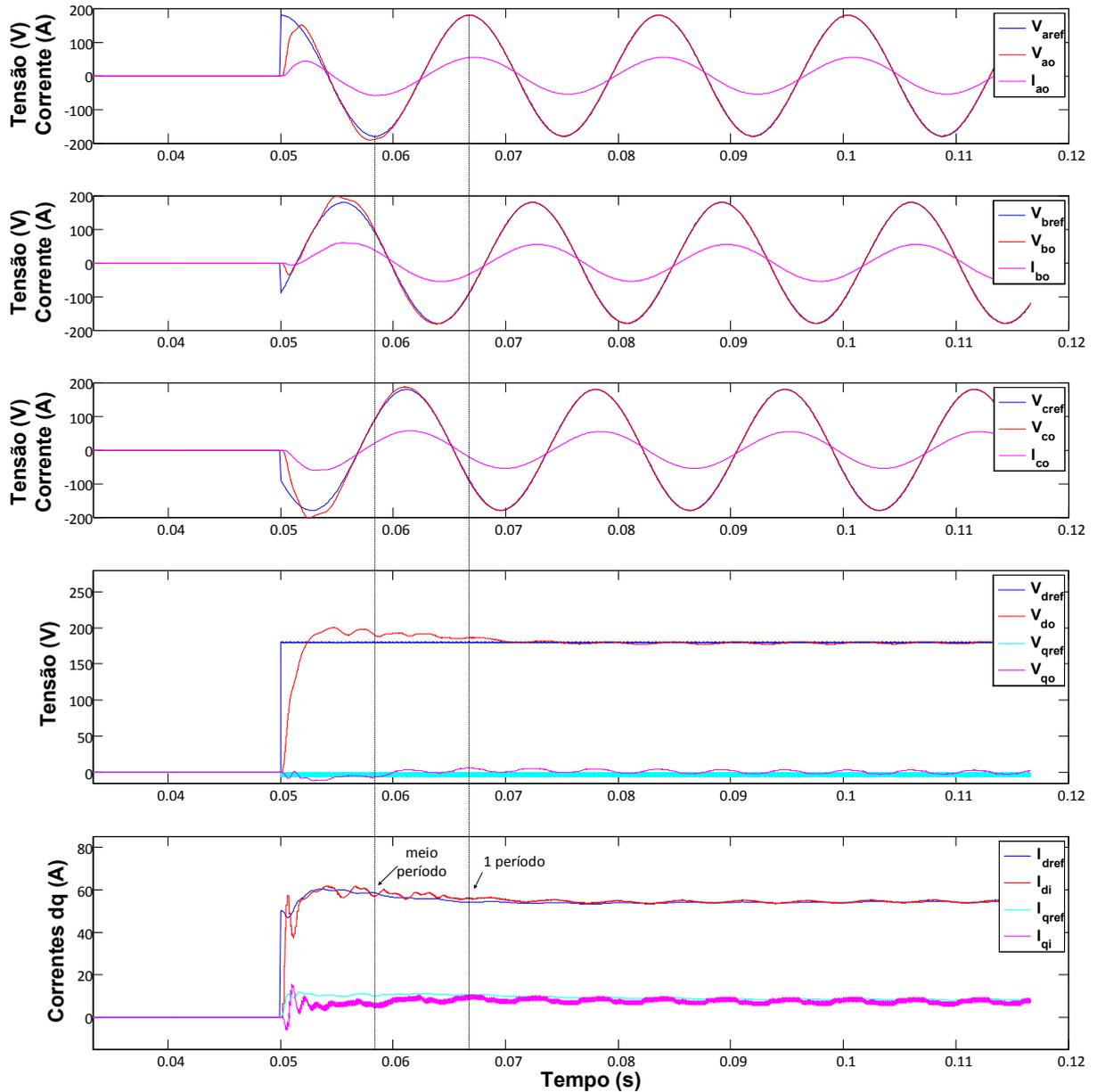


Figura 5-18- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CA a um degrau de referência de tensão (de 0 a 100%).

De acordo com o projetado, o período de acomodação da malha de tensão deveria ser da ordem de 8ms. Conforme indicado na Figura 5-18, o controlador atinge regime permanente em menos de um período da fundamental (16,7ms), mas depois de meio período (8,3ms) e com um comportamento oscilatório. Ocorre que durante os transitórios de corrente e tensão do filtro,

muitas dinâmicas se confundem. O transitório de tensão de saída introduz ruído nas transformadas $abc \rightarrow dq$, que são levados aos controladores de corrente pelo desacoplamento de correntes de carga. Adicionalmente, foi mostrado que os controladores de corrente apresentam comportamento levemente oscilatório quando aplicados a uma planta com atraso computacional envolvido, de modo que esta dinâmica também está envolvida nos transitórios de corrente e tensão. Dadas essas considerações, a dinâmica apresentada na simulação acima foi considerada satisfatória.

5.3.2.2 Degrau de carga/geração

Nesta seção são exibidos resultados de simulações para degraus de carga e de geração nominais, com e sem desacoplamento de estados e perturbações.

A Figura 5-19 e a Figura 5-20 mostram resultados para degraus de carga sem e com a DID, respectivamente. A exemplo do estágio de conversão CC-CC, percebe-se uma imensa diferença de desempenho nos dois casos. Enquanto o sistema sem desacoplamento não consegue atingir regime em 3 períodos da fundamental, o sistema com desacoplamento consegue em menos de meio período. Esta diferença não causa espanto quando se leva em consideração que toda a modelagem do conversor foi realizada com a consideração de desacoplamento perfeito de estados e perturbações.

A mesma diferença pode ser vista na Figura 5-21 e na Figura 5-22, onde são exibidos resultados para degraus de geração nominal sem e com a DID. Novamente, regime permanente pode ser atingido em menos de meio período da fundamental no sistema com desacoplamento de estados e perturbações.

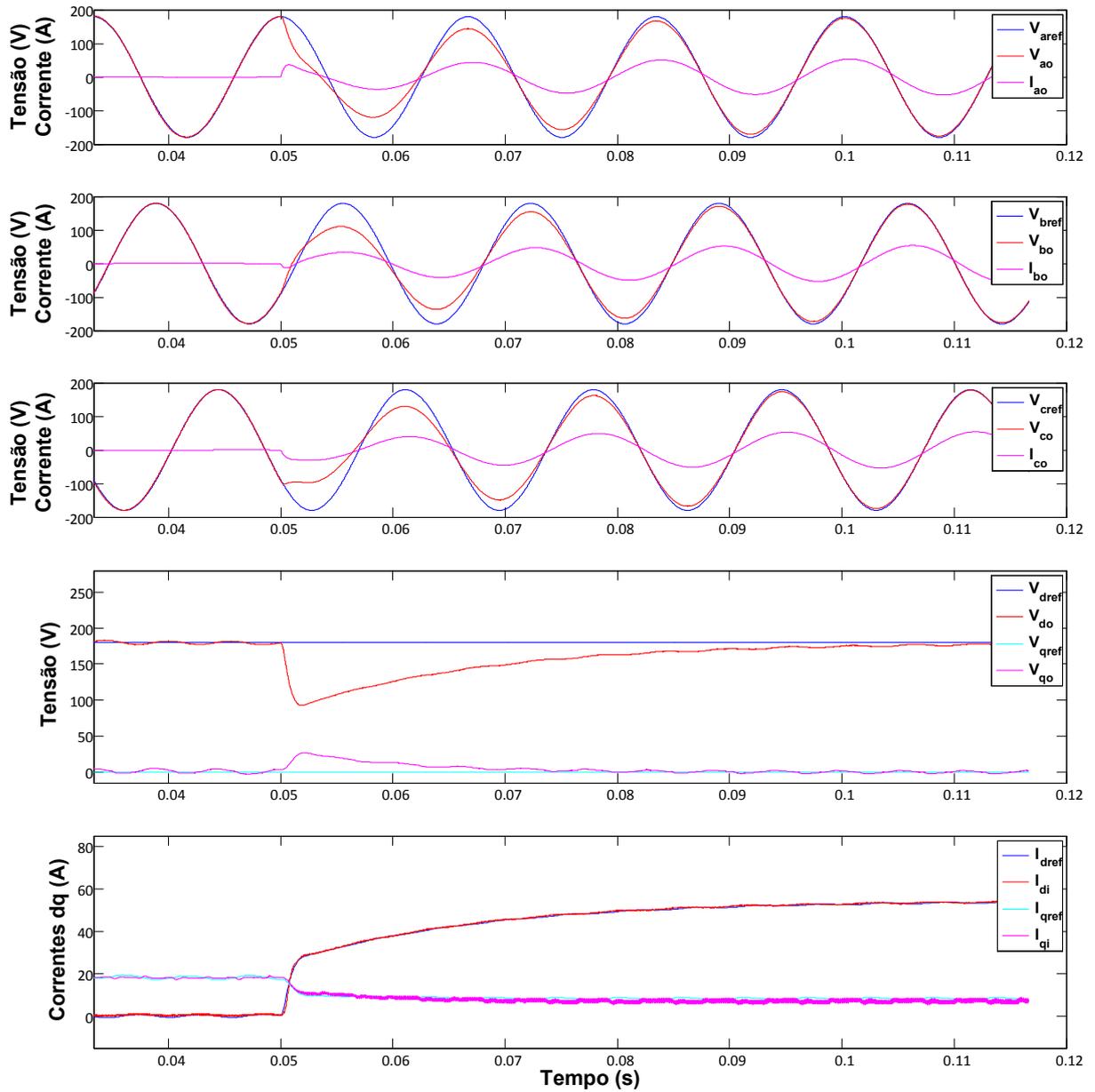


Figura 5-19- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CA a um degrau de carga nominal sem desacoplamento de estados.

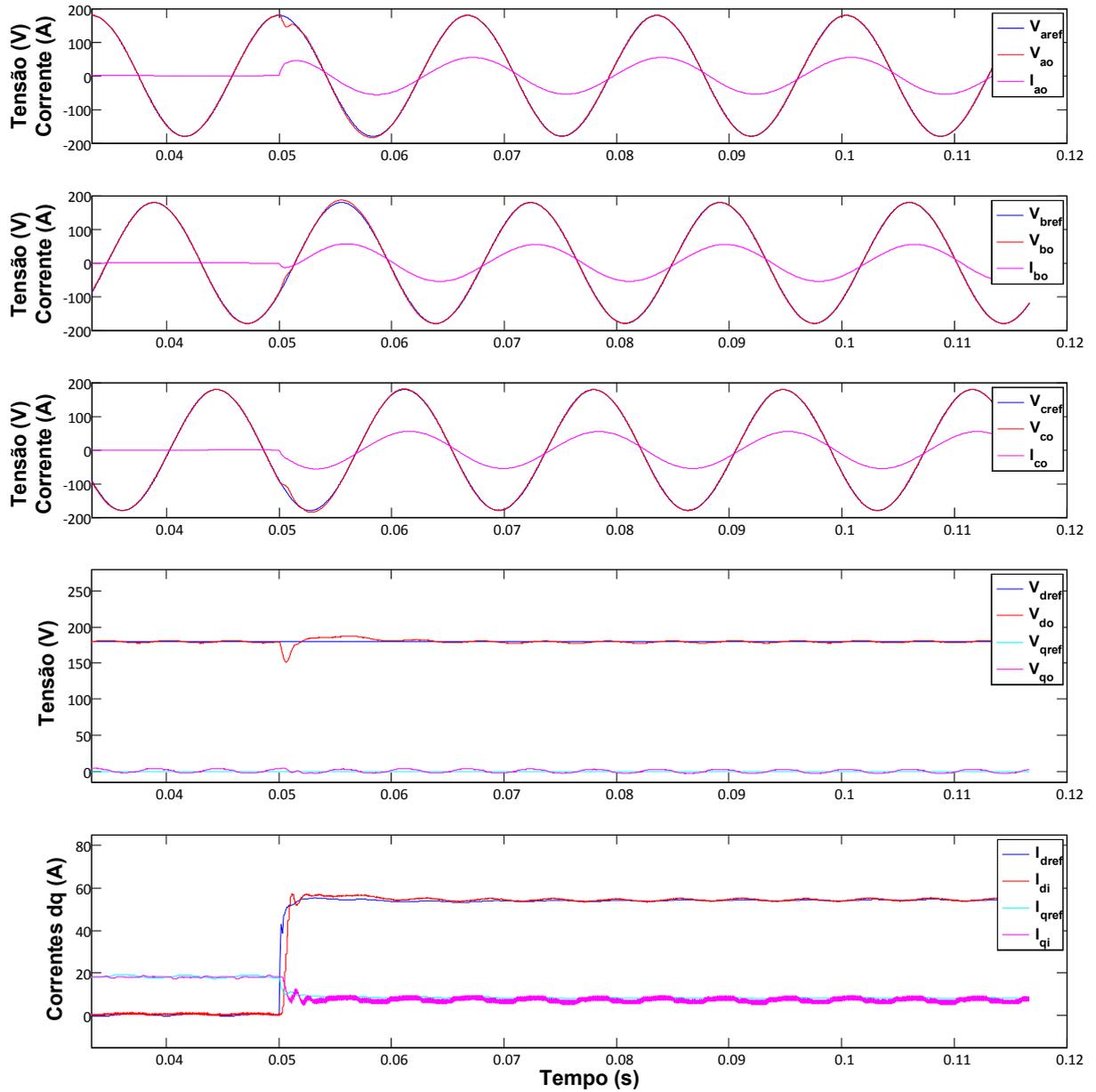


Figura 5-20- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CA a um degrau de carga nominal com desacoplamento de estados.

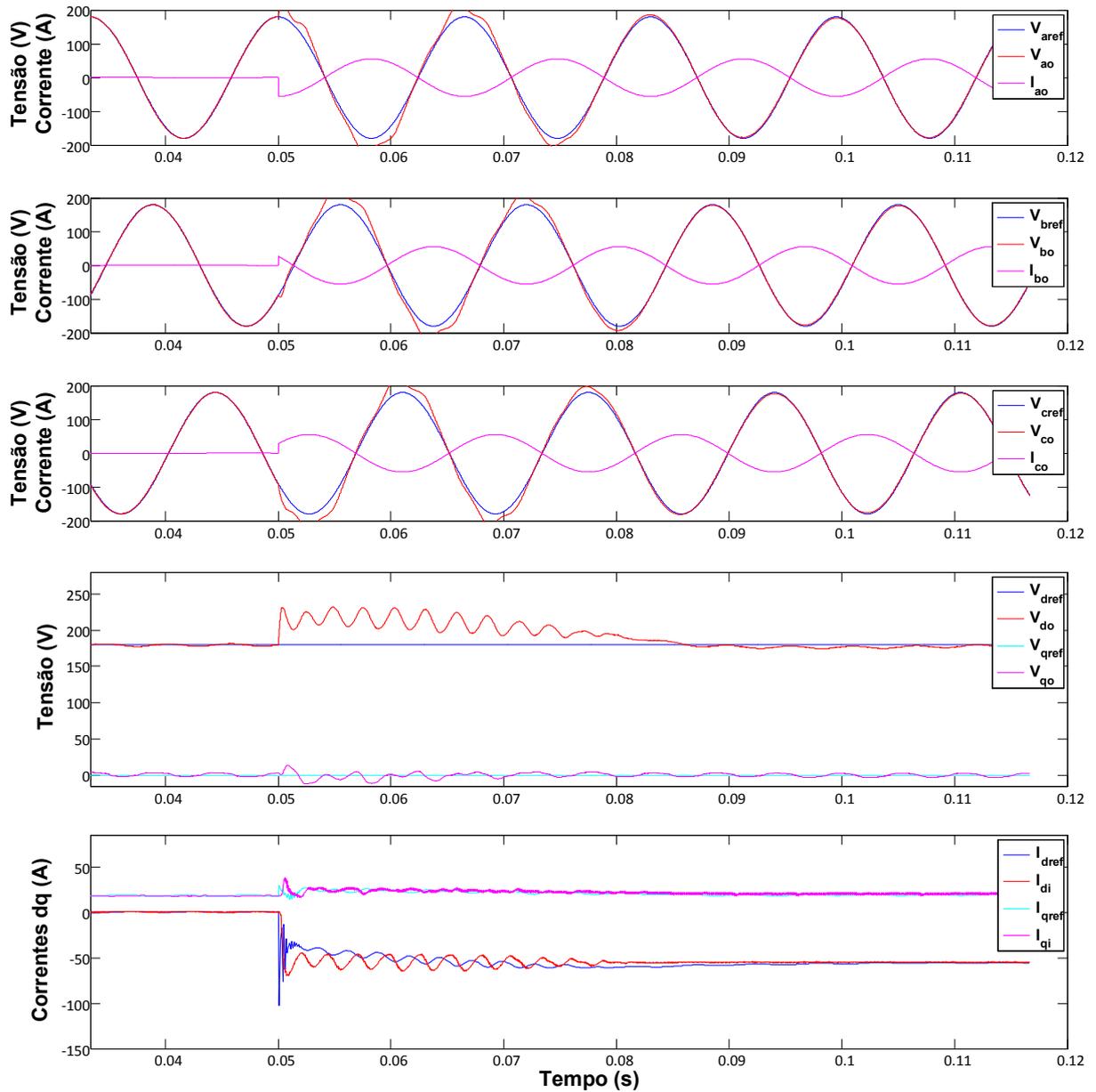


Figura 5-21- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CA a um degrau de geração nominal sem desacoplamento de estados.

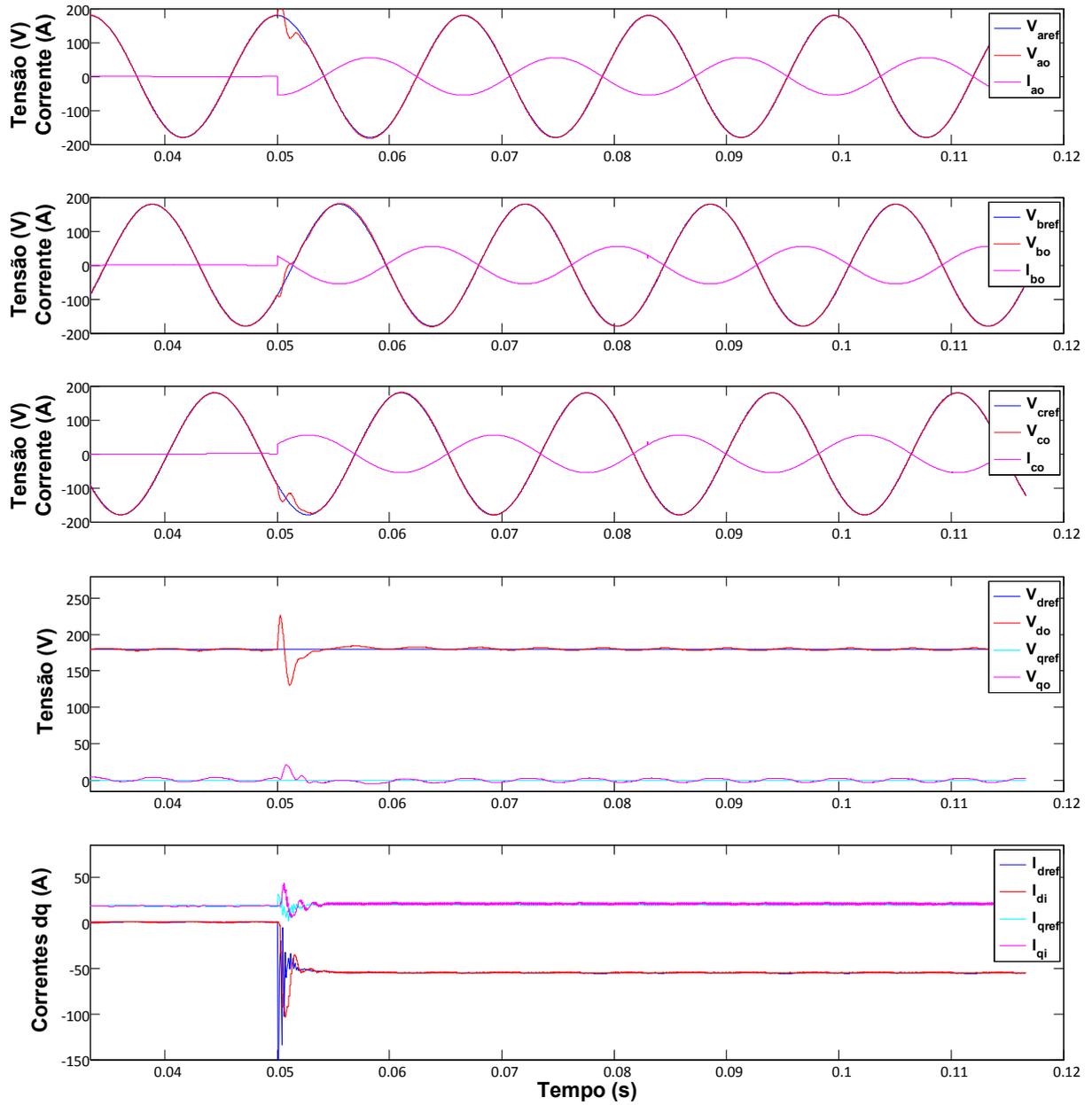


Figura 5-22- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CA a um degrau de geração nominal com desacoplamento de estados.

5.3.3 Frequência x Potência Ativa

Conforme estabelecido no capítulo 4, a frequência da tensão na saída do conversor deve variar com a potência. A Figura 5-23 mostra o comportamento da frequência de saída ante variações da potência de saída. Percebe-se que para variações da potência de saída entre -15kW e 15kW (potência nominal do conversor), a frequência de saída varia entre 60,6Hz e 59,4Hz, conforme o projetado. A dinâmica da frequência se mostra mais lenta devido à pré-filtragem aplicada à potência de saída antes de ser utilizada nos cálculos do módulo do controle *droop*.

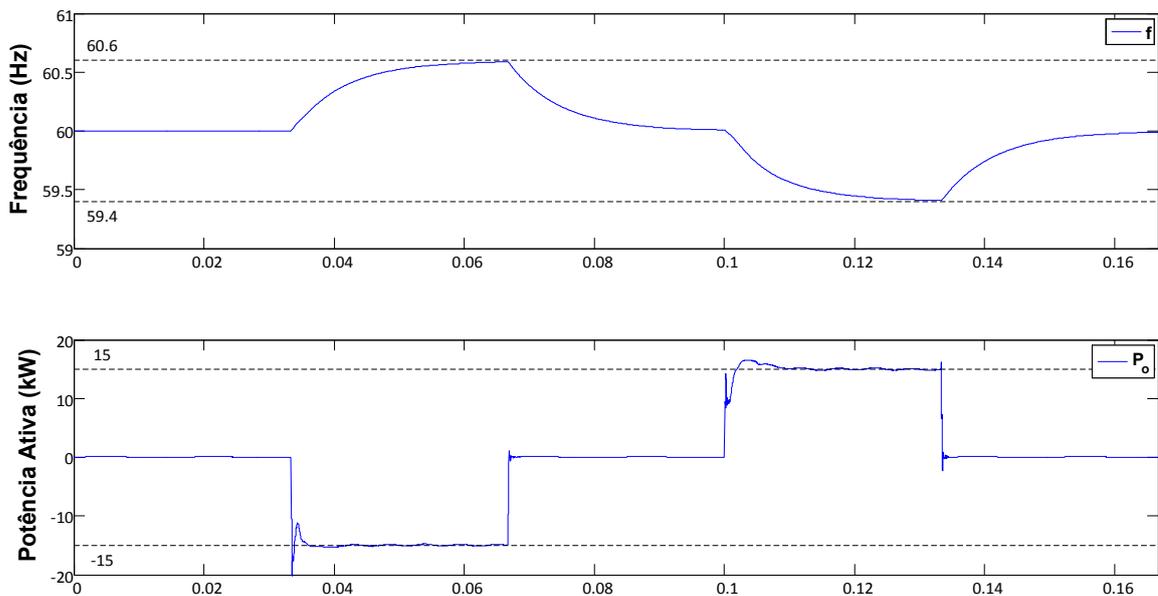


Figura 5-23- Variação da frequência em função da potência ativa de saída.

5.3.4 Filtro de saída

Outro bloco do estágio de conversão CC-CA que deve ser avaliado é o filtro de saída. De acordo com os resultados apresentados até o momento, é visível que o filtro é capaz de atenuar as componentes espectrais dos sinais chaveados de tensão. A Figura 5-24 sobrepõe os sinais chaveado e filtrado enquanto que a Figura 5-25 mostra os espectros destes sinais. O sinal chaveado apresenta uma DHT de 68,79%, enquanto que o sinal filtrado apresenta uma DHT de 1,33%.

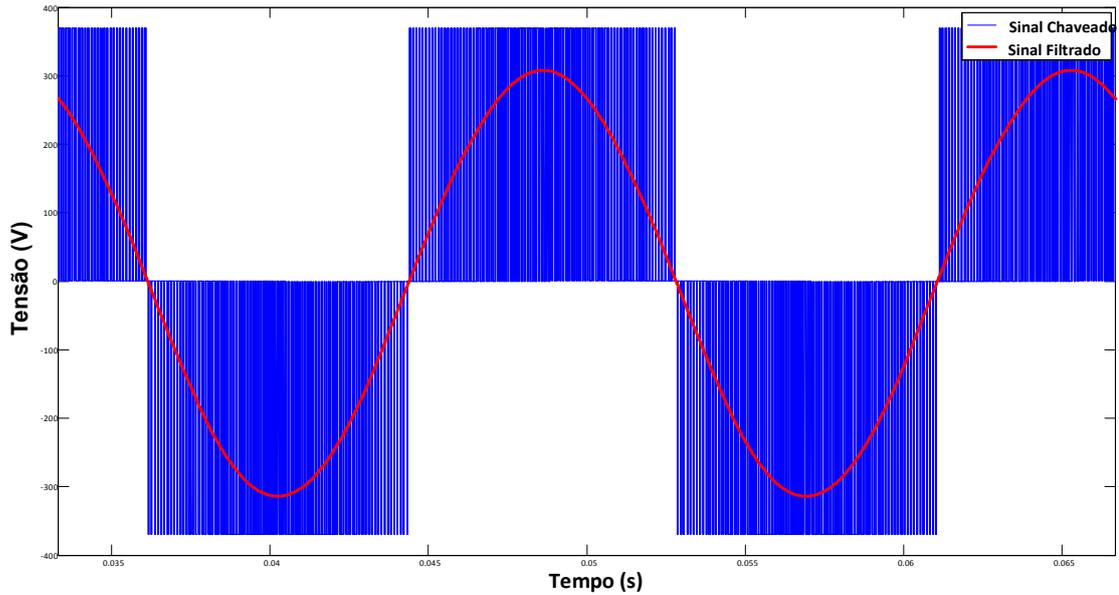


Figura 5-24- Sinais de tensão chaveado e filtrado.

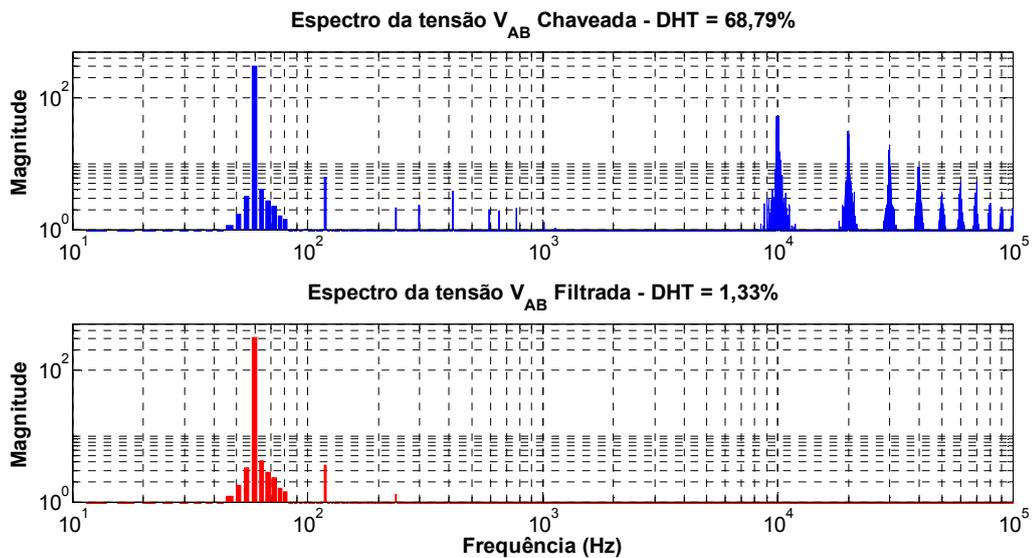


Figura 5-25- Espectros dos sinais de tensão chaveado e filtrado.

É possível perceber que o filtro de saída foi capaz de anular as componentes espectrais introduzidas pelo chaveamento e, devido a sua baixa frequência de corte, também foi capaz de atenuar componentes harmônicas na banda base do sinal de tensão.

5.4 Conversor completo

O último grupo de simulações deste capítulo consiste das simulações do conversor bidirecional completo. Diferentemente das seções anteriores, nesta seção não são mostrados resultados de simulação para operação em regime permanente, apenas resultados que permitam a avaliação da dinâmica do sistema de controle.

5.4.1 Degrau de referência

Semelhantemente ao realizado com o estágio de conversão CC-CA isolado, o conversor bidirecional completo foi submetido a um degraú na sua referência de tensão de 0 a 100% da tensão nominal com o conversor alimentando uma carga resistiva (potência nominal). A Figura 5-26 traz resultados para o estágio de conversão CC-CA enquanto que a Figura 5-27 traz os resultados para o estágio de conversão CC-CC.

Os resultados da Figura 5-26 se mostraram semelhantes aos resultados obtidos com a simulação do estágio de conversão CC-CA isoladamente. Tal fato contribui para a validação da suposição de que a presença do elo CC permite que os estágios de conversão possam ser projetados separadamente.

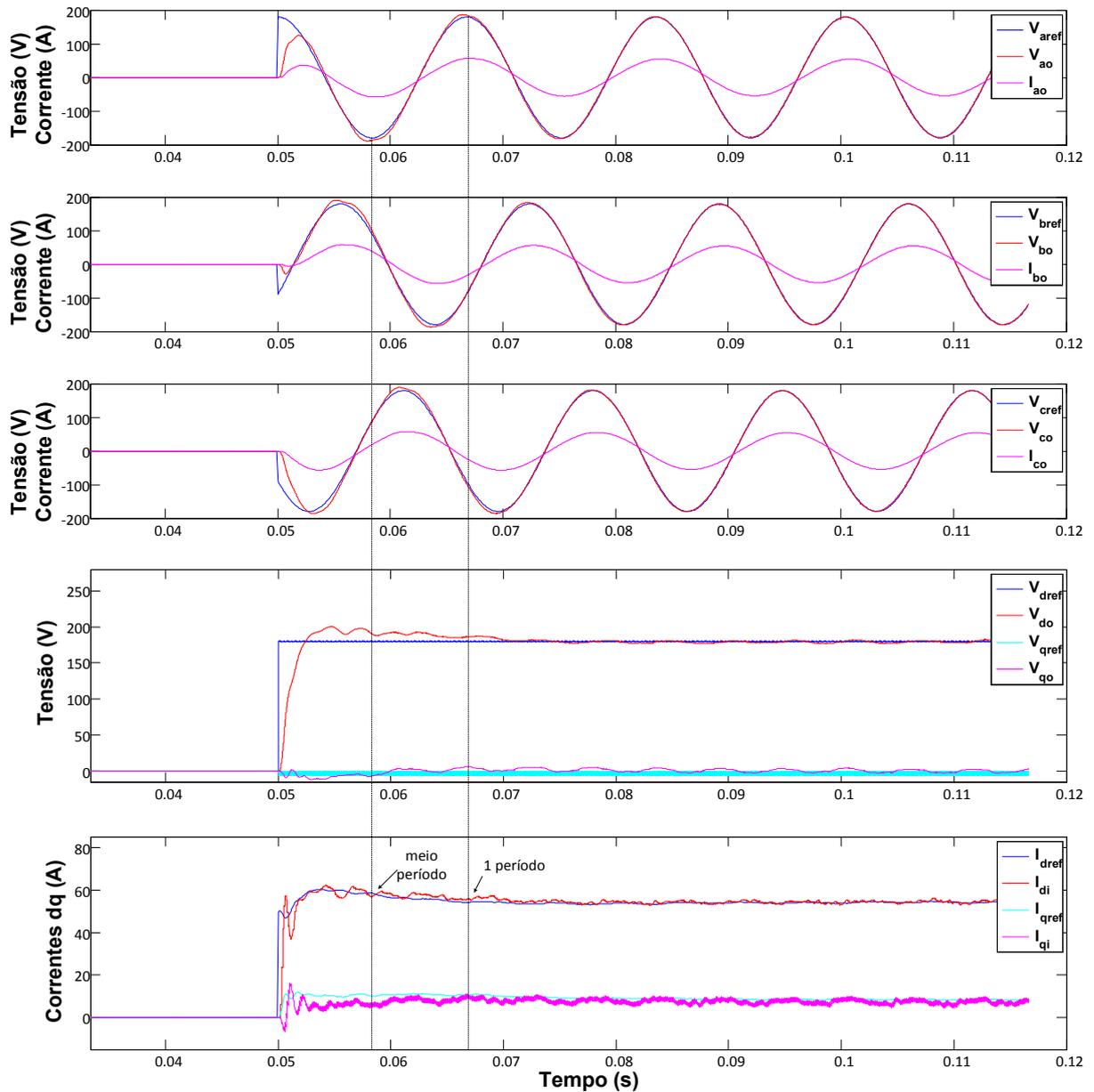


Figura 5-26- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CA a um degrau de referência de tensão (de 0 a 100%) com carga nominal.

Os resultados da Figura 5-27 mostram que a tensão do elo CC permaneceu controlada e durante o transitório apresentou uma queda de menos de 3V (0,8%). Após o estabelecimento da tensão de saída CA, a corrente extraída do elo CC apresenta um formato condizente com a operação do conversor trifásico com uma ondulação de frequência 6 vezes a frequência da fundamental de saída (360Hz).

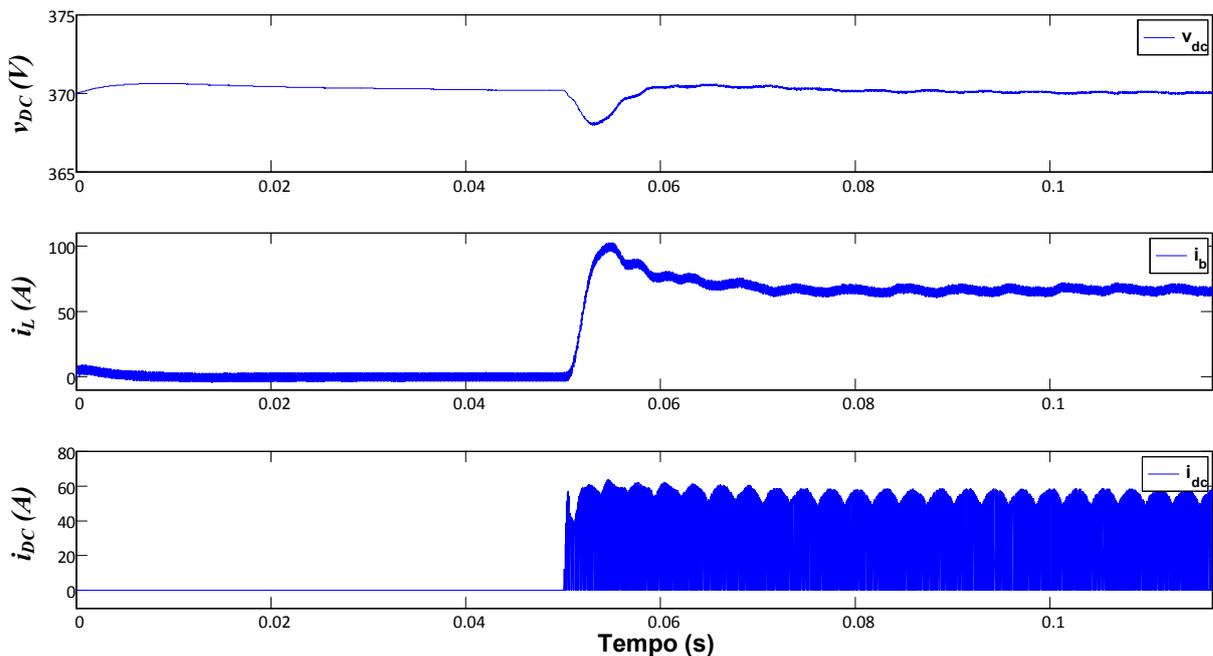


Figura 5-27- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CC CA a um degrau de referência tensão (de 0 a 100%) com carga nominal.

5.4.2 Degraus de carga/geração

O desempenho do conversor frente a degraus de carga e geração nominais foi avaliado em uma única simulação. Nela, o conversor opera 3 ciclos da fundamental em vazio e então é submetido a um degrau de geração. Após 3 ciclos, retira-se a geração e o conversor opera novamente em vazio por 3 ciclos até que é submetido a um degrau de carga. Após novos 3 ciclos, ocorre a saída da carga e o conversor opera por mais 3 ciclos em vazio. Diferentemente da análise isolada dos estágios de conversão CC-CC e CC-CA, o conversor bidirecional completo não foi simulado sem os desacoplamentos de estados e perturbações.

A Figura 5-28 mostra os resultados da simulação para as variáveis de interesse do conversor CC-CA. Novamente observa-se um comportamento bastante similar aos obtidos com a simulação do estágio de conversão CC-CA isoladamente.

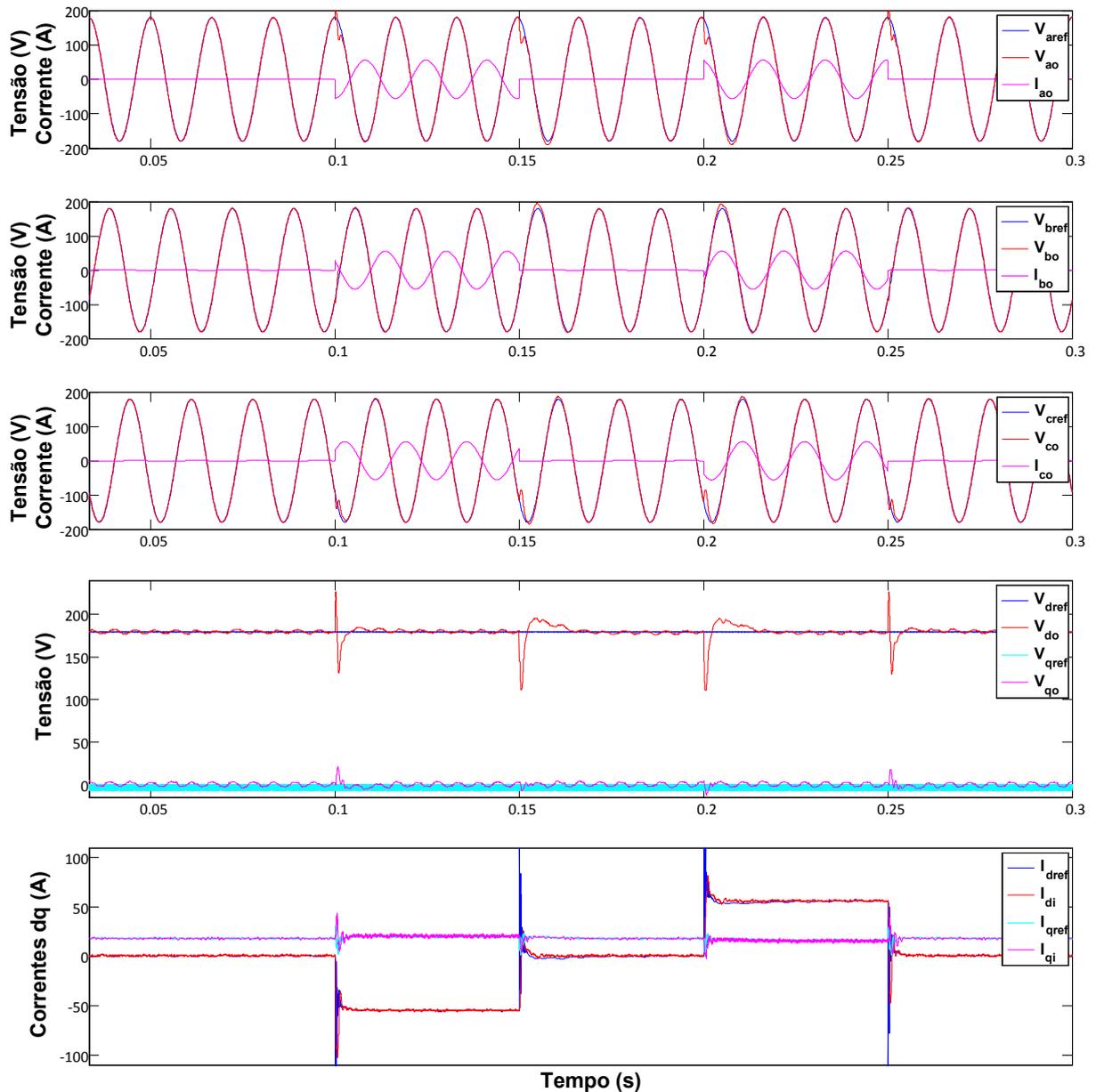


Figura 5-28- Formas de onda de relativas à resposta do estágio de conversão CC-CA a degraus de carga e de geração nominais.

A Figura 5-29 mostra os resultados da simulação para as variáveis de interesse do conversor CC-CC. Novamente, percebe-se que a tensão no elo CC permanece controlada com pequenos e rápidos transitórios (variações de menos de 2V durante aproximadamente 0,4ms). A corrente no indutor apresenta, em valores médios, níveis condizentes com a operação

projetada, além de um comportamento oscilatório semelhante ao identificado na resposta a um degrau de referência. Por fim, a corrente de saída do conversor se manteve dentro do esperado, com nível médio próximo a zero na operação em vazio e com o mesmo padrão (ondulação em 360Hz) da simulação anterior quando interagindo com carga/geração nominal.

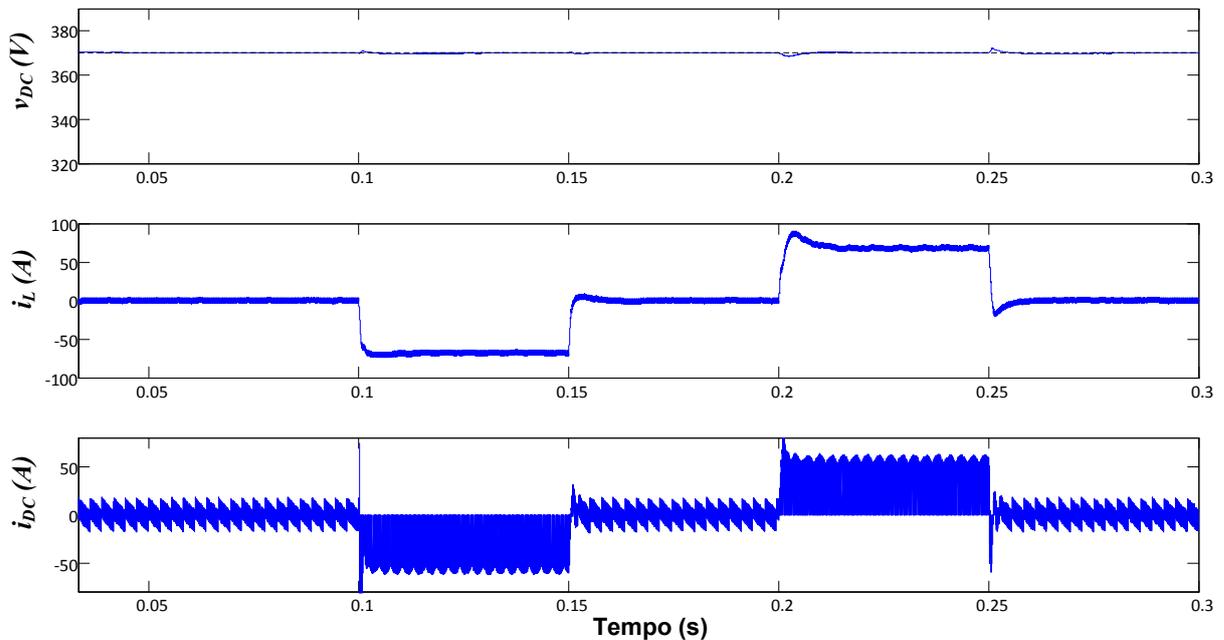


Figura 5-29- Formas de onda relativas à resposta do estágio de conversão CC-CC CA a degraus de carga e de geração nominais.

5.5 Conclusões

Neste capítulo foram mostrados resultados de simulações realizadas com o modelo chaveado do conversor bidirecional utilizado neste trabalho. Ao longo das simulações, os valores de tensão, corrente, frequência e potência se mostraram condizentes com as especificações desenhadas no capítulo 4.

Na simulação do estágio de conversão CC-CC, foi verificado que as limitações de oscilação na corrente do indutor e tensão do elo CC foram atendidos e se mostraram de acordo com os valores projetados. Foi verificado também que variações na tensão do sistema de

armazenamento apresentaram, neste caso específico, impacto bastante discreto na dinâmica das variáveis de interesse, desde que utilizada a DID.

Na simulação do estágio CC-CA, verificou-se que, mesmo com a interação de diversas dinâmicas diferentes, o controlador de tensão foi capaz de manter o controle da tensão de saída, apresentando níveis de DHT dentro dos valores fixados, além de variar a frequência de saída conforme o projetado.

Em ambos os estágios de conversão, ficou claro o papel dos desacoplamentos de estados e perturbações. Sem os desacoplamentos, o desempenho dos controladores é claramente inferior ao desempenho quando realizados os desacoplamentos.

Por fim, na simulação do conversor bidirecional completo foi verificado que as dinâmicas dos estágios de conversão interagiram sem grandes consequências para a operação do conversor. Desta forma, a suposição de que os estágios de conversão poderiam ser projetados de forma separada se mostrou, nas simulações realizadas, válida

Capítulo 6

6 MONTAGEM EXPERIMENTAL

O presente capítulo trata da montagem experimental do conversor bidirecional e encontra-se dividido em duas partes principais. Inicialmente, toda a montagem experimental é descrita: a plataforma digital de controle, a placa de condicionamento e aquisição de sinais, o módulo de potência utilizado, os diagramas de comando do circuito e as proteções adotadas. Posteriormente, são mostrados os resultados experimentais obtidos.

6.1 Montagem do conversor

A Figura 6-1 mostra o diagrama completo de montagem do protótipo do conversor bidirecional. Na parte superior, pode ser visto o circuito de potência do conversor onde estão indicados os pontos de medição de tensão e corrente, os contatores e disjuntores utilizados no comando do circuito e o módulo de potência utilizado. Na parte inferior pode ser vista a plataforma de controle, que engloba uma placa de condicionamento e aquisição de sinais e um DPS (Processador digital de sinais – do inglês *Digital signal processor - DSP*).

Todos os elementos citados, do circuito de potência e da plataforma de controle, são descritos nesta seção.

6.1.1 Módulo de potência

As principais características do módulo podem ser visualizadas na Tabela 6-1. Trata-se de um módulo composto de oito IGBT's (quatro braços monofásicos) e um banco de capacitores, além dos *drivers* para acionamento das chaves. Um modelo em 3D do módulo pode ser visto na Figura 6-2.

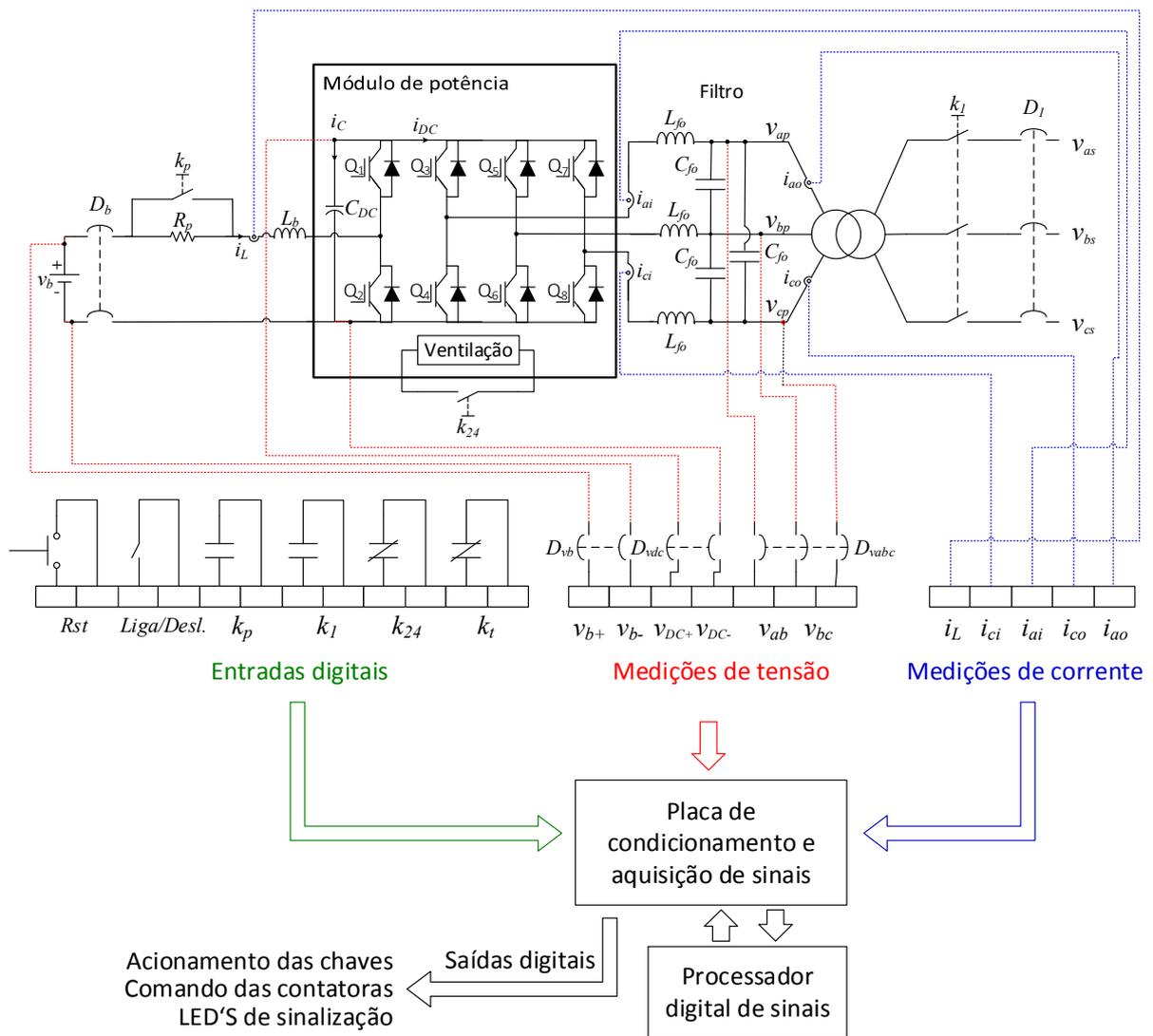


Figura 6-1- Diagrama completo de montagem do protótipo.

Os valores da Tabela 6-1 se mostram de acordo com as especificações do capítulo 4. Vale ressaltar que a corrente I_{RMS} é, de acordo com a Tabela 3-1, dada pelo produto da corrente de entrada e o ciclo de trabalho de cada chave. Desta forma, admitindo-se a tensão do elo CC controlada, tem-se que em regime permanente o valor máximo da corrente nas chaves é dado por:

$$I_{Q_{max}} = dI_L = \frac{V_b}{V_{DC}} \times \frac{P_o}{V_b} = \frac{P_o}{V_{DC}} = \frac{16666}{370} = 45 A < I_{RMS} \quad (6.1)$$

Tabela 6-1 – Principais características do módulo de potência utilizado.

Campo	Valor	Símbolo
Fabricante	Semikron	-
Modelo	SKS 100F (B2CI)2P 22 V06	-
<i>Driver</i> dos IGBT's	SKHI 22A	-
Corrente eficaz máxima nas chaves a 35°C e 10kHz	65 A	I_{RMS}
Capacitores do banco	EPCOS B43.875	C
Capacitância total do banco	18880 μF	C_{eqvt}
Tensão máxima aplicada ao banco	400 V	V_{DCmax}
Relé térmico - Normalmente fechado	85°C	-

O *driver* dos IGBT's, indicado na Figura 6-2, são encarregados de gerar os pulsos de gatilho necessário para a comutação das chaves recebendo como entrada sinais de comando de 0 a 15V, além cuidar da integridade das chaves do módulo com o uso de algumas proteções. As proteções incluem a geração de tempo-morto (ajustável) e detecção de sobrecorrente nas chaves.

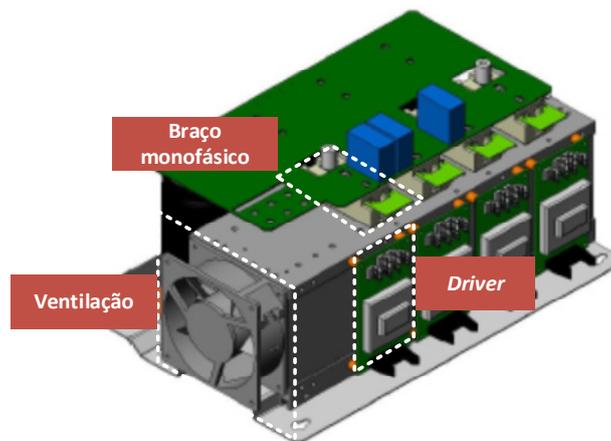


Figura 6-2- Módulo de potência.

6.1.2 Sistema de armazenamento

Conforme mencionado no capítulo 4, o sistema de armazenamento é composto por 120 baterias, da linha Clean Max Moura, ligadas em série. A Figura 6-3 mostra duas baterias ligadas em série.



Figura 6-3- Duas baterias Moura da linha Clean Max ligadas em série.

Dado que o sistema é formado com elementos de 300Ah, em um regime de descarga ou carga C10 (recomendado pelo fabricante), o banco de baterias pode fornecer ou receber uma corrente máxima de 30 A. O fabricante informa a tensão mínima de descarga (1,75 V) e a tensão de equalização (2,40 V) de cada elemento, que representam as tensões a máxima e mínima que cada elemento pode atingir em regime C10. Esses valores definem dois níveis de potência dados por:

$$P_1 = 2,40 \text{ V} \times 120 \times 30 \text{ A} = 8640 \text{ W} \quad (6.2)$$

$$P_2 = 1,75 \text{ V} \times 120 \times 30 \text{ A} = 6300 \text{ W} \quad (6.3)$$

O primeiro valor (P_1) refere-se à máxima potência que pode ser fornecida ao banco de baterias utilizado, quando o banco está quase totalmente carregado. O segundo valor (P_2)

refere-se à potência máxima que pode ser extraída do banco de baterias, quando este se encontra quase descarregado.

Ambos os valores estão abaixo da potência nominal projetada para o conversor, de modo que o protótipo não poderá ser testado em condições nominais devido a limitações do sistema de armazenamento.

Para não colocar em risco a integridade do banco de baterias, nos testes de bancada realizados, o limite de potência de 6300 W não foi ultrapassado.

6.1.3 Disjuntores e contadores

O diagrama esquemático da Figura 6-1 conta com diversos disjuntores e contadores. Os disjuntores são utilizados em todas as derivações para medição de tensão (D_{vb} , D_{vDC} e D_{vabc}), na conexão ligação do sistema de armazenamento ao estágio de conversão CC-CC (D_b), na conexão do secundário do transformador com as cargas (D_1) e na alimentação das bobinas dos contadores (D_{240} , D_{220} e D_{24} , não indicados na Figura 6-1).

São utilizados três contadores no protótipo. O primeiro é utilizado para curto-circuitar um resistor de pré-carga do elo CC (contator de pré-carga k_p). No momento que o sistema de armazenamento é conectado ao conversor, tem-se início o processo de carregamento do banco de capacitores do módulo de potência pelo diodo de rodagem livre da chave Q_1 . Devido à presença do indutor do estágio de conversão CC-CC, tem-se que o sistema de armazenamento alimenta uma carga LC. O resistor de pré-carga (R_p) tem a finalidade de introduzir amortecimento a este circuito e evitar picos de corrente (e conseqüentemente tensão) no banco de capacitores do elo CC no carregamento inicial. Este contator é acionado quando a tensão do elo CC atinge 90% da tensão do sistema de armazenamento.

O segundo contator atua na ligação do secundário do transformador às cargas (contator da rede k_1). Este contator é ligado após a estabilização da tensão no primário do transformador, que inicialmente sofre forte influência da corrente de magnetização (*inrush*) do transformador.

O terceiro contator é utilizado para ligar o sistema de ventilação do módulo de potência (contator de ventilação k_{24}).

Os diagramas de comando dos três contatores podem ser vistos na Figura 6-4, onde se verificam as condições necessárias para que as bobinas dos contatores sejam energizadas. Estão indicados as bobinas dos contatores, os relés k_{vp} , k_{v1} e k_{v24} (comandados pelo DSP), contatos auxiliares dos contatores e os respectivos disjuntores.

A Figura 6-4(a) mostra que para acionar o contator do resistor de pré-carga é necessário que o disjuntor D_{240} seja ligado pelo operador, que o contator da rede esteja aberto e que o DSP envie um sinal para acionamento do relé k_{vp} . A presença de um contato auxiliar normalmente aberto do contator de pré-carga em paralelo com um contato auxiliar do contator da rede indica que o contator de pré-carga não será desligado se o contator da rede for desligado após o início da operação.

A Figura 6-4(b) mostra que para acionar o contator da rede, é necessário que haja tensão na saída do conversor (pois a bobina é alimentada pela saída do conversor bidirecional), que o disjuntor D_{220} seja ligado pelo operador, que o contator de pré-carga esteja ligado, que a ventilação esteja ligada e que o DSP envie um sinal para acionamento do relé k_{v1} .

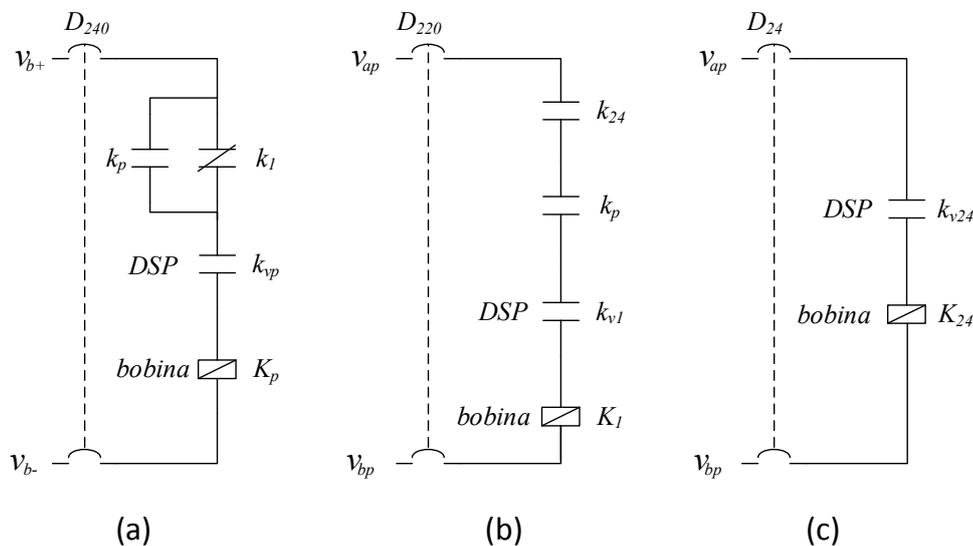


Figura 6-4- Diagramas de comando dos contatores.

A Figura 6-4(c) mostra que para que o contator de ventilação seja acionado, é necessário que haja tensão na saída do conversor, que o disjuntor D_{24} seja ligado pelo operador e que o DSP envie um sinal para acionamento do relé k_{v24} .

O esquema de comando adotado visa evitar ligações indevidas do protótipo e, assim, evitar danos ao equipamento, às cargas e ao operador.

6.1.4 Processador digital de sinais

O DSP utilizado no controle do conversor bidirecional é o TMS320F28335, visto na Figura 6-5(a), fabricado pela Texas Instruments, juntamente com a placa de desenvolvimento eZdsp *starter kit*, vista na Figura 6-5(b). Esse DSP é responsável por todas as funções de controle, gerenciamento e proteção do sistema, centralizando todo o processamento.

O microcontrolador TMS320F28335 emprega uma arquitetura de 32 bits, com 16 canais ADC (do inglês, *Analog to digital converter – ADC*) de 12 bits e até 16 saídas PWM, dentre outras características [72]. A programação do DSP foi realizada com o auxílio do *software* VisSim da Visual Solutions, Inc., que permite a análise em tempo real da execução do programa por meio de uma interface JTAG, além de oferecer uma interface gráfica bastante semelhante à do Simulink, utilizado nas simulações.

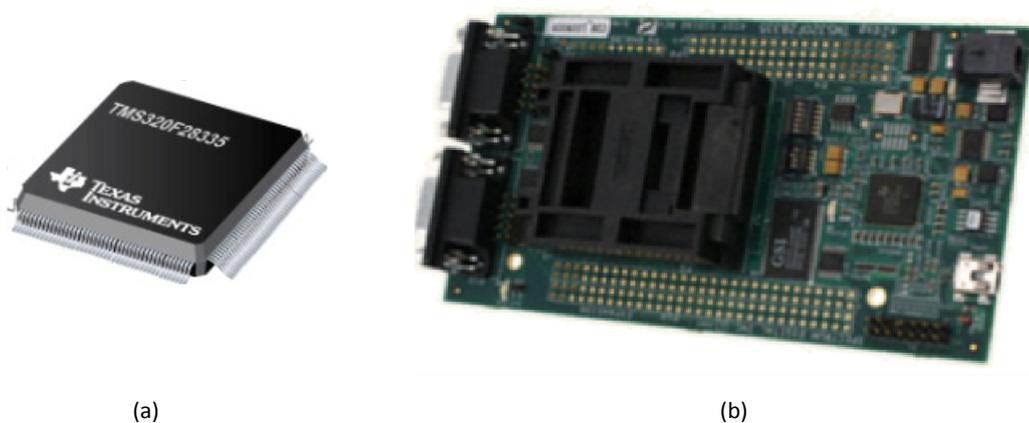


Figura 6-5- (a) Microcontrolador TMS320F28335; (b) Placa de desenvolvimento eZdsp *starter kit*.

6.1.5 Placa de condicionamento e aquisição de sinais

A placa de condicionamento e aquisição de sinais é responsável por adequar os níveis de tensão de todas as medições de tensão, corrente e entradas digitais, para a correta detecção por parte DSP, sem que suas portas ADC sejam danificadas. Isto se dá pois o DSP trabalha com

tensões de 0 a 3V, e tensões maiores podem danificar os ADC's. A placa também serve de interface para que os sinais de comando emitidos pelo DSP atuem conforme o esperado, seja no chaveamento dos IGBT's, no comando dos contadores ou na sinalização por led's.

Para a realização das medições de tensão e corrente foram utilizados os sensores LV 25-P e LA 100-P da LEM, respectivamente, vistos na Figura 6-6.

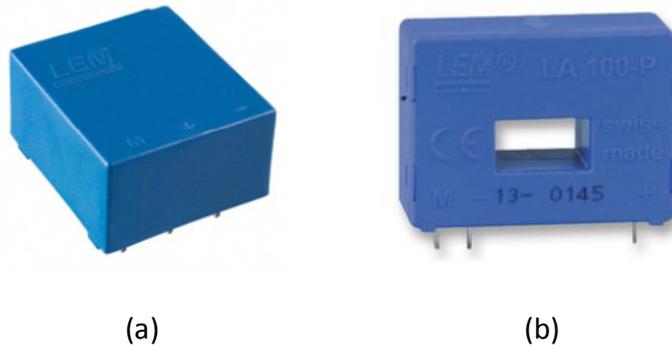


Figura 6-6- (a) Sensor de tensão LV 25-P; (b) Sensor de corrente LA 100-P.

De modo a garantir níveis de tensão adequados nas entradas analógicas do DSP, foi adotado o esquema da Figura 6-7. Os sensores são montados de forma que o sinal de medição excursiona entre -1,5V e 1,5V. As faixas de medição de tensão e corrente, bem como os resistores utilizados no circuito de medição podem ser vistos na Tabela 6-2. Os cálculos foram realizados de acordo com as folhas de dados dos sensores [73, 74].

Tabela 6-2 – Parâmetros das medições de corrente e tensão.

Descrição	Símbolo	Valor
Faixa de variação da corrente de entrada (pico)	V_M	-600 a 600 V
Resistor de medição	R_{IM}	39,2 Ω
Faixa de variação da tensão de entrada (pico)	I_M	-76,5 a 76,5 A
Resistor de medição 1	R_{VM}	68k Ω
Resistor de medição 2	R_{VM2}	68 Ω

Em seguida, 1,5V é somado ao sinal de medição através de um circuito somador não-inversor. Por fim, este sinal passa por um filtro Sallen-Key de segunda ordem com frequência

de corte igual à metade da frequência de amostragem do DSP para evitar o efeito de *aliasing* nas medições e filtrar ruídos de alta frequência.

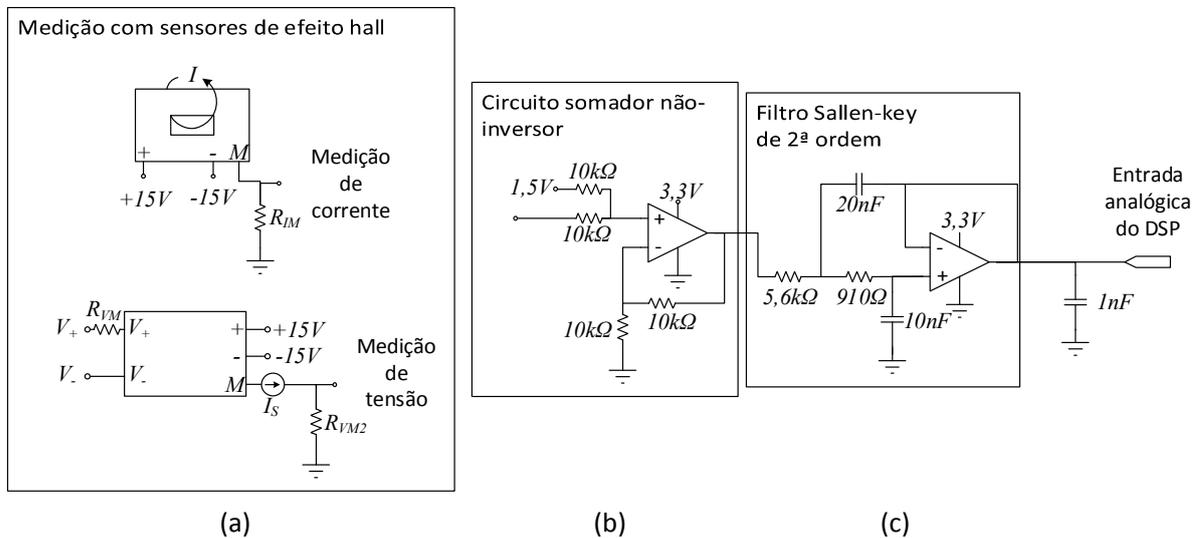


Figura 6-7- Circuito de medição e condicionamento dos sinais de tensão e corrente.

O circuito para leitura das entradas digitais é bastante simples. Os sinais digitais medidos apresentam dois estados: em aberto ou em curto. Fazendo uso do circuito da Figura 6-8, tem-se que esses estados resultam em uma leitura digital igual a 0 e 1, respectivamente.

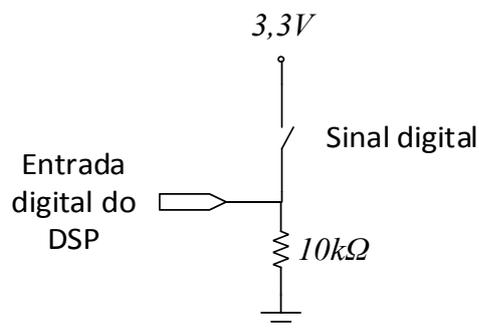


Figura 6-8- Circuito de medição de sinais digitais.

Conforme indicado na Figura 6-1, ao todo são medidas cinco correntes (i_L do sistema de armazenamento, i_{ai} e i_{ci} do indutor trifásico do filtro de saída e i_{ao} e i_{co} no primário do transformador), quatro tensões (v_b do sistema de armazenamento, v_{DC} do elo CC e v_{ab} e v_{bc}

do primário do transformador) e seis entradas digitais (três contatos auxiliares de contadores k_p , k_1 e k_{24} , estado do relé térmico k_t , um botão liga/desliga e um botão de *reset*).

Além dos circuitos para leitura de medições, a placa conta com três circuitos para os sinais de comando enviados pelo DSP. O circuito da Figura 6-9(a) é utilizado nas saídas digitais utilizadas no comando de contadores e consiste em um típico circuito de acionamento de relé. O circuito da Figura 6-9(b) é composto por um *buffer* para elevar o nível de tensão de 3,3V da saída digital do DSP para 15V, de modo que possa ser enviado para os *drivers* do módulo de potência. Para isso, é utilizado um CI SN7407, conforme indicado na figura abaixo. Por fim, o circuito da Figura 6-9(c) é utilizado para acender led's de sinalização na placa.

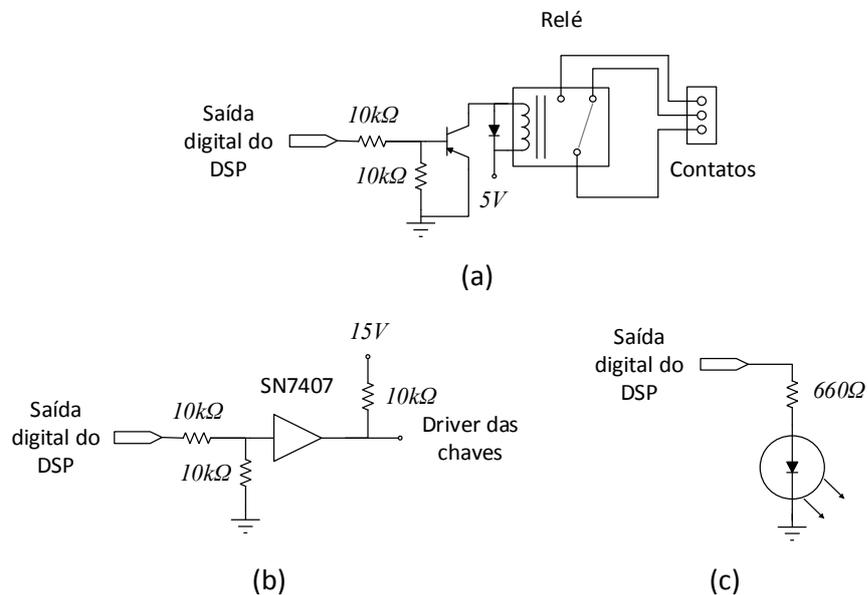


Figura 6-9- Circuitos de condicionamento dos sinais de saída do DSP.

6.1.6 Proteções

As proteções utilizadas no protótipo podem ser divididas em dois grupos: proteções de hardware e de software.

6.1.6.1 Hardware

As proteções de hardware incluem: a geração de tempo morto e a proteção de sobrecorrente nas chaves incorporadas nos *drivers* do módulo de potência, além dos disjuntores e contatores comandados conforme descrito na seção anterior.

6.1.6.2 Software

As proteções de software são aquelas implementadas no DSP. No protótipo montado, foram incluídas proteções contra sobrecorrente nas correntes do filtro de saída e do primário do transformador, assim como na corrente do sistema de armazenamento. Foram incluídas proteções de sobre e subtensão no elo CC e nas tensões do primário do transformador. Por fim, foi incluída uma proteção contra aquecimento do conversor pelo monitoramento do estado do relé térmico do módulo de potência.

Em todos os casos, a ação tomada pelo DSP é interromper os pulsos de chaveamento do conversor. Dada a ocorrência de uma falha, a operação do conversor só é retomada após o operador pressionar um botão de *reset*. Esta medida serve para evitar que o conversor tente iniciar a operação em uma situação adversa, de curto circuito em algum ponto da minirrede, por exemplo.

6.1.7 Fotos do protótipo

A Figura 6-10 mostra o protótipo montado. A exceção do indutor trifásico do filtro de saída, todos os elementos do conversor podem ser vistos na imagem abaixo.

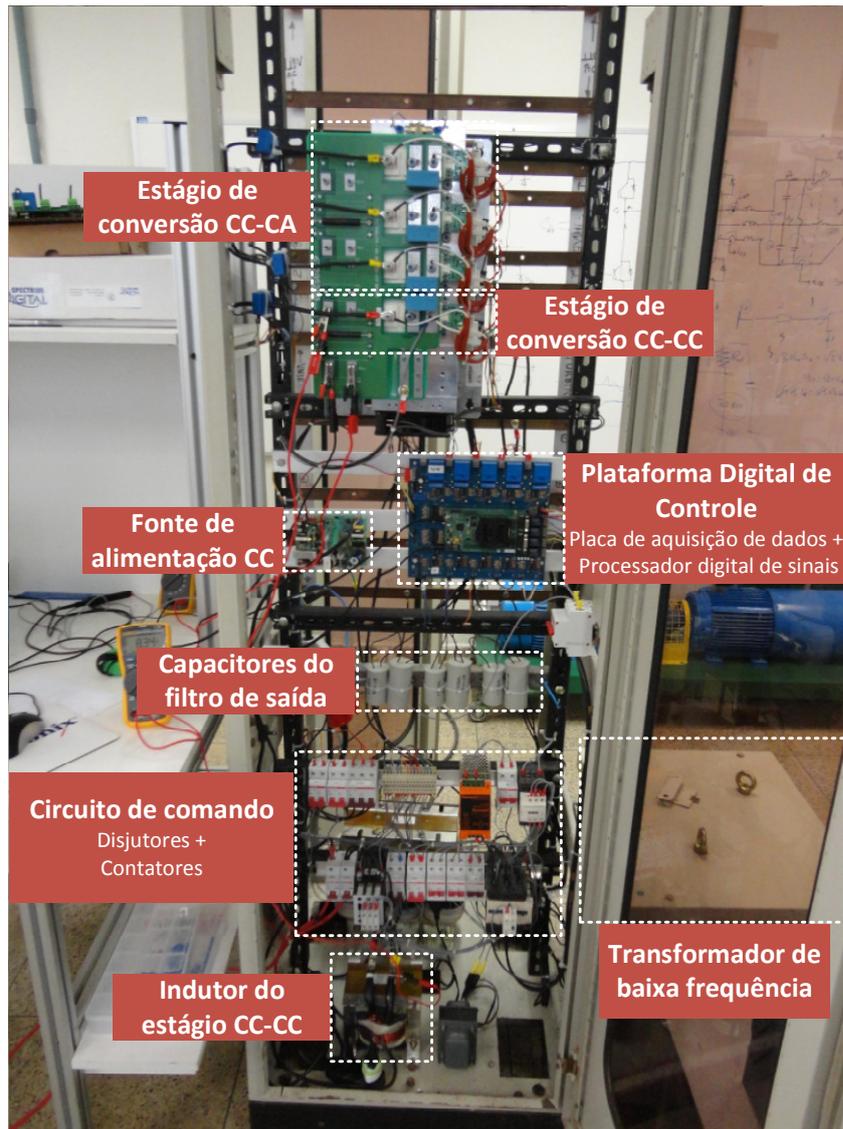


Figura 6-10- Protótipo do conversor bidirecional.

A placa de condicionamento e aquisição de sinais pode ser vista com mais detalhes na Figura 6-11, onde estão indicados os diferentes circuitos da placa.

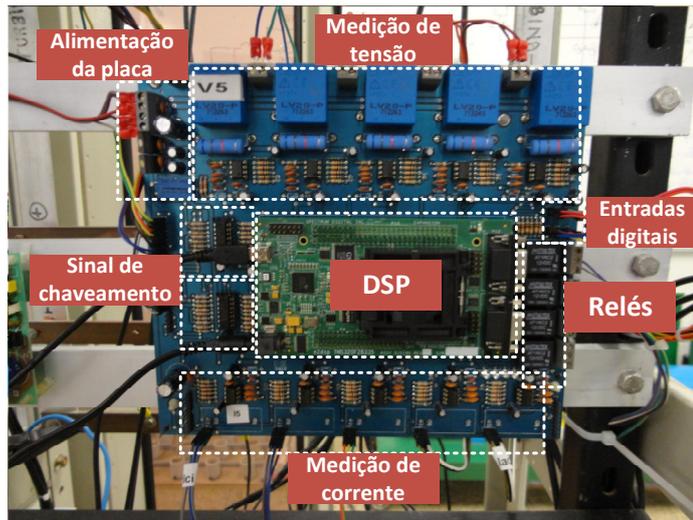


Figura 6-11- Placa de condicionamento e aquisição de sinais.

O sistema de armazenamento foi montado em um contêiner, conforme pode ser visto na Figura 6-12. Os 120 elementos foram conectados em série e apoiados sobre o suporte indicado e fornecido pelo fabricante.



Figura 6-12- Banco de baterias.

Nos testes, um quadro de lâmpadas incandescentes foi utilizado como carga. Este quadro pode ser visto na Figura 6-13.



Figura 6-13- Quadro de lâmpadas incandescentes utilizado como carga.

6.2 Resultados experimentais

Os resultados experimentais foram coletados em três situações: em regime permanente, degrau de carga e entrada de geração. Os resultados em regime permanente foram obtidos para operação com carga e com geração, enquanto que os resultados para degrau de carga e entrada de geração foram obtidos sem e com uso da DID.

Diferentemente dos resultados de simulações, não puderam ser observadas as tensões e correntes no referencial síncrono, que permitem uma avaliação mais precisa do sistema de controle projetado. As variáveis de interesse observadas nesta seção são as variáveis medidas com o auxílio de um osciloscópio: a tensão entre as fases a e b (v_{ab}) no primário do transformador, a corrente de fase a (i_{ai}) no primário do transformador, a tensão do elo CC (v_{DC}) e a corrente do indutor do estágio de conversão CC-CC (i_L).

Assim, os resultados experimentais são utilizados para verificar a capacidade do conversor em manter as tensões do elo CC e no primário do transformador de saída sobre controle, em

situações com fluxo de energia direto e reverso, comparando os transitórios observados na prática com os transitórios observados nas simulações.

6.2.1 Regime permanente

A Figura 6-14 e a Figura 6-15 mostram os resultados obtidos para operação em regime permanente com uma carga de aproximadamente 4300 W conectada à saída do conversor. A Figura 6-14 mostra a tensão v_{ab} e a corrente i_{ai} . A corrente i_{ai} aparece 30° adiantada com relação à tensão v_{ab} . O valor eficaz da tensão aparece corretamente controlado no valor de 221 V com uma distorção harmônica de aproximadamente 1,36%.

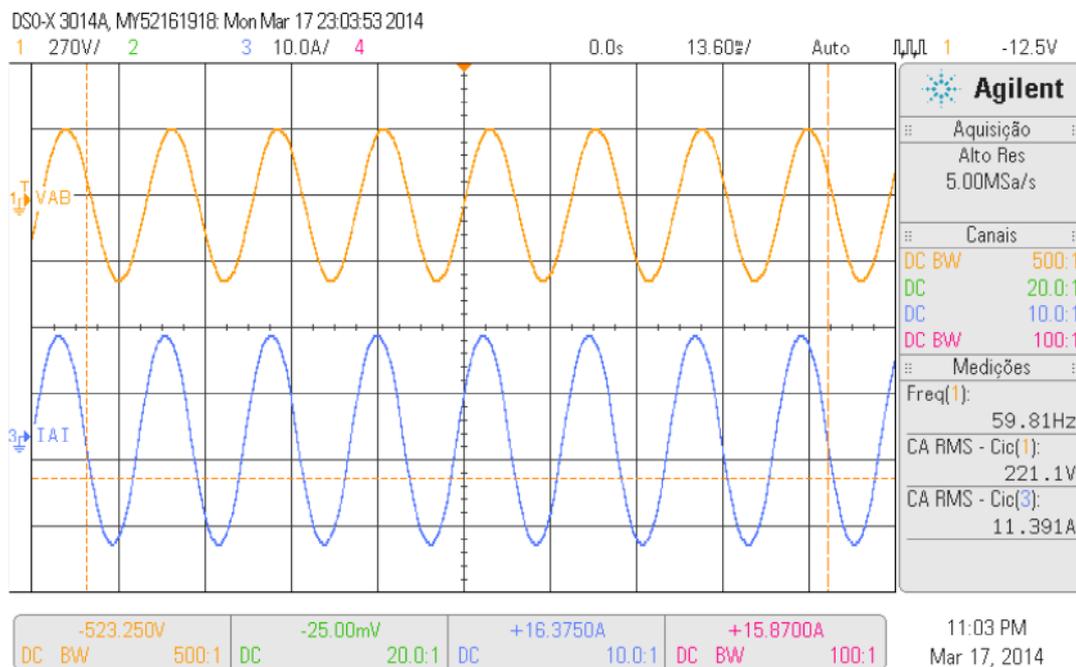


Figura 6-14- Resultados experimentais em regime permanente com carga de 4300 W na saída do conversor para o estágio de conversão CC-CA.

O valor teórico da frequência da tensão gerada pelo conversor é dado por:

$$f = f_o - P \times k_{dia} = 60 - 4300 \times 4 \times 10^{-5} = 59,828Hz \quad (6.4)$$

Que se mostra bastante próximo ao valor de 59,81Hz, medido pelo osciloscópio durante os testes.

A Figura 6-15 mostra a tensão do elo CC (v_{DC}) e a corrente retirada do sistema de armazenamento (i_L), referentes à operação do estágio de conversão CC-CC. A tensão do elo CC apresenta uma ondulação desprezível na resolução utilizada para captura dos dados (menor que 1 V). A corrente extraída do banco de baterias, por sua vez, apresenta um comportamento diferente do obtido nas simulações. A ondulação de alta frequência obtida foi de aproximadamente 10 A, cerca de 33% maior que o projetado. Esse aumento poderia ser explicado por variações no valor da indutância do estágio de conversão CC-CC por efeitos térmicos ou de saturação, ou por má fabricação do indutor.

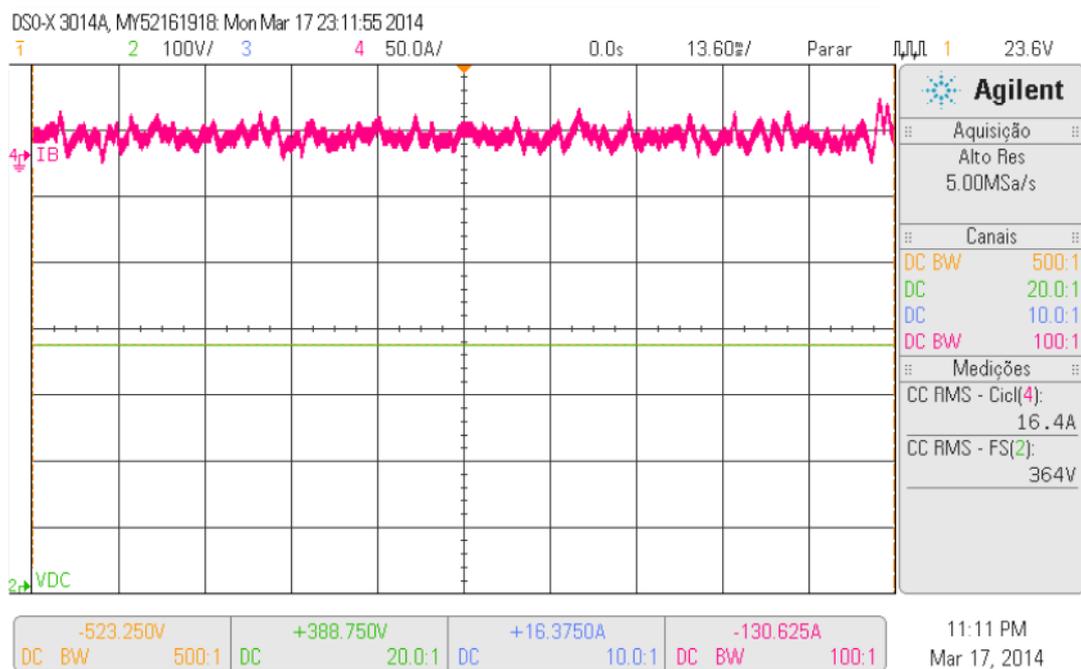


Figura 6-15- Resultados experimentais em regime permanente com carga de 4050kW na saída do conversor para o estágio de conversão CC-CC.

A Figura 6-16 e a Figura 6-17 mostram os resultados obtidos para operação em regime permanente com fluxo de energia reverso (do lado CA para o sistema de armazenamento) com potência de aproximadamente 6300W, para os estágios de conversão CC-CA e CC-CC, respectivamente.

Os resultados são divididos da mesma forma que no caso da operação a regime permanente com carga nominal. Percebe-se que a tensão de linha no primário do transformador

permanece controlada em 221V (eficaz), com uma DHT de 2,53%, mesmo com a injeção de uma corrente com degradado conteúdo harmônico ($\approx 8,4\%$). A frequência da tensão de saída se mostra acima de 60Hz, bastante próxima ao valor aproximado teórico de:

$$f = f_o - P \times k_{dia} = 60 + 6300 \times 4 \times 10^{-5} = 60,25Hz \quad (6.5)$$

A tensão do elo CC permanece controlada em aproximadamente 365V, enquanto que a corrente do indutor CC se mostra com polaridade negativa.

Nas duas situações de regime permanente, a tensão alternada na saída do conversor bidirecional permanece controlada com valores eficaz e de DHT dentro dos limites estabelecidos nas especificações do conversor.

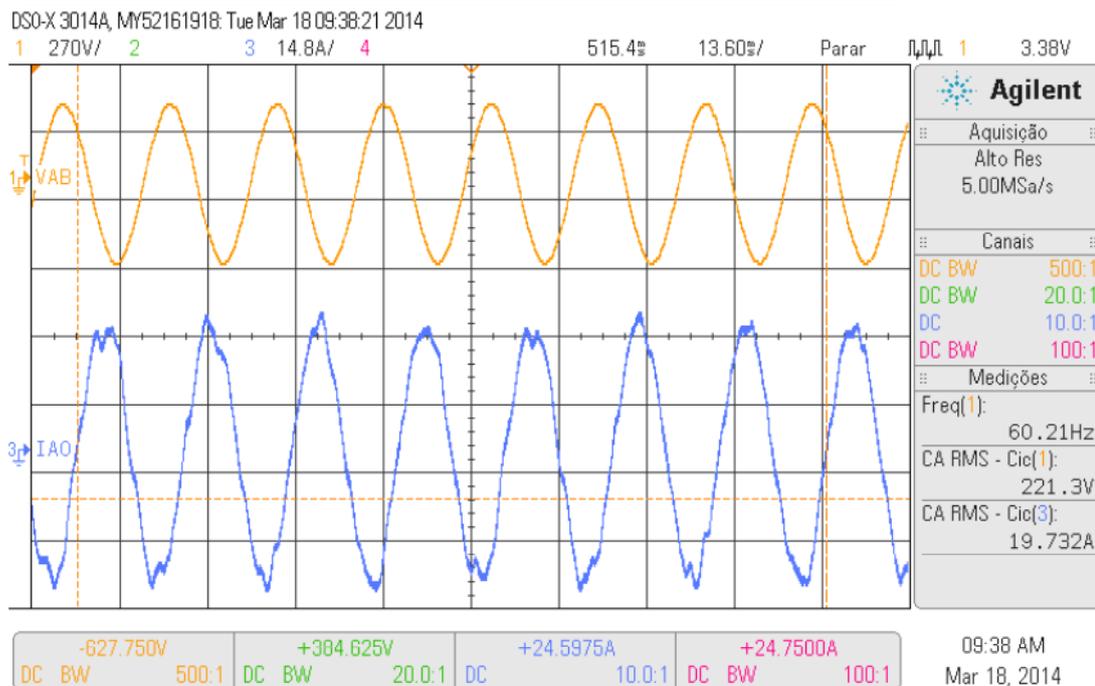


Figura 6-16- Resultados experimentais em regime permanente com geração de 6300 W na saída do conversor para o estágio de conversão CC-CA.

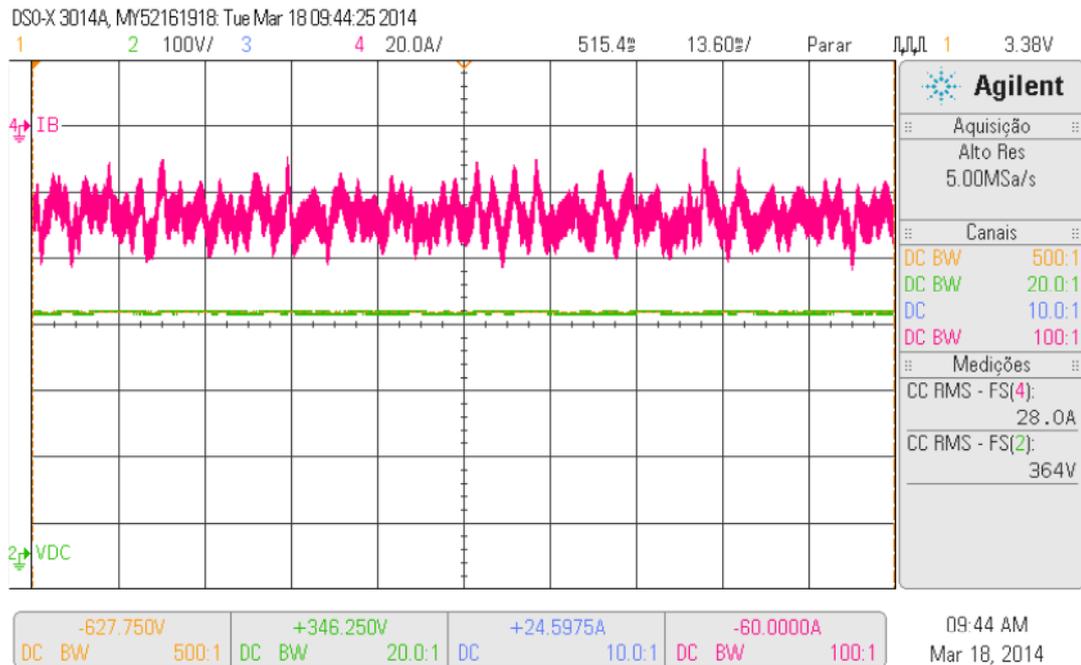


Figura 6-17- Resultados experimentais em regime permanente com carga de 6300 W na saída do conversor para o estágio de conversão CC-CA.

6.2.2 Degrau de carga

A Figura 6-18 mostra o comportamento das variáveis de interesse frente a um degrau de carga de aproximadamente 4300W sem o desacoplamento das perturbações do modelo, enquanto que a Figura 6-19 mostra o comportamento com o desacoplamento das perturbações do modelo. Para melhor analisar a dinâmica do controle de tensão de saída do conversor, foram incluídas linhas pontilhadas indicando os limites de excursão da tensão v_{ab} em regime permanente. Percebe-se que diante de um degrau de carga sem o uso da DID, a tensão v_{ab} volta a atingir regime permanente em aproximadamente 3 ciclos da fundamental. Com o uso da DID, a tensão v_{ab} volta a atingir regime permanente em menos de 1 ciclo da fundamental. Estes resultados se mostram de acordo com os resultados obtidos nas simulações. Em ambas as situações, a tensão no elo CC sofre pouca alteração, apresentando variações inferiores a 2V.

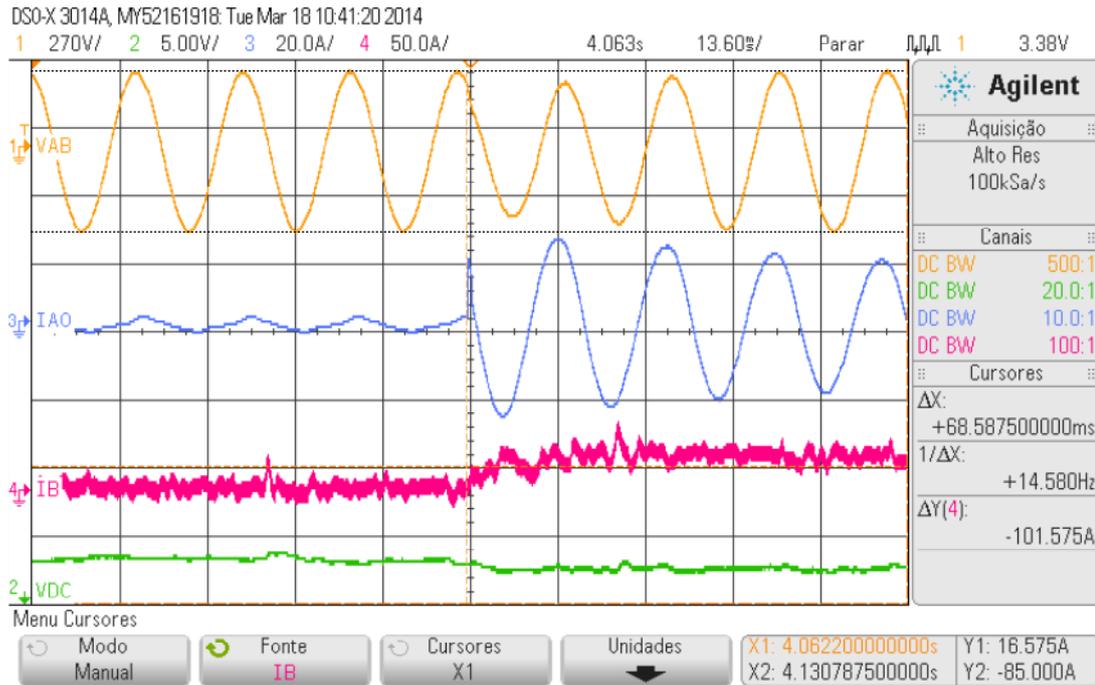


Figura 6-18- Resultados experimentais para um degrau de carga de 4300 W sem DID.

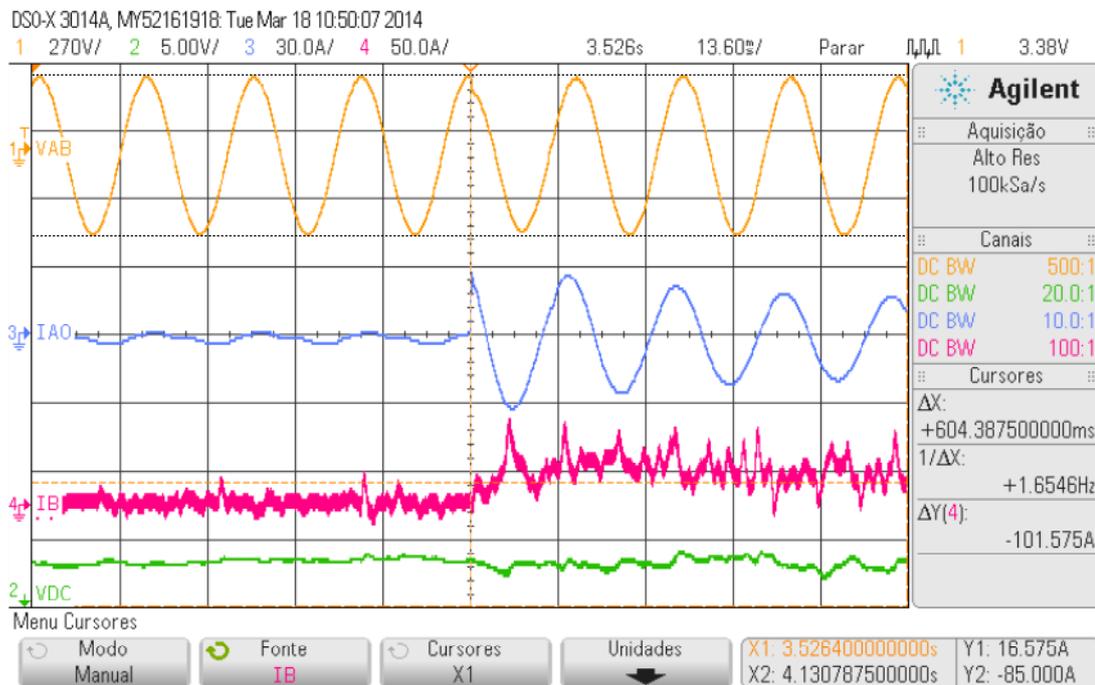


Figura 6-19- Resultados experimentais para um degrau de carga de 4300 W com DID.

6.2.3 Entrada de geração

A Figura 6-20 mostra o comportamento das variáveis de interesse frente a uma entrada de geração de aproximadamente 4500W sem o desacoplamento das perturbações do modelo, enquanto que a Figura 6-21 mostra o comportamento com o desacoplamento das perturbações do modelo. Foram incluídas linhas pontilhadas indicando os limites de excursão da tensão v_{ab} em regime permanente. Percebe-se que após a entrada da geração sem o uso da DID, a tensão v_{ab} volta a atingir regime permanente em aproximadamente 1 ciclo da fundamental. Com o uso da DID, a tensão v_{ab} volta a atingir regime permanente em menos de meio ciclo da fundamental. Assim, os transitórios observados na entrada de geração se mostraram mais suaves que no degrau de carga. Isto se dá pois a entrada de geração ocorre de forma mais lenta, uma vez que há também a dinâmica do conversor alimentador de rede.

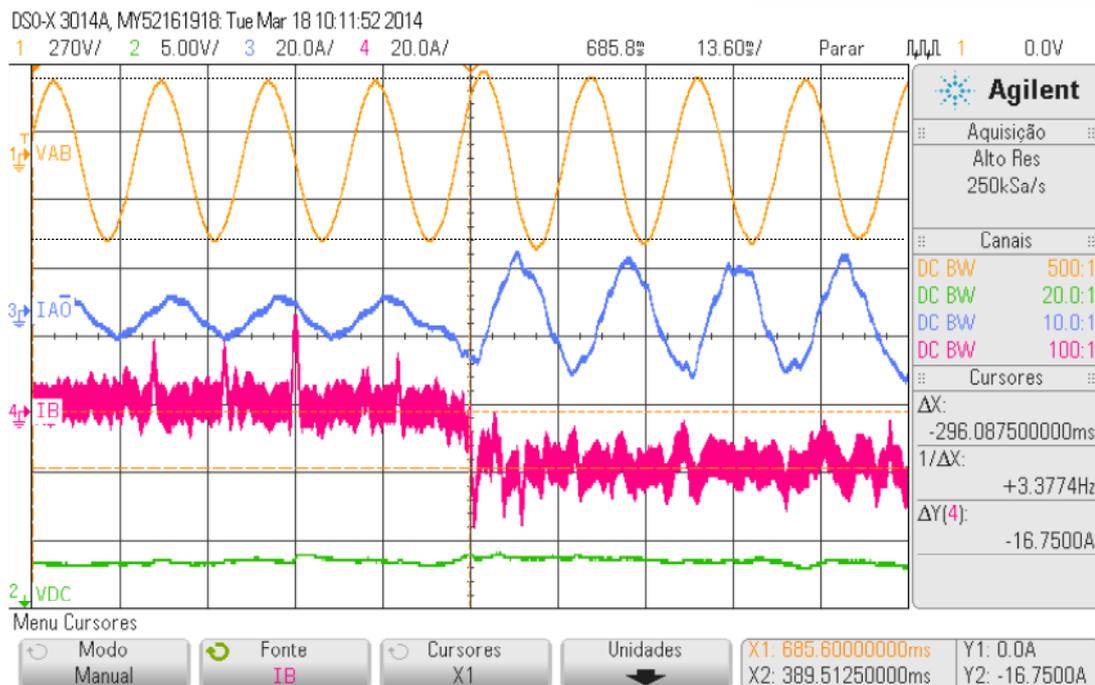


Figura 6-20- Resultados experimentais para um degrau de geração de 4300 W sem DID.

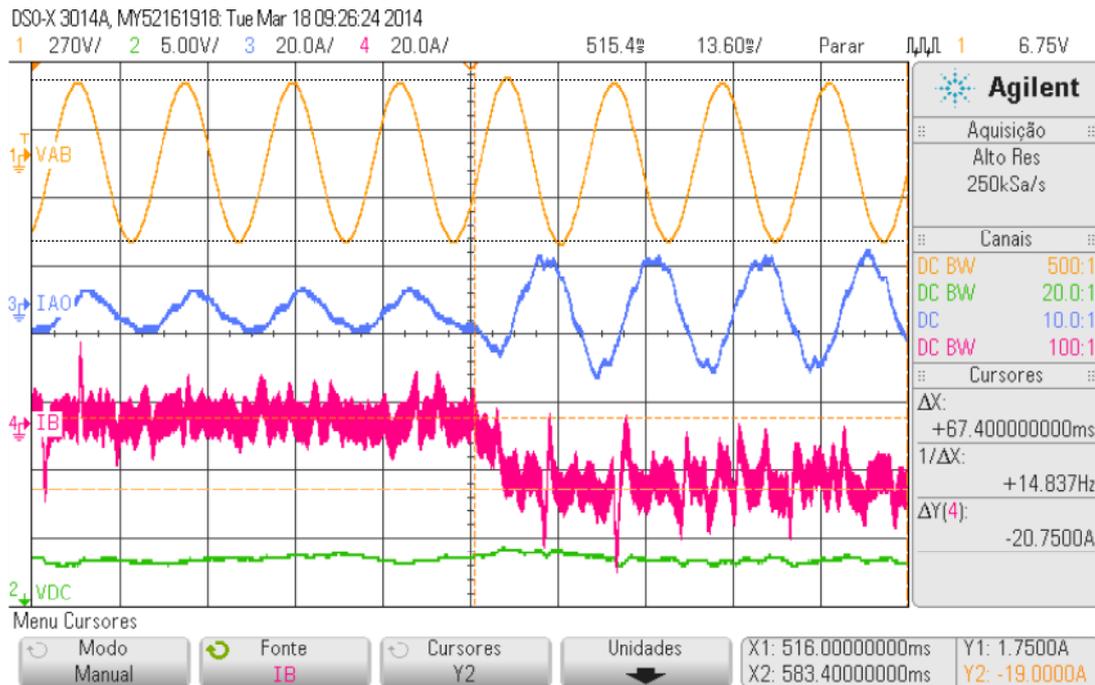


Figura 6-21- Resultados experimentais para um degrau de geração de 4300 W com DID.

6.3 Conclusões

Neste capítulo foi descrita toda a montagem experimental do protótipo e foram mostrados alguns resultados práticos obtidos com este protótipo.

A descrição da montagem experimental detalhou os circuitos de potência e a plataforma digital de controle, salientando o papel do DSP, da placa de condicionamento e aquisição de sinais, dos disjuntores e contadores utilizados para comando do conversor e das proteções de *hardware* e de *software* utilizadas.

Os resultados práticos obtidos, em todas as situações analisadas, que incluem operação em regime permanente (com fluxo de energia direto e reverso) e transitórios de carga e geração, a tensão de saída foi mantida controlada apresentando dinâmica similar à observada nas simulações. A tensão do elo CC também foi mantida controlada, apresentando oscilações desprezíveis. Por fim, a frequência da tensão de saída também foi controlada conforme o esperado, satisfatoriamente variando de acordo com a potência nos terminais do conversor.

Capítulo 7

7 CONCLUSÕES GERAIS

No presente trabalho, foi feita a análise, modelagem, simulação e montagem de um conversor bidirecional de energia, com o intuito de funcionar como interface entre um sistema de armazenamento e uma minirrede isolada. Conforme visto no capítulo 2, os conversores bidirecionais cumprem um papel de suma importância em uma minirrede, frequentemente operando como um CFR, cujo objetivo é controlar a tensão e a frequência da minirrede.

No capítulo 3 foi apresentada uma revisão na literatura sobre conversores bidirecionais de energia que permitiu a escolha da topologia do protótipo. Por se tratar de um trabalho inicial na área de conversores bidirecionais, optou-se por uma topologia de dois estágios isolada em baixa frequência, com operação menos complexa que os conversores CC-CA-CC-CA.

No capítulo 4, que tratou do projeto do conversor bidirecional, os dois estágios de conversão foram tratados separadamente. Foi adotada uma estratégia de controle na qual o estágio de conversão CC-CC é responsável pelo controle da corrente retirada (ou injetada) do sistema de armazenamento e da tensão do elo CC, enquanto que o estágio de conversão CC-CA é responsável pelo controle da corrente do indutor do filtro de saída e da tensão e frequência da minirrede. Os modelos lineares dos estágios de conversão foram obtidos sob a condição de que as perturbações do modelo fossem perfeitamente desacopladas.

No capítulo 5 foi mostrado, através de simulações, que a estratégia de controle adotada se mostrou válida. Analisados separadamente, os estágios de conversão foram capazes de operar como o projetado. No caso do estágio CC-CC, foi verificado que o controlador projetado para um ponto de operação específico (sistema de armazenamento com tensão nominal) se manteve estável em toda a faixa de variação da tensão do sistema de armazenamento, com dinâmica semelhante. O desempenho do sistema com e sem os desacoplamentos de perturbações foi analisado, onde foi demonstrado que o desacoplamento de perturbações se mostrou essencial para o correto comportamento dos estágios de conversão. Quando analisados de forma

conjunta, foi visto que as dinâmicas dos estágios de conversão interagiram sem grandes consequências para a operação do conversor como um todo. Desta forma, a suposição de que os estágios de conversão poderiam ser projetados de forma separada se mostrou, nas simulações realizadas, válida.

No capítulo 6, que tratou da descrição da montagem experimental e dos resultados dos testes de bancada, o protótipo foi testado em situações de operação em regime permanente (com fluxo de energia direto e reverso) e transitórios de carga e geração. Foi mostrado que a tensão de saída, assim como a tensão do elo CC foram mantidas controladas apresentando dinâmica similar à observada nas simulações. A frequência da tensão de saída também foi variada de acordo com a potência nos terminais do conversor. Também foi possível verificar a importância dos desacoplamentos de estados e perturbações projetados.

Este trabalho, portanto, resultou em um protótipo funcional, capaz de gerenciar o fluxo de potência em uma minirrede isolada, mantendo a tensão e a frequência da minirrede controladas, conforme o planejado.

Por fim, o autor gostaria de externar que a realização deste trabalho permitiu a aquisição de conhecimentos preciosos nas áreas de eletrônica de potência e de minirredes, além de ter sido uma grande oportunidade de crescimento pessoal e profissional.

7.1 Propostas de continuidade

Ao longo deste trabalho foram identificadas diversas possibilidades para posteriores trabalhos envolvendo o protótipo montado e a área de pesquisa na qual ele se encontra inserido.

O protótipo montado, apesar de funcional, ainda não pode ser testado com potência nominal, por limitações do sistema de armazenamento. Adicionalmente, os testes foram realizados apenas com cargas lineares e balanceadas. É de se esperar que a alimentação de cargas não-lineares e/ou desbalanceadas traga maiores desafios para o sistema de controle, possivelmente demandando novos estudos e adequações nas estruturas dos controladores.

No presente estágio, o protótipo montado é capaz de operar somente em uma minirrede isolada. Conforme visto no capítulo 2, o conceito de minirredes prevê diversas possibilidades

de interação de uma minirrede com a rede principal, que incluem a operação em paralelo com a rede e as transições entre o modo conectado à rede e o modo isolado.

Desta forma, podem ser destacados como tópicos de trabalhos futuros:

- Teste do conversor com carga nominal.
- Estudo de técnicas de controle adequadas para a operação com cargas não-lineares e/ou desbalanceadas.
- Evolução no controle do conversor para interação com a rede principal.
- Estudo de operação do conversor em paralelo com outros conversores formadores de rede.

Referências Bibliográficas

8 BIBLIOGRAFIA

- [1] L. A. de S.Ribeiro, O. R. Saavedra, J. G. de Matos, G. Bonan, and A. S. Martins, "Small renewable hybrid systems for stand alone applications," in *Power Electronics and Machines in Wind Applications, 2009. PEMWA 2009. IEEE*, 2009, pp. 1-7.
- [2] J. G. d. Matos, "Controle de Potência em Microrredes CA Isoladas com Aerogeradores e Bancos de Baterias Distribuídos," Pós-Graduação em Engenharia de Eletricidade, Universidade Federal do Maranhão - UFMA, São Luis, Maranhão, 2014.
- [3] *International Energy Association*
- *Renewables*. Available: <http://www.iea.org/topics/renewables/>
- [4] K. L. Zambon, A. A. d. F. M. Carneiro, A. N. R. d. Silva, and J. C. Negri, "Análise de decisão multicritério na localização de usinas termoeletricas utilizando SIG," *Pesquisa Operacional*, vol. 25, pp. 183-199, 2005.
- [5] I. A. Brasil. (2009, 30 de Setembro). *Política Tarifária, Regulação e Seus Impactos*. Available:
http://www.acendebrasil.com.br/media/eventos/20090812_EnergySummit_AcendeBrasil_rev1.pdf
- [6] M. W. Davis, "Distributed resource electric power systems offer significant advantages over central station generation and T&D power systems. I," in *Power Engineering Society Summer Meeting, 2002 IEEE*, 2002, pp. 54-61 vol.1.
- [7] M. W. Davis, "Distributed resource electric power systems offer significant advantages over central station generation and T & D power systems. II," in *Power Engineering Society Summer Meeting, 2002 IEEE*, 2002, pp. 62-69 vol.1.
- [8] F. A. Farret and G. Simões, *Integration of Alternative Sources of Energy*. Wiley, 2006.
- [9] R. Lawrence and S. Middlekauff, "The new guy on the block," *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 11, pp. 54-59, 2005.
- [10] C. Po-Chen, R. Salcedo, Z. Qingcheng, F. de Leon, D. Czarkowski, J. Zhong-Ping, *et al.*, "Analysis of Voltage Profile Problems Due to the Penetration of Distributed Generation in Low-Voltage Secondary Distribution Networks," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 2020-2028, 2012.

- [11] "IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems," *IEEE Std 1547-2003*, pp. 0_1-16, 2003.
- [12] B. Lasseter, "Microgrids [distributed power generation]," in *Power Engineering Society Winter Meeting, 2001. IEEE*, 2001, pp. 146-149 vol.1.
- [13] R. Lasseter, A. Akhil, C. Marnay, J. Stevens, J. Dagle, R. Guttromson, *et al.*, "The CERTS MicroGrid Concept - White Paper on Integration of Distributed Energy Resources," Consortium for Electric Reliability Technology Solutions 2002.
- [14] G. Venkataramanan and M. Illindala, "Microgrids and sensitive loads," in *Power Engineering Society Winter Meeting, 2002. IEEE*, 2002, pp. 315-322 vol.1.
- [15] R. H. Lasseter and P. Paigi, "Microgrid: a conceptual solution," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, pp. 4285-4290 Vol.6.
- [16] M. Barnes, J. Kondoh, H. Asano, J. Oyarzabal, G. Ventakaramanan, R. Lasseter, *et al.*, "Real-World MicroGrids-An Overview," in *System of Systems Engineering, 2007. SoSE '07. IEEE International Conference on*, 2007, pp. 1-8.
- [17] H. Jiayi, J. Chuanwen, and X. Rong, "A review on distributed energy resources and MicroGrid," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 12, pp. 2472-2483, 12// 2008.
- [18] B. Kroposki, R. Lasseter, T. Ise, S. Morozumi, S. Papatlianassiou, and N. Hatziargyriou, "Making microgrids work," *Power and Energy Magazine, IEEE*, vol. 6, pp. 40-53, 2008.
- [19] D. Ming, Z. Yingyuan, and M. Meiqin, "Key technologies for microgrids-a review," in *Sustainable Power Generation and Supply, 2009. SUPERGEN '09. International Conference on*, 2009, pp. 1-5.
- [20] T. E. Del Carpio Huayllas, D. S. Ramos, and R. L. Vasquez-Arnez, "Microgrid systems: Current status and challenges," in *Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America (T&D-LA), 2010 IEEE/PES*, 2010, pp. 7-12.
- [21] J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, J. Miret, M. Castilla, V. de, x00F, *et al.*, "Hierarchical Control of Intelligent Microgrids," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 4, pp. 23-29, 2010.
- [22] S. N. Bhaskara and B. H. Chowdhury, "Microgrids - A review of modeling, control, protection, simulation and future potential," in *Power and Energy Society General Meeting, 2012 IEEE*, 2012, pp. 1-7.
- [23] S. Bala and G. Venkataramanan, "Autonomous power electronic interfaces between microgrids," in *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, 2009, pp. 3006-3013.

- [24] A. D. Paquette and D. M. Divan, "Design considerations for microgrids with energy storage," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, 2012, pp. 1966-1973.
- [25] A. Etxeberria, I. Vechiu, H. Camblong, and J. M. Vinassa, "Hybrid Energy Storage Systems for renewable Energy Sources Integration in microgrids: A review," in *IPEC, 2010 Conference Proceedings*, 2010, pp. 532-537.
- [26] P. F. Ribeiro, B. K. Johnson, M. L. Crow, A. Arsoy, and Y. Liu, "Energy storage systems for advanced power applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, pp. 1744-1756, 2001.
- [27] S. M. J.-F. Christin, "Comparing Data Center Batteries, Flywheels and Ultracapacitors," ed: Schneider Electric, 2011, pp. 1-16.
- [28] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*: Springer, 2001.
- [29] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*: John Wiley & Sons, 2003.
- [30] F. Blaabjerg, C. Zhe, and S. B. Kjaer, "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 1184-1194, 2004.
- [31] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, R. C. P. Guisado, M. A. M. Prats, *et al.*, "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 1002-1016, 2006.
- [32] M. Jamil, B. Hussain, M. Abu-Sara, R. J. Boltryk, and S. M. Sharkh, "Microgrid power electronic converters: State of the art and future challenges," in *Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2009 Proceedings of the 44th International*, 2009, pp. 1-5.
- [33] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodriguez, "Control of Power Converters in AC Microgrids," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 4734-4749, 2012.
- [34] "IEEE Guide for Design, Operation, and Integration of Distributed Resource Island Systems with Electric Power Systems," *IEEE Std 1547.4-2011*, pp. 1-54, 2011.
- [35] P. Piagi and R. H. Lasseter, "Autonomous control of microgrids," in *Power Engineering Society General Meeting, 2006. IEEE*, 2006, p. 8 pp.
- [36] J. M. Guerrero, M. Chandorkar, T. Lee, and P. C. Loh, "Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrids - Part I: Decentralized and Hierarchical Control," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 1254-1262, 2013.

- [37] *Power System Stability And Control*: McGraw-Hill Education (India) Pvt Limited, 1994.
- [38] R. M. d. S. Filho, "Contribuição Ao Controle Digital do Paralelismo Sem Comunicação de Sistemas de Energia Ininterrupta," Doutorado, Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG, 2009.
- [39] W. Jiang, Z.-y. He, and Z.-q. Bo, "The Overview of Research on Microgrid Protection Development," in *Intelligent System Design and Engineering Application (ISDEA), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 692-697.
- [40] "IEEE Standard Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems," *IEEE Std 1547.1-2005*, pp. 1-62, 2005.
- [41] "IEEE Application Guide for IEEE Std 1547, IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems," *IEEE Std 1547.2-2008*, pp. 1-207, 2009.
- [42] "IEEE Recommended Practice for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems Distribution Secondary Networks," *IEEE Std 1547.6-2011*, pp. 1-38, 2011.
- [43] ANEEL, "Resolução Normativa No 482/2012," ed: Agencia Nacional de Energia Elétrica, 2012, pp. 1-6.
- [44] F. Caricchi, F. Crescimbin, F. Giulii Capponi, and L. Solero, "Study of bi-directional buck-boost converter topologies for application in electrical vehicle motor drives," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual*, 1998, pp. 287-293 vol.1.
- [45] M. K. Kazimierczuk, D. Q. Vuong, B. T. Nguyen, and J. A. Weimer, "Topologies of bidirectional PWM dc-dc power converters," in *Aerospace and Electronics Conference, 1993. NAECON 1993., Proceedings of the IEEE 1993 National*, 1993, pp. 435-441 vol.1.
- [46] F. Caricchi, F. Crescimbin, G. Noia, and D. Pirolo, "Experimental study of a bidirectional DC-DC converter for the DC link voltage control and the regenerative braking in PM motor drives devoted to electrical vehicles," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual*, 1994, pp. 381-386 vol.1.
- [47] N. Wong and M. Kazerani, "A review of bidirectional on-board charger topologies for plugin vehicles," in *Electrical & Computer Engineering (CCECE), 2012 25th IEEE Canadian Conference on*, 2012, pp. 1-6.

- [48] K. In-Dong, L. Young-Ho, M. Byoung-Ho, N. Eui-Cheol, and A. Jin-Woo, "Design of bidirectional PWM Sepic/Zeta DC-DC converter," in *Power Electronics, 2007. ICPE '07. 7th International Conference on*, 2007, pp. 614-619.
- [49] R. M. Schupbach and J. C. Balda, "Comparing DC-DC converters for power management in hybrid electric vehicles," in *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International*, 2003, pp. 1369-1374 vol.3.
- [50] D. Yu, Z. Xiaohu, B. Sanzhong, S. Lukic, and A. Huang, "Review of non-isolated bi-directional DC-DC converters for plug-in hybrid electric vehicle charge station application at municipal parking decks," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010, pp. 1145-1151.
- [51] D. C. Martins and I. Barbi, *Eletrônica de potência : Introdução ao estudo dos conversores CC-CA*, 2 ed.: Ed. dos autores, 2008.
- [52] M. William, "Power converter circuits having a high frequency link," ed: Google Patents, 1970.
- [53] K. Harada, H. Sakamoto, and M. Shoyama, "Phase-controlled DC-AC converter with high-frequency switching," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 3, pp. 406-411, 1988.
- [54] D. Yu, S. Lukic, B. Jacobson, and A. Huang, "Review of high power isolated bi-directional DC-DC converters for PHEV/EV DC charging infrastructure," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, 2011, pp. 553-560.
- [55] A. S. Babokany, M. Jabbari, G. Shahgholian, and M. Mahdavian, "A review of bidirectional dual active bridge converter," in *Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2012 9th International Conference on*, 2012, pp. 1-4.
- [56] X. Yaosuo, C. Liuchen, K. Sren Baekhj, J. Bordonau, and T. Shimizu, "Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 1305-1314, 2004.
- [57] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Family of multiport bidirectional DC-DC converters," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 153, pp. 451-458, 2006.
- [58] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*: Wiley, 2008.
- [59] B. Wu, *High-Power Converters and AC Drives*: Wiley, 2006.
- [60] F. L. Luo and H. Ye, *Advanced DC/AC Inverters: Applications in Renewable Energy*: Taylor & Francis, 2013.
- [61] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*: John Wiley & Sons, 2003.

- [62] D. G. Holmes, "The general relationship between regular-sampled pulse-width-modulation and space vector modulation for hard switched converters," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1992., Conference Record of the 1992 IEEE*, 1992, pp. 1002-1009 vol.1.
- [63] D. G. Holmes, "The significance of zero space vector placement for carrier-based PWM schemes," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 32, pp. 1122-1129, 1996.
- [64] A. N. d. E. Elétrica, "Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST," in *Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica*, ed, 2009.
- [65] "IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications," *IEEE Std 446-1995 [The Orange Book]*, pp. 1-320, 1996.
- [66] S. Bacha, I. Munteanu, and A. Bratcu, "Variable-Structure Control of Power Electronic Converters," in *Power Electronic Converters Modeling and Control*, ed: Springer London, 2014, pp. 393-441.
- [67] E. de C Gomes, L. A. de S Ribeiro, J. V. M. Caracas, S. Y. C. Catunda, and R. D. Lorenz, "State space decoupling approach for feedback controller design of switching converters," in *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, 2010, pp. 2410-2416.
- [68] K. J. Aström and B. Wittenmark, *Computer-Controlled Systems: Theory and Design, Third Edition*: Dover Publications, Incorporated, 2011.
- [69] R. G. Jacquot, *Modern Digital Control Sys 2e*: Marcel Dekker, 1995.
- [70] G. F. Franklin, J. D. Powell, and M. L. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*: Addison-Wesley Longman, Incorporated, 1998.
- [71] C. Basso, *Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supplies: A Tutorial Guide*: Artech House, 2012.
- [72] T. Instruments, "Folha de dados do microcontrolador TMS320F28335," ed, 2008.
- [73] LEM, "Folha de dados do transdutor de corrente LA-100-P," ed, 2010.
- [74] LEM, "Folha de dados do transdutor de tensão LV-25-P," 2012.