Universidade Federal de Minas Gerais
Escola de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Estudo e Desenvolvimento de um Conversor Formador de Rede Multiterminal

Renata Cristina da Silva

Área de Concentração: Engenharia de Potência
Linha de Pesquisa: Eletrônica de Potência

Orientador: Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Júnior
Coorientador: Prof. Dr. Clodualdo Venicio de Sousa

Belo Horizonte, MG
Julho de 2020

Universidade Federal de Minas Gerais
Escola de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Estudo e Desenvolvimento de um Conversor Formador de Rede Multiterminal

Renata Cristina da Silva

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

Orientador: Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Júnior
Coorientador: Prof. Dr. Clodualdo Venicio de Sousa

Belo Horizonte, MG
Julho de 2020

Silva, Renata Cristina da.
S586e Estudo e desenvolvimento de um conversor formador de rede multiterminal [recurso eletrônico] / Renata Cristina da Silva. - 2020.
1 recurso online (xiv, 141 f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Seleme Isaac Seleme Júnior.
Coorientador: Clodualdo Venicio de Sousa.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Apêndices: f.126-141.

Bibliografia: f. 118-125.
Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Conversores - Teses. 3. Energia - Armazenamento - Teses. 4. Energia solar - Teses. I. Seleme Júnior, Seleme Isaac. II. Sousa, Clodualdo Vinício de. III. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. IV. Título.

CDU: 621.3(043)

Ficha catalográfica: Biblioteca Profº Mário Werneck, Escola de Engenharia da UFMG

"Estudo e Desenvolvimento de Um Conversor Formador de Rede Multiterminal"

Renata Cristina da Silva

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 17 de julho de 2020.

Por:

Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Júnior
DELT (UFMG) - Orientador

Prof. Dr. Clodualdo Venício de Sousa
Engenharia Elétrica (UNIFEI - Itabira) - Coorientador

Prof. Dr. Danilo Iglesias Brandão
DEE (UFMG)

Prof. Dr. Thiago Ribeiro de Oliveira
DELT (UFMG)

Agradecimentos

A conclusão deste mestrado é mais uma marco importante na minha vida e assim sendo gostaria de agradecer as pessoas que contribuíram para a concretização deste trabalho.

Primeiramente, agradeço a Deus por me dar sabedoria, paciência e perseverança durante este caminho e que em momentos de incerteza pude sentir Sua mão a me guiar.

A minha família por todo o seu imenso apoio durante esta jornada. Aos meus sobrinhos pelas distrações que foram bem vindas em todos os momentos.

Ao meu noivo Rafael pelo carinho, companheirismo, cumplicidade e paciência durante este período de estudos e ausências.

Ao meu orientador Seleme e co-orientador Clodualdo agradeço pela disposição, orientação e por compartilhar um pouco do seus conhecimentos. Agradeço pela confiança depositada em mim.

Aos técnicos, discentes e docentes do Laboratório de Geração da UNIFEI-Itabira, cuja a lista é muito grande e para não correr o risco de não deixar ninguém de fora, agradeço a cada um que alguma forma contribui para o desenvolvimento da bancada. Acredite, que por menor que tenha sido sua contribuição, para mim toda ajuda foi sempre bem vinda e com certeza contribuiu para melhorar o resultado final.

Aos meus colegas de trabalho da UFOP - João Monlevade agradeço pela companhia e companheirismo.

A UFMG, UFOP e UNIFEI agradeço por todo apoio, estrutura e oportunidade providas para o desenvolvimento deste trabalho.

Finalizando, agradeço a todos os amigos que contribuíram de modo direto ou indireto para a conclusão de mais esta etapa, que foi trabalhosa mas que tenho certeza só teve sucesso porque tive a ajuda de todos vocês.

"O otimista é um tolo. O pessimista, um chato. Bom mesmo é ser um realista esperançoso."

Ariano Suassuna

Resumo

Os geradores distribuídos são conectados ao sistema de distribuição e fornecem energia às cargas conectadas a ele e à rede principal em caso de excesso de geração. A partir daí também surgiram as microrredes que são sistemas formados pela GD, cargas e armazenamento de energia que operaram conectados e ilhados. Quando uma microrrede possui conexão à rede principal se diz que ela opera em modo conectado à rede e se operar sem conexão à rede principal classifica-se como operação ilhada. Para funcionamento ilhado, é necessário que a microrrede possua um conversor formador de rede para estabelecer a tensão e frequência no ponto de acoplamento comum (PAC), que em caso de operação conectada é feito pela rede principal. O propósito deste trabalho é o estudo, desenvolvimento e construção de um conversor formador de rede multiterminal trifásico de 5.1 kW para uso em uma microrrede. Os conversores CC/CC conectados ao conversor formador de rede são utilizados para gerenciar a transferência da potência ativa do arranjo fotovoltaico (PV) e sistema de armazenamento de energia formado por um banco de baterias. O sistema é projetado para funcionar em modo conectado fornecendo energia a rede ou efetuando a carga das baterias e em modo ilhado executando a função de formador de rede, ou seja, estabelecendo a frequência e tensão no PAC. Para o conversor são implementadas malhas de controle de corrente e tensão no referencial síncrono para controle da potência ativa injetada na rede em modo de operação conectado. Em modo de operação ilhado são implementadas malhas de controle da amplitude e frequência da tensão estabelecida no PAC. O PV e a bateria fornecem a potência ativa necessária para alimentar as cargas no modo de funcionamento ilhado. Adicionalmente, para este modo de funcionamento é implementada a sinalização por tensão do barramento CC (DBS) no qual os conversores CC/CC mudam seu modo de operação de acordo com o nível de tensão do barramento. Este trabalho apresenta os elementos do conversor, sua modelagem matemática e o projeto dos controles utilizados. A análise dos projetos é realizada por meio de simulação e posteriormente a validação prática do sistema onde é examinado o desempenho nos diversos modos de funcionamento. Todo o processamento e algoritmos de controle são implementados em uma FPGA, modelo sbRIO 9606, da National Instruments e controlados por supervisório feito em LabVIEW.

Palavras-Chaves: Geração distribuída, conversor formador de rede, microrredes, energia solar, armazenamento de energia.

Abstract

Distributed generators are connected to the distribution system and supply power to the loads connected to it and the main grid in case of surplus power. Therefore, microgrids were conceived, which have GD, loads, and energy storage and operates connected the grid and in island mode. When a microgrid is connected to the main grid, it is said to operate in grid-connected mode and if the microgrid operates without any connection to the main grid, it is classified as islanded operation. For islanded operation, it is necessary to have a grid-forming converter to establish the voltage and frequency at the point of common coupling (PCC), which in case of grid-connected mode was done by the main grid. The purpose of this work is the study, development, and construction of a low voltage grid-forming converter to be used in a microgrid and that has 5.1kW of rated power. DC/DC converters connected to the grid-forming converter are used to manage the active power transfer from the photovoltaic array (PV) and energy storage system made of batteries. The system is designed to work in grid-connected mode supplying power to the microgrid or charging the batteries and in islanded mode performing the function of grid-forming, that is, establishing the voltage and frequency at the PCC. For the converter, current and voltage control loops are implemented for the control of the active and reactive power injected to the grid in grid-connected mode and control of the voltage's amplitude and the frequency at the PCC in islanded mode. The PV and batteries produce the active power necessary to supply the load in islanded mode. Additionally, for this working mode DC bus signaling (DBS) is implemented where DC/DC converters change their operation mode accordingly to the voltage level at the DC bus. This work presents the elements of the converter and its mathematical modeling and the design of the control strategy used. Analysis of the project is carried out by simulation and practical implementation of the system, where the performance in the various operating modes is examined. Processing and control algorithms are implemented in FPGA, model sbRIO9606, from National Instruments and controlled by supervisory designed with LabVIEW.

Keywords: Distributed generation, grid-forming converter, MPPT, photovoltaic energy, energy storage system.

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Geração distribuída por tipo de fonte de energia 3
Figura 1.2 – Potencial de geração solar fotovoltaica 5
Figura 1.3 – Resumo dos benefícios proporcionados pelo SAE ao sistema elétrico . . 7
Figura 1.4 – Diagrama da microrrede do Laboratório de Conversação e Geração de Energia da Universidade Federal de Itajubá da UNIFEI/campus Itabira 9
Figura 1.5 – Diagrama do conversor formador de rede 11
Figura 2.1 – Arquitetura de uma MR CA 17
Figura 2.2 – Arquitetura de uma MR CC 18
Figura 2.3 – Arquitetura de uma MR híbrida 19
Figura 2.4 – Diagrama do controle de um formador de rede 25
Figura 2.5 – Diagrama do controle de um formador de rede 26
Figura 3.1 – Diagrama esquemático da bancada experimental 30
Figura 3.2 – Vista frontal da bancada construída no laboratório de geração 31
Figura 3.3 – Equipamentos utilizados nos teste experimentais 32
Figura 3.4 – Parte de potência da bancada experimental 33
Figura 3.5 – Detalhe do filtro LCL 33
Figura 3.6 – Vista frontal da bancada construída no laboratório de geração 34
Figura 3.7 – Esquemático de conexão do canal de entrada analógica simultânea . . . 34
Figura 3.8 – Esquemático de conexão do canal de entrada digital tipo *sourcing* . . . 35
Figura 3.9 – Esquemático da saída digital em meia-ponte 35
Figura 3.10–Esquemático da saída digital tipo *sinking* 36
Figura 3.11–Esquemático das saídas digitais de controle de relé 37
Figura 3.12–Sistema Supervisório em LabVIEW 38
Figura 3.13–Diagrama elétrico do conversor formador de rede 39
Figura 3.14–Diagrama do filtro LCL 41
Figura 3.15–Diagrama de bode do filtro LCL com resistor de amortecimento 42
Figura 3.16–Diagrama de blocos da SRF-PLL 43
Figura 3.17–Representação do referencial estacionário e síncrono 44
Figura 3.18–Diagrama do conversor CC 45
Figura 4.1 – Esquemático do conversor formador de rede trifásico conectado à rede . 49
Figura 4.2 – Diagrama esquemático do controle do barramento CC 52
Figura 4.3 – Diagrama do conversor *boost* 55
Figura 4.4 – Diagrama do conversor *buck* 57
Figura 4.5 – Diagrama do conversor bidirecional 58
Figura 4.6 – Forma de onda do funcionamento do conversor bidirecional 58

Figura 4.7 – Diagrama de blocos do controle em malha fechada da corrente do inversor com realimentação *feedforward* 59
Figura 4.8 – Curva da resposta em frequência da malha fechada para o controle da corrente 61
Figura 4.9 – Resposta da corrente i_d ao degrau 61
Figura 4.10–Resposta da corrente i_d ao degrau 62
Figura 4.11–Diagrama de blocos do controle de tensão do barramento CC 62
Figura 4.12–Diagrama de bode da malha aberta do controle de tensão Vdc 64
Figura 4.13–Curva da resposta em frequência da malha fechada do controle da tensão Vdc 64
Figura 4.14–Resposta da malha de tensão V_{dc} ao degrau 65
Figura 4.15–Diagrama de blocos do controle da tensão CA 65
Figura 4.16–Diagrama de bode para a malha aberta de tensão Vca 67
Figura 4.17–Resposta da malha de tensão V_{ac} ao degrau 67
Figura 4.18–Curva droop para sinalização do barramento 69
Figura 4.19–Malha de controle em cascata da tensão do *boost* 70
Figura 4.20–Diagrama de blocos do *boost* para PV 70
Figura 4.21–Diagrama de bode para a malha aberta de corrente 72
Figura 4.22–Diagrama de bode da malha fechada de corrente 72
Figura 4.23–Resposta ao degrau para a malha fechada do controlador da corrente do *boost* 73
Figura 4.24–Diagrama de Bode da malha aberta de controle da tensão 74
Figura 4.25–Resposta ao degrau para a malha fechada do controlador da tensão do *boost* 74
Figura 4.26–Diagrama de bode para a malha aberta de corrente do *buck* 76
Figura 4.27–Resposta ao degrau para a malha fechada do controlador da corrente do *buck* 76
Figura 4.28–Resposta ao degrau para a malha fechada do controlador da corrente do *buck* 77
Figura 5.1 – Tensão Vdc, corrente na bateria, tensão V_{dq} e corrente I_{dq} 80
Figura 5.2 – Tensão e corrente no PAC 81
Figura 5.3 – Detalhe da tensão e corrente no PAC 82
Figura 5.4 – Tensão Vdc, corrente na bateria, corrente PV e corrente Idq 83
Figura 5.5 – Tensão Vdc, corrente na bateria, corrente PV e corrente Idq 85
Figura 5.6 – Tensão no PAC e corrente de saída do conversor 86
Figura 5.7 – Análise harmônica da tensão no PAC 86
Figura 5.8 – Medição da tensão barramento CC e corrente da bateria e do PV . . . 87
Figura 5.9 – Tensão e corrente no PAC 88
Figura 5.10–Tensão Vdc, corrente na bateria, tensão V_{dq} e corrente I_{dq} 89

Figura 5.11–Tensão trifásica no PAC e corrente na saída do conversor 90
Figura 5.12–Faixas de operação dos conversores CC-CC para o ensaio experimental 91
Figura 5.13–Medição da tensão do barramento CC, da tensão do PAC e corrente do conversor transformadas para o eixo dq 93
Figura 5.14–Medição da tensão do barramento CC, da tensão do PAC e corrente do conversor transformadas para o eixo dq 94
Figura 5.15–Medição da tensão no barramento CC e das correntes trifásicas da rede 95
Figura 5.16–Medição da tensão no barramento CC, das correntes do indutor, da tensão do PAC e corrente do conversor transformadas para o eixo dq . 96
Figura 5.17–Medição da tensão no barramento CC e das correntes trifásicas da rede 97
Figura 5.18–Medição da tensão no barramento CC, das correntes do indutor, da tensão do PAC e corrente do conversor transformadas para o eixo dq . 98
Figura 5.19–Curva PxV do painel solar no teste experimental 99
Figura 5.20–Medição da tensão no barramento CC e da corrente trifásica da rede . 100
Figura 5.21–Análise harmônica da corrente injetada na rede 100
Figura 5.22–Medição da tensão do barramento CC, da tensão da bateria, corrente na bateria e PV 101
Figura 5.23–Medição da tensão barramento CC, das correntes da bateria e PV, da tensão do PAC e corrente do conversor transformadas para o eixo dq . 103
Figura 5.24–Medição da tensão barramento CC, das correntes da bateria e PV, da tensão do PAC e corrente do conversor transformadas para o eixo dq . 104
Figura 5.25–Medição das tensões trifásicas no PAC 105
Figura 5.26–Medição das variáveis do sistema: Tensão Vdc, bateria e PV. Corrente na bateria e PV. Cálculo de Vd, Vq, Id e Iq. 106
Figura 5.27–Medição da tensão barramento CC, das correntes da bateria e PV, da tensão do PAC e corrente do conversor transformadas para o eixo dq . 108
Figura 5.28–Medição da tensão do barramento CC e das correntes nos indutores dos conversores bidirecional (forma de onda roxa) e boost (forma de onda azul) 109
Figura 5.29–Cálculo de Vd, Vq, Id e Iq para o sistema em teste 110
Figura 5.30–Medição das variáveis do sistema: Tensão Vdc, bateria e PV. Corrente na bateria e PV. 111
Figura 5.31–Medição da tensão trifásica no PAC 112
Figura 5.32–Tensão e corrente da fase A no PAC 112
Figura 5.33–Análise harmônica da tensão no PAC 113
Figura A.1 – Esquemático de uma célula solar convencional 127
Figura A.2 – Modelo da célula solar 128
Figura A.3 – Curva característica I-V 129
Figura A.4 – Curva I-V para diversas temperaturas 130

Figura A.5 – Curva I-V para diversas irradiações 131
Figura A.6 – Fluxograma do algoritmo de condutância incremental com atuação na corrente 133
Figura A.7 – Construção de uma bateria chumbo-ácido 135
Figura A.8 – Relação entre capacidade e taxa de descarga 136
Figura A.9 – Relação entre temperatura de trabalho e vida útil 137
Figura A.10–Relação entre profundidade de descarga e ciclos de carga e descarga para bateria Freedom 138
Figura A.11–Representação do modelo da bateria 139
Figura A.12–Método de carga de três estágios 141

Lista de tabelas

Tabela 2.1 – Tempo de resposta da GD para condições anormais de operação 20
Tabela 2.2 – Limites de parâmetros para a sincronização e conexão da GD a rede principal 21
Tabela 3.1 – Parâmetros do conversor 38
Tabela 3.2 – Limites máximos de distorção por componente harmônica de corrente . 40
Tabela 3.3 – Parâmetros do Filtro LCL 41
Tabela 3.4 – Parâmetros do arranjo fotovoltaico para irradiação igual a 1000 W/m^2 e temperatura de 25^oC 45
Tabela 3.5 – Parâmetros de uma bateria 46
Tabela 3.6 – Parâmetros do banco de baterias 47
Tabela 4.1 – Parâmetros do controlador de corrente 60
Tabela 4.2 – Parâmetros do controlador de tensão V_{DC} 63
Tabela 4.3 – Parâmetros do controlador de tensão Vca 66
Tabela 4.4 – Ganhos do controlador de corrente do *boost* 71
Tabela 4.5 – Ganhos do controlador de tensão do *boost* 73
Tabela 4.6 – Ganhos do controlador de corrente do *buck* 75
Tabela 5.1 – Parâmetros do sistema simulado 79
Tabela 5.2 – Parâmetros do protótipo experimental 91

Lista de siglas

A/D	Conversor Analógico para Digital
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CAR	Conversor Alimentador de Rede
CC	Corrente Contínua
CEP	Conversor Eletrônico de Potência
CFR	Conversor Formador de Rede
CI	Circuito integrado
CSR	Conversor Supridor de Rede
DBS	*DC bus signaling*
DSOGI-PLL	*dual second order generalized integrator*
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
FPGA	*Field Programmable Gate Array*
GD	Geração Distribuida
LVRT	*Low Volatge Ride Trough*
MIT	Motor de Indução Trifásico
MPP	Ponto de Máxima Potência
MPPT	*Maximum Power Point Tracking*
MR	Microrredes
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PI	Proporcional Integral
PLL	*Phase Locked Loop*
PR	Proporcional Ressonante
PV	Geração Fotovoltaica
PWM	*Pulse Width Modulation*
RMC	Rio Mezzanine Card
SAE	Sistema de Armazenamento de Energia
SCEE	Sitema de Conversão de Energia Eólica
SIN	Sistema Interligado Nacional

SMC	Sliding Mode Control
SOC	*State of Charge*
SRF-PLL	*Synchronous Reference Frame PLL*
SVPWM	*Space Vector Pulse Width Modulation*
THD	*Total Harmonic Distortion*
UHR	Usina Hidráulida Reversíveis
VE	Veículos Elétricos

Sumário

1	**INTRODUÇÃO**	**1**
1.1	**Motivação**	**1**
1.2	**Estudo de caso**	**8**
1.3	**Objetivos**	**10**
1.3.1	Objetivos Específicos	10
1.4	**Contribuições Decorrentes desta Pesquisa**	**11**
1.5	**Estrutura do Trabalho**	**12**
2	**ESTRUTURA DE MICRORREDES**	**13**
2.1	**Microrredes**	**13**
2.1.1	Componentes de uma Microrrede	14
2.1.2	Topologia da Microrrede	16
2.1.3	Modo de operação	18
2.1.4	Controle	21
2.2	**Tipos de conversores**	**23**
2.3	**Estado da arte: topologia do CFR**	**24**
2.4	**Conclusões Parciais**	**28**
3	**ESPECIFICAÇÃO DA BANCADA EXPERIMENTAL**	**29**
3.1	**Estrutura de Montagem do Conversor Formador de Rede Trifásico**	**29**
3.1.1	Processamento	32
3.1.2	Sistema supervisório	37
3.2	**Conversor**	**38**
3.2.1	O conversor CC/CA	39
3.2.2	O Filtro do inversor	40
3.2.3	PLL	42
3.2.4	Conversor CC/CC	44
3.2.5	*Boost*	45
3.2.6	Conversor Bidirecional	46
3.3	**Conclusões Parciais**	**47**
4	**CONTROLE DO CONVERSOR**	**49**
4.1	**Modelo do Conversor CC/CA**	**49**
4.1.1	Controle de Corrente	49
4.1.2	Controle de tensão Vdc	52
4.1.3	Controle de tensão Vca	53

4.2 Modelo do conversor CC/CC . . . 54
4.2.1 *Boost* . . . 55
4.2.2 *Buck* . . . 56
4.2.3 Conversor bidirecional . . . 57
4.3 Controle . . . 58
4.3.1 Controle do conversor CC/CA . . . 59
4.3.1.1 Controle de corrente . . . 59
4.3.1.2 Controle da tensão V_{dc} . . . 62
4.3.1.3 Controle da tensão Vca . . . 65
4.3.2 Estratégia de sinalização de barramento para os conversores C.C./C.C. . . . 68
4.3.2.1 *boost* . . . 70
4.3.2.2 Controle do conversor *buck* . . . 75
4.4 Conclusões Parciais . . . 77

5 RESULTADOS SIMULADOS E PRÁTICOS . . . 79
5.1 Resultados de Simulação . . . 79
5.1.1 Modo de operação ilhado . . . 79
5.1.2 Modo de operação ilhado com controle do barramento CC pelo DBS pelo PV e pelas baterias . . . 82
5.1.3 Modo de operação conectado à rede . . . 85
5.2 Resultados Experimentais . . . 90
5.2.1 Modo de operação conectado à rede . . . 91
5.2.2 Modo de operação conectado com funcionamento conjunto do PV e do banco de baterias . . . 97
5.2.3 Modo de operação ilhado . . . 101
5.2.4 Modo de operação conectado com alimentação pelo PV e pelo banco de baterias . . . 107
5.3 Conclusões Parciais . . . 113

6 CONCLUSÕES . . . 115
6.1 Considerações Finais . . . 115

REFERÊNCIAS . . . 118

APÊNDICES 126

APÊNDICE A – FONTES DE ENERGIA . . . 127
A.1 Painel fotovoltaico . . . 127
A.1.1 Circuito Equivalente . . . 128
A.1.2 Rastreamento do Ponto de Máxima Potência . . . 131

A.1.2.1 Condutância Incremental 132
A.2 Baterias 134
A.2.1 Características fundamentais 135
A.2.2 Circuito equivalente 138
A.2.3 Estado de carga SOC 139
A.2.4 Método de carga 140

1 Introdução

1.1 Motivação

A estrutura do sistema elétrico, tradicionalmente, se baseia em implantar grandes centros produtores de energia, transmitir a energia por linhas de transmissão de alta tensão para os centros urbanos e após fazer a distribuição para consumidores residenciais, comercias e industriais. A geração de energia neste caso é chamada de geração centralizada e se baseia em fontes de energia hídrica, de combustíveis fósseis, eólica, biomassa, solar e nuclear. Estas centrais geradoras tem potência instalada na ordem de GW e são conectadas no SIN (Sistema Interligado Nacional). O SIN, operado pela ONS (Operador Nacional do Sistema Elétrico) garante o equilíbrio entre a potência gerada e consumida e a falha de uma central geradora pode ser compensada por outra. Do lado da transmissão, o sistema é projetado para trabalhar de forma passiva e receber a potência do sistema de transmissão e distribuir para o consumidor, sendo o fluxo unidirecional.

A crescente demanda por energia elétrica e o foco na proteção ao meio ambiente tem influenciado uma mudança na estrutura da indústria. Em um primeiro momento grandes parques eólicos, usinas de energia solar fotovoltaica e outras gerações de fontes renováveis passaram a ser implementados para complementar os grandes centros de geração com fontes convencionais de energia. Isto adicionou ao sistema elétrico o aproveitamento de fontes alternativas de energia sem modificar sua estrutura fundamental. Mas nas últimas décadas houve a mudança do sistema centralizado tradicional para um sistema distribuído e inteligente. Esta mudança é devido a vários fatores como:

- O incentivo a implementação da geração de pequeno porte e distribuída com maior integração de fontes de geração renováveis;
- A perda da economias de escala para implantação de grandes centros geradores no sistema tradicional;
- A implementação do gerenciamento do lado da demanda com o desenvolvimento de dispositivos que permitem o consumidor ou concessionária reduzir os custos, economizar energia e aumentar a confiabilidade do sistema.

Dentro desta nova estrutura, temos a Geração Distribuída (GD) que são fontes geradoras de energia de menor potência, geralmente instaladas em centros urbanos, que podem ser interligadas à rede de distribuição ou não. Existem muitas definições do que é GD na literatura, que dependendo de autor para autor, é feita em função da finalidade,

local, capacidade, impacto ambiental (ACKERMANN; ANDERSSON; SÖDER, 2001). Mas pode-se adotar a definição da ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) que pela Resolução Normativa Nº 482, de 17 de abril de 2012 define a GD em duas categorias:

> I - Microgeração distribuída: central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 75 kW e que utilize cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, ou fontes renováveis de energia elétrica, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras; (Redação dada pela REN ANEEL 687, de 24.11.2015.)
>
> II - Minigeração distribuída: central geradora de energia elétrica, com potência instalada superior a 75 kW e menor ou igual a 5MW e que utilize cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, ou fontes renováveis de energia elétrica, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras; (Redação dada pela REN ANEEL 786, de 17.10.2017). (ANEEL, 2012)

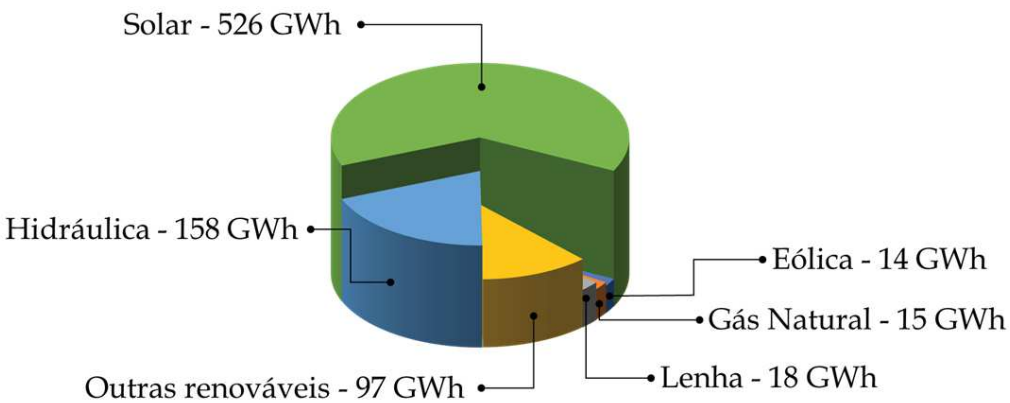
Esta norma ainda instituiu o sistema de compensação de energia elétrica, onde o excedente de energia gerado por um consumidor com micro ou minigeração distribuída é injetado na rede e transformado em crédito de energia válidos por até 60 meses. Em 2015, foi publicada a Resolução Normativa Nº 687 que modificou a resolução 482 e adicionou novas regras. A primeira foi a criação da geração compartilhada, caracterizada pela reunião de consumidores dentro da mesma área de concessão que possua geração distribuída em local diferente. Outra inovação diz respeito a empreendimento com múltiplas unidades consumidoras, onde é instalado um sistema que ficará a cargo da administração central de um condomínio ou empreendimento, e cada unidade, casa ou apartamento constitui uma unidade consumidora e desde que as unidades consumidoras estejam localizadas em uma mesma propriedade ou em propriedades contíguas. Ainda instituiu regras para a geração compartilhada onde diversos consumidores podem se unir em forma de um consórcio ou cooperativa e instalar uma unidade de microgeração ou minigeração distribuída em local diferente das unidades consumidoras mas dentro da mesma área de concessão de uma concessionária, e que passará a compensar a energia consumida pelos cooperados ou consorciados.

Com a implantação destas regras a GD que em 2015 gerou 35GWh de energia cresceu para 828 GWh em 2018, sendo que a energia proveniente da fonte solar representa 63,5% do total da potência instalada como mostra o gráfico da figura 1.1.

Entre os benefícios da GD em geral, Colmenar-Santos et al. (2016) apresenta:

- A geração perto da demanda evita as perdas de energia nas redes de transmissão;
- A presença de GD na rede de distribuição resulta em aumento na magnitude da tensão perto dos geradores, alterando o perfil da tensão;

Figura 1.1: Geração distribuída por tipo de fonte de energia



Fonte:(EPE, 2019a)

- Melhora na qualidade do fornecimento de energia onde o nível de tensão é baixo;
- A produção simultânea de energia elétrica e térmica através de uma única fonte de combustível melhorando a eficiência destes sistemas;
- Aumento da regularidade no fornecimento de energia ao adicionar fontes alternativas para situações onde há interrupções no fornecimento da rede principal;
- Redução de custos de operação ao diminuir os custos por perdas na transmissão e distribuição e custos em manutenção;
- A GD pode ajudar a postergar investimentos em novas linhas de transmissão e de distribuição e reduzir custos com a depreciação de ativos físicos das concessionárias;
- Redução de emissões atmosféricas e os custos associados com sua mitigação;
- O aumento da implantação da GD leva a entrada de novos agentes no mercado de energia e leva a queda de preços;
- O aumento da produção de energia elétrica por GD leva a redução do consumo de combustíveis fósseis em centrais geradoras convencionais;
- Redução do consumo de combustíveis fósseis leva a redução da emissão de gases para atmosfera e melhora do meio ambiente.

Em conjunto com a GD, surgiram as microrredes que são as associações de GD com cargas e sistemas de armazenamento conectados a um ponto de acoplamento comum (PAC) e que têm a capacidade de operar conectadas a rede principal e de forma ilhada. Uma microrrede deve ser capaz de atender a demanda das cargas conectada a ela, de controlar a potência ativa e reativa e sua interação com a rede além de ser capaz de fazer a transferência entre os modos de operação conectado e ilhado sem transitórios. (LASSETER; PAIGI, 2004).

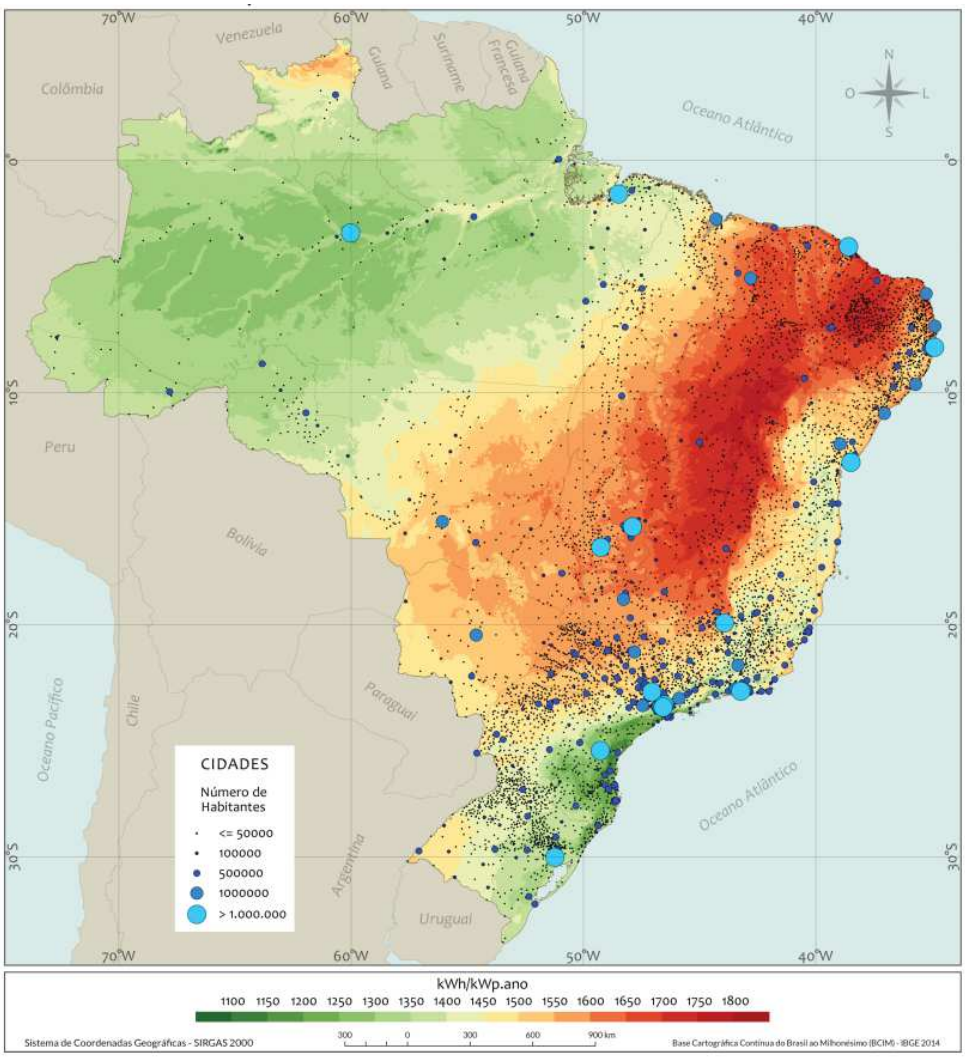
Os padrões de operação de microrredes ainda estão sendo desenvolvidos, mas os mesmos critérios de tensão, frequência, qualidade de energia e proteção das GD's são aplicados (PLANAS et al., 2013). Para os conversores e a ligação com a rede, temos as normas e guias NBR IEC 62116, NBR 16149, NBR 16150 e NBR 16274, IEC 62109 e IEEE Standard 1547.2-2008.

Adicionalmente, o módulo 3 do PRODIST revisão 7, seção 3.7, trata do acesso de micro e minigeração distribuída participante do sistema de compensação descrito e também discorre sobre requisitos técnicos que devem ser observados pelo acessante, inclusive aqueles relativos às unidades de proteção mínimas necessárias de acordo com a potência instalada. Independentemente da potência instalada é necessário utilizar esquema de proteção anti-ilhamento. Assim não é permitido que a geração distribuída forneça energia para a rede caso a concessionária fique fora de operação. Entretanto, as unidades consumidoras com microgeração ou minigeração distribuída podem operar em modo de ilhado, desde que desconectadas fisicamente da rede de distribuição, ou seja, formem uma microrrede com funcionamento ilhado.

A energia solar ganha destaque entre os outros tipos de fontes da geração distribuída principalmente porque o potencial de geração no país é grande como mostra o mapa da figura 1.2, onde os círculos indicam a concentração populacional. Este mapa mostra que o maior potencial de geração é na região nordeste. Nestas regiões há possibilidade de se implantar sistemas de produção de energia centralizada com a mesma potência instalada que todo o SIN. Entretanto nos grandes centros populacionais, fora das áreas com a maior potencial de geração, também se tem a possibilidade de implantação da GD em residências e unidades comerciais. Embora nestas regiões a irradiância média anual seja menor que 1450 KWh/KWp.ano, ela ainda é bem maior que a maioria dos países europeus onde a produção de energia solar residencial é amplamente empregada (PEREIRA et al., 2017). Entretanto, o custo de implantação de grandes usinas solares é comparado com o custo de outras fontes de energia em R$ /MW onde a energia solar é mais cara. Mas já a implantação de GD com fonte solar é mais econômica pois o seu valor é comparado com a tarifa de energia do usuário.

Dados do EPE (2019a) informam que 84% dos 670 MW de potência instalada da

Figura 1.2: Potencial de geração solar fotovoltaica



Fonte:(PEREIRA et al., 2017)

GD em 2018 são de geração fotovoltaica (PV), o que representa um aumento de 173,41% em relação ao ano de 2017. Em nível mundial, as instalações de sistemas distribuídos representam 38% da capacidade instalada dos sistemas fotovoltaicos. (IEA, 2020). Entre as motivações do usuário para a implantação de sistemas fotovoltaicos incluem diminuir a conta de energia elétrica, ter uma instalação mais independente da concessionária, diminuir o impacto ambiental, facilidade de instalação, baixa manutenção e alta longevidade. (BALCOMBE; RIGBY; AZAPAGIC, 2013) (AL-WAELI et al., 2017).

Deve-se também considerar as desvantagens da geração distribuída e seus impactos no sistema elétrico. Primeiramente, o planejamento e operação fica mais complexo. O aumento da participação de fontes renováveis intermitentes e não despacháveis, pode afetar a capacidade do sistema elétrico em responder a variações bruscas de oferta e demanda.

Também a necessidade de novos protocolos de manutenção da rede e de segurança. A alta inserção de fontes fotovoltaicas também afetam os sistemas de proteção, a regulação de tensão e o planejamento de sistemas de transmissão (BEBIC, 2008). Adicionalmente, a GD não é contabilizada no planejamento da operação das redes, o que resulta em ociosidade do sistema elétrico durante o dia, além de que o pico de geração do PV é em horário diferente do pico de consumo. Isto resulta em diminuição do fator de utilização da transmissão e distribuição, incorrendo em perdas para a concessionária, o que é repassado para o consumidor em forma de aumento das tarifas. Como consequência, os custos de consumidores que possuem sistemas PV são transferidos para os consumidores comuns. As mudanças na NR 482 já tem sido estudadas e discutida pela ANEEL para minimizar os impactos da implantação de GD na receita de concessionárias e na tarifa para consumidores e deve ser publicada ainda em 2020.

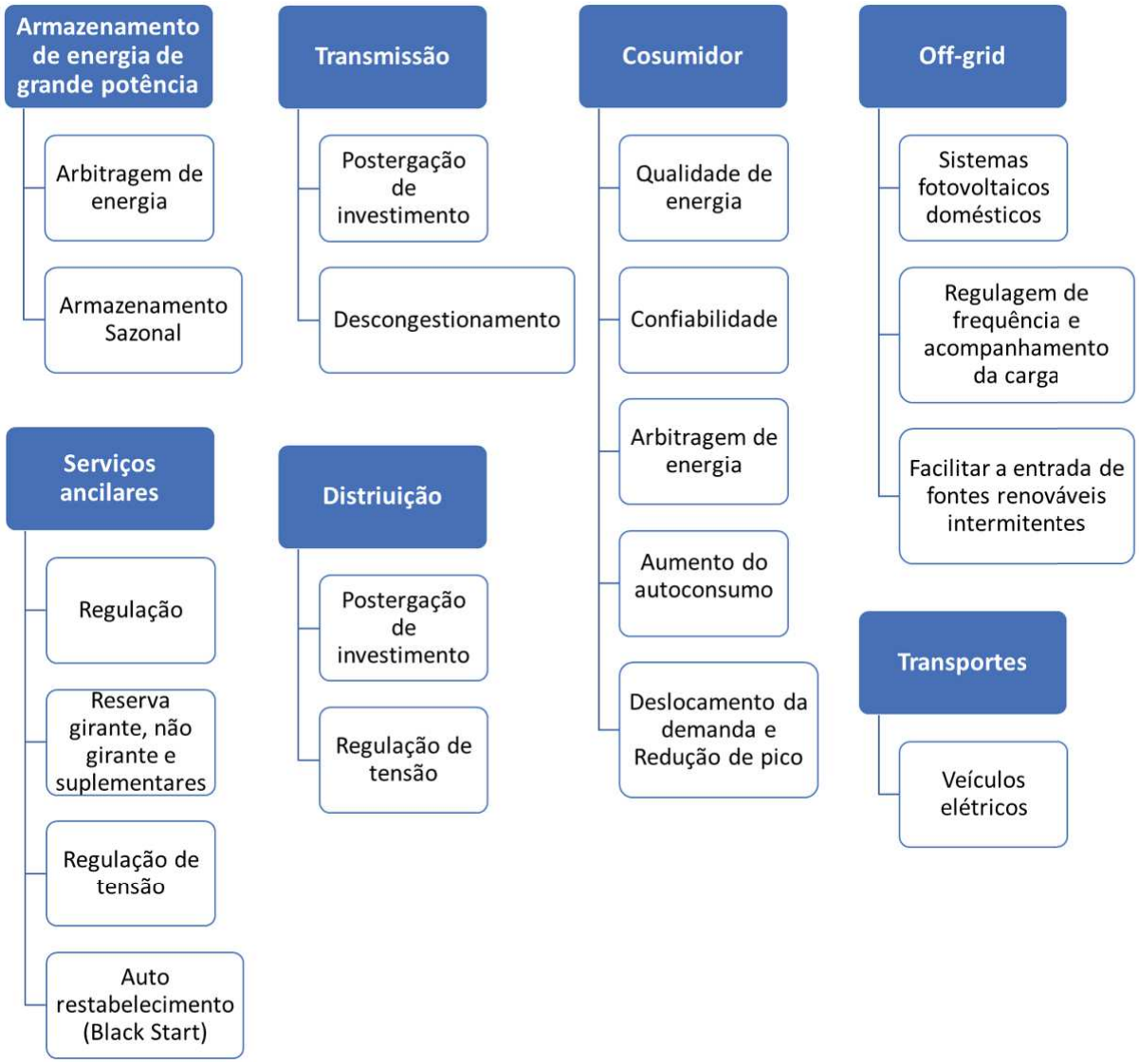
Em um sistema elétrico, a geração de energia deve ser igual à demanda. A inserção de fontes não despacháveis de energia como eólica e solar leva à redução da capacidade do sistema em responder rapidamente a mudanças entre geração e carga. Portanto, sistemas de armazenamento de energia (SAE) podem ser aplicados com o intuito de, entre outras funções, ser um link entre a oferta e demanda de energia ao armazenar a energia em horários de excesso de produção e complementar a alimentação da carga em horários de menor geração. Geralmente associados à geração de energia renovável e à GD, o SAE também pode ser implementado de forma centralizada ou distribuída. O SAE fornece uma reserva de energia que pode ser rapidamente acessada. Esta energia pode ser usada para dar suporte à rede, em termos de qualidade de energia, estabilidade, *black-start*, regulação de frequência e tensão (MAY; DAVIDSON; MONAHOV, 2018). Ao serem implementados em conjunto com a GD, SAEs ajudam a lidar com a intermitência das fontes renováveis reduzindo as flutuações de tensão ou promovendo o deslocamento da demanda (CHEN et al., 2009). Figura 1.3 mostra um resumo dos benefícios que a implantação do SAE pode trazer nos diversos níveis do sistema elétrico.

Para o dimensionamento de um SAE deve se levar em consideração custos, vida útil, transferência de energia, impactos ambientais e questões de segurança (RAHIMI-EICHI et al., 2013). Estes fatores tornam difícil a escolha de apenas uma tecnologia de armazenamento que pode ser adequado para uma aplicação e ter uma performance ruim em outra. Um SAE pode então empregar uma tecnologia híbrida ao combinar tecnologias diferentes de armazenamento que se complementam e que uma supre a deficiência da outra (MEDINA et al., 2014).

No mundo, a expectativa de crescimento do sistema de armazenamento é de evoluir de 9 GW para 1095 GW de capacidade instalada em 2040 [1] (BLOOMBERGNEF, 2019). A tendência internacional é para o desenvolvimento de sistemas armazenamento para os

[1] Não inclui armazenamento por usina hidráulicas reversíveis

Figura 1.3: Resumo dos benefícios proporcionados pelo SAE ao sistema elétrico



Fonte: Adaptado de IRENA (2017)

veículos elétricos (VE) usando principalmente bateria de íon-lítio. O desenvolvimento na área automotiva beneficia outros setores visto que a maturação de uma tecnologia leva a redução de preço e um aprimoramento acelerado dos sistemas de armazenamento estacionário. Adicionalmente, os VE têm a possibilidade de atuarem não só como cargas mas como SAEs se possuírem a capacidade de interagir com a rede. Uma proposta é a comunicação entre o veículo elétrico e a rede (V2G *Vehicle to Grid*) que possibilita o gerenciamento do fluxo de energia bidirecional entre eles. Dessa maneira, pode-se programar a carga do VE em horário em que a energia seja mais barata e também desempenhar serviços de SAE quando conectado a rede em horários de pico (TAN; RAMACHANDARAMURTHY; YONG, 2016).

A atratividade de aplicação do SAE em um sistema elétrico depende fortemente das características do sistema, legislação e incentivos presentes. Com relação ao Brasil, em 2017 a ANEEL aprovou 23 projetos na chamada de projeto estratégico em P&D denominada "Arranjos Técnicos e Comerciais para a Inserção de Sistemas de Armazenamento de Energia no Setor Elétrico Brasileiro"que contempla a implementação de vários tipos de tecnologia de armazenamento de baterias a usinas reversíveis. Em funcionamento, temos o sistema elétrico isolado de Fernando de Noronha. Este é formado por duas usinas solares e um módulo de baterias de 280kW (CELPE, 2018).

Em outro aspecto, a utilização do sistema de armazenamento para prestação de serviços ancilares não é vantajosa já que estes serviços são compulsórios para agentes da transmissão e distribuição do SIN e não são remunerados diretamente. Para uso pelo consumidor (atrás do medidor), temos duas situações. Para consumidores com contrato de demanda, o sistema de armazenamento serve para redução do consumo em horários fora de ponta. Para o uso com sistemas GD, não traz vantagens já que a energia injetada e consumida tem o mesmo valor. Já para uso em sistemas isolados, a EPE (Empresa de Pesquisa Enérgica) conclui que em alguns casos de sistemas isolados do Acre e Amazonas é vantajosa a implementação da energia fotovoltaica com o armazenamento por baterias (EPE, 2019b).

1.2 Estudo de caso

As microrredes podem ser consideradas como uma rede local. Como mencionado acima, esta é formada por múltiplas GD's, cargas e sistemas de armazenamento com a possibilidade de operar conectada a rede principal e ilhada.

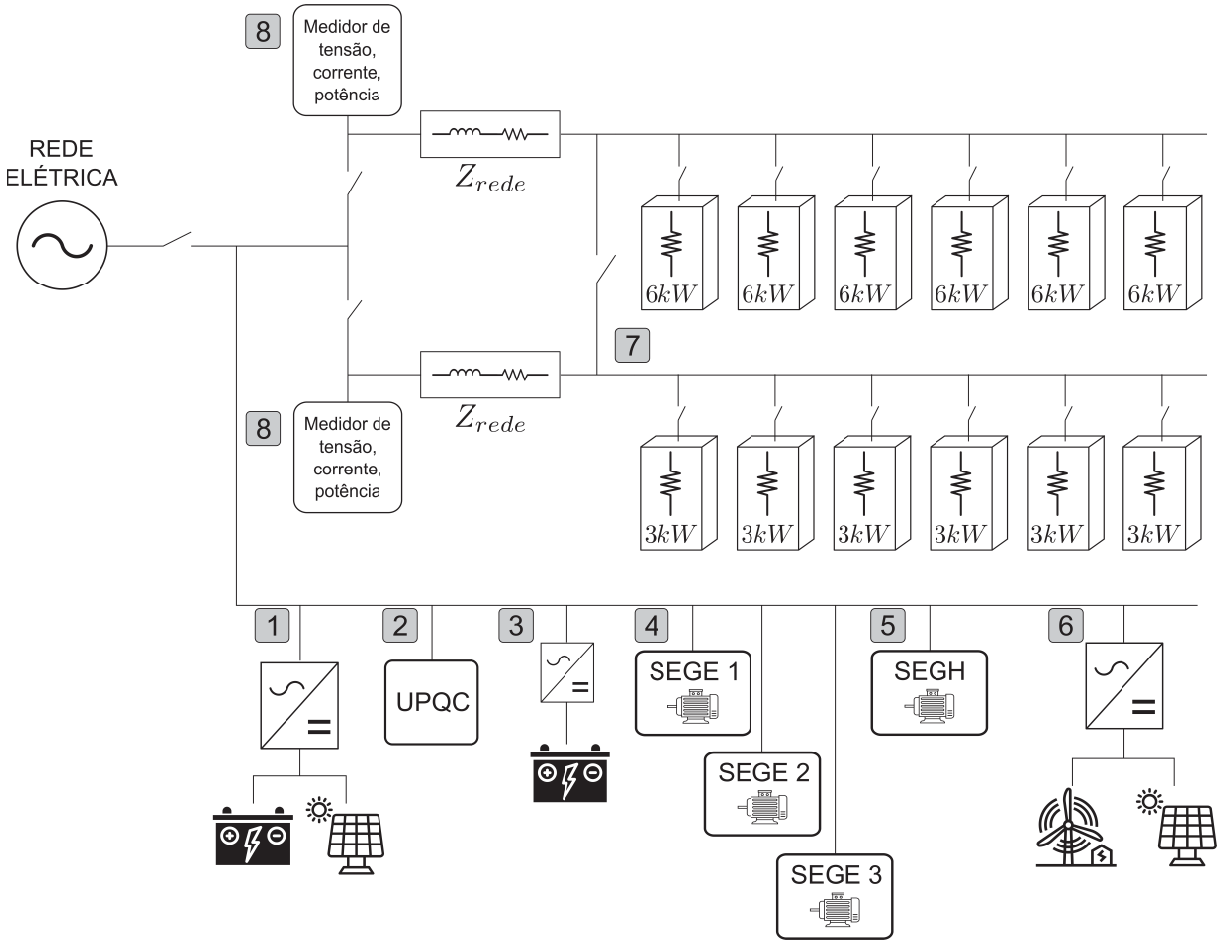
Os conversores são usados para integrar as fontes de energia renovável e os sistemas de armazenamento à rede, à microrrede ou às cargas. Estes dispositivos geralmente possuem uma fonte de energia, um ou dois estágios de conversão e um filtro de saída. Um conversor se conecta à rede através do ponto de acoplamento comum. Entre suas funções está a capacidade de controlar o fluxo de potência ativa e reativa.

Os conversores presentes em um microrrede são classificados por Rocabert et al. (2012) em formador de rede, alimentador da rede ou de suporte a rede. O conversor formador de rede será responsável por estabelecer a tensão e frequência da microrrede no caso de ausência da rede principal. O conversor alimentador da rede é o que faz a interface entre a fonte de energia renovável e a microrrede. O conversor de suporte à rede é projetado para funções que tem como objetivo melhorar a qualidade da energia da microrrede.

O Laboratório de Conversação e Geração de Energia da Universidade Federal de

Itajubá localizado no *Campus* Itabira conta com um conjunto de diversos conversores e cargas que formam uma microrrede. Os principais componentes são mostrados na figura 1.4 e são eles:

Figura 1.4: Diagrama da microrrede do Laboratório de Conversação e Geração de Energia da Universidade Federal de Itajubá da UNIFEI/campus Itabira



Fonte: Elaborado pelo autor

(1) Conversor formador de rede (CFR): Objeto de estudo desta dissertação.

(2) Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC) formado pela combinação de filtro ativo série e paralelo.

(3) Sistema de armazenamento de energia de 10kW constituído por um conversor e banco de baterias que possibilita o fluxo bidirecional de energia entre a rede e as baterias.

(4) Sistema de emulação de geração eólica (SEGE) composto por três tecnologias diferentes de geração: SEGE de 10 kVA utilizando um gerador de indução em gaiola

alimentado em bobinas abertas, SEGE de 10 kVA utilizando um gerador síncrono a imãs permanentes e um SEGE de 10 kVA utilizando gerador de indução duplamente alimentado (DFIG).

(5) Sistema de emulação de geração hidráulica (SEGH) de 10kVA Constituído por gerador de polos salientes.

(6) Sistema de geração híbrido: Conversor monofásico multicelular conectado ao conjunto de painéis fotovoltaicos e a um gerador eólico de pequeno porte.

(7) Cargas gerenciáveis. Sistema de cargas indutivas e resistivas que podem ser conectadas ou retiradas do sistema através de um sistema supervisório.

(8) Multimedidor SIRAX BM1400 localizado em dois pontos da microrrede para gerenciamento da potência, tensão e corrente.

Para emular a turbina eólica ou hidráulica é utilizado um conjunto de motor de indução em gaiola e volante de inércia, acionado por um inversor de frequência regenerativo Os sistemas acima se encontram implementados ou em fase de comissionamento. Futuramente, a microrrede deve ser configurada para operar em anel e contará com a adição de um conversor pleno de 50kVA para interface com a rede local. O conjunto destes sistemas abre uma imensa gama de estudos a serem realizados sobre microrredes, conversores e geração distribuída. Como complementação do sistema e para a possibilidade do sistema operar em modo ilhado, desejou-se implementar o conversor formador de rede, objeto de estudo desta dissertação.

1.3 Objetivos

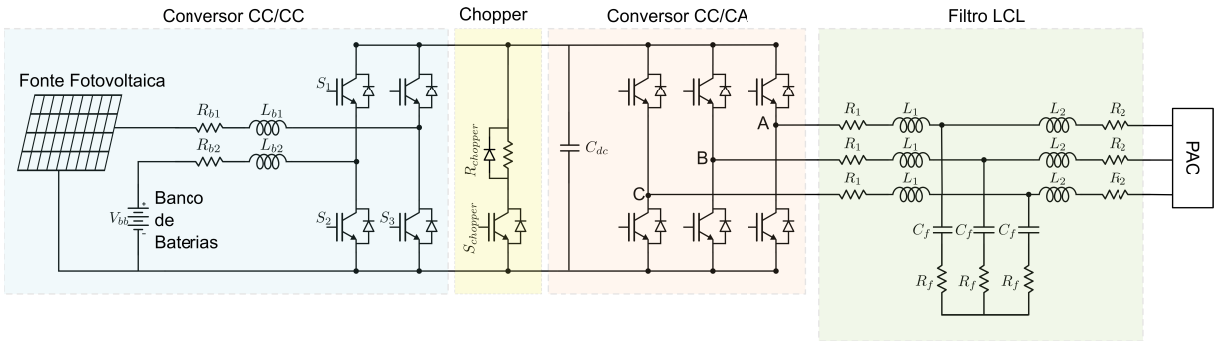
Neste contexto, o objetivo deste trabalho é a construção e comissionamento de um conversor formador de rede tal como ilustra a figura 1.5. O conversor tem como função estabelecer e controlar a tensão e frequência no ponto de acoplamento comum, o carregamento das baterias e injeção de potência ativa na rede. Possui como fonte de energia painéis fotovoltaicos e armazenamento de energia em baterias de chumbo-ácido. O conversor opera conectado à rede injetando potência ativa vinda dos painéis na rede ou microrrede ou em modo ilhado controlando a tensão e frequência na carga.

1.3.1 Objetivos Específicos

Como objetivo específico desta dissertação busca-se

- Controle do inversor trifásico para regular a tensão e frequência do barramento CA em modo ilhado;

Figura 1.5: Diagrama do conversor formador de rede



Fonte: Elaborado pelo autor

- Controle do fluxo de potência ativa em modo de operação conectado;
- Controle do conversor CC/CC bidirecional para controle da carga e descarga do banco de baterias;
- Controle do Boost do PV com a implementação do algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência;
- Controle da tensão no barramento CC em modo ilhado pelos conversores CC/CC.

Para alcançar os objetivos propostos, inicialmente é realizada uma revisão bibliográfica sobre o assunto de microrredes, onde diversos aspectos das microrredes são apresentados para uma visão sobre o sistema em que o conversor está inserido. Depois têm-se a modelagem matemática dos sistemas sob estudo: inversor, conversor bidirecional e boost. Com estes modelos realiza-se o projeto dos controladores baseados nas funções que o controlador deve desempenhar. Paralelamente, foi realizado o estudo e implantação do controle no *hardware*. E por fim, foram validados o projeto dos controles do CFR através de simulação e resultados experimentais.

1.4 Contribuições Decorrentes desta Pesquisa

Ao longo do trabalho para atingir os objetivos desta dissertação, foram encontradas dificuldades para encontrar trabalhos similares na literatura. Assim, considera-se como contribuição a integração da geração PV e do armazenamento de energia por baterias ao conversor formador de rede com o controle da tensão do barramento CC pelos conversores CC/CC em modo ilhado.

Os resultados desta pesquisa de mestrado permitiram as seguintes publicações:

- Silva, R. C., Seleme, S. I. Controle de um conversor formador de rede trifásico funcionando em modo isolado. *14º SBAI - Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente*, Ouro Preto, MG, 2019. p. 1-6.

- R. C. Silva, G. G. Bacheti, R. M. Silva, V. G. Neves, C. V. Sousa and S. I. Seleme, "Two-stage stand alone photovoltaic system for water pumping system," *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, Santos, Brazil, 2019, pp. 1-6.

1.5 Estrutura do Trabalho

Esta dissertação é composta por 6 capítulos, além deste capítulo introdutório. O capítulo 1 apresentou a contextualização sobre os sistemas de geração de energia centralizada e descentralizada. Apresenta-se o conceito de GD e microrrede e suas principais características, bem como um panorama da implementação de sistemas PV e SAE no Brasil e no mundo.

O capítulo 2 é destinado a apresentar uma revisão bibliográfica sobre o tema de microrredes em geral e seus diversos tipos de conversores, em especial, os conversores formadores de rede, suas funções, as configurações e métodos de controle.

O capítulo 3 descreve o processo de especificação dos elementos utilizados neste conversor bem como os detalhes da implantação do sistema físico enquanto no capítulo 4 são apresentados os modelos e projeto dos controladores e a análise de desempenho destes.

O capítulo 5 apresenta os resultados da simulação do sistema e experimentais obtidos na bancada de ensaios. São avaliadas as dinâmicas dos controles e os resultados obtidos através de ferramentas computacionais e pela bancada de ensaio para os diversos modos de funcionamento. E finalmente no capítulo 6 é apresentado as conclusões obtidas e objetivos alcançados bem como as publicações realizadas durante o desenvolvimento do trabalho.

2 Estrutura de Microrredes

Neste capítulo será apresentada uma revisão sobre as microrredes e tópicos relacionados. Primeiramente é apresentado o conceito de microrredes e seus componentes. Posteriormente são apresentadas uma visão geral sobre as suas características básicas, topologias, funcionamento e técnicas de controle. Por último, são apresentados alguns trabalhos existentes na literatura que abordam o controle do CFR.

2.1 Microrredes

Em Lasseter e Paigi (2004), microrredes (MR) são definidas como fontes de GD combinadas com cargas para formar um subsistema com controle local, capaz de aumentar a confiabilidade do fornecimento ao se ilhar da rede em caso de perturbações. Uma definição mais moderna, Olivares et al. (2014) define uma MR como um conjunto de cargas, GD e SAE operando em conjunto para fornecimento de energia de forma robusta e confiável conectado à um ponto de acoplamento comum (PAC) ao sistema de distribuição. Uma MR pode operar conectada à rede de distribuição de uma concessionária ou de forma ilhada da rede.

Para o sistema de distribuição, a MR pode ser entendida como uma célula do sistema de potência ou uma unidade. Para o lado do usuário, a MR deve ser entendida como um sistema elétrico autônomo que funciona para atender as suas necessidades (LASSETER, 2001). A MR possui a característica de poder formar um sistema ilhado, ou seja desconectar da rede principal sem afetar o fornecimento de energia para a carga.

Quanto ao emprego da MR, Hirsch, Parag e Guerrero (2018) as classifica em institucionais, militares, residenciais e remotas ou rurais. MR institucionais são instalações de uma única indústria onde há geração própria, de GD ou cogeração para abastecimento de cargas de um complexo. Militares têm o objetivo de aplicar tecnologias de GD para garantir o fornecimento ininterrupto de energia para operações críticas. MR residenciais é a formação de subsistemas tanto no nível de casas individuais (atrás do medidor) quanto a formação de comunidades que compartilham vários geradores e se conectam à rede por um conversor (*utility interface inverter*). Entre os componentes que caracterizam uma MR residencial temos os sistemas PV em telhados, armazenamento em veículos elétricos e SAE residenciais.

A criação de redes elétricas locais para comunidades rurais ou isoladas que tenham geração própria para abastecer algum tipo de carga, formam uma MR remota ou rural. Estas MR, geralmente alimentadas por geradores diesel, podem ser melhoradas com o

emprego de GD renovável e SAE que adicionam confiabilidade e diminuem os custos do sistema. Um exemplo é o sistema de geração de energia híbrido implementado na Ilha de Lençóis no estado do Maranhão/Brasil apresentado em Ribeiro et al. (2010). O projeto implementou a geração eólica e solar no sistema elétrico isolado da ilha em conjunto com um sistema de armazenamento de energia por baterias para atender a demanda que antes era suprida apenas por geradores diesel. Com isso, o sistema que funcionava apenas por 4 horas por dia ao custo R$ 25,00/mês por consumidor passou a ser atendido 24 horas por dia ao custo R$ 30,00/mês. A utilização da energia solar e eólica melhorou o atendimento a comunidade, além de fornecer energia de fontes sustentáveis, com confiabilidade e robustez.

2.1.1 Componentes de uma Microrrede

Enquanto a MR pode ter várias formas dependendo da sua função, a sua estrutura básica é composta pelos seguintes elementos que formam um MR funcional: fontes de energia, conversores de potência, unidades de armazenamento de energia, cargas, PAC e sistema de controle.

- Cargas: o primeiro componente a ser considerado em uma MR. Elas são importantes porque afetam o projeto da capacidade de geração das fontes de alimentação. A MR pode alimentar uma variedade de consumidores residenciais, comerciais e industriais. As cargas podem ser classificadas em críticas ou prioritárias e não-críticas ou não-prioritárias. As cargas críticas são aquelas cujo fornecimento de energia deve ser garantido continuamente e com alta qualidade de energia. As cargas não-críticas podem ser controláveis e permitem o gerenciamento da demanda de acordo com a geração disponível com o objetivo de manter a estabilidade e o balanço de potência reativa com vistas ao controle de tensão e frequência (BAKAR et al., 2017; LIDULA; RAJAPAKSE, 2011).

- Geração Distribuída: são as fontes de energia em uma MR que estão localizadas perto do consumidor e com potência instalada significativamente menor que os geradores centralizadas. As principais fontes de energia da GD são grupo motor-gerador diesel, turbinas a gás convencionais, célula combustível, geração eólica, geração fotovoltaica, pequenas centrais hidrelétricas, biomassa e geração geotérmica.

  As MRs utilizam a GD como sistemas de geração, sendo classificadas em controláveis ou despacháveis, com base em fontes convencionais e algumas renováveis (PCHs e plantas de biogás) e unidades não controláveis ou não-despacháveis, com base em fontes renováveis (fotovoltaica e eólica). GD não-despacháveis operam geralmente para extrair a máxima potência possível sob qualquer condição possível de operação (KATIRAEI et al., 2008).

Entre as fontes renováveis, a geração eólica e a solar são as mais empregadas como geradores distribuídos principalmente porque os locais de instalação são menos restritivos que, por exemplo, PCHs. não emitem gases de efeito estufa, não necessitam de combustíveis e podem ser potencialmente conectadas a qualquer ponto do sistema elétrico (ROCABERT et al., 2012; HOWELL et al., 2017).

- SAE: Sistemas que tem fontes de energia como solar e eólica não são despacháveis. A quantidade de energia gerada depende da disponibilidade dos recursos, com luz do sol ou vento. Ao implantar SAE pode-se melhorar a estabilidade e confiabilidade do sistema ao adicionar a capacidade de fazer o balanço entre a energia gerada e consumida. O SAE melhora a performance ao amortecer picos de demanda, atuando em distúrbios momentâneos de energia e como reserva de energia para demanda futura (KROPOSKI et al., 2008).

  Armazenamento de energia se refere a um dispositivo capaz de armazenar energia em forma química, mecânica, térmica ou magnética. A energia elétrica é transformada em energia apropriada para o dispositivo de armazenamento. Esta energia fica disponível de forma temporária e posteriormente será transformada novamente em energia elétrica quando necessário. A eficiência das transformações e suas perdas dependerá do tipo de processo e armazenamento que está sendo usado. Existem muitos tipos de tecnologias de armazenamento de energia elétrica disponível como volante de inércia (*Flywheel*), ar comprimido, usina hidráulicas reversíveis (UHR), energia térmica, baterias de fluxo, baterias de estado sólido, armazenamento de hidrogênio, supercapacitores, supercondutores magnéticos e veículos elétricos (MEDINA et al., 2014).

  O armazenamento de energia em banco de baterias é interessante principalmente por utilizar unidades compactas, fácil de serem implantadas, economicamente viável e possuir resposta virtualmente instantânea tanto na solicitação de energia da bateria para a rede quanto da rede para a bateria (MAY; DAVIDSON; MONAHOV, 2018). As baterias requerem conversores de potência bidirecional que convertem a tensão CC das baterias para a tensão CA dos sistemas. Os conversores devem ser bidirecionais para possibilitar a energia ser armazenada ou fornecida.

- Conversores de interface de energia: Os três componentes principais de uma MR (GD, SAE e cargas) são conectadas as linhas de distribuição através de conversores de potência. Eles são compatíveis com a tensão e frequência do sistema elétrico ao qual se conectam, contêm os filtros de saída necessários e podem conter sistemas de proteção para a MR, para a fonte de energia e carga (KROPOSKI et al., 2008).

  O controle da MR depende do controle dos inversores dado que a maioria dos elementos se conectam ao barramento por dispositivos eletrônicos de potência. Os

inversores tem dois modos de operação: fonte de corrente ou fonte de tensão dependendo da sua função. A tensão de saída e frequência, como também a potência ativa e reativa da fonte de energia ou SAE conectada no conversor/inversor é controlada usando medições locais. (BEVRANI; WATANABE; MITANI, 2014)

- PAC: É o ponto onde a MR se conecta a rede elétrica, possui neste local uma chave para a desconexão da rede principal em operações de manutenção ou em caso de faltas no sistema, podendo ser uma chave estática, disjuntor ou religador. A chave é comandada por um controlador central (CCMR) em eventos de ilhamento intencional ou não (BEVRANI; WATANABE; MITANI, 2014). As variáveis devem ser medidas tanto no lado da rede quanto da MR para monitoramento da condição destes sistemas em qualquer modo de operação.

- Sistema de controle: É projetado para que a MR opere dentro das condições definidas tanto em modo ilhado quanto conectado. O controle pode ser baseado em um controle central ou descentralizado. O controle central da MR (CCMR) é responsável por coordenar as fontes de energia, os SAE e as cargas. Entre suas funções está o controle da potência ativa e reativas das fontes de energia, além de controlar a tensão e frequência no PAC.

  Cada fonte de energia e carga do sistema também possuem um controlador local (CL). Este CL em modo de controle centralizado recebe as referências dos pontos de operação do CCMR ou em modo descentralizado baseiam suas decisões e medições locais. O CL controlam o quanto de energia é produzida ou armazenada, ou a demanda da MR ao controlar a conexão das cargas (Lopes; Moreira; Madureira, 2006). Tanto MR CA ou CC possuem controle hierárquicos que executam as tarefas como balanceamento de carga, controle do nível de tensão e geração elétrica (PLANAS et al., 2015).

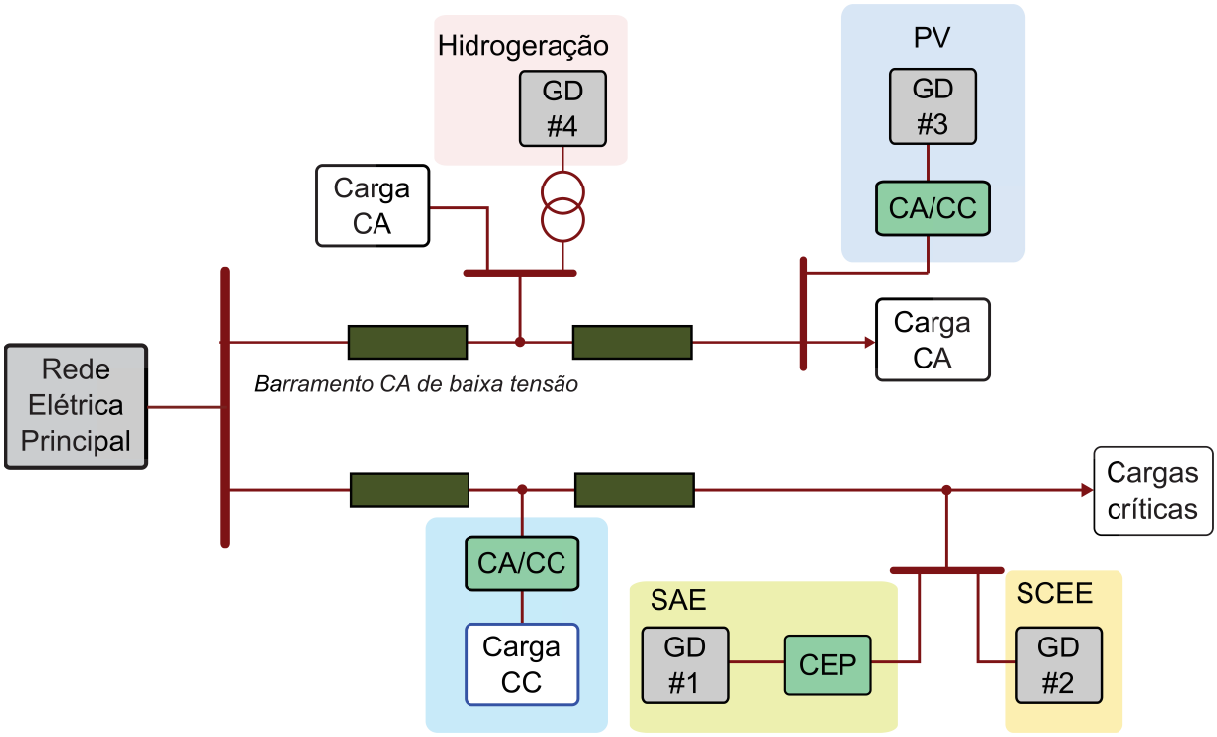
2.1.2 Topologia da Microrrede

Em geral, uma MR pode ser do tipo CA, CC ou híbrida dependendo do tipo de tensão do barramento que forma sua estrutura. A maior parte das fontes de GD não é apropriada para conexão direta ao barramento da MR devido às características da energia produzida sendo assim necessários conversores eletrônicos de potência para integrar a geração ao barramento CC ou CA.

A estrutura de uma MR CA é vista na figura 2.1. Estes sistemas tem compatibilidade natural com o sistema principal e são a tecnologia mais estabelecida. Sistemas GD com saída em tensão CA podem ser conectados diretamente ao barramento assim como as cargas CA. Geração CA com nível diferente de tensão ou frequência necessitará de transformadores e/ou conversores CA/CA para adequação ao nível do barramento principal.

Adicionalmente, geração com saída em tensão CC, armazenamento e cargas CC utilizam conversores CC/CA para conversão da energia.

Figura 2.1: Arquitetura de uma MR CA

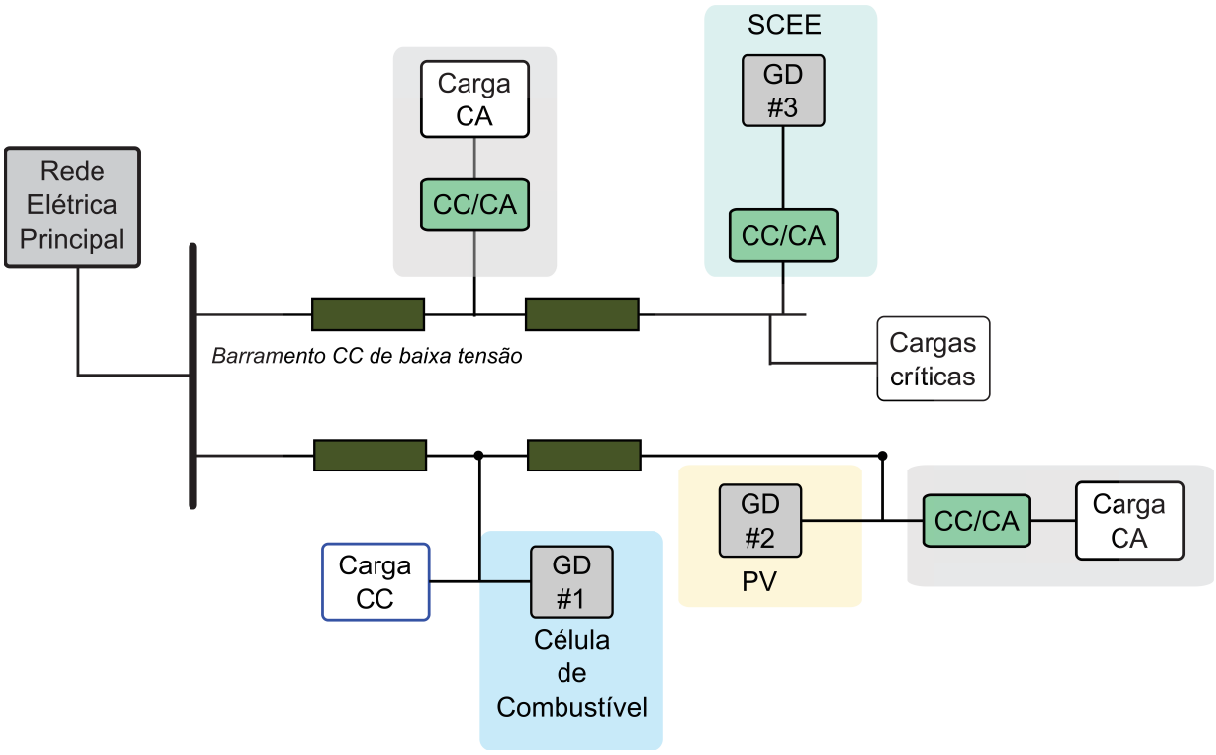


Fonte: Adaptado de Justo et al. (2013)

MRs CC são uma alternativa ao sistema tradicional CA. Nestes sistemas, geração, SAE e cargas que tenham saída em tensão CC podem ser facilmente conectados, enquanto as que tem saída em tensão CA devem ser conectados através de conversores CA/CC. As vantagens este tipo de MR são poucos estágios de conversão que leva à redução de perdas assim como à eliminação de problemas como controle de reativos e harmônicos, e ressincronização com a rede associados ao sistema CA (CHE; SHAHIDEHPOUR, 2014). Um exemplo de uma MR CC é visto na figura 2.2.

Ao combinar a MR CC e CA, tem-se a MR híbrida. Neste sistema, um barramento de tensão CC é interligado a um barramento de tensão CA através de um conversor CA/CC bidirecional através do qual a potência pode fluir entre as duas estruturas (EGHTEDARPOUR; FARJAH, 2014). Um esquema típico de MR híbrida é mostrada na figura 2.3 que possui GD, cargas CC e CA. Estes componentes são separados em tipo de tensão de saída e conectados ao barramento adequado, o que traz como benefício a redução dos estágios de conversão e aumentando a eficiência do sistema (GUPTA; DOOLLA; CHATTERJEE, 2018).

Figura 2.2: Arquitetura de uma MR CC



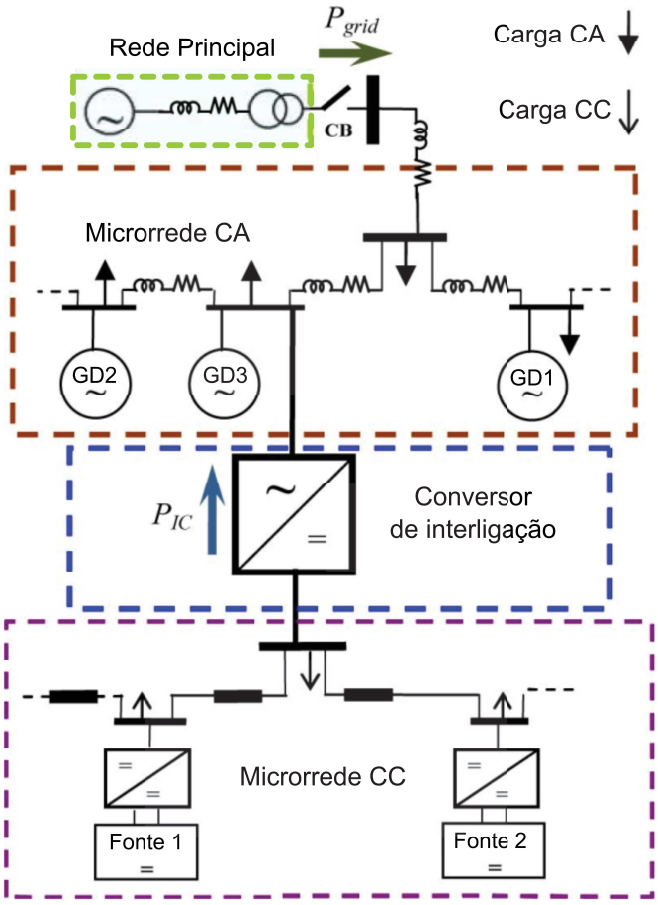
Fonte: Adaptado de (JUSTO et al., 2013)

2.1.3 Modo de operação

Os modos de operação de uma MR devem ser conectados à rede principal, ilhado e transição entre os modos de funcionamento. Em modo conectado, a rede principal fornece as referências de tensão e frequência para o todo o sistema e é responsável por manter a estabilidade. Os conversores dentro da MR usam estas referências para seus controles internos e operam como fontes de corrente (JUSTO et al., 2013). A potência ativa é suprida pelas fontes de energia dentro da MR e se esta não for suficiente para alimentar as cargas será complementada pela rede principal. Se houver excesso de geração, esta pode ser negociada com a concessionária ou utilizada para executar serviços ancilares (OLIVARES et al., 2014).

Em modo ilhado, a MR trabalha desconectada da rede principal. Como a referência de frequência e tensão da rede é perdida, é necessária a implantação de um ou mais conversores formador de rede que irá fornecer estas referências para os outros conversores da MR. Neste modo de operação é necessário garantir o balanço de potência entre a geração e as cargas ou então o inversor deve ser capaz de fornecer ou armazenar a energia necessária para manter a estabilidade (ROCABERT et al., 2011).

Figura 2.3: Arquitetura de uma MR híbrida



Fonte:Adaptado de Eghtedarpour e Farjah (2014)

Neste modo de funcionamento se houver vários inversores conectados em paralelo deve-se implementar mecanismos de compartilhamento de carga para garantir que todas as unidades participem da geração (LI; KAO, 2009; GUERRERO et al., 2007; MICALLEF et al., 2014). Diferenças na amplitude, ângulo ou frequência da tensão de saída entre os conversores pode levar à circulação de corrente entre estes que pode danificá-los (OLIVARES et al., 2014).

Este compartilhamento de carga pode ser feito por métodos baseados em redes de comunicação ou métodos descentralizados ou autônomos (GUERRERO et al., 2011). Utilizando métodos de comunicação, um controlador central toma as decisões que são enviadas em forma de sinais de referência para as unidades da MR. Já no método droop, são implementadas funções P/F e Q/V que baseadas em medições locais introduzem inércia ao sistema simulando assim a funcionalidade de regulação dos geradores síncronos. Pode-

se implementar também conversores que emulam as propriedades dinâmicas de geradores síncronos para regulação das MRs e são conhecidos como *synchronverter*. Estes conversores empregam malhas de controle que emulam os efeitos de inércia e amortecimento de geradores síncronos de forma que o conversor seja visto pela rede como uma máquina síncrona (BEVRANI; ISE; MIURA, 2014).

A desconexão da MR da rede principal pode ser intencional ou não. Em ilhamento não intencional a chave de desconexão da MR não é capaz de detectar imediatamente a operação ilhada e continua a alimentar não somente as cargas como também o sistema através do PAC. Neste caso, a recomendação IEEE Std 1547 requer que a GD detecte o ilhamento e deixe de alimentar o sistema de distribuição em até 2s. Para ilhamento intencional tem-se o programado e não-programado. No ilhamento programado o operador manda o comando para que a desconexão da rede principal ocorra. Em desconexão não programada, o sistema detecta uma perturbação na rede e a chave faz o ilhamento da MR. A tabela 2.1 apresenta os valores de tensão ou frequência em que o sistema deve efetuar o ilhamento e o tempo estabelecido para a desconexão do sistema dados pela IEEE Std 1547-2018. A transição entre os modos de operação pode causar sobrecorrentes que podem danificar o sistema, sendo assim, esta deve ser rápida e garantir que a frequência e amplitude da tensão fique dentro dos limites. Do mesmo modo a reconexão ao sistema deve ser com transitórios suaves ou sem transitórios (ROCABERT et al., 2011).

Tabela 2.1: Tempo de resposta da GD para condições anormais de operação

Faixa	Tempo de desligamento (s)
V > 1,2 p.u.	0,16
1,1 p.u. $\leq$ V $\leq$ 1,2 p.u.	2,0
0,45 p.u. $\leq$ V $\leq$ 0,70 p.u.	2,0
V < 0.45 p.u.	0,16
f > 62 Hz	0,16
58,5 Hz $\leq$ f $\leq$ 61,2 Hz	300
56,5 Hz $\leq$ f $\leq$ 58.5 Hz	300
f < 56,5 Hz	0,16

Fonte: (IEEE Std. 1547, 2018)

Para casos de desconexão não intencional devem ser implementados algoritmos de detecção de ilhamento para que sejam feitas alteração nas estratégias de controle. Existem inúmeras estratégias para a detecção de ilhamento como visto em Mahat, Zhe Chen e Bak-Jensen (2008), que são divididas em remotas ou locais, e locais passiva ou ativas.

As técnicas remotas são baseadas em comunicação entre a rede e a unidades da GD, estas são mais confiáveis, mas possuem alto custo de implementação. Técnicas locais passivas se baseiam em detectar mudanças em algum parâmetro da rede através de

medições locais e assim determinar o ilhamento da MR. Estes parâmetros podem ser nível de tensão, taxa de mudança no valor da potência, desbalanço de tensão entre outros. Para técnicas ativas, insere-se pequenas perturbações no sistema que não causarão interferência no sistema quando conectado mas causarão mudanças perceptíveis quando ilhado. Nesta técnica incluem detecção do erro de potência reativa, medição de impedância, método de deslocamento de fase entre outras.

O procedimento de reconexão consiste em primeiro detectar a fase da tensão da rede principal, adicionar pequenas variações na fase da tensão da MR até que ela esteja sincronizada com a rede principal e por último fazer a reconexão através do fechamento da chave, garantido assim que não haja sobrecorrentes. Na tabela 2.2 são apresentados os limites da diferença de frequência, tensão e ângulo de fase que um sistema GD deve ter ao se conectar a uma rede energizada estabelecido pela IEEE Std 1547.

Tabela 2.2: Limites de parâmetros para a sincronização e conexão da GD a rede principal

Potência do GD (kVA)	Diferença de Frequência Δf (Hz)	Diferença de tensão ΔV (%)	Diferença no ângulo de fase $\Delta\phi$ (^{o})
0-500	0,3	10	20
$>$ 500 - 1500	0.2	5	15
$>$1500	0,1	3	10

Fonte: Adaptado de (IEEE Std. 1547, 2018)

Para a sincronização dos conversores de uma MR são geralmente empregados PLLs (*Phase Locked Loop*). PLLs fornecem informações sobre a amplitude e ângulo de fase da frequência da tensão da rede. Esta informação é útil tanto para a sincronização do conversor mas também para outras funções como a transformação de variáveis do sistema do referencial natural para o síncrono.

2.1.4 Controle

Os conversores eletrônicos de potência são os que fazem a interface entre os sistemas de GD e a MR. Estes conversores empregam estratégias de controle para garantir a execução da sua função. Assim, os controles de uma MR podem ter como objetivo (JUSTO et al., 2013):

i importar/exportar energia da MR para a rede principal;

ii controlar o fluxo de potência ativa e reativa e o gerenciamento das GD conectadas na MR;

iii garantir a regulação da tensão e frequência dentro dos limites estabelecidos.

O controle e gerenciamento de uma MR é divido em níveis hierárquicos. Estes níveis podem ser descritos como (GUERRERO et al., 2011; PALIZBAN; KAUHANIEMI, 2015):

- Nível 0: Controle interno;
- Nível 1: Controle primário;
- Nível 2: Controle secundário;
- Nível 3: Controle terciário.

O nível de controle 0 é o controle interno dos conversores de potência e é baseado nas medições de grandezas locais. Geralmente tem como objetivo o controle da corrente ou da tensão de saída. Através do controle, os conversores podem ter característica de fonte de tensão ou fonte de corrente (ROCABERT et al., 2012). Para fonte de tensão, o sistema enxerga o conversor como uma fonte de tensão ideal com baixa impedância de saída, para isso geralmente são empregadas malhas de corrente e tensão. Da mesma forma, um conversor com característica de fonte de corrente é visto como uma fonte de corrente ideal com alta impedância de saída e empregam malhas de controle de corrente do lado da rede. No controle interno, ainda se encontram o controle do lado da geração cujo objetivo é regular a potência de saída da GD para garantir a estabilidade da geração ou para extrair a máxima potência (PALIZBAN; KAUHANIEMI, 2015). .

No nível de controle primário se encontram as técnicas para regulação da potência gerada e os métodos de detecção de ilhamento (PLANAS et al., 2013). Este controle deve ter a resposta rápida para variações na geração ou cargas. Neste nível são implementados os controles droop tanto para MR CA (GUERRERO et al., 2011) quanto para MRs CC (SHUAI et al., 2018). O principal objetivo deste controle é o compartilhamento de potência e a regulação da tensão e frequência.

O controle secundário tem como principal objetivo corrigir as variações na tensão e frequência dentro dos limites estabelecidos. A medição de tensão e frequência da rede é enviada aos controladores secundários e a saída destes viram referências para os controladores do nível primário (GUERRERO et al., 2011). O controle secundário pode ser centralizado ou descentralizado. No controle centralizado, existe um controlador central para a MR que recebe os valores de tensão e frequência da rede e compara com os da MG. A saída deste controlador é então enviada para as unidades através da rede de comunicação. No controle descentralizado, a medição da tensão e frequência é feita localmente (PALIZBAN; KAUHANIEMI, 2015).

E no nível mais alto tem-se o controle terciário que é responsável por determinar pontos de operação ótima tecnicamente e financeiramente da MR e seu fluxo de potência com a rede principal, portanto este nível é desabilitado na operação ilhada (OLIVARES et al., 2014). Este nível também possui funções para melhora da qualidade de energia tal como funções de LVRT e detecção de ilhamento (GUERRERO et al., 2011).

No nível 0, temos o controle interno dos conversores que pode ser implementado em referencial síncrono, estacionário ou natural (BLAABJERG et al., 2006):

i Controle no referencial natural: neste controle é implementado um controlador de corrente para cada fase. E no caso de um sistema trifásico isolado, somente dois controles são necessários, já que a terceira corrente é dada pela lei das correntes de Kirchhoff. Os tipos de controladores geralmente usados são proporcional ressonante (PR), histerese e *deadbeat*. Para a implementação do controle neste referencial é necessário a utilização de PLL para a criação das referências de corrente que estejam em fase com a tensão da rede.

ii Controle no referencial estático: neste caso as variáveis de corrente são transformadas do referencial estacionário *abc* para $\alpha\beta$. A variável é transformada em uma referência senoidal bifásica o que é adequado para a aplicação do controle PR, que é capaz de eliminar o erro em regime permanente se projetado para que a frequência de ressonância seja a frequência do sistema.

iii Controle no referencial síncrono: as variáveis medidas são transformadas do referencial natural *abc* para o referencial síncrono *dq*. Utilizando um referencial que gira na mesma frequência da rede, o resultado será duas variáveis contínuas. Variáveis contínuas são facilmente controladas por controladores proporcional integral (PI), e garante erro nulo em regime permanente. Para a transformação é necessário a informação do ângulo de fase da frequência da rede obtido através da PLL.

2.2 Tipos de conversores

Os conversores presentes em uma MR podem ser classificados em três tipos de acordo com sua função: formadores de rede, alimentador de rede e suporte à rede.

Um conversor formador de rede (CFR) tem como objetivo o controle da amplitude e frequência da tensão de saída. Estes conversores tem característica de fonte de tensão com baixa impedância de saída. Estes conversores estabelecem a frequência e amplitude da tensão no PAC das MR ilhadas e esta referência será usada por os outros conversores conectados na MR. O CFR deve ser alimentado por alguma fonte de tensão estável, ao contrário de uma intermitente, para possibilitar o controle constante da energia injetada

na rede. Como controle primário, um CFR tem o controle da tensão e frequência e como controle secundário o compartilhamento de carga com a implementação do controle droop (WANG et al., 2012). Adicionalmente, o CFR deve ser capaz de operar conectado a rede ou ilhado, o controle secundário também tem como função atuar na transição entre os dois modos de operação para que aconteça sem transitórios (ROCABERT et al., 2012).

Conversor alimentador de rede (CAR) é projetado para controlar a potência da fonte de GD que é entregue à rede e seu controle tem característica de fonte de corrente. Estes conversores podem operar apenas quando há uma rede estabelecida, seja pela conexão à rede principal ou a MR ilhada que possui o formador de rede, e podem operar em paralelo com outros conversores. O CAR, assim como o CFR, deve operar em sincronismo com a rede para que haja um controle exato da potência (BOUZID et al., 2015). Como controle primário, o CAR tem como objetivo extrair a máxima potência da sua fonte GD, por isso podem ter como objetivo o controle da potência ativa e reativa. No controle secundário, tem-se o controle da potência e o compartilhamento de carga pra minimizar variações na amplitude e frequência da tensão do PAC (ROCABERT et al., 2012).

Conversores de suporte à rede (CSR) podem ter características de fonte de tensão ou fonte de corrente. Seu principal objetivo é de contribuir para a regulação da tensão e frequência através do controle da potência ativa e reativa (ROCABERT et al., 2012). Para operar como fonte de corrente, assim como o CAR necessitam da rede para fornecer a referência de tensão e corrente. Para fonte de tensão, podem operar nos dois modos, conectado e ilhado. Este tipo de conversor utiliza de controle droop para ajustar as referências de potência ativa e reativa. O CSR com característica de fonte de tensão pode também possuir impedância virtual com o objetivo de emular a dinâmica de geradores síncronos (BOUZID et al., 2015). Portanto, o controle primário é o que atua no sentido de permitir que vários conversores operem em conjunto para regular a tensão e frequência e o controle secundário atua para corrigir os desvios nos valores destas variáveis (ROCABERT et al., 2012).

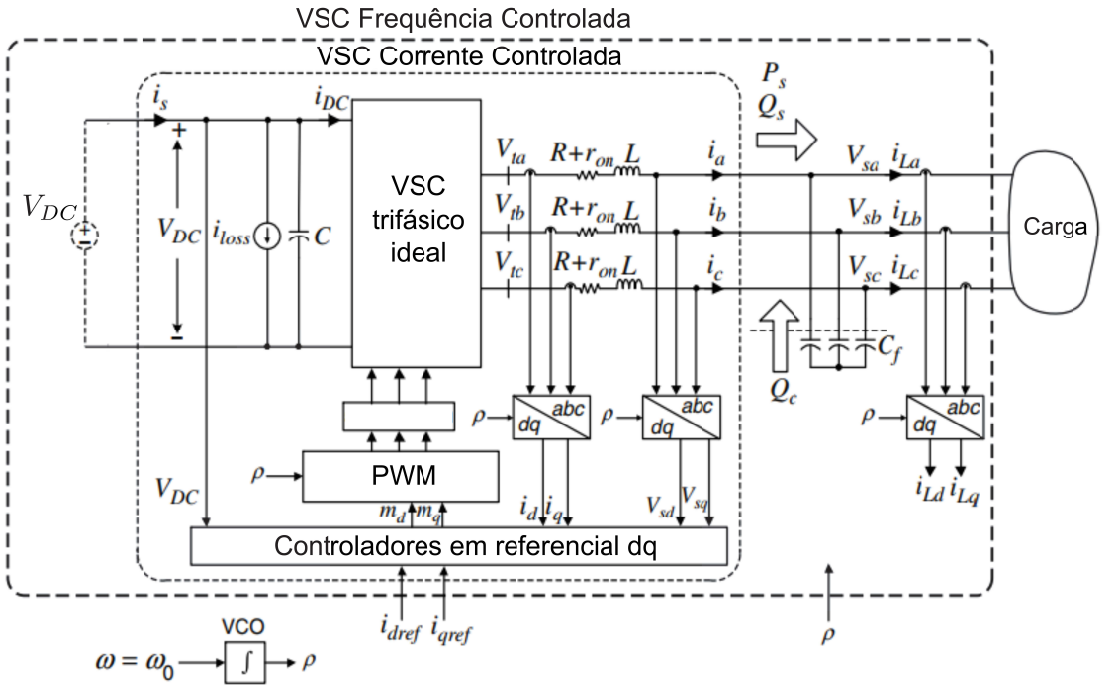
2.3 Estado da arte: topologia do CFR

Conversores formadores de rede possuem dois modos de operação conectado e ilhado que se referem ao modo de funcionamento do lado da rede. Do lado da geração, há o controle dos conversores CC/CC e bidirecional conectados as fontes de energia. Na literatura é apresentado o controle do CFR do lado da rede considerando uma fonte de tensão no barramento CC. A seguir serão abordados apenas os trabalhos que fazem o controle do lado da rede.

Em (YAZDANI; IRAVANI, 2010), é apresentado o conversor com filtro LC da figura 2.4 com o objetivo de controlar a frequência e amplitude da tensão na carga. Os autores

apresentam o controle da tensão do capacitor através do emprego de controladores PI's em duas malhas de controle, uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão implementadas em referencial síncrono.

Figura 2.4: Diagrama do controle de um formador de rede

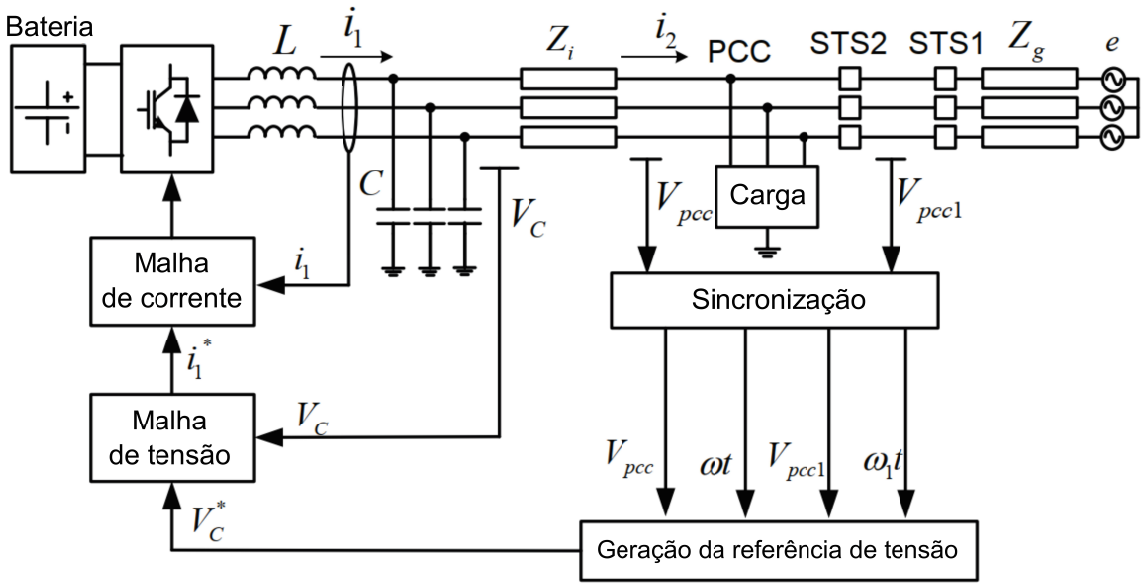


Fonte: Adaptado de (YAZDANI; IRAVANI, 2010)

No trabalho Mastromauro (2014) é apresentado o controle do CFR da figura 2.5 em que a autor projetou um conversor para uso em uma MR com múltiplas fontes de energia (PV e microhidráulica) e cargas diversas divididas em três ramos. O conversor da figura 2.5 tem potência de 225 KVA e possui um filtro do tipo LC mais um transformador abaixador na saída.

O controle é feito em referencial estacionário $\alpha\beta$ através de compensadores proporcional-ressonantes com uma malha externa de controle da tensão no capacitor V_c e uma malha interna de controle da corrente no indutor L_i. Adicionalmente, para a sincronização é usada a DSOGI-PLL (*dual second order generalized integrator*) em dois pontos distintos do sistema. Uma utiliza a tensão do PAC para obter o ângulo de tensão para a realimentação dos controles e outra monitora a rede depois da seccionadora para detectar falhas e no procedimento de reconexão. Os autores observaram que o sistema performa satisfatoriamente para cargas lineares e desbalanceadas. Também concluíram que o CFR

Figura 2.5: Diagrama do controle de um formador de rede



Fonte: Adaptado de (MASTROMAURO, 2014)

em conjunto com outros CSR da MR sob estudo consegue controlar a tensão e frequência no PAC.

Em um trabalho semelhante, Bian et al. (2017) implementa um formador de rede focado na redução do tempo entre desenvolvimento e aplicação. O trabalho aplica o controle SMC (Sliding Mode Control) na malha de corrente, mas também utiliza a tradicional configuração da malha de tensão e corrente, com controlador PI na malha de tensão. A utilização do controlador SMC traz robustez ao sistema, já que não é necessário um modelo preciso da planta tendo o controle alta performance mesmo com variações paramétricas e perturbações.

O funcionamento de uma MR é apresentado em Antunes, Silva e Filho (2015) que é composta por conversor formador de rede, conversor supridor de rede, carga, e filtro passivo. O CFR possui esquema de controle de malha de tensão e corrente. O autor analisa o fluxo de potência da MR em modo ilhado e conectado. O CFR atuou para a regulação da amplitude de tensão em modo conectado através da injeção de potência ativa e em modo ilhado atuou na formação da rede e contribuindo para o balanço de tensão.

Em (BALAGUER et al., 2010) temos o emprego do CFR funcionando em modo ilhado e conectado. O conversor é trifásico e possui em sua saída um filtro LCL. Em modo conectado, o conversor é controlado como fonte de corrente com apenas a malha de corrente e em modo ilhado é controlado como fonte de tensão com malha de controle em

cascata de corrente e tensão. A detecção de ilhamento é feita através de uma SRF-PLL, assim que a tensão da rede é detectada fora dos padrões predefinidos o conversor muda de fonte de corrente para fonte de tensão. Quando a rede volta a operação nominal, o conversor é sincronizado com a rede antes de ser conectado ao PAC novamente.

Em (MATOS et al., 2014) é apresentado um trabalho sobre uma MR onde é empregado o controle droop para gerenciamento da potência em modo ilhado. A MR é constituída por um CFR, que tem como fonte um banco de baterias e supercapacitor, e um CSR alimentado por uma turbina eólica. O controle droop empregado utiliza a frequência para o controle da potência gerada pelos conversores. A alteração da frequência é dependente da tensão das baterias, sendo que se a bateria estiver carregada e não for capaz de absorver mais energia, a potência produzida pela turbina deverá ser reduzida.

Em (SOUZA, 2017) é proposto um conversor formador de rede trifásico com filtro LC para alimentar cargas lineares e não lineares em modo ilhado. O autor implementa um controle em $\alpha\beta 0$ com duas malhas de controle de tensão em cascata. A malha interna tem como objetivo o amortecimento ativo da ressonância do filtro conectado na saída e a malha externa controla a tensão no barramento.

No trabalho (RAHMAN; HOSSAIN; LU, 2016) é apresentada uma MR híbrida com dois barramentos CC conectados a um barramento CA. A MR engloba dois prédios, possui geração PV, sistemas de armazenamento em baterias de íons de Lítio, carregamento de veículos elétricos e cargas CC e CA. Os conversores CC/CC que conecta as cargas e fontes de energia também controla a tensão do barramento CC. O trabalho emprega os conversores CC/CA como interface entre os barramentos. Este conversor com filtro LCL é controlado localmente como fonte de tensão em referencial síncrono e em nível de controle secundário possui o controle droop. Neste nível é empregado um controlador central para a MR que gerencia a potência ativa e reativa. Este controlador envia referências de potência para os conversores com o objetivo de regular a tensão do barramento CC, a amplitude e frequência do barramento CA.

Um outro exemplo do emprego do conversor fonte de tensão pode ser visto em (LOU et al., 2018) onde dois conversores controlados como fonte de tensão são conectados em paralelo. Em nível primário é implementado o controle droop para compartilhamento de potência. Adicionalmente, também propõe a compensação de desbalanço de tensão e implementação da impedância virtual para compartilhamento da corrente de sequência negativa entre os dois conversores. Assim a referência de tensão do controle local do conversor é formada pelas referências vindas do controle droop, da compensação de desbalanço e da ação da impedância virtual.

2.4 Conclusões Parciais

Este capítulo destinou-se à apresentação de tópicos relativos ao tema de MRs. Este estudo é justificado pela necessidade de apresentar alguns conceitos relativos aos conversores formadores de rede e o contexto em que ele é inserido.

Primeiramente, foi apresentado o conceito de MRs, os tipos, modo de operação e métodos de controle e os tipos de conversores presentes. Incluiu-se também uma breve exposição de trabalhos que utilizam o CFR com características similares ao trabalho proposto.

Observa-se que a análise do funcionamento ilhado é uma parte intrínseca das MRs, e em consequência, o emprego dos CFR. Com base na revisão bibliográfica, pode-se reunir informações que são essenciais no desenvolvimento dos capítulos a seguir. O trabalho será focado no desenvolvimento do controle em nível local, em modo conectado ou ilhado. Contudo, não será abordado a transição entre os dois modos de funcionamento.

3 Especificação da Bancada Experimental

Neste capítulo são feitas as considerações a respeito das características dos elementos do conversor que compõe a bancada experimental.

3.1 Estrutura de Montagem do Conversor Formador de Rede Trifásico

Uma estrutura geral do conversor implementado é apresentada na figura 3.1, onde são apresentados os componentes do sistema, a localização dos sensores e dispositivos de proteção.

O conversor é baseado no conversor *Stack* SKS 20F(B6CI)2P+E1CIF+B6U14V12 da SEMIKRON. Este conversor possui um retificador trifásico a diodos, seis braços de IGBTs em configuração meia ponte, e um braço com um IGBT para ser usado como chopper. Os braços estão ligados no barramento CC composto por 14 capacitores conectados em série ou paralelo que formam o barramento com capacitância de 3060 μF.

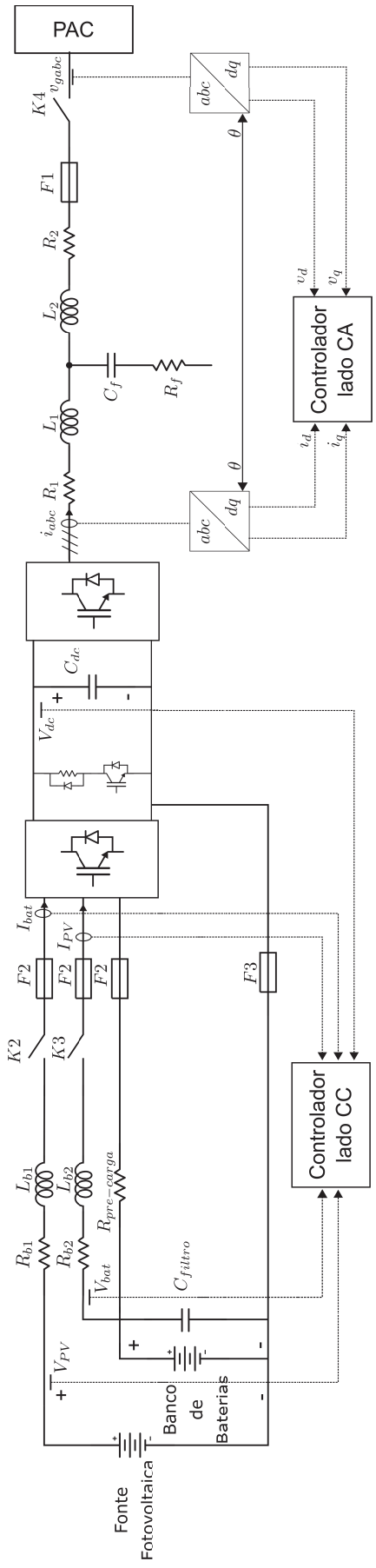
Para a medição de corrente, cada braço de IGBT's já possui sensores de corrente tipo efeito Hall, modelo LA 55-P. Este sensor permite medir correntes de 0 a 100A com um fator de conversão Kn 1:2000, com uma banda de passagem larga de até 200kHz.

Para a medição de tensão foram usados sensores de efeito Hall modelo LV 25-P. Estes sensores medem de 10 a 500V com fator de conversão Kn = 2500:1000. Os sensores de tensão foram posicionados no PAC, em cada braço do *boost* e no barramento CC.

A bancada que foi construída no Laboratório de geração da UNIFEI - Campus Itabira é apresentada na figura 3.2. Nela se encontra todos os elementos que formam o conversor como a parte de eletrônica de potência, condicionamento de sinais e processamento. Na mesa de comando, o usuário tem acesso ao supervisório e a sinalização de acionamento dos contatores da alimentação, rede, bateria e PV bem como o botão de emergência. Ao lado da bancada temos o variador de tensão (varivolt) utilizado para fazer a conexão da bancada a rede em um nível de tensão menor.

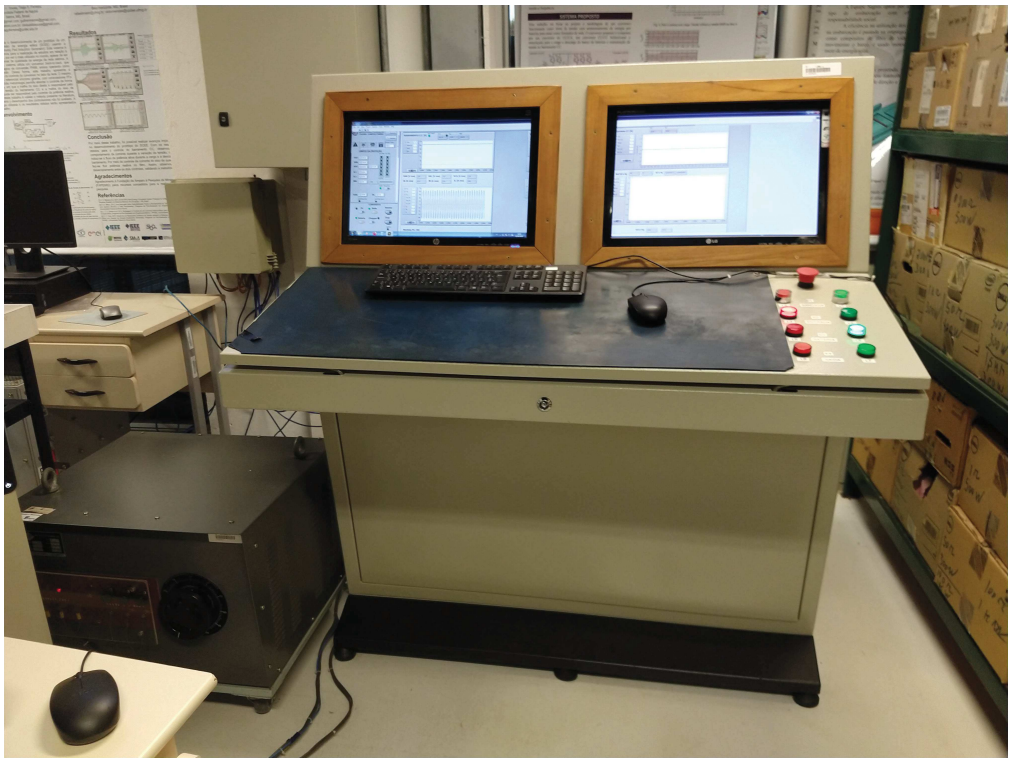
Devido a aspectos práticos, a fonte PV é emulada através de uma fonte CC modelo XR400-20 da marca Magma Power, vista a direita na figura 3.3a. Esta fonte é combinada com o software dedicado a emulação de painéis fotovoltaicos, onde o usuário pode definir os parâmetros do painel solar sob teste e a fonte irá operar de acordo com as curvas IxV geradas. Do lado esquerdo da foto, temos a carga usada nos testes de modo de

Figura 3.1: Diagrama esquemático da bancada experimental



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 3.2: Vista frontal da bancada construída no laboratório de geração



Fonte: Elaborado pelo autor

funcionamento ilhado. Este equipamento possui 5 cargas de valores diferentes que podem ser acionadas através de chaves.

A figura 3.3b mostra o banco de baterias construído para as diversas aplicações do laboratório de geração. O banco de baterias consiste de 12 baterias de chumbo-ácido de 12 V / 200 Ah cada. Maiores detalhes sobre o banco de baterias é visto na seção 3.2.6 onde é discutido o conversor bidirecional.

A parte de potência é apresentada na figura 3.4 bem como o filtro LCL na figura 3.5. A parte de potência inclui o conversor, os indutores do *boost*, a resistência de pré-carga e de chopper, capacitores do filtro do conversor da bateria e demais elementos como contatores e relé. Para proteção, são empregados fusíveis e disjuntores tanto na entrada de tensão CC quanto na entrada de tensão CA do sistema. Por questões práticas o filtro LCL foi instalado fora da bancada.

O processamento do conversor é baseado na FPGA sbRIO-9606 da National Instruments. A parte de controle pode ser vista na figura 3.6. A placa de condicionamento 1 (superior) possui os sensores de tensão (colocados na face inferior da placa) que recebem os sinais dos pontos de medições. Já a placa de condicionamento 2 recebe os sinais vindos

Figura 3.3: Equipamentos utilizados nos teste experimentais

(a) Carga e fonte CC



(b) Banco de Baterias



Fonte: Elaborado pelo autor

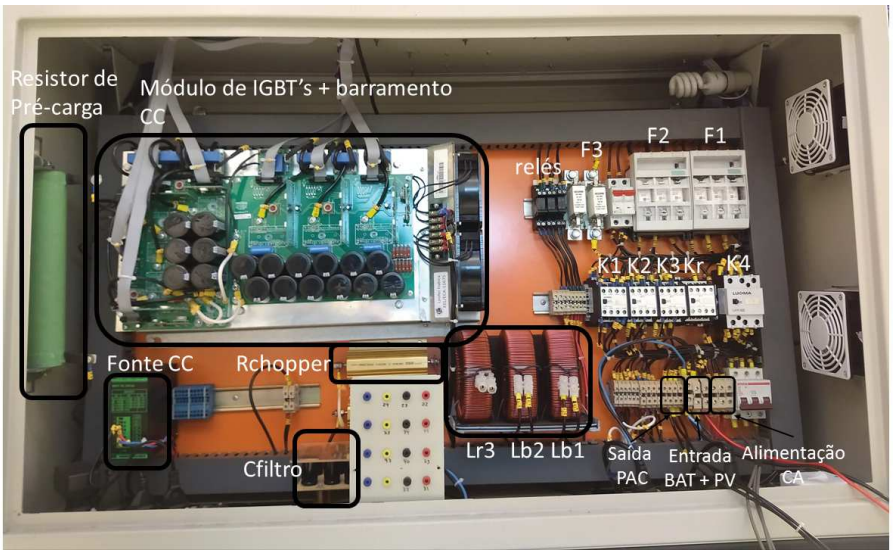
dos sensores de correntes. Estas placas de condicionamento foram desenvolvidas para que os sinais analógicos dos sensores fossem padronizados na faixa de $\pm 10V$, além de incluir CI's que fazem a filtragem ativa da medição. Estes sinais são enviados para a placa que contêm a FPGA, o processador e os módulos de entradas e saídas.

Todos os diferentes tipos de sinais usados para controlar o conversor, são interligados pela placa de condicionamento 3. Esta placa direciona os sinais vindos dos módulos de entrada e saídas da FPGA e envia para os *gate drivers* ou para os relés

3.1.1 Processamento

Para o processamento do controle foi utilizado o produto sbRIO 9606 da National Instruments. Este produto possui uma CPU e uma FPGA. A FPGA Xilinx Spartan-6 LX45 possui memória RAM de 256 MB e armazenamento de 512 MB. Onde é executado o controle do conversor com clock de 40MHz. O processador de 400MHz, comunica diretamente com a FPGA mas executa com um *clock* mais lento que a FPGA. Por possuir mais funções de manipulação de dados é onde é executado o supervisório. Tanto a FPGA quanto o processador são programados pelo programa LabVIEW, que usa programação gráfica, não sendo necessário utilizar a linguagem VHDL. A sbRIO-9606 é uma placa da National Instruments classificada como "General-Purpose Inverter Controller (GPIC)",

Figura 3.4: Parte de potência da bancada experimental



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 3.5: Detalhe do filtro LCL



Fonte: Elaborado pelo autor

para aplicação em inversores. Esta placa conta com um conector RMC (RIO Mezannine Card) que fornece acesso a várias opções de entradas e saídas especialmente projetadas para uso com inversores não sendo necessário o desenvolvimento de mais uma placa de condicionamento para acesso as entradas e saídas digitais da FPGA.

A seguir são apresentadas as entradas e saídas disponíveis no RMC:

- 16 canais de entrada analógica simultânea:
  Cada canal possui um amplificador e um conversor A/D, o que permite amostrar

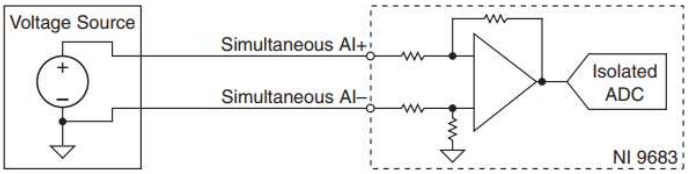
Figura 3.6: Vista frontal da bancada construída no laboratório de geração



Fonte: Elaborado pelo autor

os canais simultaneamente e com terra isolado. Possui proteção de sobretensão de 30V. A faixa de sinal é $\pm 10V$ com resolução de 12 bits, máxima taxa de amostragem de $100kS/s$, impedância de $120k\Omega$ e largura de banda de 210 kHz. É onde são conectados os sinais dos sensores de tensão e corrente de acordo com o esquema da figura 3.7.

Figura 3.7: Esquemático de conexão do canal de entrada analógica simultânea



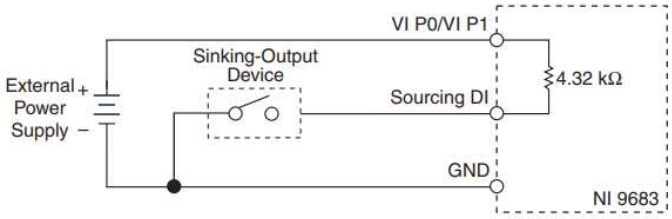
Fonte: NI 9683 *User Manual and Specifications* - National Instruments

- 8 canais de entrada analógica:
  Canais de entrada analógica multiplexados. Faixa do sinal de entrada de 0 a 5V, possuem 12 bits de resolução e taxa de amostragem de até $1kS/s$ usado para monitorar sinais com menor taxa de amostragem. Possui largura de banda de 130KHz, impedância de $10k\Omega$, proteção de sobretensão de 30 V. Atualmente não usado neste sistema.

- 8 canais de saída analógica:
  Canais de saída analógica, também multiplexados com taxa de atualização de $1kS/s$. Faixa de $0-5V$ e resolução do conversor D/A de 12 bits. Pode ser usado para set-point em plantas analógicas. Não é usado neste sistema.

- 28 canais de entrada digital tipo *sourcing*:
  Canais sourcing com entrada de $0-24V$. Tempo de atualização máximo de $3\mu s$. Possui proteção de sobretensão. Usado para ler o sinal de erro Vce do módulo IGBT, onde o nível baixo indica erro e é conectado como na figura 3.8.

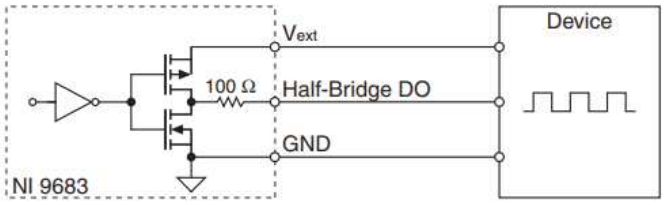
Figura 3.8: Esquemático de conexão do canal de entrada digital tipo *sourcing*



Fonte: NI 9683 *User Manual and Specifications* - National Instruments

- 14 canais de saída digital em meia ponte:
  Canais usados para gerar os sinais digitais para o *gatedriver*. Pode ser *sourcing* ou *sinking*. Aceita alimentação de 5V a 30V, impedância de saída de 100Ω, pode ser configurado para frequências de chaveamento de até $500kHz$ e largura de pulsos mínima de 500ns. Empregado para gerar o sinal PWM para o *gate driver* dos módulos. Figura 3.9 mostra a conexão da saída até o gate driver. É utilizado alimentação de 15V para todos os canais que necessitam de alimentação externa.

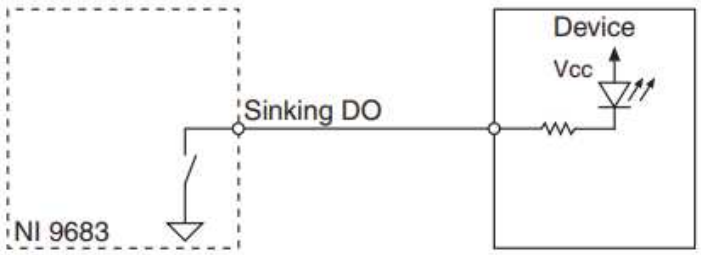
Figura 3.9: Esquemático da saída digital em meia-ponte



Fonte: NI 9683 *User Manual and Specifications* - National Instruments

- 24 canais de saída digital tipo *sinking*:
  Estes canais tem a característica *Sinking*, isto é conectam a entrada ao terra, quando acionadas. Possuem tempo de atualização máximo de $50\mu s$ e máxima corrente de $20mA$ para cada canal com impedância máxima de 6Ω. Estes canais são utilizados para o reset dos módulos IGBT onde é necessário aplicar nível baixo na entrada, a conexão é feita como na figura 3.10.

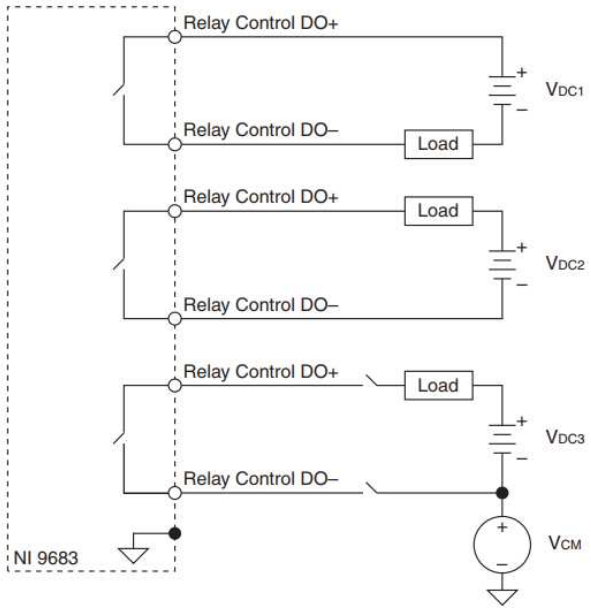
Figura 3.10: Esquemático da saída digital tipo *sinking*



Fonte: NI 9683*User Manual and Specifications* - National Instruments

- 4 saídas digitais de controle de relé:
  4 canais do tipo *sinking* para acionamento de relés, válvulas, solenoides, etc. Tem alimentação externa e é isolado do resto da placa. Máxima tensão de modo comum é 30 V. Não possui proteção, mas suporta corrente de inrush de 8A por 300ms, uma operação por minuto. Usado para acionar os contatores do sistema através de relés de 24V alimentados por uma fonte externa. Figura 3.11 mostra as conexões dos relés.

Figura 3.11: Esquemático das saídas digitais de controle de relé



Fonte: NI 9683 *User Manual and Specifications* - National Instruments

- 32 canais de entrada e saída LVTTL:
  Estes canais se conectam diretamente as I/O digitais da FPGA e não são protegidos por nenhum circuito. São I/O de 0 a 3.3V e corrente máxima de $\mp 3mA$. A frequência de execução depende da frequência da FPGA e do tipo de aplicação, mas podendo chegar a 10MHz.

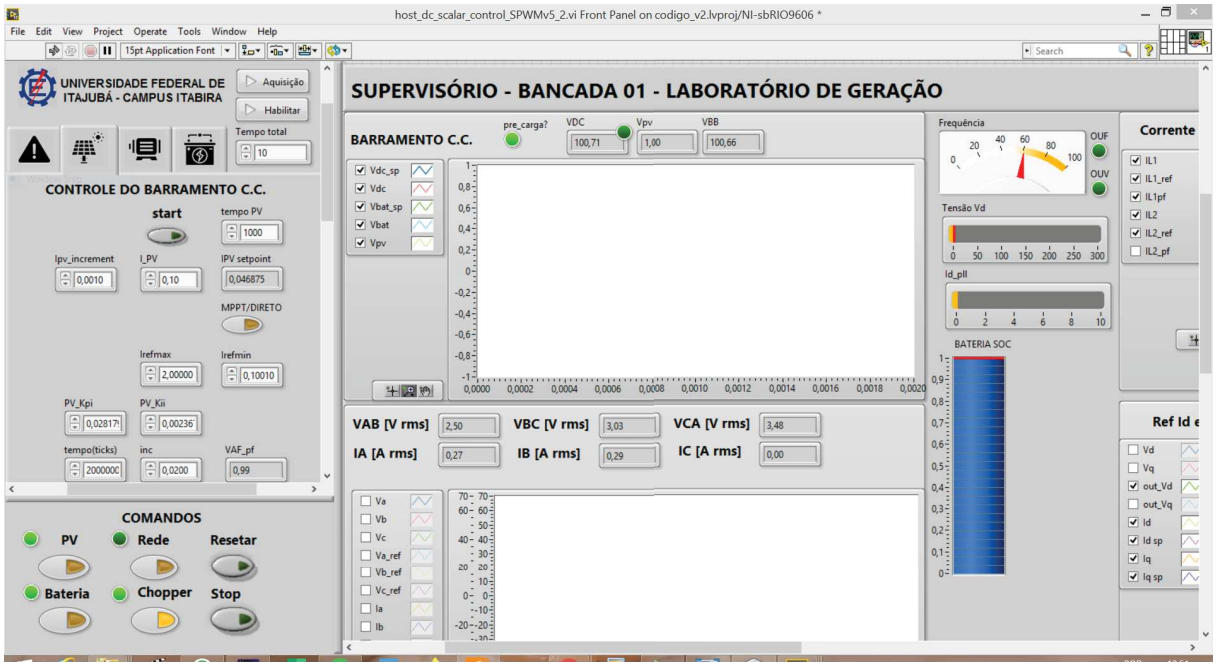
- Comunicação:
  A sbRIO possui conector de comunicação RS-232, CAN, USB, e ethernet

3.1.2 Sistema supervisório

O sistema supervisório foi criado para acompanhar, visualizar ou modificar variáveis do processo em tempo real. Ele é implementado no processador da placa, o que o LabVIEW classifica como *Host*. O *Host* tem tempo de execução menor que o da FPGA (1kHz) e se comunica usando blocos de leitura/escrita (*Read/Write* nos indicadores da FPGA ou de estruturas como DMA FIFO (*Direct Memory Access First In First Out*). O supervisório permite visualizar as variáveis como tensão, corrente, o nível da bateria ou a frequência do sinal gerado em forma de gráfico, como visto na parte central da figura 3.12. É possível mudar o valor de referência do controle, os valores dos controladores ou os limites da proteção, visto na parte esquerda da figura. Também foram inseridos botões para acionar os contatores, visto no canto inferior esquerdo da imagem. O sistema

supervisório criado ainda foi programado para temporizar as tarefas, podendo assim configurar o tempo em que cada ação será executada e por quanto tempo. O que facilita a configuração do procedimento para inicialização do conversor.

Figura 3.12: Sistema Supervisório em LabVIEW



Fonte: Elaborado pelo autor

3.2 Conversor

Tabela 3.1 mostra as principais características do *stack* da SEMIKRON.

Tabela 3.1: Parâmetros do conversor

Corrente máxima I_{rms}	20 A
Máxima tensão de linha	380 V_{rms}
Máxima tensão do barramento CC	750 V
Frequência Máxima de chaveamento	15 kHz
Máxima tensão coletor-emissor do IGBT (V_{ce})	1200 V

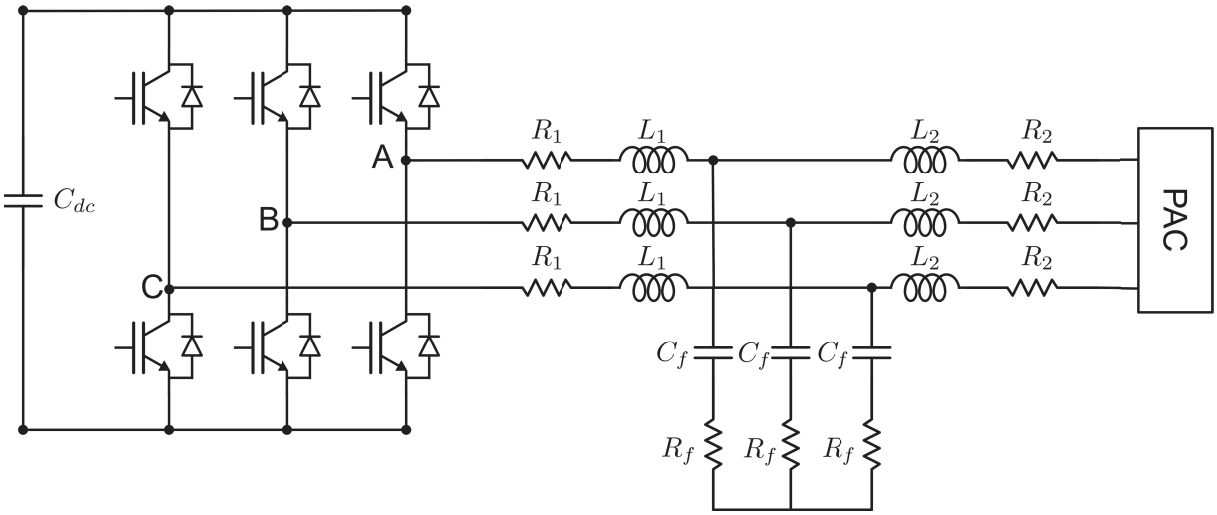
Fonte: Elaborado pelo autor

Para a montagem do CFR foram utilizados 3 módulos de IGBT para montar o conversor CC/CA, 2 módulos de IGBT para dois conversores CC/CC e o módulo de chopper para proteção do barramento CC. Cada um dos conversores será detalhado mais abaixo.

3.2.1 O conversor CC/CA

Na figura 3.13 é mostrado o diagrama do conversor CC/CA. Este sistema é responsável por transferir a energia do barramento CC para a rede quando conectado à rede ou formar a rede em caso de modo ilhado.

Figura 3.13: Diagrama elétrico do conversor formador de rede



Fonte: Elaborado pelo autor

O conversor foi projetado para trabalhar na rede trifásica de baixa tensão, por isso a tensão de linha considerada será de 220 V / 60 Hz. A potência será de 5 kVA e frequência de chaveamento de 5040 Hz. A frequência escolhida foi determinada com base na capacidade de processamento da placa FPGA. O *clock* do programa foi configurado para ser igual a 10080 Hz, para que sejam feitas duas operações por ciclo de chaveamento e foi escolhida este valor para que o processamento tenha tempo de executar todas as funções implementadas no programa.

Para a geração da tensão CA, o conversor usa do SPWM (Sinosoidal Pulse Width Modulation) para gerar uma tensão de baixa frequência com a amplitude desejada através de pulsos de tensão de alta frequência. O PWM é o método mais empregado por possuir características de baixa distorção na frequência do sinal modulado e frequência da portadora fixa o que produz um espectro harmônico bem definido e facilmente filtrado (HAVA; KERKMAN; LIPO, 1999).

O primeiro item a ser definido é a tensão do barramento CC (V_{cc}). Esta tensão deve ser capaz de sintetizar a tensão da rede na qual está conectado o conversor. Para um barramento CC, a tensão RMS de linha que um inversor pode gerar é (MOHAN;

UNDELAND; ROBBINS, 2003):

$$V_{LL(RMS)} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{Vd}{2} \tag{3.1}$$

Para as chaves semicondutoras recomenda-se trabalhar com tensão nominal que seja inferior a metade da tensão máxima de operação. Considerando as características do conversor e da rede dadas pela tabela 3.1, o barramento CC é definido dentro do limite 3.2:

$$1.633 * 220 < V_{dc} < 1200/2 \tag{3.2}$$

O valor escolhido foi de 400[V].

3.2.2 O Filtro do inversor

A tensão de saída do conversor possui harmônicos na frequência de chaveamento, o que resulta em harmônicos na corrente e tensão da rede. Os harmônicos gerados pela ação de chaveamento são de baixa amplitude e múltiplos da frequência de chaveamento. O filtro serve para eliminar os harmônicos decorrentes do chaveamento para que a tensão e corrente fique dentro dos limites exigidos pelas normas. Pela norma IEEE Std. 1547 (2018), a distorção harmônica total da corrente injetada pela geração distribuída não deve ser maior que 5%.

Os limites da norma para distorções harmônicas para a corrente nominal é apresentado na tabela 3.2.

Tabela 3.2: Limites máximos de distorção por componente harmônica de corrente

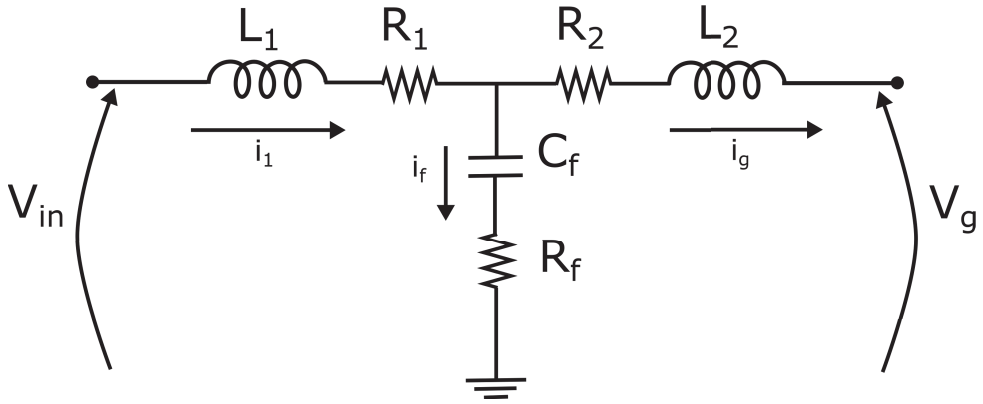
Ordem Harmônica (h)	Percentual (%)
harmônica ímpares	
$h < 11$	4,0
$11 < h < 17$	2,0
$17 < h < 23$	1,5
$23 < h < 35$	0,6
$35 < h < 50$	0,3
harmônica pares	
h = 2	1,0
h = 4	2,0
h = 6	3,0

Fonte: (IEEE Std. 1547, 2018)

O filtro também faz a conexão entre o conversor e a rede e é necessário para fazer o controle da corrente de saída.

A topologia de filtro escolhida foi LCL, como na figura 3.14. Esta configuração tem como característica a atenuação de 60db/décadas para frequências acima da frequência de ressonância, possibilitando assim o emprego de frequências de chaveamento menores ao mesmo tempo garantido que o nível de harmônicos esteja dentro dos limites. O filtro LCL possibilita a utilização de valores menores de indutores e capacitores para obtenção de um *ripple* de corrente menor no indutor (KAHLANE; HASSAINE; KHERCHI, 2014). O filtro LCL possui um pico de ressonância intrínseco a este tipo de configuração. São empregados métodos de amortecimento, passivo ou ativo, para reduzir o risco de amplificação de componentes harmônicas (BERES et al., 2016). No filtro utilizado, usou-se o amortecimento passivo com a resistência R_f em série com o capacitor.

Figura 3.14: Diagrama do filtro LCL



Fonte: Elaborado pelo autor

O filtro implementado no conversor possui os valores da tabela 3.3. Ele foi calculado seguindo as referências Liserre, Blaabjerg e Hansen (2005) e Reznik et al. (2012).

Tabela 3.3: Parâmetros do Filtro LCL

L_1	$2mH$
L_2	$2mH$
R_1	$0,015\Omega$
R_2	$0,015\Omega$
C_f	$20\mu F$
R_f	2Ω

A função de transferência do filtro com resistor de amortecimento então é (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005):

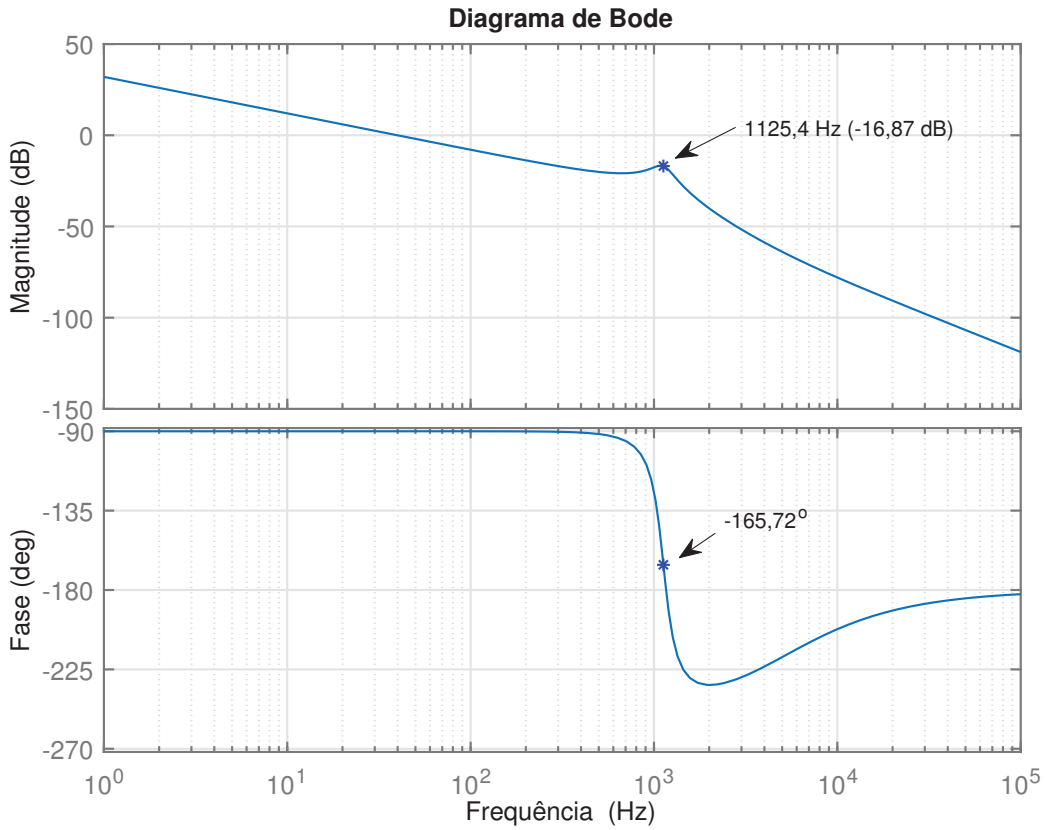
$$\frac{I_g(s)}{V(s)} = \frac{R_f.C_f.s + 1}{C_f.L_2.L_1.s^3 + R_f.C_f(L_1 + L_2)s^2 + (L_1 + L_2)s} \tag{3.3}$$

A frequência de ressonância para o filtro desconsiderando o resistor de amortecimento pode ser calculada pela equação

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} \tag{3.4}$$

A frequência de ressonância do filtro calculada pela equação 3.4 é de $1125,4$ Hz. A frequência encontrada está dentro dos parâmetros dado por Liserre, Blaabjerg e Hansen (2005) em que a frequência de ressonância deve ser 10 vezes maior que a frequência da rede (60 Hz) e menor que metade da frequência de chaveamento (5040 Hz). o diagrama de bode do filtro é mostrado na figura 3.15.

Figura 3.15: Diagrama de bode do filtro LCL com resistor de amortecimento



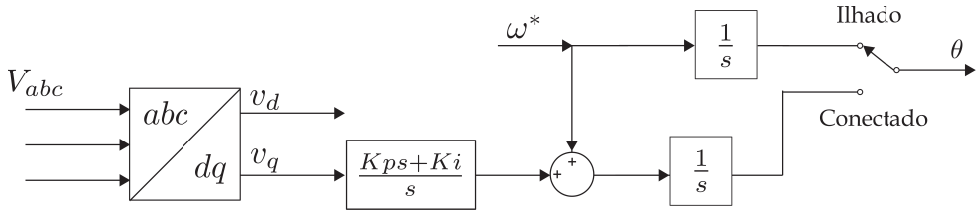
Fonte: Elaborado pelo autor

3.2.3 PLL

Para as transformações de referencial e para o sincronismo com a rede é necessário implementar um algoritmo de sincronismo como a PLL. A PLL tem a função de detectar

o ângulo e frequência da rede. Em modo conectado a rede, ela estabelece o sincronismo do conversor com a rede. Em modo ilhado, ela recebe a referência de frequência com que as tensões necessitam ser geradas pelo conversor. Para este trabalho, foi implementada a SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame PLL*), no qual o diagrama é mostrado na figura 3.16.

Figura 3.16: Diagrama de blocos da SRF-PLL



Fonte: Elaborado pelo autor

Um vetor de tensão que está em coordenadas naturais pode ser transformado para o referencial estacionário $\alpha\beta$ utilizando a transformada de Clarke, apresentada na equação 3.5. Em seguida, o vetor é transformado para o referencial síncrono usando a transformada de Park dada pela equação 3.6.

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{(3)}}{2} & -\frac{\sqrt{(3)}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{(2)}} & \frac{1}{\sqrt{(2)}} & \frac{1}{\sqrt{(2)}} \end{bmatrix} \tag{3.5}$$

$$[T_{dq0}] = \begin{bmatrix} cos(\theta) & sen(\theta) & 0 \\ sen(\theta) & cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{3.6}$$

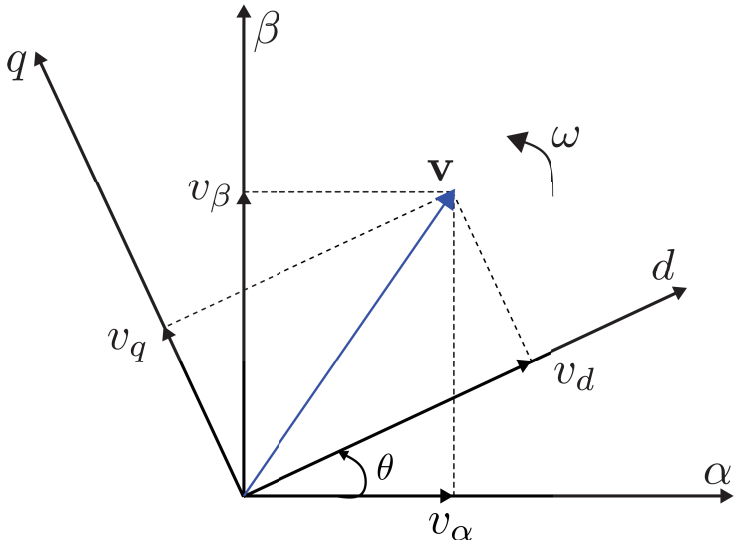
Assim, a transformação de referencial natural para síncrono é dada pela equação 3.7.

$$\begin{bmatrix} vd \\ vq \end{bmatrix} = [T_{dq0}].[T_{\alpha\beta 0}]. \begin{bmatrix} va \\ vb \\ vc \end{bmatrix} \tag{3.7}$$

Se o ângulo da transformação estiver em sincronismo com o sinal de tensão, o eixo do referencial dq estará em fase com o vetor de tensão v. Assim, o sinal de saída da transformação será v_d possuindo o mesmo valor da amplitude do vetor de tensão e v_q com valor nulo pois será ortogonal ao vetor de tensão. A representação de um vetor girante nos referenciais estático e síncrono é apresentada na figura 3.17. No SRF-PLL, um loop

de controle regula a componente v_q em zero, retornando um ângulo θ que está em fase com o sinal de entrada (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).

Figura 3.17: Representação do referencial estacionário e síncrono



Fonte: Elaborado pelo autor

De Rodriguez, Sainz e Bergas (2002) Os ganhos do controlador do PI são dados pelas equações 3.8 e 3.9:

$$\omega_c = \sqrt{V^+ K_i} \tag{3.8}$$

$$\xi = \frac{kp}{2}\sqrt{\frac{V^+}{K_i}} \tag{3.9}$$

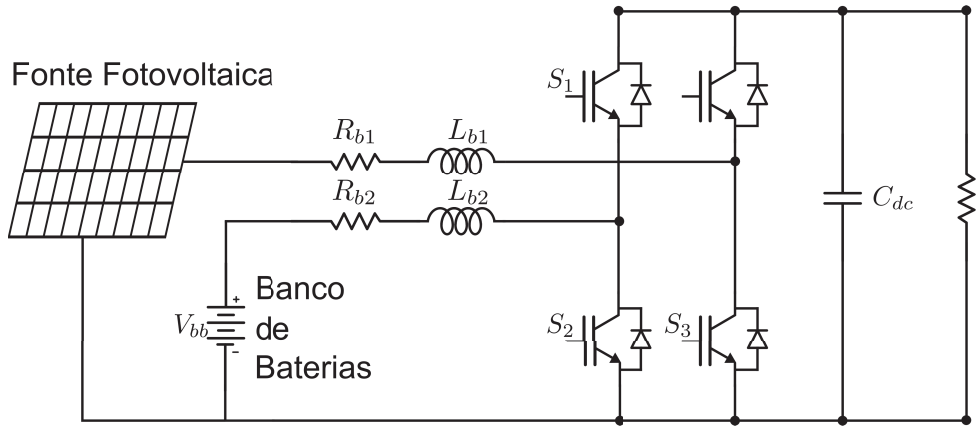
Onde ω_c e ξ é a frequência natural e o amortecimento, respectivamente, num sistema de segunda ordem, e V^+ é a amplitude da sequência positiva da tensão.

3.2.4 Conversor CC/CC

Na figura 3.18 é apresentado o digrama do conversor CC, composto por conversores *boost* para os painéis fotovoltaicos e um conversor de dois quadrantes para as baterias. A resistência R_o representa a carga alimentada pelo conversor.

Um dos braços de IGBTs será usado para o *boost* que será conectado aos painéis solares e outro será usado como um conversor bidirecional que será conectado às baterias. Devido à disponibilidade de materiais no laboratório para a montagem da bancada, os dois *boost* possuem o mesmo valor de indutância, 3.7mH e frequência de chaveamento

Figura 3.18: Diagrama do conversor CC



Fonte: Elaborado pelo autor

de 5,04kHz. Assim, pode-se verificar o desempenho de cada conversor no seu ponto de operação.

3.2.5 *Boost*

Na tabela 3.4 temos os parâmetros nominais do conjunto de painéis fotovoltaicos que será utilizado neste *boost*.

Tabela 3.4: Parâmetros do arranjo fotovoltaico para irradiação igual a 1000 W/m^2 e temperatura de 25^oC

Potência se saída (P_{max})	5.1kW
Tensão de circuito aberto (V_{oc})	387 V
Corrente de curto circuito (I_{sc})	17.76 A
Tensão no ponto de máxima potência (V_{MPPT})	306 V
Corrente no ponto de máxima potência (I_{MPPT})	16.64 [A]

Assumindo a melhor condição de operação dos arranjos fotovoltaicos (ponto de máxima potência) pode-se calcular a razão cíclica como:

$$d = \frac{V_{dc} - V_{pv}}{V_{dc}} = \frac{400 - 306}{400} = 0,235 \tag{3.10}$$

Considerando o indutor de $3.7mH$ e a frequência de chaveamento, o *ripple* de corrente pode ser calculado como:

$$\Delta I_L = \frac{V_{pv} d}{f_s L} = \frac{300 * 0.235}{5000 * 3.7 * 10^{-3}} = 3.8108[A] \tag{3.11}$$

Este valor representa 23% do valor da corrente nominal.

Para o sistema implementado a capacitância do barramento CC já é fixada em $3060\mu F$ pelo fabricante. Assim, o *ripple* de tensão que o painel proporcionará será:

$$\Delta V_{dc} = \frac{I_{max} D}{f_s C_{dc}} = \frac{21,31 * 0.275}{5000 * 3060 * 10^{-6}} = 0.3830 \tag{3.12}$$

Ou seja, menos de 1% de variação da tensão no barramento CC.

3.2.6 Conversor Bidirecional

O conversor empregado para conexão ao banco de baterias deve permitir a carga e a descarga destas. Por isto é empregado o conversor bidirecional que é um conversor que utiliza a configuração *half-bridge* e possui a característica de operação em dois quadrantes com reversibilidade de corrente.

Inicialmente, deve-se levantar as características principais do banco de baterias. Para formar o banco de baterias usado neste trabalho utilizou-se de baterias do tipo chumbo-ácido com capacidade nominal C10 de 200Ah cada. Tabela 3.5 mostra as características de uma unidade usada para formar o banco de baterias obtidas pelo manual do fabricante e que são importantes para o desenvolvimento do sistema. Estes parâmetros foram definidos com o auxílio do modelo de baterias do MATLAB/Simulink e através do catálogo das baterias.

Tabela 3.5: Parâmetros de uma bateria

Tensão nominal	12[V]
Tensão de flutuação	13,2[V]
Tensão de equalização	14,4[V]
Tensão Final	10,5 [V]
Profundidade de descarga	20%
Temperatura média de operação	35^oC
Vida útil projetada	1500 ciclos
Tensão constante ($E0$)	12.9832 [V]
Tensão de polarização (k)	0.4298 [V]
Amplitude da zona exponencial (A)	0.71 [V]
Inverso da constante de tempo da zona exponencial (B)	0.6994 $[(Ah)^{-1}]$
Capacidade Nominal C10 (Q)	200 [Ah]
Resistência série do banco de baterias (R_{bat})	0.0089 [Ω]

Para o desenvolvimento do conversor bidirecional são utilizados os parâmetros da tabela 3.6 que se referem ao arranjo de 12 baterias conectadas em série.

Tabela 3.6: Parâmetros do banco de baterias

Tensão nominal (V_{bb})	$144[V]$
Capacidade Nominal (Q_n)	$2400[AH]$
Frequência de chaveamento (f_{sw})	$5040[Hz]$
Corrente máxima (Il_{bb})	$20[A]$
Ondulação na tensão do banco de baterias (δVbb)	1%

Com os valores já definidos dos indutores e capacitância do barramento, pode-se calcular alguns parâmetros de desempenho do conversor. Primeiramente, temos o valor da razão cíclica o para *boost*:

$$d_{boost} = \frac{V_{dc} - V_{bb}}{V_{dc}} = \frac{400 - 144}{400} = 0,64 \tag{3.13}$$

O mesmo indutor utilizado para o *boost* do PV ($L = 3.7$ mH), é utilizado neste *boost*. Com isso a ondulação na corrente pode ser calculada como:

$$\Delta I_L = \frac{V_{pv}d}{f_s L_2} = \frac{144 * 0.64}{5040 * 3.7 * 10^{-3}} = 4.94A \tag{3.14}$$

O que representa 25% da corrente nominal do banco de baterias.

Para minimizar a ondulação da tensão de carga das baterias no modo *buck* é implementado um filtro na saída, isto é, em paralelo com as baterias. Para uma ondulação de 1% na tensão, o capacitor que será conectado pode ser calculado como (MARTINS; BARBI, 2006):

$$C_{filtro} = \frac{V_{dc}}{31 L_{B2} f^2 \Delta V_{cfiltro_{max}}} = \frac{400}{313.7 * 10^{-3} 5040^2 1,44} = 95,34\mu F \tag{3.15}$$

O capacitor implementado na bancada foi de 225 μF. A nova ondulação de tensão calculada é de 1,63[V] . A frequência de ressonância do filtro deve ser bem menor que a frequência de chaveamento para atenuar as oscilações. Assim, para a capacitância implementada a frequência de ressonância será:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{b2} C_{filtro}}} = 174,43 \quad Hz \tag{3.16}$$

3.3 Conclusões Parciais

Neste capítulo foram apresentados os componentes que formam o conversor formador de rede proposto. A parte de hardware e software do controle foi apresentada, com a exposição das características da placa sbRIO-9606 utilizada neste trabalho. Foi calculado qual seria o desempenho dos componentes passivos quanto ao *ripple* de corrente ou tensão

e visto que estes atendem os critérios de projeto. Também foi apresentado os dados de projeto do filtro e a avaliação da sua resposta em frequência. As escolhas feitas para o projeto foram baseadas em obter um sistema que fosse possível de montar com os equipamentos presentes no laboratório.

4 Controle do conversor

Este capítulo trata da modelagem e do projeto do controle do CFR em suas duas condições de operação: conectado e ilhado. Em modo conectado, temos o inversor controlando a tensão do barramento CC, o *boost* da geração fotovoltaica em modo MPPT e o conversor bidirecional da bateria em modo de carga se necessário.

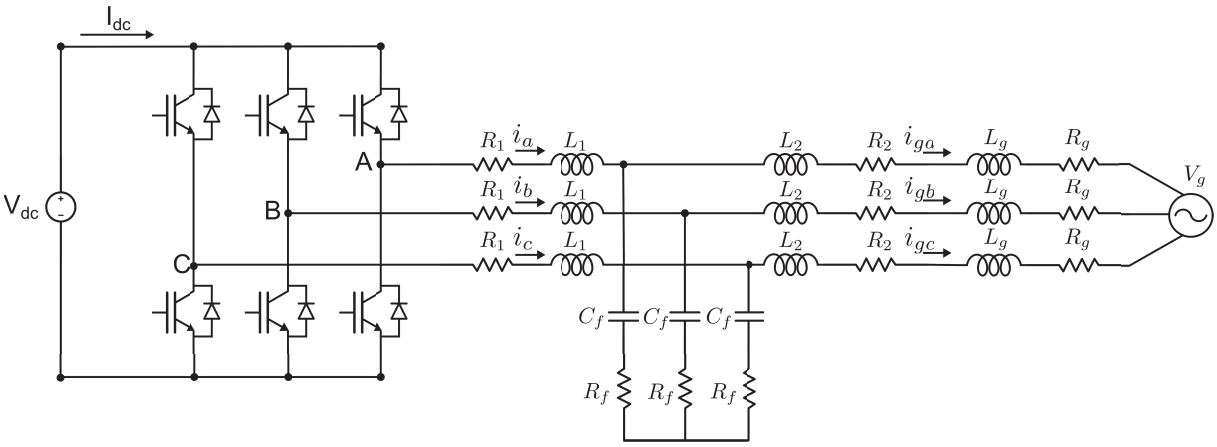
Em modo ilhado, o inversor controla a tensão e frequência no PAC. Como o inversor não controla mais a tensão do barramento CC, os conversores CC/CC são empregados para controle desta variável através do DBS. Assim, a tensão do barramento CC é mantida dentro de uma faixa de valores que dependendo da carga fazem com que os conversores operem como fonte de corrente constante ou tensão constante. O *boost* de geração fotovoltaica pode trabalhar com o controle da corrente em modo MPPT ou com o controle da tensão do barramento CC se houver excesso de geração. O conversor bidirecional controla a tensão do barramento CC ao controlar o sentido da corrente e consequentemente a injeção (déficit de geração) ou absorção de potência (excesso de geração).

4.1 Modelo do Conversor CC/CA

4.1.1 Controle de Corrente

Na figura 4.1 é apresentado o diagrama esquemático do conversor conectado à rede através do filtro LCL.

Figura 4.1: Esquemático do conversor formador de rede trifásico conectado à rede



Fonte: Elaborado pelo autor

Para a análise da corrente é desconsiderado o ramo capacitivo do filtro já que sua impedância é alta em baixas frequências e se comporta como um circuito aberto. A dinâmica das correntes trifásicas CA do circuito da figura 4.1 pode ser escrita como:

$$L_{eq}\frac{di_a}{dt} = -R_{eq}i_a + V_{ina} - V_{ga} \tag{4.1}$$

$$L_{eq}\frac{di_b}{dt} = -R_{eq}i_b + V_{inb} - V_{gb} \tag{4.2}$$

$$L_{eq}\frac{di_c}{dt} = -R_{eq}i_c + V_{inc} - V_{gc} \tag{4.3}$$

onde $\widehat{i}(t)$ é o vetor de corrente do conversor, $\widehat{V}_{in}(t)$ é o vetor de tensão do lado do conversor, $\widehat{V}_g(t)$ é o vetor tensão do lado da rede, sendo $Req = R_1 + R_2$ e $L_{eq} = L1 + L2$. Cada sinal trifásico das equações anteriores pode ser representado por um fasor podendo, assim, reescrever a equação como:

$$L_{eq}\frac{d}{dt}\widehat{i}(t) = -R_{eq}\widehat{i}(t) + \widehat{V}_{in}(t) - \widehat{V}_g \tag{4.4}$$

Um sinal trifásico pode ser transformado para o referencial síncrono (dq) transformando o sinal senoidal em dois sinais contínuos, onde pode ser empregado o controlador PI.

Assim, primeiramente os sinais da equação 4.4 são transformados para o referencial estacionário $\alpha\beta 0$ utilizando a transformada de Clarke dada abaixo:

$$[f_{\alpha\beta 0}] = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{(3)}}{2} & -\frac{\sqrt{(3)}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{(2)}} & \frac{1}{\sqrt{(2)}} & \frac{1}{\sqrt{(2)}} \end{bmatrix}[f_{abc}] \tag{4.5}$$

A equação do conversor em referencial estacionário então será dada por:

$$\frac{di_\alpha(t)}{d(t)} = \frac{1}{L_{eq}}[-R_{eq}i_\alpha(t) - v_{g_\alpha}(t) + v_{in_\alpha}(t)] \tag{4.6}$$

$$\frac{di_\beta(t)}{d(t)} = \frac{1}{L_{eq}}[-R_{eq}i_\beta(t) - v_{g_\beta}(t) + v_{in_\beta}(t)] \tag{4.7}$$

Do referencial estacionário para o referencial síncrono os sinais são transformados usando-se a transformada de Park, como:

$$[v_{dq0}] = \begin{bmatrix} cos(\theta) & sen(\theta) & 0 \\ sen(\theta) & cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta 0} \tag{4.8}$$

Assim, o modelo matemático do inversor em referencial síncrono será dado por:

$$\frac{di_d(t)}{d(t)} - \omega i_q(t) = \frac{1}{L_{eq}}[-R_{eq}i_d(t) - v_{g_d}(t) + v_{in_d}(t)] \tag{4.9}$$

$$\frac{di_q(t)}{d(t)} + \omega i_d(t) = \frac{1}{L_{eq}}[-R_{eq}i_q(t) - v_{g_q}(t) + v_{in_q}(t)] \tag{4.10}$$

A tensão CA de saída (em referencial síncrono) do conversor é dada em função do sinal modulante ($m(t)$) em conversor de dois níveis como:

$$V_{ind}(t) = \frac{V_{DC}}{2}m_d(t) \tag{4.11}$$

$$V_{inq}(t) = \frac{V_{DC}}{2}m_q(t) \tag{4.12}$$

Por causa do termo ωL_{eq} as dinâmicas das correntes estão acopladas, por isso faz-se a estratégia de desacoplamento dos termos. Criando uma nova variável de entrada u_{dq} dada por:

$$u_d(t) = \frac{V_{DC}}{2}m_d(t) + \omega L_{eq}i_q(t) - v_{g_d}(t) \tag{4.13}$$

$$u_q(t) = \frac{V_{DC}}{2}m_q(t) + \omega L_{eq}i_d(t) - v_{g_q}(t) \tag{4.14}$$

Esta equação engloba a estratégia de desacoplamento e o modelo do conversor. Substituindo a nova variável na equação 4.10, temos:

$$\frac{di_d(t)}{d(t)} = \frac{1}{L_{eq}}[-R_{eq}i_d(t) - u_{_d}(t)] \tag{4.15}$$

$$\frac{di_q(t)}{d(t)} = \frac{1}{L_{eq}}[-R_{eq}i_q(t) - u_q(t)] \tag{4.16}$$

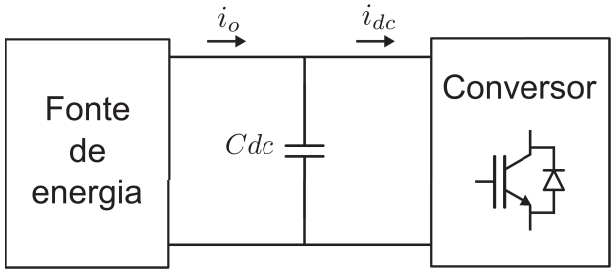
As equações 4.15 e 4.16 mostram que as corrente i_d e i_q podem ser controladas pela tensão v_d e v_q respectivamente. Adicionalmente, este modelo tem como característica ser linear, de primeira ordem e ser desacoplado entre si. Com este modelo, pode-se projetar a malha de controle mais interna, de corrente.

Para a malha externa, aqui se tem dois controles diferentes dependendo do modo de operação. Para operação conectado à rede, temos o controle da tensão do barramento CC pela corrente CA. Para operação ilhado tem-se, o controle da tensão no PAC pela corrente CA. Então, embora os dois controles utilizem a mesma malha interna de corrente, a malha externa é diferente nos dois modos de operação.

4.1.2 Controle de tensão Vdc

Se considerarmos o esquema da figura 4.2 em que uma fonte de energia conectada no barramento CC do conversor injeta corrente i_o, podemos escrever as correntes do sistema como:

Figura 4.2: Diagrama esquemático do controle do barramento CC



Fonte: Elaborado pelo autor

$$i_{dc} = i_o - C_{dc}\frac{dv_{dc}}{dt} \tag{4.17}$$

Como a tensão V_{dc} é controlada pela corrente i_{dc}, considera-se que i_o como um distúrbio. Assim a função de transferência fica:

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_{dc}(s)} = \frac{1}{s} \tag{4.18}$$

Entretanto, a corrente i_{dc} deve ser relacionada com a corrente i_d, porque a tensão dever ser controlada pelo lado da rede. Assim, começando por escrever a relação entre a potência de saída e de entrada como sendo: (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011):

$$\frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) = -v_{dc}C_{dc}\frac{dv_{dc}}{dt} + v_{dc}i_o \tag{4.19}$$

Considera-se que no referencial síncrono v_d é igual a amplitude do fasor de tensão, então v_q será nulo. Também,

$$i_{dc} = -v_{dc}C_{dc}\frac{dv_{dc}}{dt} + v_{dc}i_o \tag{4.20}$$

Pode-se escrever o termo que relaciona a corrente CA id com a corrente CC i_{dc}, como:

$$i_{dc} = \left(\frac{3}{2}\right)\frac{v_d}{v_{dc}}i_d \tag{4.21}$$

4.1.3 Controle de tensão Vca

Para um sistema operando ilhado, deve ser implementado o controle da tensão CA. A tensão no capacitor é controlada através da corrente CA. Para a figura 4.1, a dinâmica da tensão no capacitor pode ser escrita como:

$$C_f \frac{d\widehat{V}_{cf}}{dt} = \widehat{i_c} - \widehat{i_g} \tag{4.22}$$

sendo $\hat{V}_{cf}$ o vetor tensão no lado da carga, $\hat{i_c}$ o vetor da corrente de saída do conversor e $\hat{i_L}$ o vetor corrente da carga. Escrevendo equação 4.22 em referencial síncrono, tem-se:

$$C_f \frac{dV_{cf_d}(t)}{dt} = C_f \omega V_{cf_q} + i_d - i_{g_d} \tag{4.23}$$

$$C_f \frac{dV_{cf_q}(t)}{dt} = -C_f \omega V_{cf_d} + i_q - i_{g_q} \tag{4.24}$$

O acoplamento entre os termos V_{gd} e V_{gq} pode ser eliminado através da compensação *feedforward*. A corrente da carga também pode ser compensada, para que o efeito da carga seja subtraído do controle de corrente, mas não foi feito neste trabalho. A corrente de carga é tratada como um distúrbio, pois optou-se por não implementar a medição. Para o controle da tensão CA com uma malha interna de corrente, a referência $i_{d_{ref}}$ e $i_{q_{ref}}$ são construídas como:

$$i_{d_{ref}} = u_d - C_f(\omega V_{cf_q}) \tag{4.25}$$

$$i_{q_{ref}} = u_q + C_f(\omega V_{cf_d}) \tag{4.26}$$

da equação 4.15 e 4.16 a resposta do controle de corrente é um sistema de primeira ordem, definido como:

$$I_d(s) = G_i(s) I_{d_{ref}}(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} I_{d_{ref}}(s) \tag{4.27}$$

$$I_q(s) = G_i(s) I_{q_{ref}}(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} I_{q_{ref}}(s) \tag{4.28}$$

Reescrevendo a resposta do controle de corrente com as novas referências 4.25 e 4.26, temos:

$$I_d(s) = G_i(s) U_d(s) - C_f G_i(s) \mathcal{L}\{\omega V_{sq}\} \tag{4.29}$$

$$I_q(s) = G_i(s)U_q(s) + C_f G_i(s)\mathcal{L}\{\omega V_{sd}\} \tag{4.30}$$

substituindo este resultado em 4.23 e 4.24, temos:

$$C_f s V_{sd}(s) = G_i(s)U_d(s) + C_f(1 - G_i(s))\mathcal{L}\{\omega V_{sq}\} - I_{Ld}(s) \tag{4.31}$$

$$C_f s V_{sq}(s) = G_i(s)U_q(s) - C_f(1 - G_i(s))\mathcal{L}\{\omega V_{sd}\} - I_{Lq}(s) \tag{4.32}$$

Considerando I_{Ldq} como perturbação, temos a função de transferência como:

$$\frac{V_{sd}(s)}{U_d(s)} = G_i(s)\frac{1}{C_f s} \tag{4.33}$$

$$\frac{V_{sq}(s)}{U_q(s)} = G_i(s)\frac{1}{C_f s} \tag{4.34}$$

4.2 Modelo do conversor CC/CC

Os conversores CC/CC presentes neste trabalho são o conversor *boost* para conexão do PV e o conversor bidirecional para conexão do banco de baterias. O conversor bidirecional atua como conversor *boost* quando há a descarga da bateria e como conversor *buck* no processo de carga. Nos dois conversores é implementado o controle de corrente, então o modelo deve relacionar a corrente do indutor i_L com a razão cíclica d. Para o controle de tensão, é adicionada uma malha externa de tensão então deve-se obter uma função de transferência que deve relacionar a tensão de saída v_c com a corrente i_L.

A função de transferência dos conversores *boost* e *buck* são obtidas pelo modelo da média no espaço de estados.

Primeiramente, deve-se descrever as variáveis de estado para cada estado do circuito, ou seja, com a chave conduzindo ou não. Com isso obtêm-se dois espaços de estados. Para o estado ligado durante o tempo dTs, sendo d a razão cíclica temos:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 x + B_1 u \\ y = C_1 x + E_1 u \end{cases} \tag{4.35}$$

e para o estado desligado durante o tempo $(1-d)Ts$ temos:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_2 x + B_2 u \\ y = C_2 x + E_2 u \end{cases} \tag{4.36}$$

onde, A é a matriz de estado, B é a matriz de entradas, C é a matriz de saídas, E é a matriz de transmissão, x é o vetor de variáveis de estado, u é o vetor de variáveis de excitação, y é o vetor de variáveis de saída.

Do espaço de estados pode-se obter um modelo considerando o tempo de acionamento de cada estado, como:

$$\begin{cases} \dot{x} = [A_1 d + A_2(1-d)]x + [B_1 d + B_2(1-d)]u \\ y = [C_1 d + C_2(1-d)]x + [E_1 d + E_2(1-d)]u \end{cases} \tag{4.37}$$

Fazendo a análise de pequenos sinais, temos que o vetor de entradas fica:

$$\dot{X} + \tilde{x} = [A_1(D + \tilde{d}) + A_2(1 - D - \tilde{d})](X + \tilde{x}) + [B_1(D + \tilde{d}) + B_2(1 - D - \tilde{d})]U \tag{4.38}$$

De Jantharamin e Zhang (2009), temos que o modelo de pequenos sinais de um conversor é:

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + b\tilde{v_g} + [(A1 + A2)X + (B1 + B2)V_g]\,\tilde{d} \tag{4.39}$$

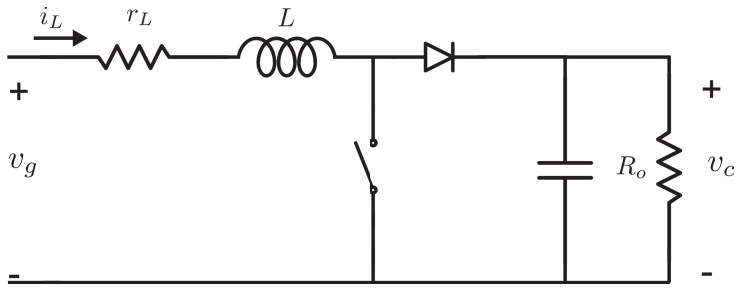
Aplicando a transformação de Laplace na equação 4.39 pode-se obter a função de transferência de $\tilde{x}$ pela razão cíclica d, como:

$$\tilde{x}(s) = (sI - A)^{-1}\left[b\tilde{v_g}(s) + \{(A_1 - A_2)X + (B_1 + B_2)V_g\}\,\tilde{d}(s)\right] \tag{4.40}$$

4.2.1 *Boost*

O circuito da figura 4.3 mostra o conversor *boost* simples.

Figura 4.3: Diagrama do conversor *boost*



Fonte: Elaborado pelo autor

Para o *boost* as matrizes A1, A2, B1 e B2 são:

$$\begin{bmatrix} \dot{i_L} \\ \dot{v_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_l/L & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} .v_g \tag{4.41}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i_L} \\ \dot{v_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_l/L & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} .v_g \tag{4.42}$$

A matriz resultante aplicando a equação 4.37 é:

$$\begin{bmatrix} \dot{i_L} \\ \dot{v_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_l/L & -D'/L \\ D'/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} .v_g \tag{4.43}$$

sendo $D' = (1 - D)$.

Usando as equações 4.41, 4.42 e 4.43 em 4.40 e desconsiderando a resistência r_L obtemos o modelo de pequenos sinais do *boost*:

$$\begin{bmatrix} \dot{i_L} \\ \dot{v_c} \end{bmatrix} = \frac{1}{RLCs^2 + Ls + RD'^2} \left\{ \begin{bmatrix} RCs + 1 \\ RD' \end{bmatrix} v_g(s) + \begin{bmatrix} (\frac{1}{D'})(RCs + 2) \\ \frac{-Ls}{D'^2} + R \end{bmatrix} V_g d(s) \right\} \tag{4.44}$$

Reescrevendo apenas a função de transferência do conversor *boost* que relaciona a corrente no indutor com a razão cíclica temos:

$$\frac{i_L(s)}{d\tilde{(s)}} = \frac{V_i(sR_oC + 2)}{(1 - D)(s^2R_oLC + sL + R_o(1 - D)^2)} \tag{4.45}$$

sendo R_o a carga do sistema, dada pela a razão entre o quadrado da tensão do barramento CC pela potência do conversor. Para a obter a função de transferência da tensão pela corrente faz-se o produto das funções $\frac{i_L(s)}{\tilde{d}(s)}$ e $\frac{v_c(s)}{\tilde{d}(s)}$ expresso por:

$$\frac{v_c(s)}{*}\tilde{d}(s)\frac{\tilde{d}(s)}{i_L(s)} = \frac{v_c(s)}{i_L(s)} = \frac{-sL + R(1 - D)^2}{(1 - D)(sRC + 2)} \tag{4.46}$$

4.2.2 *Buck*

Para o circuito do conversor *buck* da figura 4.4, as matrizes A1, A2, B1, e B2 são:

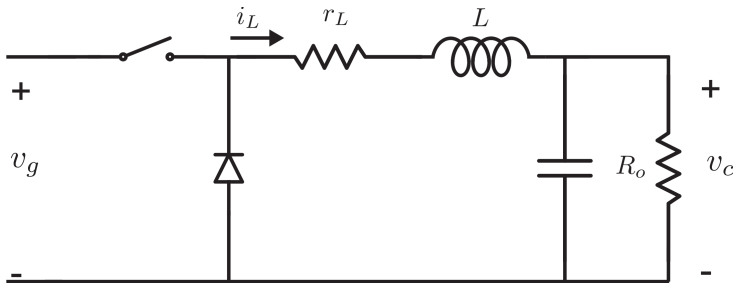
$$\begin{bmatrix} \dot{i_L} \\ \dot{v_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} .v_g \tag{4.47}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i_L} \\ \dot{v_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} .v_g \tag{4.48}$$

A matriz resultante usando a equação 4.37:

$$\begin{bmatrix} \dot{i_L} \\ \dot{v_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D/L \\ 0 \end{bmatrix} .v_g \tag{4.49}$$

Figura 4.4: Diagrama do conversor *buck*



Fonte: Elaborado pelo autor

sendo $D' = (1 - D)$.

O modelo de pequenos sinais para o *buck* utilizando a equação 4.40 é:

$$\begin{bmatrix} \dot{i_L} \\ \dot{v_c} \end{bmatrix} = \frac{1}{RLCs^2 + Ls + R} \left\{ \begin{bmatrix} RCDs + L \\ RD \end{bmatrix} v_g(s) + \begin{bmatrix} RCs + 1 \\ R \end{bmatrix} V_g d(s) \right\} \tag{4.50}$$

sendo as funções de transferência da corrente e da tensão de saída expressas por:

$$\frac{i_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_g(RCs + 1)}{RLCs^2 + Ls + R} \tag{4.51}$$

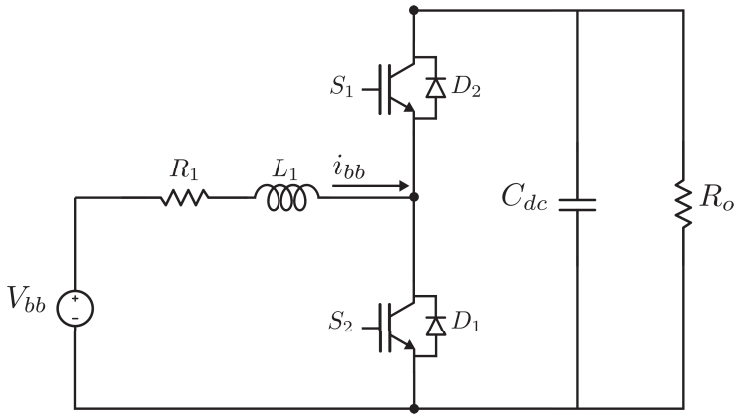
$$\frac{v_c}{i_L} = \frac{R}{RCs + 1} \tag{4.52}$$

4.2.3 Conversor bidirecional

Conversor bidirecional é um conversor de dois quadrantes, isto é, permite a reversão no sentido da corrente. O diagrama do conversor bidirecional é mostrado na figura 4.5.

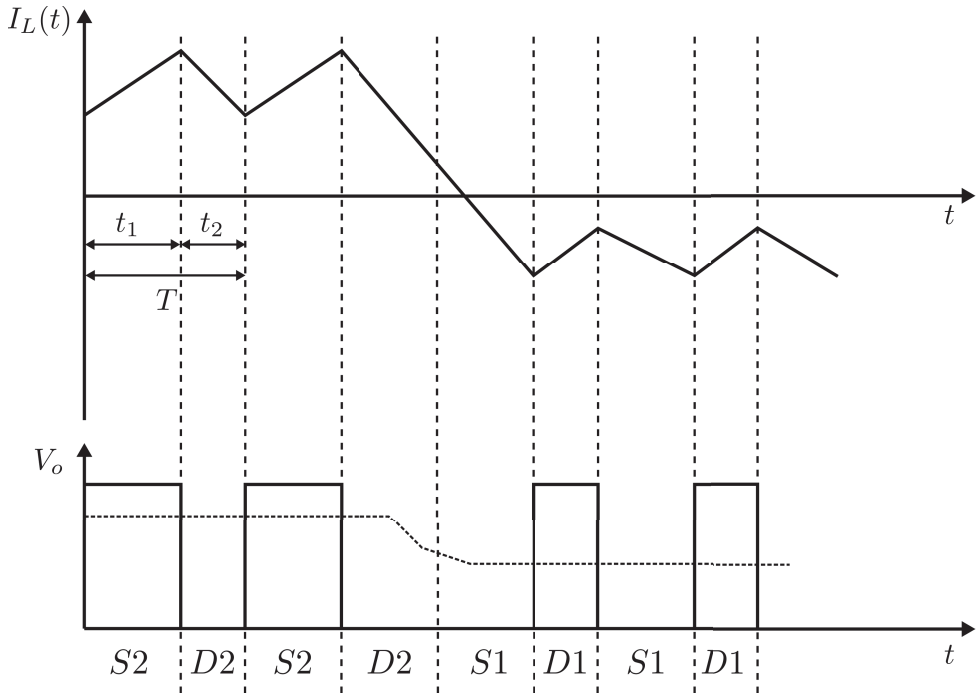
Ao variar o valor da razão cíclica muda-se o sentido da corrente suavemente e sem descontinuidade. Em seu funcionamento, as duas chaves são acionadas complementarmente. A figura 4.6 mostra a forma de onda da corrente e da tensão na chave S2. Para valores acima da razão cíclica d, o valor médio da corrente i_{bb} é positiva e a transferência de energia é da bateria para o barramento CC, ou seja, o conversor funciona como *boost*. Assim, a chave $S2$ conduz durante o tempo dts e o diodo $D2$ no tempo $(1 - d)ts$. Para valores abaixo de d, o valor médio da corrente se inverte e a transferência de energia é do barramento CC para a bateria através da atuação do conversor em modo *buck*. Dessa forma, no tempo dts a chave $S2$ entra em condução e o tempo $(1-d)ts$, o diodo $D2$ é que entra em condução. O modelo utilizado para o controle do conversor bidirecional será o mesmo do *boost* e *buck* já encontrado no item anterior.

Figura 4.5: Diagrama do conversor bidirecional



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.6: Forma de onda do funcionamento do conversor bidirecional



Fonte: Elaborado pelo autor

4.3 Controle

Nesta seção se discutirá a estrutura do diagrama de controle do CFR e sua dinâmica. São considerados três controles: o controle do conversor CC/CA, o do *boost* do PV e o

conversor bidirecional da bateria.

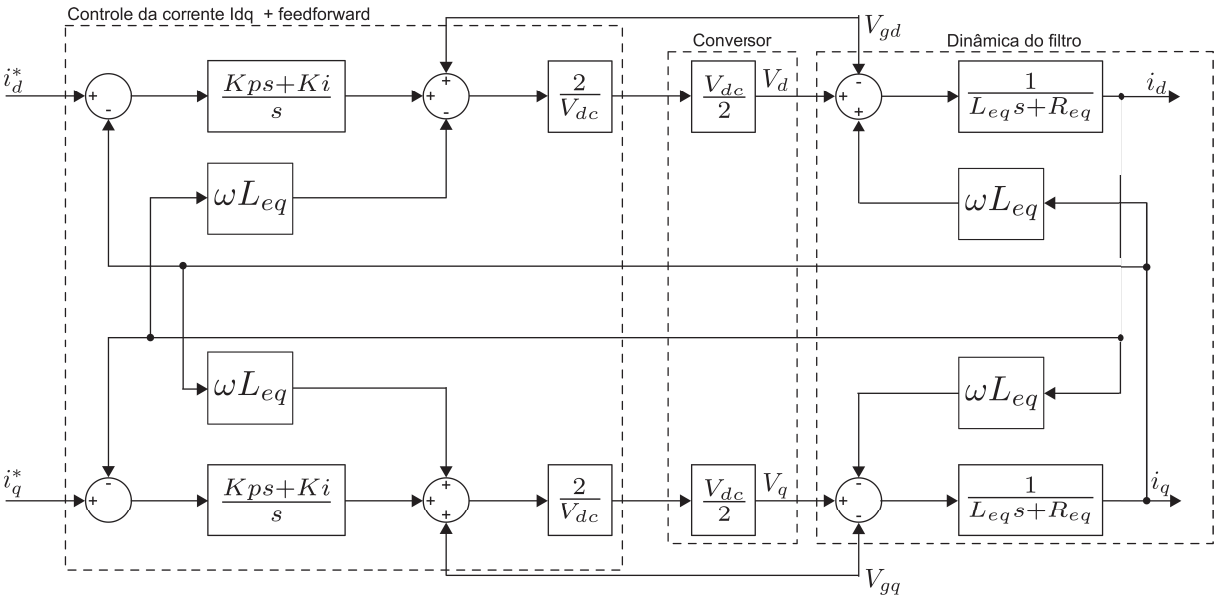
4.3.1 Controle do conversor CC/CA

O conversor CC/CA faz a transferência de potência do barramento CC para o PAC. O controle do conversor CC/CA é composto por uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. Em modo conectado é necessário o controle da tensão V_{dc} do capacitor do lado CC. Em modo ilhado é realizado o controle da tensão CA. Nos próximos tópicos cada controle é analisado separadamente.

4.3.1.1 Controle de corrente

Como o controle é feito em referencial síncrono dq, os sinais de referências são fornecidos em nível contínuo, podendo então usar compensadores do tipo PI. O diagrama da malha de controle é visto na figura 4.7. Nele é visto que o controlador PI é implementado tanto no eixo d quanto no eixo q, pois os dois possuem as mesmas dinâmicas. Também é implementado a realimentação *feedforward*.

Figura 4.7: Diagrama de blocos do controle em malha fechada da corrente do inversor com realimentação *feedforward*



Fonte: Elaborado pelo autor

Logo, para a malha de corrente a função de transferência em malha fechada considerando o controlador fica:

$$\frac{i_{dq}}{i_{dq}^*} = \frac{(K_p + \frac{K_i}{s}) * \frac{1}{R_{eq}+sL_{eq}}}{1 + (K_p + \frac{K_i}{s}) * \frac{1}{R_{eq}+sL_{eq}}} \tag{4.53}$$

O polo $p = -R/L$ deve ser cancelado transformando a malha fechada em um sistema de primeira ordem igual a:

$$\frac{i_{dq}}{i^*_{dq}} = \frac{1}{\tau_i s + 1} \tag{4.54}$$

Consequentemente, os parâmetros do controlador podem ser calculados através da expressão:

$$K_p = \frac{L_{eq}}{\tau_i} \quad e \quad K_i = \frac{R_{eq}}{\tau_i} \tag{4.55}$$

A constante de tempo $1/\tau_i$ é a largura de banda do sistema e é escolhido para ser 10 vezes menor que a frequência de chaveamento. Os ganhos encontrados para o sistema implementado são mostrado na tabela 4.1.

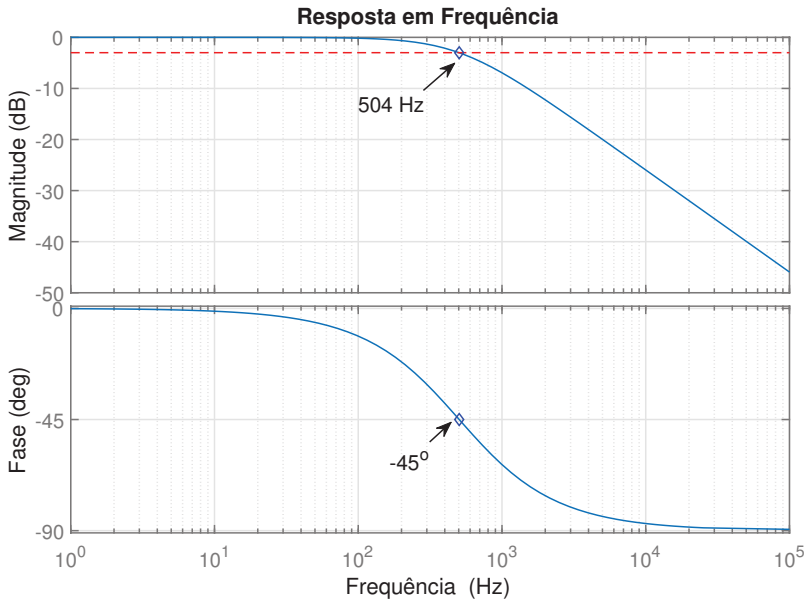
Tabela 4.1: Parâmetros do controlador de corrente

ω_i	3.167e+03 rad/s
k_p	12.6669 Ω
k_i	95.0018 Ω/s

A resposta em frequência da malha fechada do controle de corrente é apresentado na figura 4.8 mostra que a banda de passagem é exatamente $1/\tau_i$ como calculado. A resposta ao degrau vista na figura 4.9 é característica de um sistema de primeira ordem e alcança o regime permanente em 1,2 ms.

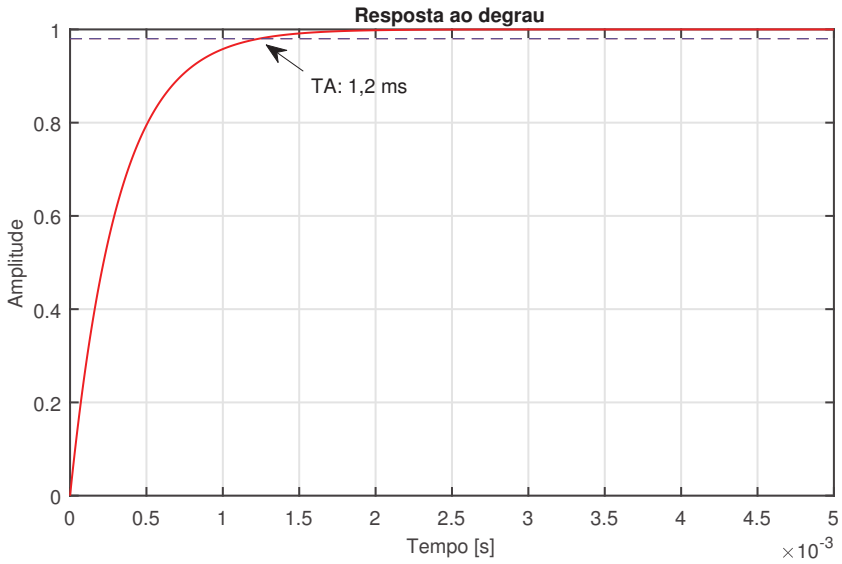
A figura 4.10 mostra o comportamento da corrente quando é aplicado um degrau na referência de corrente no ambiente de simulação. A reposta mostra como a corrente de eixo direto pode ser controlada independentemente da de eixo de quadratura, por causa da alimentação *feedforward* uma corrente é desacoplada da outra. Nesta resposta da simulação, o tempo de acomodação observado é de 1,7 ms.

Figura 4.8: Curva da resposta em frequência da malha fechada para o controle da corrente



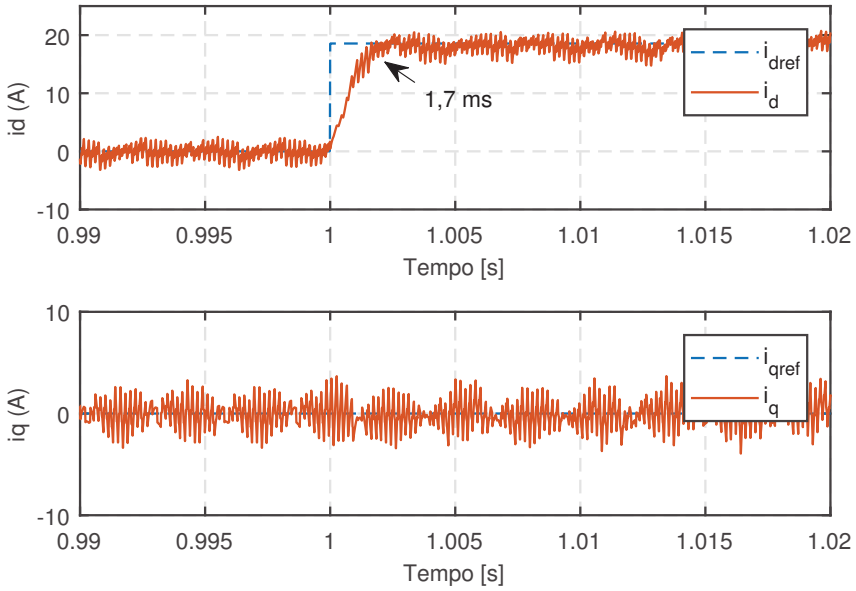
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.9: Resposta da corrente i_d ao degrau



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.10: Resposta da corrente i_d ao degrau

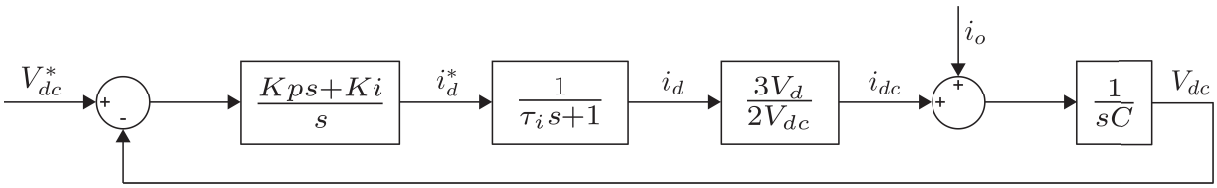


Fonte: Elaborado pelo autor

4.3.1.2 Controle da tensão V_{dc}

Para o controle de tensão do barramento CC, é inserida a malha de controle externa a de tensão. O diagrama de blocos da figura 4.11 mostra a malha de controle juntamente com o modelo da planta. Nesta figura, o controle de corrente é representado como um sistema de primeira ordem, isto é verdadeiro, se a frequência de resposta do controle de tensão for menor que a da planta de corrente.

Figura 4.11: Diagrama de blocos do controle de tensão do barramento CC



Fonte: Elaborado pelo autor

Desta maneira, a equação em malha fechada fica sendo:

$$\frac{Vdc}{Vdc^*} = \frac{\frac{K_p s + K_i}{s} * K_{mv} * \frac{1}{sC_{dc}}}{1 + \frac{K_p s + K_i}{s} * K_{mv} * \frac{1}{sC_{dc}}} = \frac{\frac{K_p K_{mv}}{C_{dc}} s + \frac{K_i K_{mv}}{C_{dc}}}{s^2 + \frac{K_p K_{mv}}{C_{dc}} s + \frac{K_i K_{mv}}{C_{dc}}} \tag{4.56}$$

para $K_{mv} = \frac{3}{2}\frac{v_d}{v_{dc}}$.

Sendo esta uma equação de 2^o ordem pode-se definir a frequência natural ω_n e o coeficiente de amortecimento ζ e assim calcular os ganhos Kp e Ki como:

$$K_p = \frac{2\zeta\omega_n C_{dc}}{K_{mv}} \tag{4.57}$$

$$K_i = \frac{\omega_n^2 C_{dc}}{K_{mv}} \tag{4.58}$$

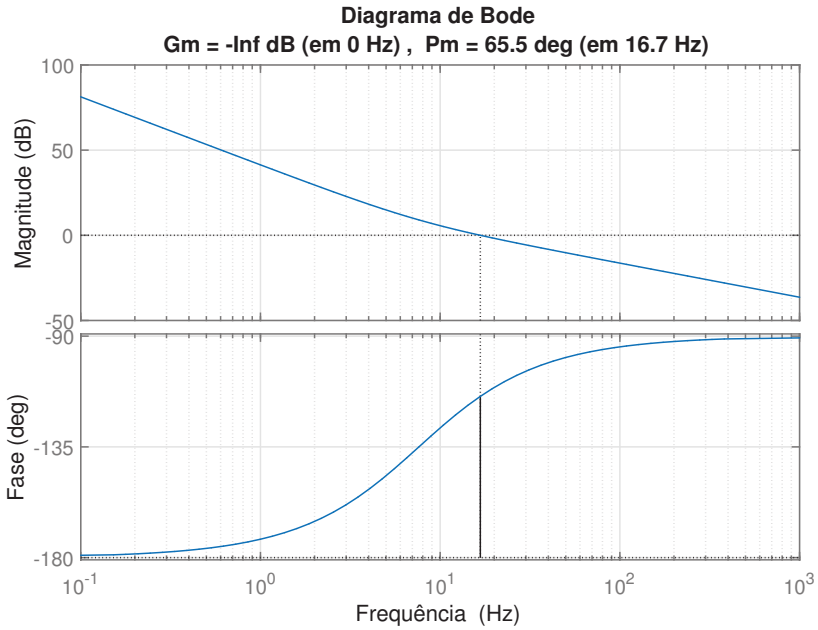
Os parâmetros ζ e ω_n podem ser obtidos através da especificação da resposta transitória do sistema, como tempo de acomodação e sobressinal (OGATA, 2011). Para a malha de tensão DC, os ganhos obtidos são mostrados na tabela 4.2.

Tabela 4.2: Parâmetros do controlador de tensão V_{DC}

ζ	0.707
ω_n	67.66 rad/s
k_p	0.4348 Ω
k_i	20.8012 Ω/s

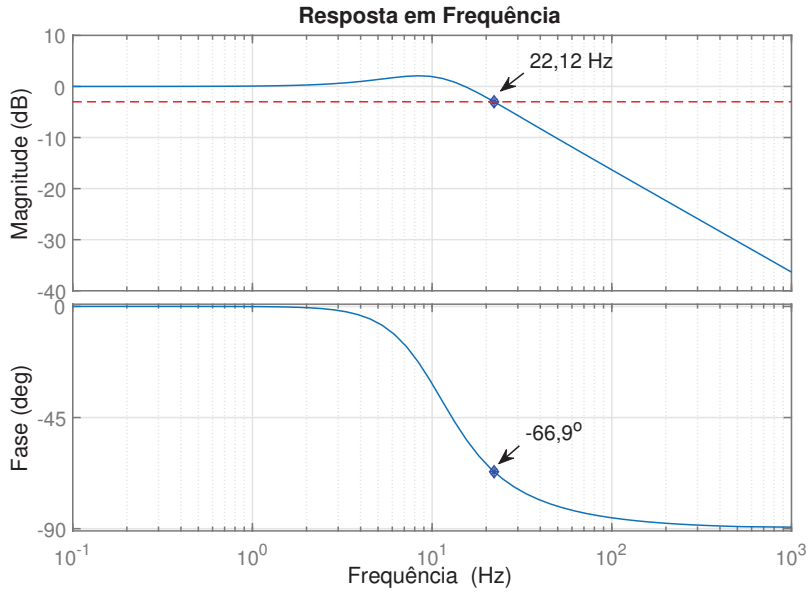
No diagrama de bode da malha aberta, apresentado na figura 4.12, mostra que o sistema de controle possui margem de fase de 65.5^o. Esta margem de fase é resultante dos parâmetros de acomodação e sobressinal definidos. A figura 4.13 mostra a resposta em frequência do sistema em malha fechada, que mostra que a banda de passagem do controle é de 139 rad/s ou 22,12 Hz, o que é menor que a banda de passagem do controle de corrente. A resposta ao degrau da malha de controle da tensão V_{dc} vista na figura 4.14 apresenta tempo de acomodação de 0.072s e sobressinal de 20.8% .

Figura 4.12: Diagrama de bode da malha aberta do controle de tensão Vdc



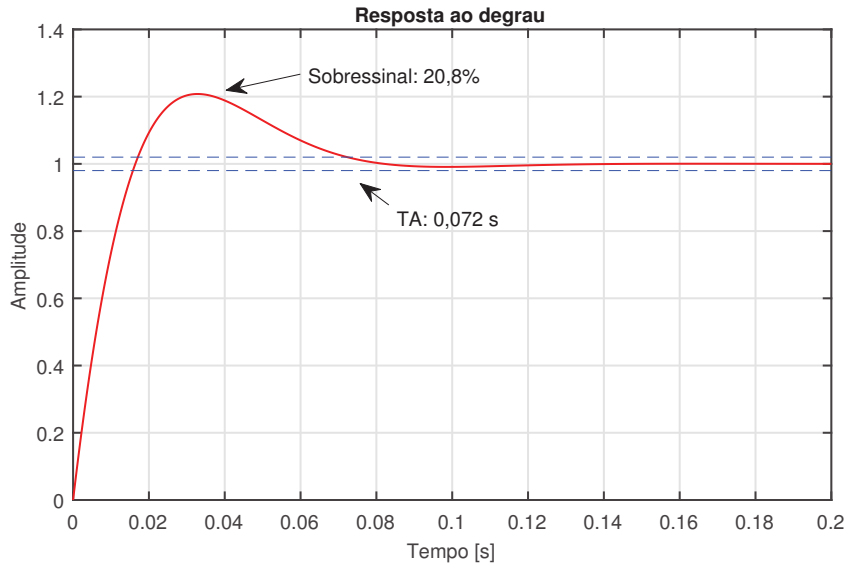
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.13: Curva da resposta em frequência da malha fechada do controle da tensão Vdc



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.14: Resposta da malha de tensão V_{dc} ao degrau

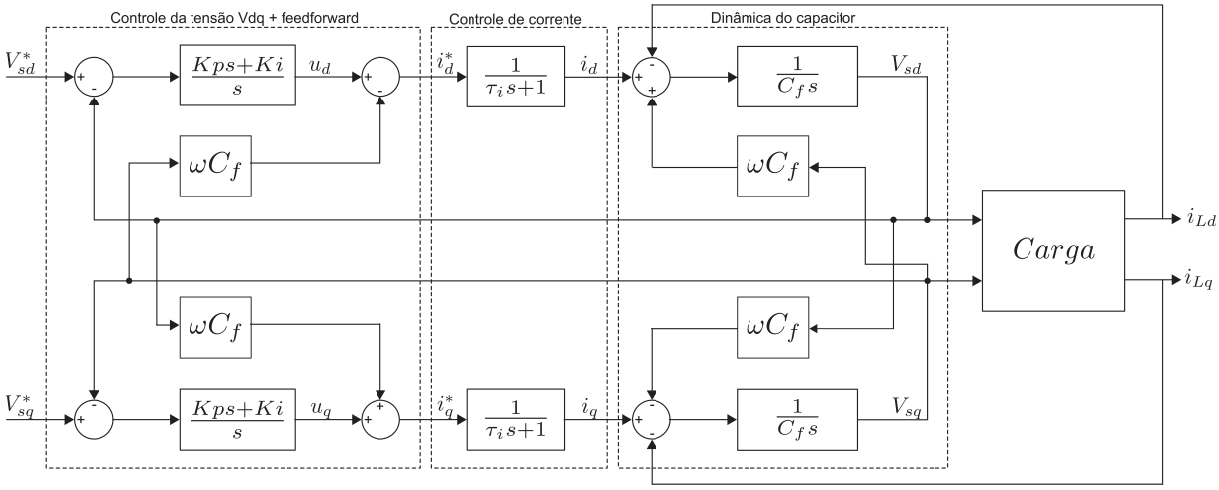


Fonte: Elaborado pelo autor

4.3.1.3 Controle da tensão Vca

Sendo o modelo da tensão CA a função de transferência da equação 4.33 e 4.34, o controle pode ser implementado como visto na figura 4.15.

Figura 4.15: Diagrama de blocos do controle da tensão CA



Fonte: Elaborado pelo autor

Através da compensação *feedforward* da tensão V_{g_d} e V_{g_q}, a função de transferência

da tensão V_{ca} pode ser escrita como:

$$\frac{V_{g_d}(s)}{U_d(s)} = \left(\frac{1}{\tau_i s + 1}\right)\frac{1}{C_f s} \tag{4.59}$$

$$\frac{V_{g_q}(s)}{U_q(s)} = \left(\frac{1}{\tau_i s + 1}\right)\frac{1}{C_f s} \tag{4.60}$$

Sendo que a malha de corrente tem ganho unitário para frequências abaixo de $1/\tau_i$, a malha da planta se torna de primeira ordem com um polo em $s = 0$. O controlador implementado é um PI, assim a função de transferência da malha fechada se torna:

$$G_{mf} = \left(\frac{K_p s + k_i}{s}\right)\left(\frac{1}{\tau_i s + 1}\right)\frac{1}{C_f s} \tag{4.61}$$

O projeto do compensador será então realizado determinando a margem de fase e frequência de corte desejadas. Logo, estas podem ser calculas através das equações 4.62 e 4.63 (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

$$\delta_m = sin^{-1}\left(\frac{1 - \tau_i(ki/kp)}{1 + \tau_i(ki/kp)}\right) \tag{4.62}$$

$$\omega_m = \sqrt{(ki/kp)\tau_i^{-1}} \tag{4.63}$$

com $kp = C_f\omega_c$.

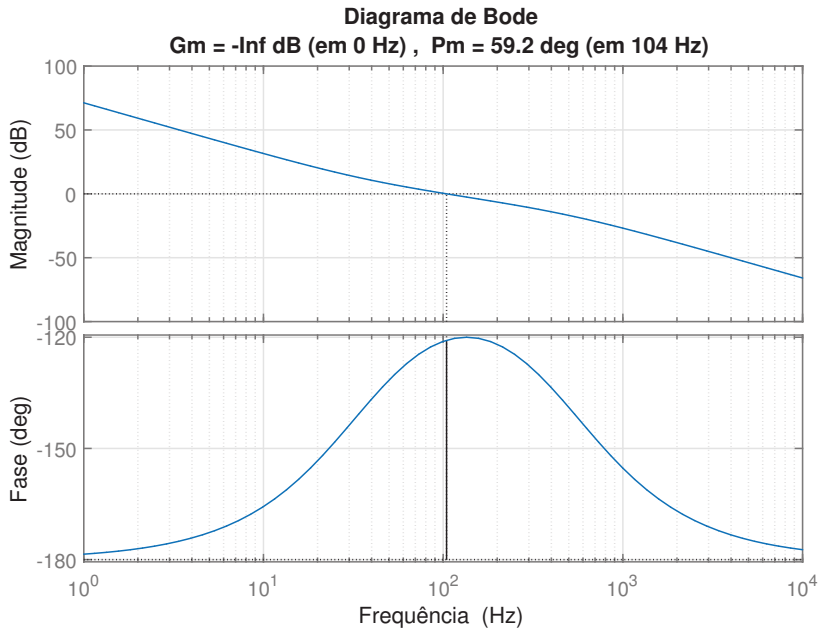
Para a frequência de 1/5 da frequência de corte da malha de corrente os ganhos que foram encontrados são apresentados na tabela 4.3.

Tabela 4.3: Parâmetros do controlador de tensão Vca

ω_m	633.3451 rad/s
δ_m	60^o
k_p	0.012667 Ω
k_i	2.8799 Ω /s

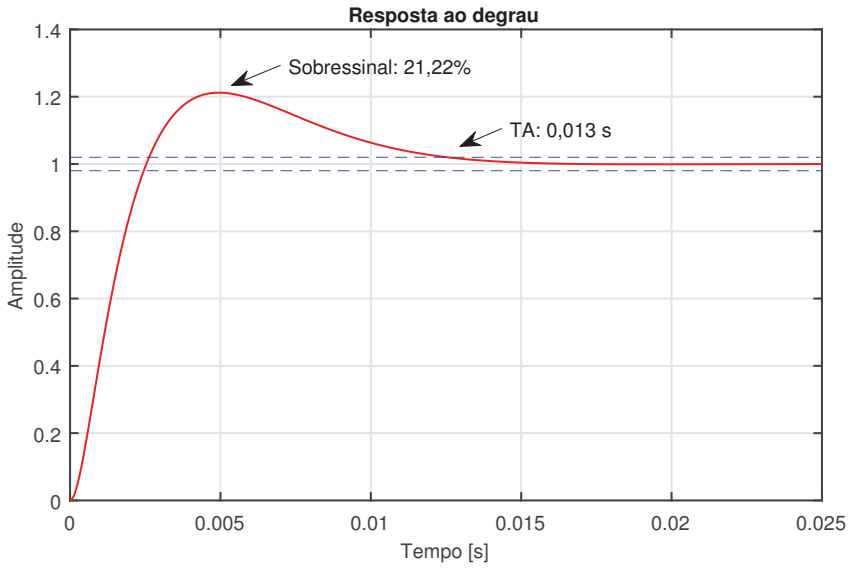
No diagrama de bode da figura 4.16, é observado que a margem de fase é de $59,2^o$ na frequência de 656 rad/s (104,4 Hz). Na figura 4.17 é vista a resposta ao degrau que mostra que o tempo de acomodação é de 0.013 s e sobressinal de 21,22%.

Figura 4.16: Diagrama de bode para a malha aberta de tensão Vca



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.17: Resposta da malha de tensão V_{ac} ao degrau



Fonte: Elaborado pelo autor

4.3.2 Estratégia de sinalização de barramento para os conversores C.C./C.C.

O controle do conversor CC engloba o controle do conversor *boost* para o PV e o do conversor bidirecional, que possuem estratégias diferentes de controle para o modo ilhado e o modo conectado.

Para o modo conectado, o conversor bidirecional carrega as baterias. Para isso é implementada uma malha de controle para regular a tensão na bateria com uma malha interna de corrente para limitar a corrente do *buck*. Para o PV, há somente uma malha de corrente que recebe a referência do algoritmo MPPT.

Para a modo ilhado, o controle é baseado em sinalização do barramento (*DBS - DC bus signaling*) ou controle droop. Nesta estratégia, a referência de tensão do barramento CC é controlada dentro de uma faixa ao invés de um valor fixo (OLIVEIRA, 2016). Considera-se que toda potência injetada pelas fontes de energia é transferida para a carga pelo inversor. Se houver um desbalanço (mais ou menos energia sendo consumida) haverá variação na tensão do barramento. Então para regular a tensão do barramento define-se faixas de valores que definirá o modo funcionamento dos conversores. Cada conversor possui um coeficiente da inclinação da reta representada pela resistência *droop* que modifica a referência da tensão do barramento de acordo com a corrente de saída do conversor.

Dessa maneira, para o sistema em estudo onde a tensão do barramento considerada é de 400[V], define-se 4 intervalos com amplitude de 10V, sendo:

Faixa I: 410 V a 420 V. O conversor *boost* opera em modo de tensão controlando o barramento porque há mais geração do que o inversor transfere para a carga. O MPPT é desabilitado reduzindo a geração do PV. O conversor bidirecional carrega as baterias com o máximo valor possível de corrente.

Faixa II: 400 V a 410 V. O conversor *boost* opera em modo MPPT, mas a carga não consome toda a energia gerada fazendo com que o conversor bidirecional carregue a bateria, absorvendo o excesso de energia até o limite de máximo da corrente de carga.

Faixa III: 380 V a 400 V. A carga consome mais do que as fontes estão gerando. O *boost* opera em MPPT injetando o máximo possível de potência que o PV gera. O conversor bidirecional complementa injetando potência até o limite máximo da corrente de descarga.

Faixa IV: 360 V a 380 V. O conversor *boost* ainda opera em modo MPPT, o conversor bidirecional opera em modo de corrente, injetando a máxima corrente das baterias. Não é desejável que opere nesta faixa sendo que, os conversores estarão no limite e a tensão no barramento CC pode ir a um nível crítico, onde a carga deverá ser desconectada.

Na figura 4.18 é mostrada as faixas de controle de tensão do barramento para o

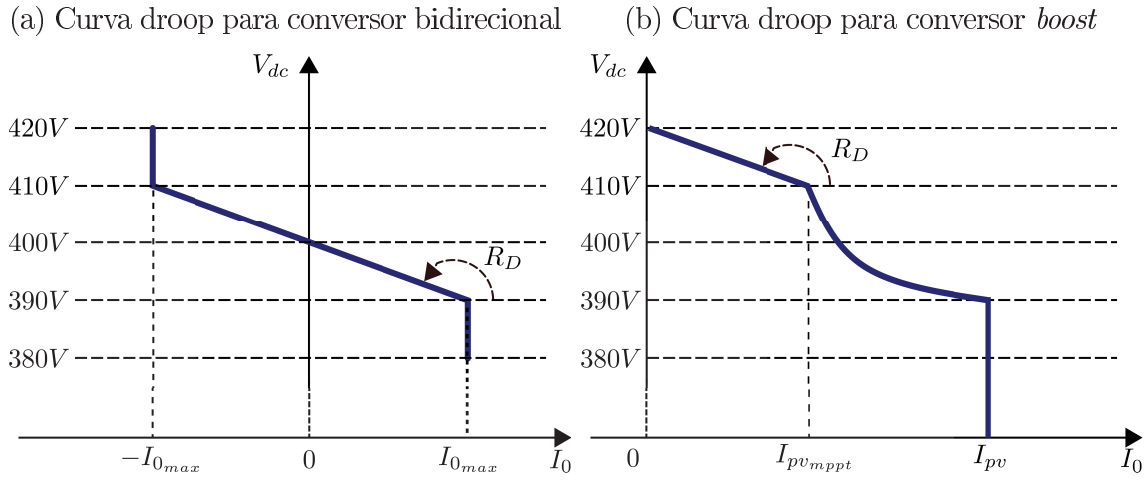
PV e para a bateria. Para a bateria, que é conectado ao barramento por um conversor bidirecional, tem-se a curva da figura 4.18a. O controle de tensão é acionado na faixa de 390 V a 410 V e controle de corrente nas faixas 1 e 4. Em 4.18b é mostrado a curva DBS para o conversor boost que faz a interface do PV. Nesta figura vemos que o controle de tensão atua somente na faixa entre 410 V e 420 V, e o MPPT nas outras faixas.

Nas faixas onde há o controle de tensão (faixa 1 para o PV e faixa 2 e 3 para a bateria) a referência de tensão é dada por:

$$V_{dc_{ref}} = V_{ref} - R_D I_o \tag{4.64}$$

Sendo $V_{dc_{ref}}$ a referência de tensão do barramento CC dada pelo DBS, V_{ref} é a referência de tensão para corrente nula e I_o a corrente de saída do conversor.

Figura 4.18: Curva droop para sinalização do barramento



Fonte: Elaborado pelo autor

O conversor bidirecional, no modo de operação ilhado, controla a tensão do barramento CC nas faixas 2 e 3. Esta malha de controle, consiste de uma malha de controle da tensão do barramento CC, juntamente com uma malha interna de controle da corrente no indutor. Esta estrutura pode ser implementada, desde que a malha externa seja mais lenta que a malha interna.

A referência de tensão do conversor bidirecional é dada pela equação 4.64. A malha de controle da tensão irá prover uma referência para a malha de corrente que será negativa ou positiva, dependendo do nível de tensão do barramento. Desta maneira, na faixa 3 e 4, o conversor opera em modo *boost* pois o sentido da corrente é positivo e na faixa 1 e 2 em modo *buck* pois a corrente no indutor é negativa. Observa-se que em modo *buck*, o conversor carrega as baterias com corrente constante e neste momento não é implementado

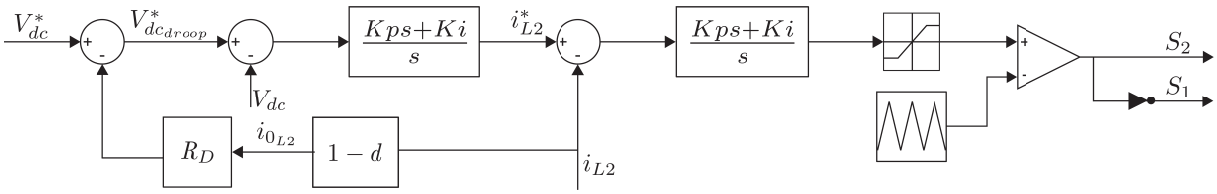
nenhum método de carga. Para o modo conectado, é implementado o controlador de carga das baterias, em que a malha externa agora controla a tensão das baterias.

Para o conversor *boost* do PV, o algoritmo de MPPT fornece uma referência para a malha de controle de corrente do indutor do inversor. Conjuntamente, também é implementado uma malha de tensão para a faixa 1. Após a tensão do barramento CC ultrapassar o limite de 410 V, a referência de corrente deixa de ser fornecida pelo MPPT e passa a ser da malha de controle da tensão do barramento CC. Esta malha de controle, de maneira análoga a do conversor bidirecional, é externa a malha de corrente e deve ser mais lenta. A referência desta malha também é dada pela equação 4.64. Nas próximas seções será detalhado o controle do *boost* do conversor bidirecional e do PV e o conversor *buck*.

4.3.2.1 *boost*

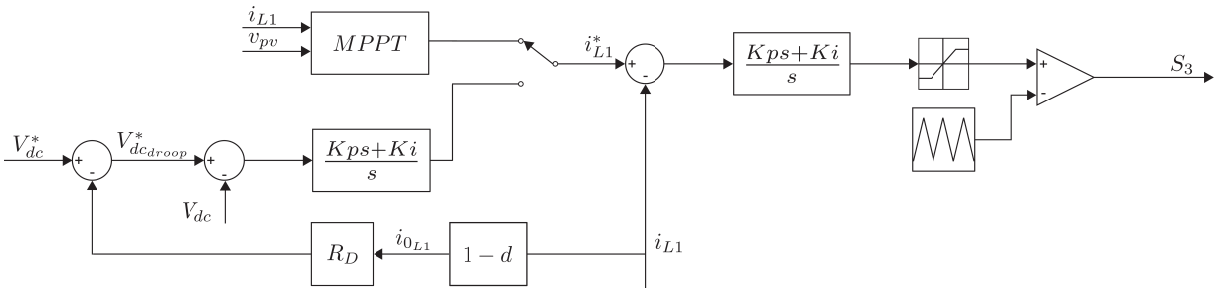
O diagrama de blocos do controle do conversor bidirecional é visto na figura 4.19 e o diagrama de blocos do conversor *boost* do PV pode ser visto na figura 4.20.

Figura 4.19: Malha de controle em cascata da tensão do *boost*



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.20: Diagrama de blocos do *boost* para PV



Fonte: Elaborado pelo autor

A início, tem-se o projeto do controlador de corrente, que deve ser a malha mais rápida. O controlador escolhido foi o PI, e o projeto será feito pelo método de resposta em frequência (OGATA, 2011).

Sendo, a função de transferência do conversor *boost* que relaciona a corrente no indutor com a razão cíclica dado pela equação:

$$\frac{i_L(s)}{\tilde{d(s)}} = \frac{V_i(sR_oC + 2)}{(1-D)(s^2R_oLC + sL + R_o(1-D)^2)} \tag{4.65}$$

sendo R_o igual a razão entre o quadrado da tensão do barramento CC pela potência do conversor. Substituindo os valores da planta, tem-se a equação:

$$\frac{i_L(s)}{\tilde{d(s)}} = \frac{106300s + 2.171e06}{s^2 + 29.4s + 11640} \tag{4.66}$$

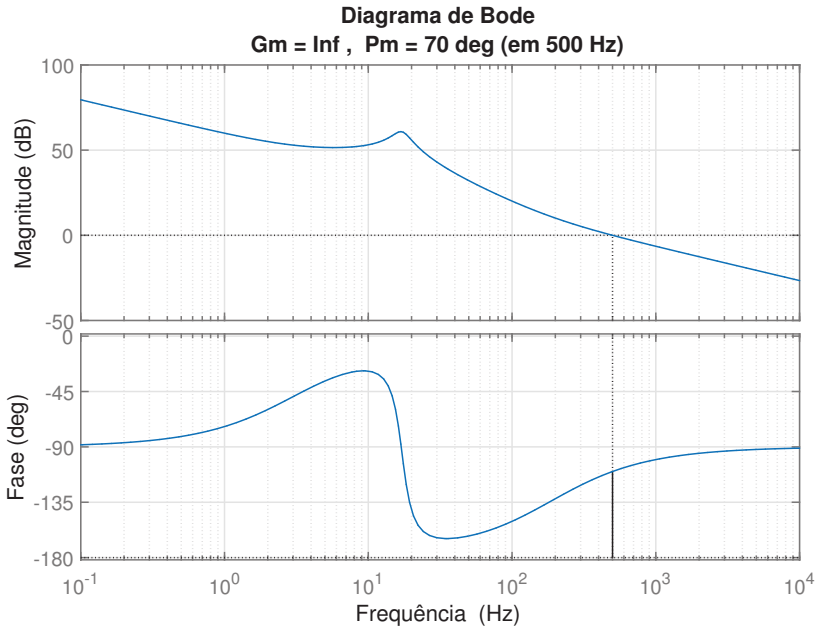
Para o projeto do compensador, definiu-se a que margem de fase desejada seria de 70^o e frequência de cruzamento de ganho de 500 Hz ou $3.1416x10^3$ rad/s. Esta frequência foi escolhida por ser 10 vezes menor que a frequência de chaveamento do conversor. Logo, os ganhos encontrados para o compensador estão na tabela 4.4.

Tabela 4.4: Ganhos do controlador de corrente do *boost*

ω_i	$3.14159 * 10^{03}$ rad/s
k_p	0.0277
k_i	31.9685

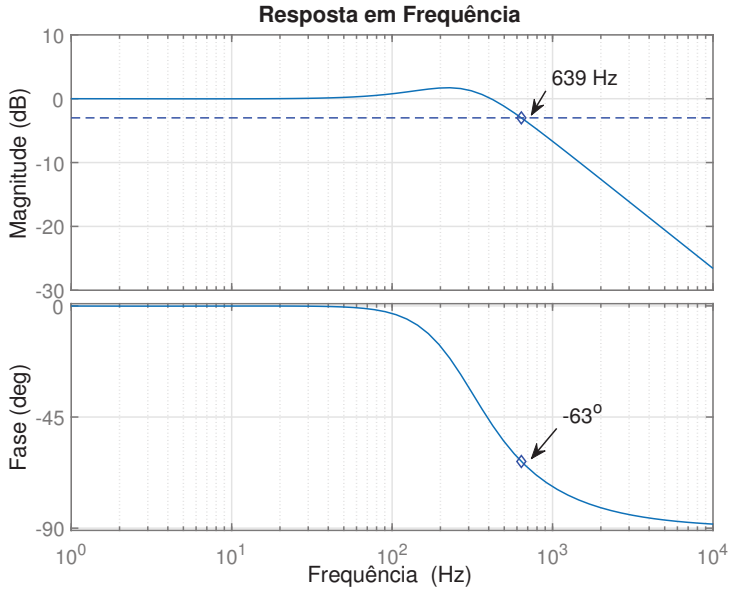
A figura 4.21 mostra que a margem de fase e frequência de corte foi alcançada. A banda de passagem do controle foi de 4015 rad/s, como visto na figura 4.22. As características dinâmicas do sistema para a resposta ao degrau foi de 18% de sobressinal e tempo de acomodação de 0.0027s, visto na figura 4.23.

Figura 4.21: Diagrama de bode para a malha aberta de corrente



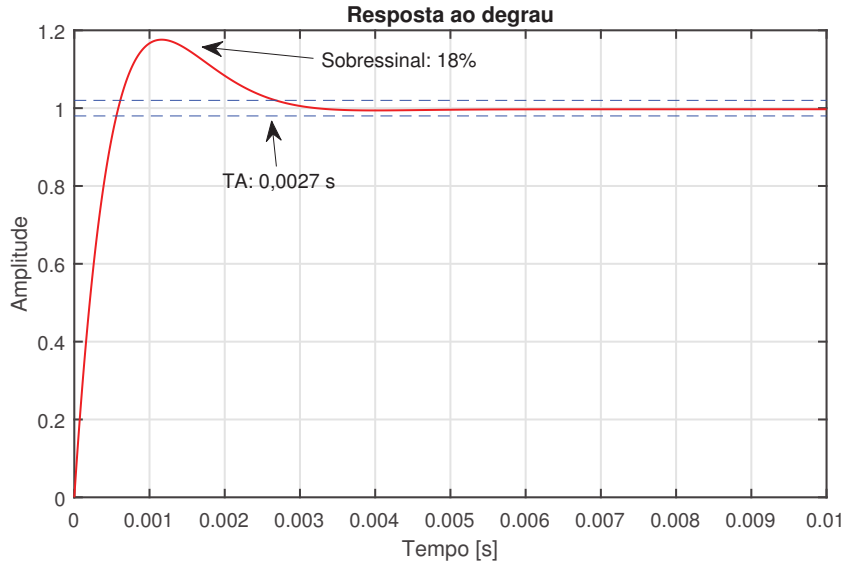
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.22: Diagrama de bode da malha fechada de corrente



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.23: Resposta ao degrau para a malha fechada do controlador da corrente do *boost*



Fonte: Elaborado pelo autor

Para a tensão, a função de transferência nos dá a tensão de saída v_c pela corrente no indutor i_L, como:

$$\frac{v_c(s)}{\tilde{i_L}(s)} = \frac{-Ls + R_o(1-D)^2}{(1-D)(sR_oC+2)} \tag{4.67}$$

Para a planta do conversor a função de transferência é igual a:

$$\frac{v_c(s)}{\tilde{i_L}(s)} = \frac{-s + 1101,3}{s + 20,42} \tag{4.68}$$

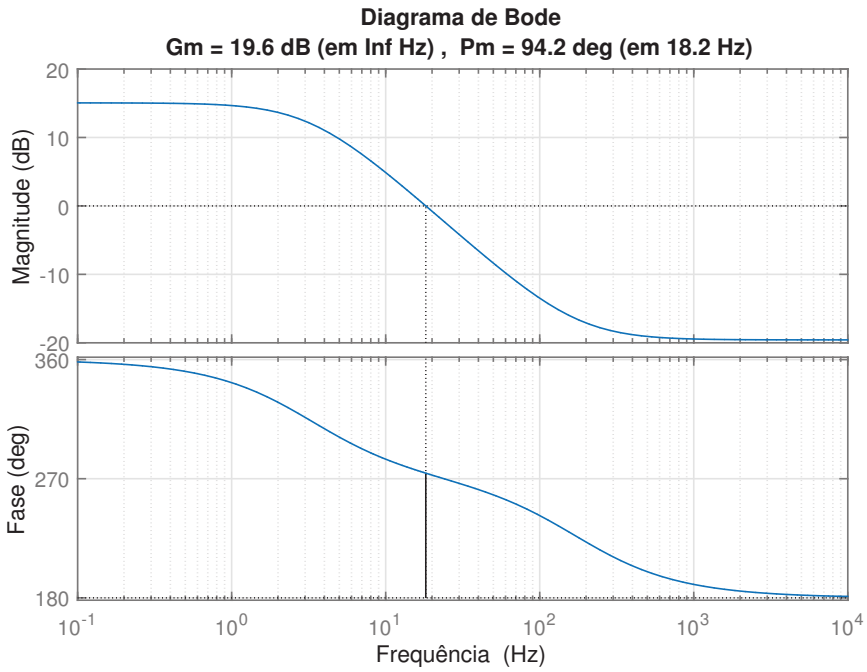
Projetando-se o controlador PI para possuir margem de fase de 65^o e frequência de 50Hz. Os ganhos do controlador são mostrados na tabela 4.5.

Tabela 4.5: Ganhos do controlador de tensão do *boost*

ω_v	314.159 rad/s
k_p	2.5535 Ω
k_i	182.2182 Ω/s

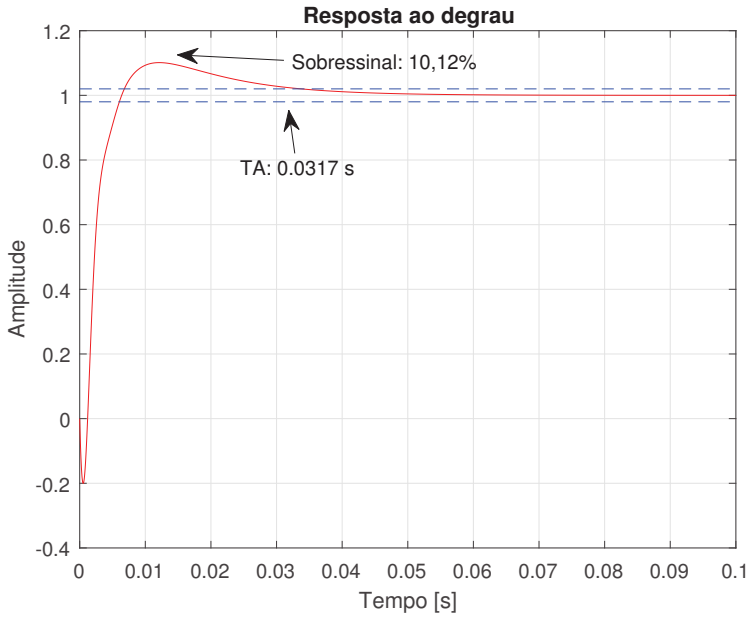
A figura 4.24 mostra que a margem de fase e frequência de corte foi maior que a projetada, mas como tanto a margem de fase e margem de ganho é positiva o sistema é estável. As características dinâmicas do sistema para a resposta ao degrau foi de 10,12% de sobressinal e tempo de acomodação de 0.0317s, visto na figura 4.25.

Figura 4.24: Diagrama de Bode da malha aberta de controle da tensão



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.25: Resposta ao degrau para a malha fechada do controlador da tensão do *boost*



Fonte: Elaborado pelo autor

A resistência droop R_D para o conversor bidirecional pode ser encontrada como:

$$R_D = \frac{\Delta V}{I_{0_{max}}} \tag{4.69}$$

onde ΔV é a amplitude das faixas, $I_{o_{max}}$ é a máxima corrente de saída do conversor. Assim, utilizando os valores adotados para a sinalização de barramento, a resistência droop R_D para o controle do conversor bidirecional é dada por:

$$R_D = \frac{10}{20 * (1 - 0.64)} = 1.3889\Omega \tag{4.70}$$

onde $I_{o_{max}}$ foi obtido através da corrente do indutor, usando a relação $I_o = I_L * (1 - d)$.

Analogamente, a resistência droop R_D para o PV pode ser encontrada como

$$R_D = \frac{\Delta V(V_{nom} - \Delta V)}{P_{nom}} = \frac{10(400 - 10)}{5100} = 0.7647\Omega \tag{4.71}$$

4.3.2.2 Controle do conversor *buck*

O conversor *buck* é utilizado quando o conversor bidirecional carrega as baterias. O controle projetado a seguir é usado para as cargas da bateria no modo conectado a rede. Para o conversor *buck*, a função de transferência que relaciona a corrente no indutor com a razão cíclica é dada pela equação:

$$\frac{i_L(s)}{\tilde{d(s)}} = V_i \frac{sR_oC + 1}{s^2R_oLC + sL + R_o} \tag{4.72}$$

sendo R_o igual a razão entre a tensão das baterias pela potência.

$$\frac{i_L(s)}{\tilde{d(s)}} = \frac{121600s + 1.917 * 10^7}{s^2 + 157.6s + 88320} \tag{4.73}$$

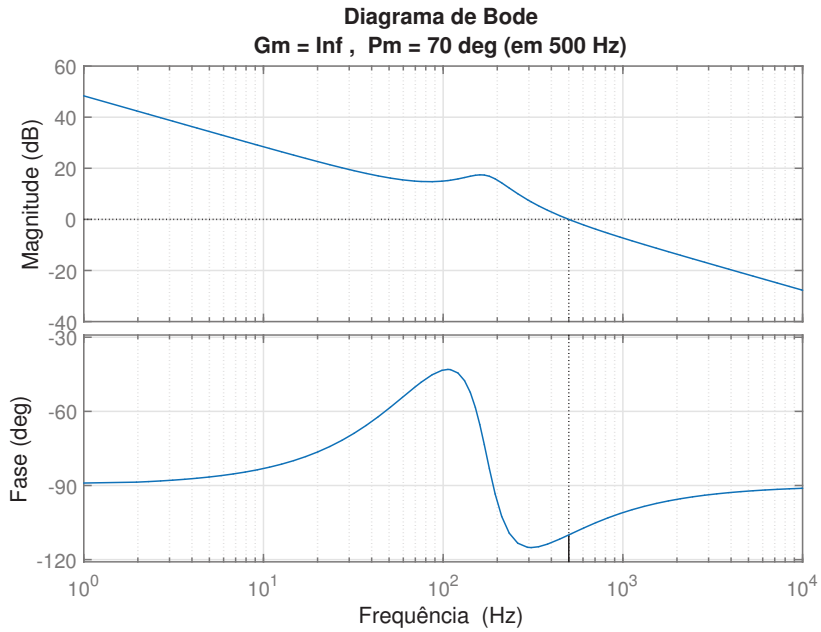
Para conversor *buck* também foi implementado o controlador PI. Para a malha de corrente, a margem de fase desejada foi de 70^o e frequência de 500 Hz. Os ganhos encontrados são vistos na tabela 4.6.

Tabela 4.6: Ganhos do controlador de corrente do *buck*

ω_i	$3.14159 * 10^{03}$ rad/s
k_p	0.0239
k_i	29.5432

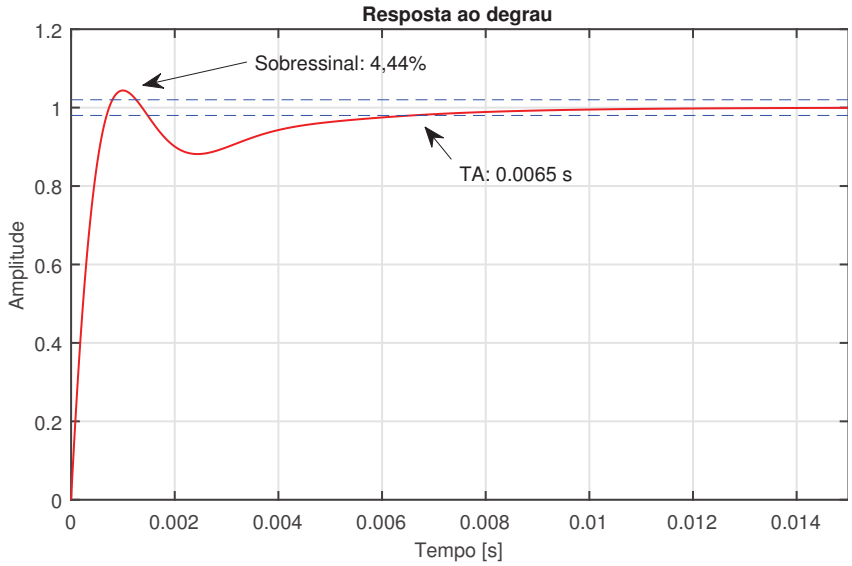
Na figura 4.26 é observado que a margem de fase e frequência de corte foram alcançadas. As características dinâmicas do sistema para a resposta ao degrau foi de 4.44% de sobressinal e tempo de acomodação de 0.0065s, visto na figura 4.27.

Figura 4.26: Diagrama de bode para a malha aberta de corrente do *buck*



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.27: Resposta ao degrau para a malha fechada do controlador da corrente do *buck*



Fonte: Elaborado pelo autor

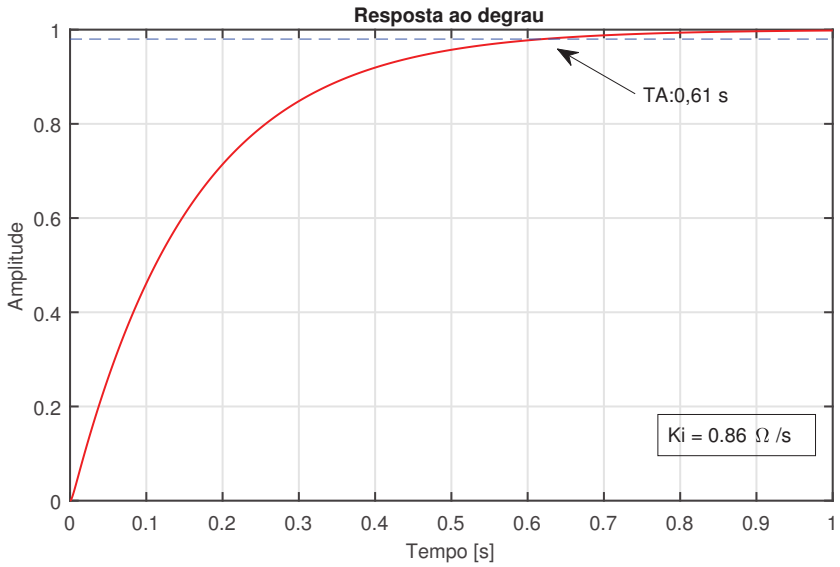
Para o controle de tensão, a função de transferência da tensão de saída para a

corrente no indutor é dada por:

$$\frac{v_c(s)}{\tilde{I_l(s)}} = \frac{R_o}{sR_oC + 1} \tag{4.74}$$

Para a tensão escolheu-se implementar apenas um integrador ($Ki = 0{,}86\ \Omega$) visto que a dinâmica de carregamento da bateria ser relativamente lenta. Para a resposta ao degrau a malha de tensão do *buck* apresentou tempo de acomodação de 0.6s, visto na figura 4.28.

Figura 4.28: Resposta ao degrau para a malha fechada do controlador da corrente do *buck*



Fonte: Elaborado pelo autor

4.4 Conclusões Parciais

Neste capítulo foi apresentado o modelo dos elementos que compõe o CFR. Para o conversor CC/CA foram apresentados os modelos das três malhas necessárias para o funcionamento ilhado e conectado. Como o controle foi implementado em referencial síncrono, o vetor de tensão e corrente podem ser representados por variáveis CC. Desse modo, o controlador do tipo PI é o mais indicado para ser implementado. O controle do conversos CC/CA se baseia em uma malha interna de corrente, malhas externas de tensão para os diferentes modos de funcionamento: malha de tensão V_{dc}, para o sistema conectado e malha de tensão V_{ac} para o sistema ilhado.

Para o conversor CC/CC foi apresentado o modelo do *boost* e *buck* que é usado tanto para o sistema PV quanto para o banco de baterias. Para o PV foi implementada a malha

de corrente que pode receber referência tanto do MPPT quanto da malha de tensão, o que dependerá do nível de tensão do barramento CC. Para a bateria, foi detalhado o controle com a malha interna de corrente e malha externa de tensão. Para os dois casos a referência de tensão é fornecia pelo esquema de sinalização de barramento implementado.

O controle das malhas foi projetado com base nos modelos apresentados e constatou-se que as dinâmicas das malhas são estáveis e operam na banda de passagem desejada. Dessa forma, com a implementação das malhas de controles pode-se controlar a corrente e tensão do PAC e a corrente dos conversores CC/CC, além da tensão do barramento CC, como é o objetivo do CFR.

5 Resultados simulados e práticos

Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados de simulação computacional e dos ensaios experimentais executados na bancada de testes apresentada no capítulo 3. O principal objetivo foi avaliar as dinâmicas do controle e a performance do sistema como um todo de um modo teórico através da simulação e com experimentos reais através da bancada experimental. As simulações foram realizadas no software PLECS para o sistema operando na condição nominal. Entretanto, os resultados experimentais foram obtidos com o banco de ensaio operando em baixa tensão.

5.1 Resultados de Simulação

Os valores utilizados para a simulação do circuito são mostrados na tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros do sistema simulado

$V_{rms_{fase}}$	127 V (60Hz)
V_{dc}	400 V
V_{bat}	144 V
$I_{bat_{max}}$	20 A
V_{oc}	387 V
I_{sc}	17,76 A
V_{mppt}	306 V
I_{mppt}	16,64 A

5.1.1 Modo de operação ilhado

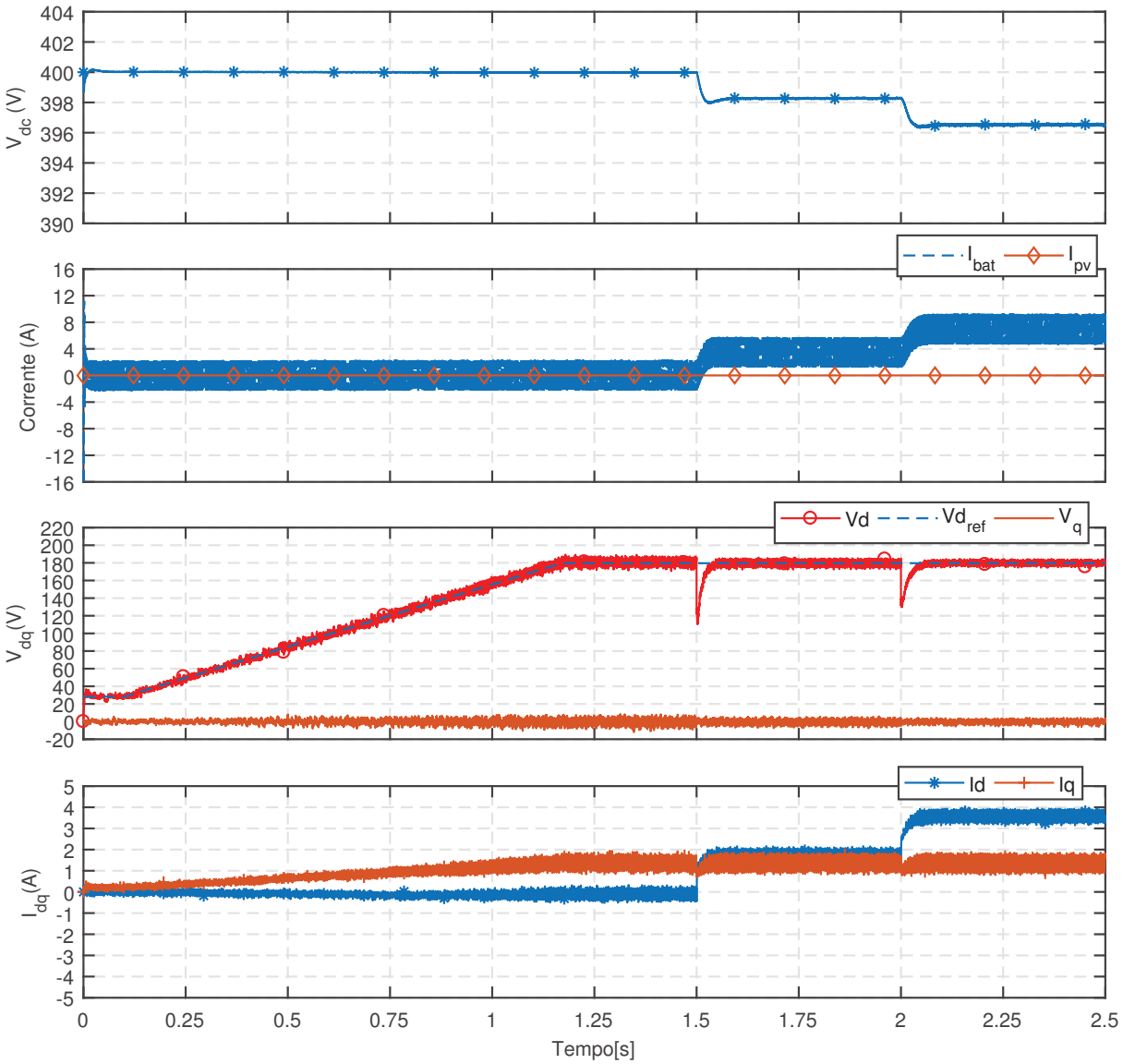
O sinal da medição da tensão trifásica é transformado para o referencial síncrono através da transformação de Park e Clarke. O referencial síncrono dq gira com velocidade angular igual a $2\pi f$ que é a mesma da rede. Assim, se o eixo d for sincronizado e sobreposto ao vetor de tensão $\hat{v}$ temos que V_d será igual a amplitude da tensão de fase e V_q será igual a zero. Assim, para o conversor no modo de operação ilhado controla-se V_d no valor de pico da tensão que se quer estabelecer no PAC e V_q é controlado em zero.

A tensão barramento CC é controlada pelos conversores CC/CC com controle DBS. A potência que alimenta a carga vem da bateria ou do PV. Dependendo da potência da carga sendo alimentada e da energia fornecida pelo PV e pela bateria, a tensão do barramento CC foi controlada em umas das 4 faixas do controle DBS.

Adicionalmente, devido ao filtro de saída ser do tipo LCL, em modo ilhado, a corrente do conversor era defasada da tensão do PAC.

No primeiro cenário de simulação o conversor começou a funcionar sem carga, estabelecendo a tensão no PAC e em seguida, foram conectadas cargas resistivas em dois momentos diferentes. Os resultados do teste são mostrados na figura 5.1. Inicialmente a referência V_d foi aumentada em rampa até o valor de 179,6 V, que foi o valor de pico da tensão de fase, durante o tempo t = 0.1 s até t = 1.18 s. Depois de estabelecida a tensão, no momento, t = 1,5 s foi conectada uma carga de 0.5 kW e no tempo t = 2 s foi conectada outra carga de 0.5 kW.

Figura 5.1: Tensão Vdc, corrente na bateria, tensão V_{dq} e corrente I_{dq}



Fonte: Elaborado pelo autor

A carga foi alimentada somente pela bateria e por isso a corrente média I_{bat} subiu para 3,6 A para a primeira carga e depois para 7,11 A para a segunda carga. A tensão

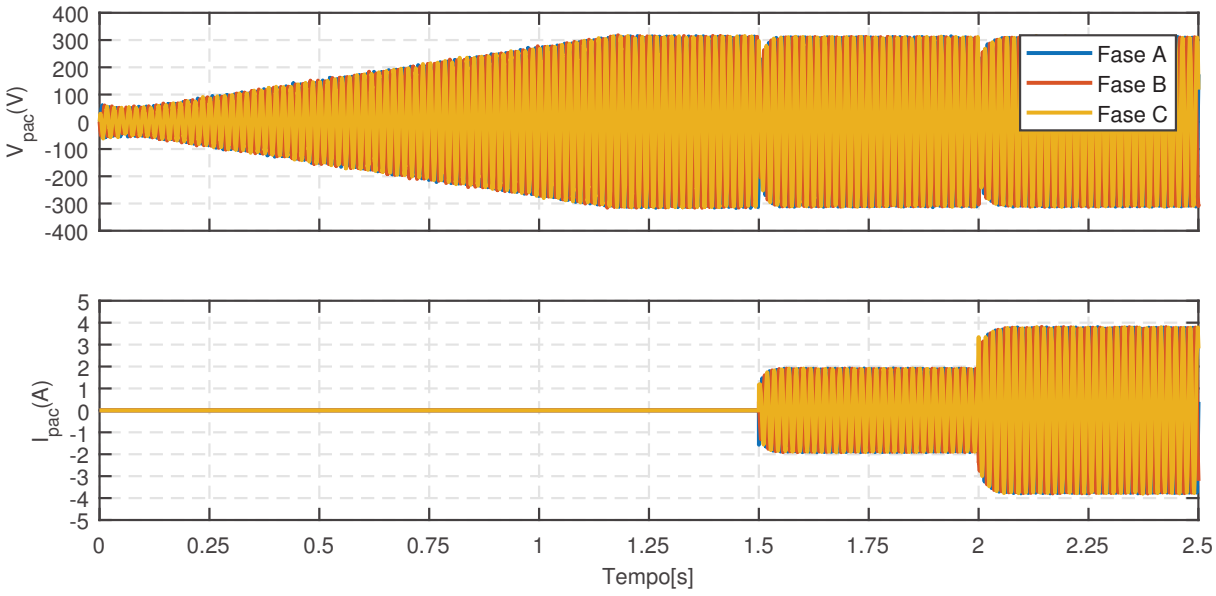
do barramento CC, V_{dc}, inicialmente foi controlada em 400 V pela malha de tensão do conversor bidirecional da bateria. Com a conexão da primeira carga e pela ação do DBS a tensão foi controlada em 398,2 V e após a conexão da segunda carga a tensão caiu para 396,6 V. Isto foi devido a potência da carga ter sido fornecida somente pela bateria já que o PV não estava em funcionamento, configurando déficit de geração fazendo com que a tensão do barramento CC fosse controlada na faixa III.

Do lado da rede, a corrente I_d corresponde à potência ativa consumida pela carga e a corrente I_q representa a potência reativa consumida pelos elementos do filtro. A corrente I_q então aumentou à medida que a tensão aumentou no tempo entre t = 0,1 s e t=1,18 s até atingir o valor em regime permanente de 1,35 A. Até t = 1,5 s, a corrente I_d era nula porque não havia carga no PAC. Depois, a corrente subiu para 1,8 A para a primeira carga e 3.52 A para a segunda carga.

No momento em que a primeira carga foi conectada (t = 1,5 s), a tensão V_d caiu para aproximadamente 112,3 V mas retornou ao valor nominal em 36,5 ms, sendo um pouco maior que 2 ciclos.

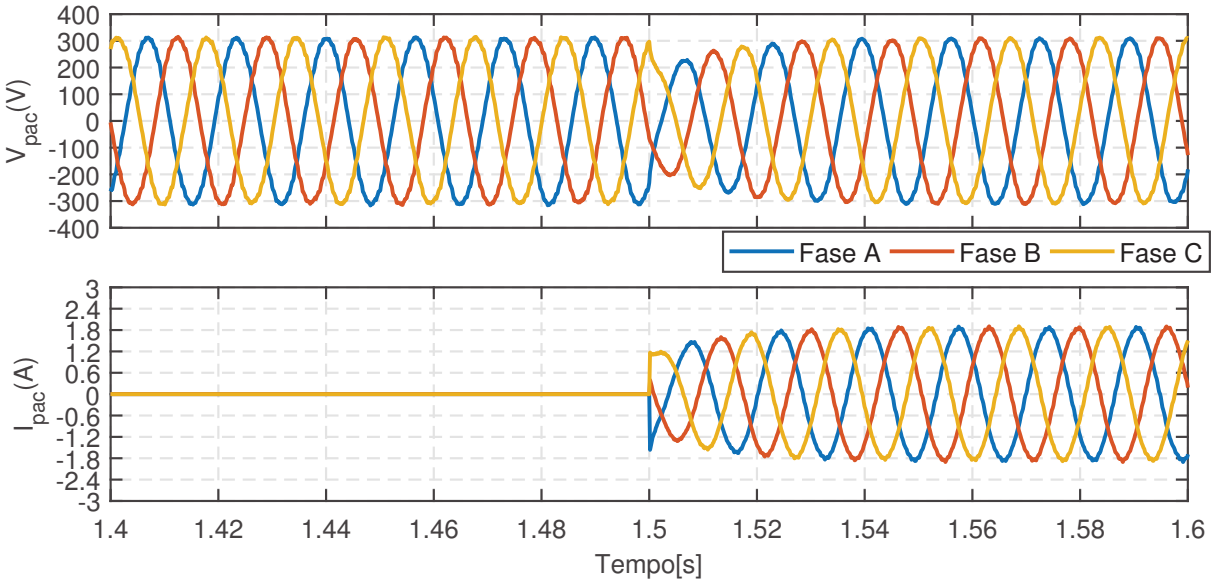
Na figura 5.2 é apresentada a tensão e corrente trifásicas no PAC durante o teste. Como a variável V_d controla o valor de pico da tensão, a tensão trifásica aumentou à medida que a referência V_d aumentava. Na figura 5.3 é mostrado o detalhe do instante em que a primeira carga foi conectada ao barramento, mostrando o transitório da tensão.

Figura 5.2: Tensão e corrente no PAC



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.3: Detalhe da tensão e corrente no PAC



Fonte: Elaborado pelo autor

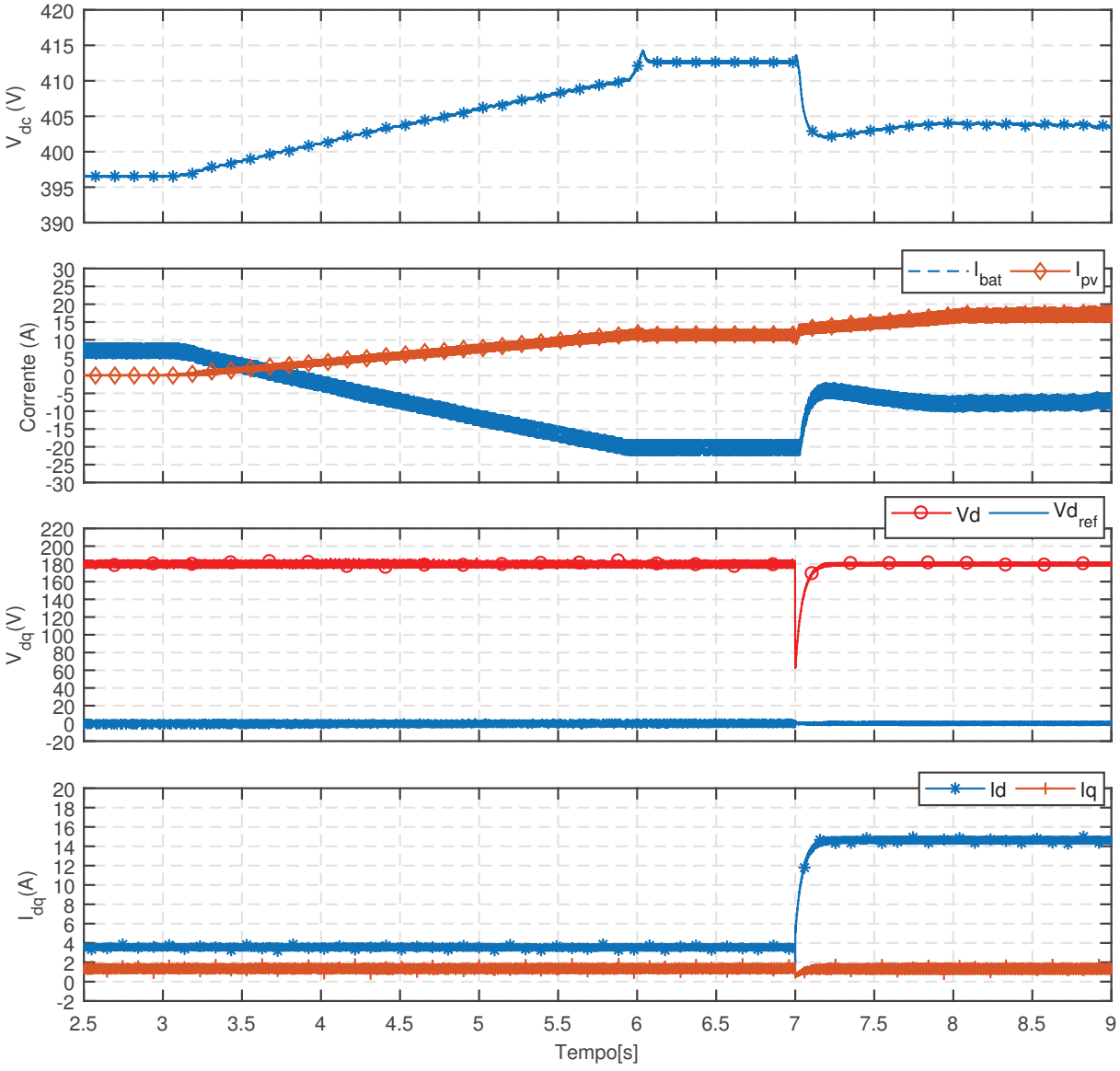
5.1.2 Modo de operação ilhado com controle do barramento CC pelo DBS pelo PV e pelas baterias

Neste cenário de simulação o objetivo foi testar a interação entre a curva DBS do PV e da bateria nos conversores CC. Em modo ilhado, o PV e a bateria alimentaram a carga conjuntamente.

Se o sistema operar na faixa II ou III, o PV deve operar em modo MPPT e o conversor bidirecional da bateria controlar a tensão do barramento CC através do controle da corrente, absorvendo ou injetando energia. Em caso, que a geração de energia do PV seja maior que a soma da potência que é demandada pela carga e a potência que a bateria pode absorver, o sistema opera na faixa I. Nesta faixa, o controle de tensão pelo conversor bidirecional deve estar saturado, e a bateria estará sendo carregada com a corrente máxima. Assim, quando a tensão do barramento CC exceder o limite da faixa II (410 V), o controle do PV será modificado. A referência para o controlador de corrente do PV que antes vinha do algoritmo de MPPT passa a ser fornecida pela malha de controle da tensão do barramento CC. A referência de tensão desta malha de controle será dada pela tensão de 420 V menos o produto dado pela resistência droop R_D e a corrente de saída do boost.

A situação descrita acima é simulada no próximo teste, onde o sistema PV estava operando com irradiância de 1000 W/m^2 e com temperatura de 25ºC. Os resultados são apresentados na figura 5.4.

Figura 5.4: Tensão Vdc, corrente na bateria, corrente PV e corrente *Idq*



Fonte: Elaborado pelo autor

Inicialmente, a tensão foi estabelecida no PAC e foram conectadas as cargas totalizando 1000 W. Até este momento, a carga era alimentada pelas baterias. Então, em t = 3s, o MPPT foi acionado e o PV começou a injetar potência. À medida que a geração PV aumentava, a corrente da bateria diminuía até a reversão de sentido. A corrente negativa indica que a bateria estava sendo carregada, absorvendo o excesso de geração (de t = 3.7 s a t = 6 s).

Quando a corrente de carga da bateria I_{bat} chegou ao limite mínimo de -20 A (t = 5,9 s), a tensão do barramento passou a aumentar. Quando esta ultrapassou 410 V, a referência de corrente do boost deixou de ser a do MPPT e passou a vir do controle de

tensão do PV. Desse modo, reduziu-se a geração do PV de acordo com a máxima potência que o sistema pôde absorver entre a alimentação da carga e o carregamento da bateria. O boost passou a controlar a tensão do barramento CC. Neste caso, entre 6 s e 7 s, a tensão V_{dc} foi controlada em 412 V, a corrente do PV, I_{PV}, mantida em 11,5 A e a corrente da bateria continuou no limite mínimo de -20 A.

Posteriormente, no momento t = 7 s a carga do sistema foi aumentada para 4 kW. Com isto, mais potência foi exigida do barramento CC, menor potência ficou disponível para a carga das baterias. A tensão do barramento então caiu para abaixo de 410 V, consequentemente reduzindo a corrente de carga da bateria. Com a queda da tensão do barramento CC o MPPT foi reabilitado e o conversor bidirecional retomou o controle da tensão no barramento. Assim, a partir de 7 s, V_{dc} foi controlada em 404 V pelo conversor bidirecional e a corrente de carga da bateria I_{bat} diminuiu para -7,5 A. Com o MPPT reabilitado, o ponto de máxima potência foi atingido em t = 8,0 s ($I_{mppt} = 17,5A$). Do lado da rede, observou-se que a corrente I_d aumentou quando a carga aumentou, devido a maior potência ativa sendo exigida do conversor. Não houve aumento da potência reativa então I_q se manteve constante.

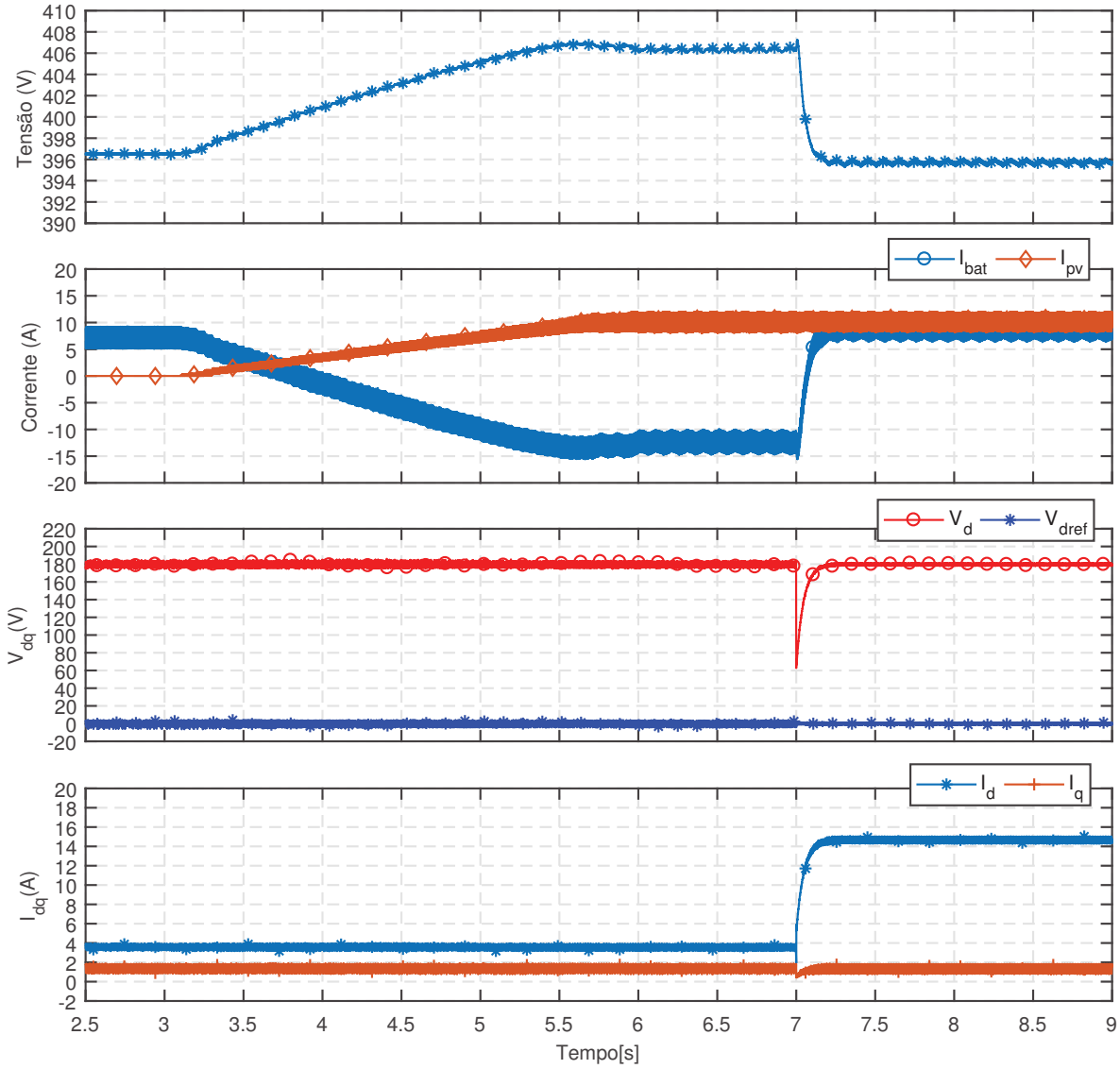
Quando a carga foi conectada, o valor de V_d reduziu pra 63 V e demorou 150 ms para retornar ao valor de regime permanente. Observa-se que nos outros momentos não houve distúrbios na alimentação da carga, isto é, V_d, V_q, I_d e I_q permaneceram constantes.

Na figura 5.5 é apresentado a medição para o mesmo teste com a mesma variação de carga, entretanto com uma irradiação de 600 W/m^2. Com a irradiação menor, o PV gera apenas 3119 W no ponto de máxima potência. Esta potência foi suficiente para alimentar a carga e carregar o banco de baterias, visto no período entre 5,73 s, quando o PV estava no ponto de máxima potência, e 7s quando a carga foi modificada. Neste período a corrente média I_{pv} foi igual a 10,24 A e a bateria foi carregada com corrente média I_{bat} igual a -12,52 A. Como a corrente de carga da bateria ficou acima do limite mínimo (-20A), o controle da tensão do barramento CC foi feito pelo conversor bidirecional, ou seja, o barramento estava na faixa II e foi controlado em 406,3 V.

Quando a carga foi aumentada no tempo igual a 7s, o sistema muda para a situação de déficit de geração, ou seja, somente a geração do PV não foi suficiente para alimentar a carga, então a bateria passou a injetar potência. A corrente média da bateria I_{bat} subiu para 8,68 A e passou a contribuir para a alimentação da carga. Consequentemente, o barramento CC passou a ser controlado na faixa III, com V_{dc} igual a 396,1 V.

Na figura 5.6 é apresentado a tensão e corrente trifásico no PAC quando o conversor alimentava uma carga resistiva de 5kW. A tensão de linha foi controlada em 220 V_{rms} e a corrente trifásica foi igual a 13,11 A_{rms}. Adicionalmente, na figura 5.7 é apresentada a análise harmônica da tensão no PAC. A THD total foi de 0,463%, característico de

Figura 5.5: Tensão Vdc, corrente na bateria, corrente PV e corrente Idq



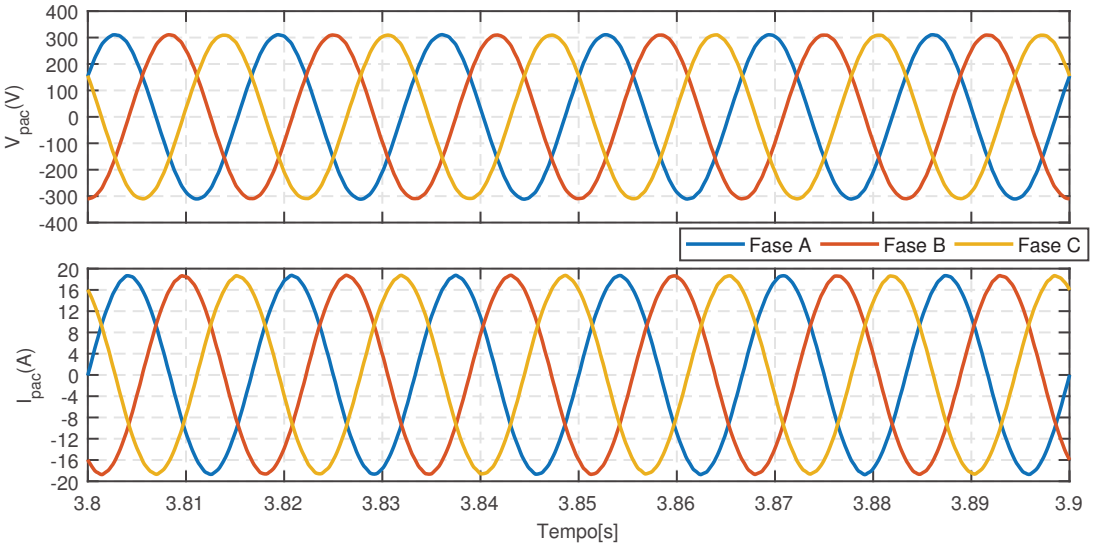
Fonte: Elaborado pelo autor

sistemas com carga resistiva e que não apresentam distorções.

5.1.3 Modo de operação conectado à rede

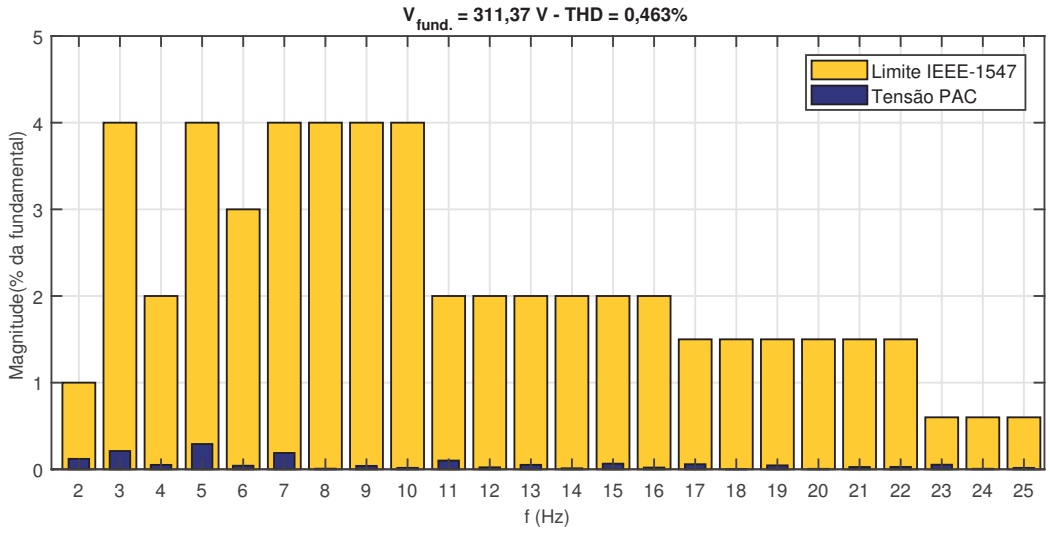
Para o modo conectado à rede, o conversor atua no controle da tensão do barramento V_{dc} para que permaneça em 400 V e no controle direto das correntes I_d e I_q proporcionais às potências ativa e reativa, respectivamente. Do lado CC, temos o controle da corrente

Figura 5.6: Tensão no PAC e corrente de saída do conversor



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.7: Análise harmônica da tensão no PAC



Fonte: Elaborado pelo autor

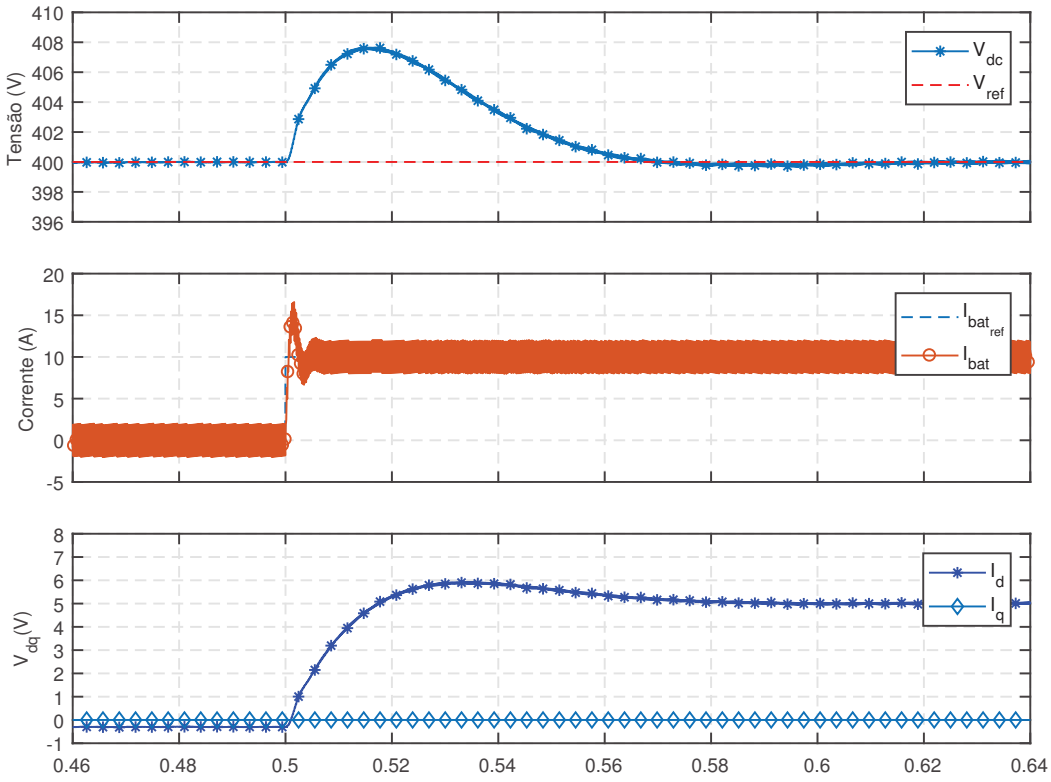
do PV, direto ou por MPPT, e o controle da corrente da bateria, pelo conversor boost e bidirecional. No modo conectado o objetivo deve ser controlar a transferência de potência ativa ou reativa com a rede. Deve-se também executar o controle da geração do PV e o processo de carga e descarga das baterias.

Toda potência injetada no barramento CC deve ser consumida, ou seja, deve existir

um balanço de potência entre a geração e a demanda. No caso conectado a rede, se houver excesso de geração das fontes de energia esta potência é transferida para a rede. Ou no caso em que for necessário potência para carregar as baterias além da gerada pelo PV, deve se fazer a importação de potência adicional da rede.

No primeiro cenário de simulação, foi testado a injeção de potência ativa e os resultados são vistos na figura 5.8. A referência da corrente da bateria I_{bat} foi modificada de 0 para 10 A em t = 0.5 s, transferindo assim a potência da bateria para o barramento CC, o que causou o aumento da tensão deste. O conversor CC/CA, pela malha de controle da tensão do barramento CC, atuou para a regularização da tensão injetando a potência ativa no PAC, visto no aumento da corrente de eixo direto I_d.

Figura 5.8: Medição da tensão barramento CC e corrente da bateria e do PV



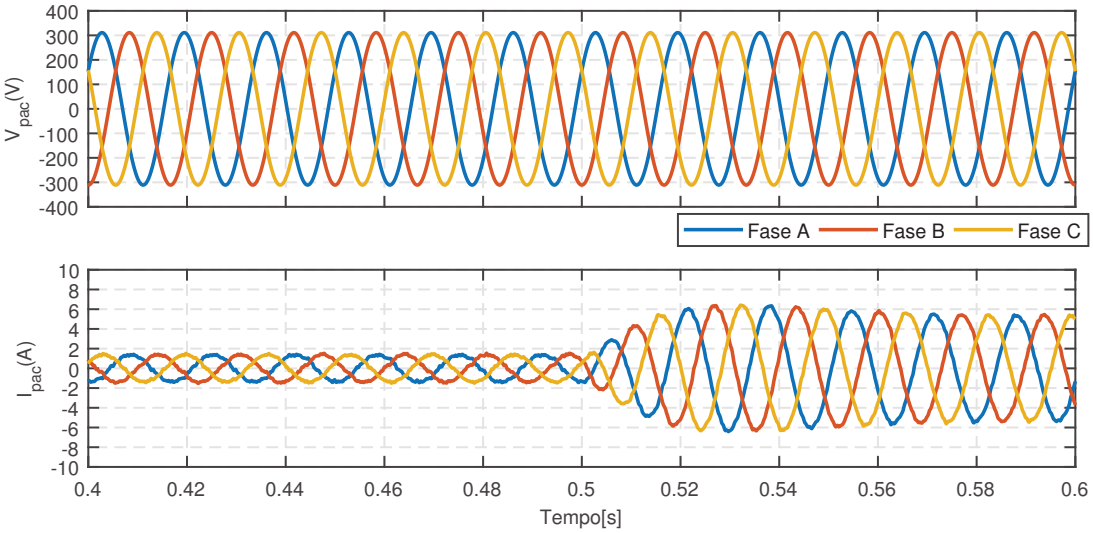
Fonte: Elaborado pelo autor

Observou-se a ocorrência de um pequeno transitório na tensão do barramento CC com sobretensão igual a 7,6 V. A corrente I_{bat} teve sobressinal de 65% e tempo de acomodação de 5,5 ms. A corrente de eixo em quadratura não mudou visto que a carga não exige potência reativa. A corrente de eixo direto foi modificada de -0.29 A para 5 A depois

da conexão da carga.

Na figura 5.9 são apresentadas as correntes e tensões trifásicas medidas no PAC. Observou-se que a tensão foi constante durante todo o tempo já que ela foi estabelecida pela rede conectada. A corrente trifásica inicialmente foi mínima para suprir somente as perdas do sistema e após 0,5s a corrente subiu em função da injeção de potência ativa no PAC pelo inversor.

Figura 5.9: Tensão e corrente no PAC

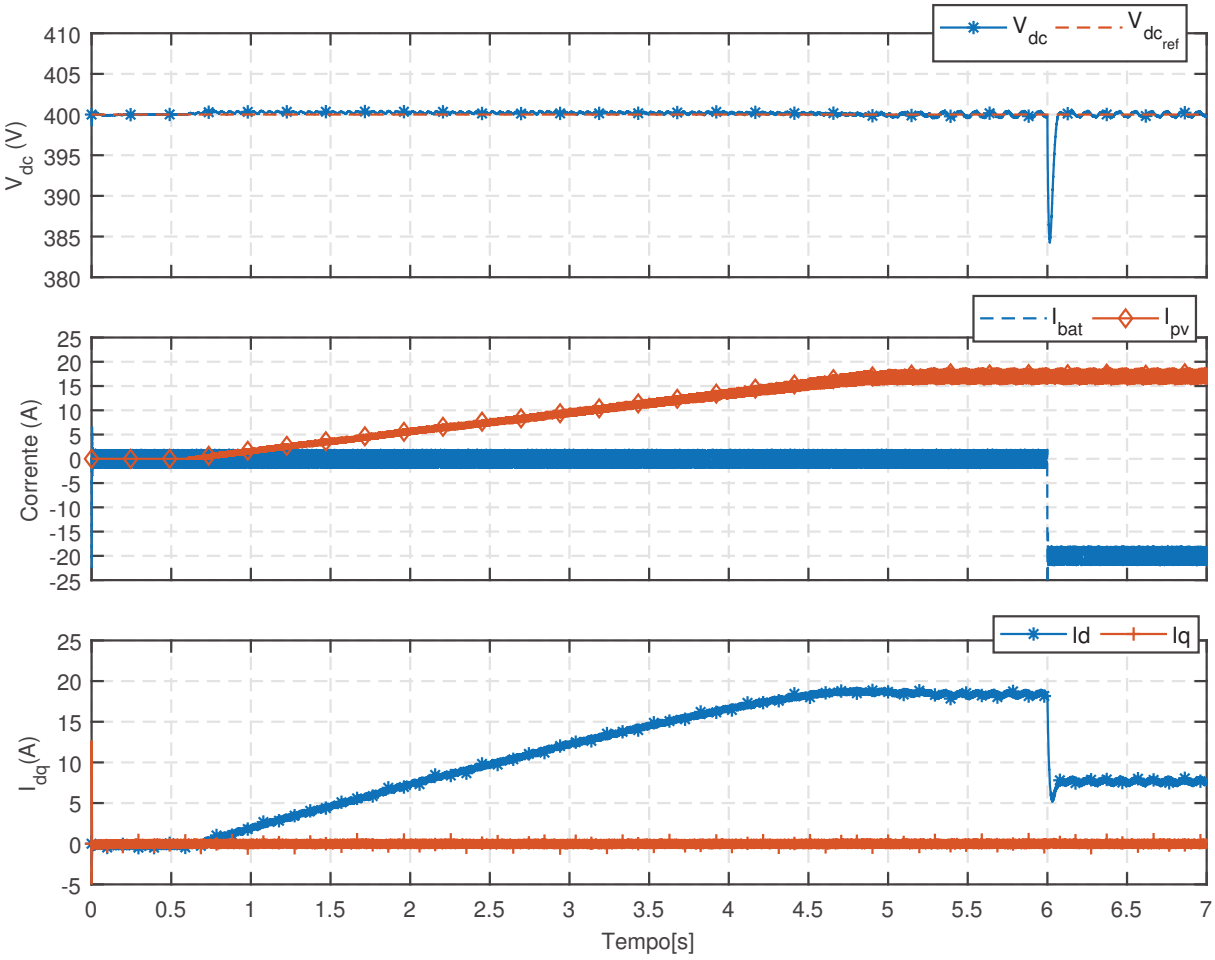


Fonte: Elaborado pelo autor

No próximo cenário apresentado, a geração pelo PV foi controlada de modo a fornecer a máxima potência possível e foi executado o carregamento das baterias. Na figura 5.10 é apresentada a medição das variáveis do sistema para este teste. Inicialmente, o barramento CC foi controlado em 400 V. Em 0,5 s, o MPPT foi ativado e o boost começou a controlar a corrente do PV. O MPPT foi configurado para aumentar a corrente em incrementos de 0,2 A a cada 0.05s até atingir o ponto de máxima potência em aproximadamente t = 4,9 s com corrente média I_{pv} de 17,07 A. Toda a potência injetada no barramento CC pelo boost foi transferida para a rede pelo inversor garantindo o balanço de potência no barramento CC. Assim, a corrente I_d foi positiva indicando que o sistema fornece potência a rede. A forma de onda da corrente I_d acompanhou a curva da corrente I_{pv} e teve valor médio de 18,32 A.

Neste teste, em t = 7 s, foi aplicado um degrau na referência da corrente da bateria mudando-a para -20 A, o que fez com que o conversor bidirecional iniciasse a carga das baterias, já que a corrente negativa indica que o sentido da corrente foi do barramento CC para a bateria. Assim, parte da potência gerada pelo PV foi usada para carregar a

Figura 5.10: Tensão Vdc, corrente na bateria, tensão V_{dq} e corrente I_{dq}

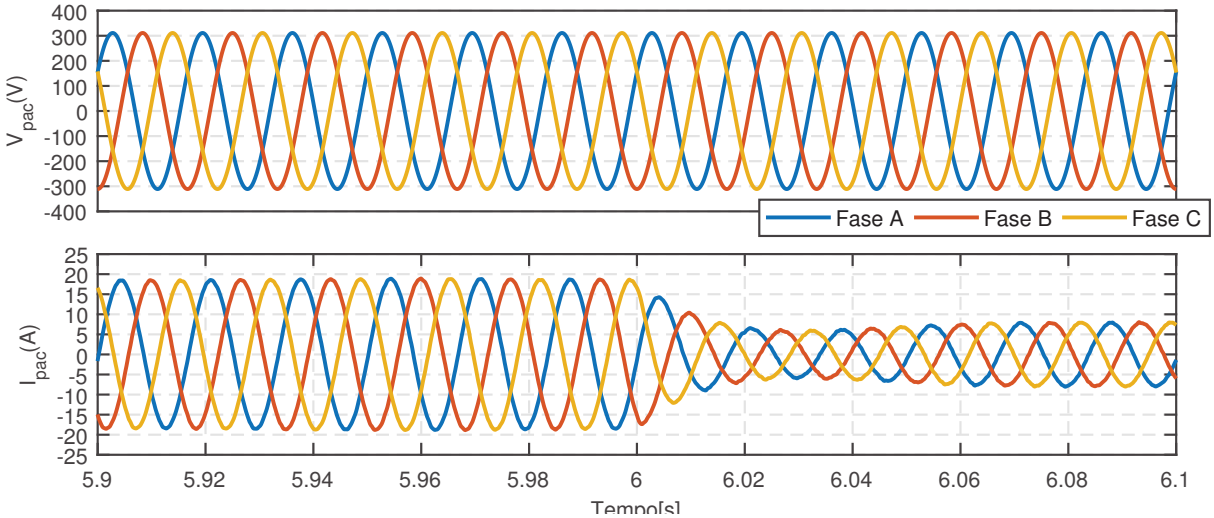


Fonte: Elaborado pelo autor

bateria, diminuindo a potência injetada na rede e resultando na diminuição da corrente I_d para 7,63 A. No momento do degrau na referência de corrente da bateria, também houve uma perturbação no barramento CC. A tensão do barramento reduziu para 384,4 V e retornou ao valor permanente em 0,36 s.

Na figura 5.11 é mostrada a medição da tensão trifásica no PAC e da corrente na saída do conversor no momento onde a corrente da bateria foi modificada de 0 A para -20 A. A potência disponível para ser transferida para a rede passou a ser igual à diferença entre a potência injetada pelo PV e a absorvida pelo banco de baterias. Este efeito pode ser visto na redução da corrente trifásica. Adicionalmente, como o teste foi feito para tensão não distorcida a corrente também não apresentou harmônicos sendo a THD igual a 0,5%.

Figura 5.11: Tensão trifásica no PAC e corrente na saída do conversor



Fonte: Elaborado pelo autor

5.2 Resultados Experimentais

Para validar os modos de operação do conversor, foi utilizado adicionalmente o procedimento experimental.

Visto que o banco de baterias se encontrava com SOC em 99% e tensão em 100V, a corrente de carga da bateria foi limitada a valores reduzidos, inicialmente, por medida de segurança. Os resultados preliminares são expostos nesta seção. Os valores de operação do sistema são apresentados na tabela 5.2.

Foram obtidos resultados satisfatórios quanto ao funcionamento do conversor validando então a sua operação como um todo. Mesmo não sendo ainda em valores nominais, foram testados os mesmos cenários de simulação apenas adaptados para valores reduzidos. Neste sentido, buscou-se reproduzir as mesmas condições de funcionamento, resguardadas as devidas proporções.

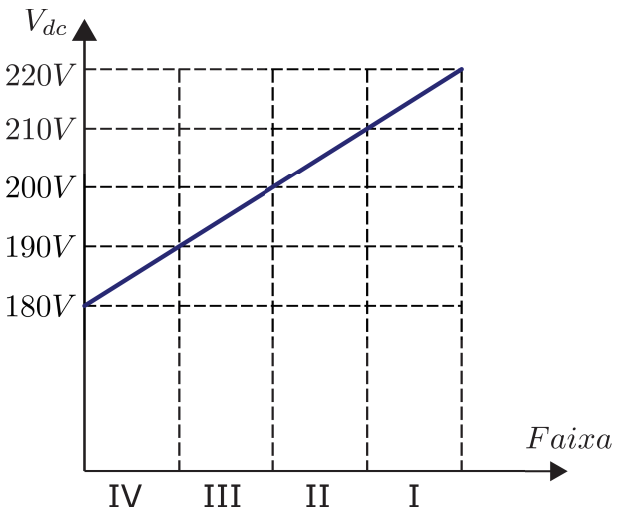
Estavam planejados para execuções na sequência, em mês de abril/2020, os testes com valores nominais, porém, devido ao fechamento do campus das UNIFEI por motivo da pandemia de COVID-19, não foi possível executá-los. Como sugestão, a bancada disponibilizada neste trabalho pode ser utilizada para fins de revalidação com dados nominais, pois possui a capacidade de realizar os testes com estes valores.

Tabela 5.2: Parâmetros do protótipo experimental

$V_{rms_{fase}}$	45 V (60Hz)
V_{dc}	200 V
V_{bat}	96 V
$I_{bat_{max}}$	10 A
V_{oc}	162,6 V
I_{sc}	3,61 A
V_{mppt}	132,1 V
I_{mppt}	3.34 A
$R_{droop_{PV}}$	4,32 Ω
$R_{droop_{bat}}$	4 Ω

Para o controle DBS do barramento CC em modo ilhado, as faixas foram separadas em níveis de 10 V. Na figura 5.12 é mostrado as faixas de tensão em que o barramento CC foi controlado. As resistências droop da bateria $R_{droop_{bat}}$ foi calculada considerando que o limite da corrente no indutor do conversor bidirecional seria de no máximo 5 A e $R_{droop_{PV}}$ foi calculada para a potência máxima de 440 W. Destaca-se que os resultados foram obtidos através do supervisório construído no LabVIEW.

Figura 5.12: Faixas de operação dos conversores CC-CC para o ensaio experimental



Fonte: Elaborado pelo autor

5.2.1 Modo de operação conectado à rede

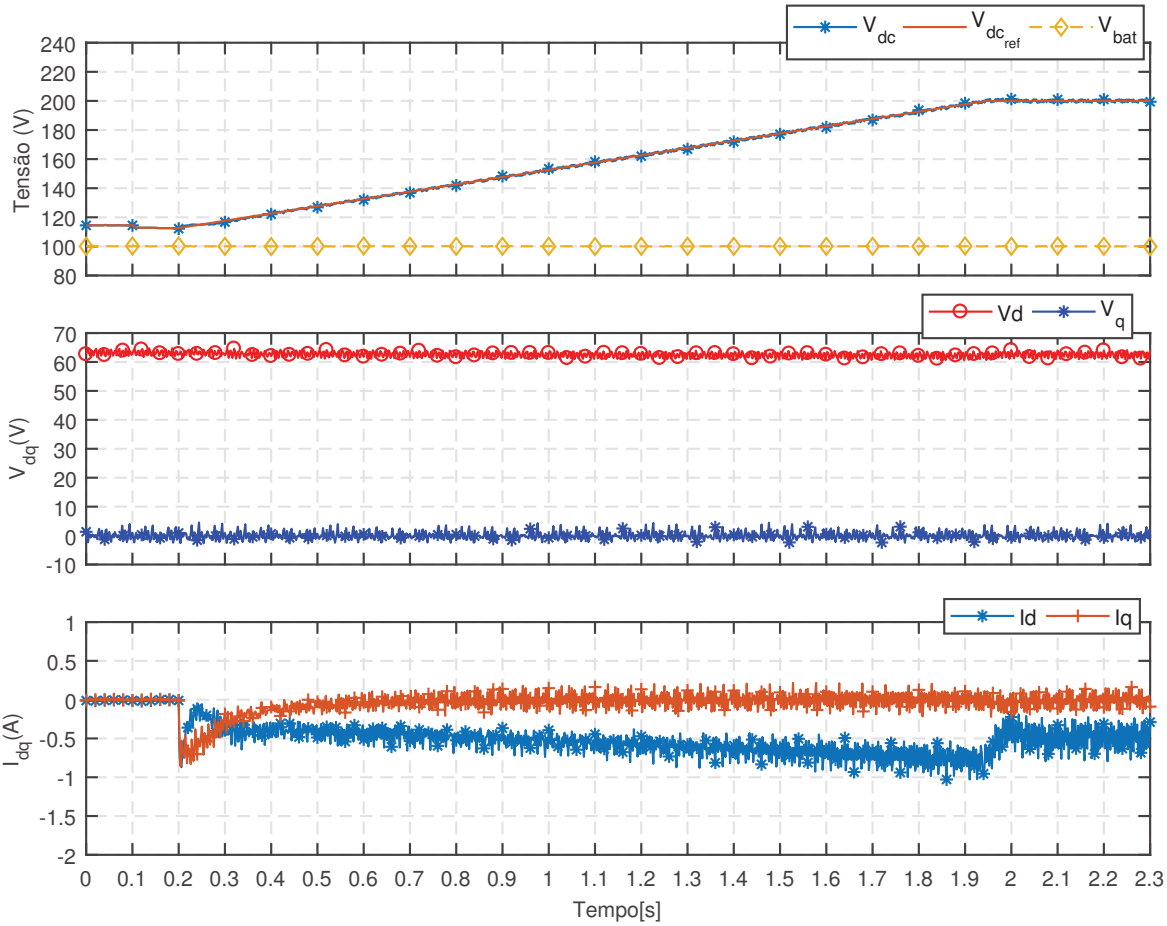
O primeiro teste realizado foi do conversor construído trabalhando em modo conectado à rede.

Para o funcionamento do conversor, primeiramente o barramento foi pré-carregado através de um braço do conversor com a tensão das baterias. Após, a rede trifásica foi conectada através de um varivolt ao PAC, este por sua vez foi regulado até que a tensão de saída fosse de 45 V_{rms}. A tensão trifásica é então retificada pelos diodos das chaves IGBT's e com isto a tensão do barramento subiu para 114,4 V.

Na figura 5.13 mostra-se o comportamento da tensão do barramento CC, da tensão no PAC e da corrente de eixo direto e de quadratura após o procedimento de pré-carga. Em 0,2 s, o controle do conversor CC/CA foi acionado e a referência da tensão do barramento CC V_{dc} foi aumentada em rampa até o valor de 200 V. Quando a referência da tensão no barramento foi alterada, ocorreu um pequeno transitório na corrente de eixo direto e de quadratura. A corrente I_q, após o transitório, estabilizou em zero e a corrente I_d subiu em função da potência que estava sendo injetada no barramento CC durante a rampa. Entretanto, quando a tensão no barramento CC atingiu 200 V, a corrente I_d reduziu novamente e passou a ser apenas a necessária para compensar as perdas.

O valor de V_d e V_q são fornecidos pela SRF-PLL, o valor de V_d igual ao valor de pico da tensão de fase e o valor de V_q em zero apontam que o ângulo de fase produzido pela PLL está em sincronismo com a rede.

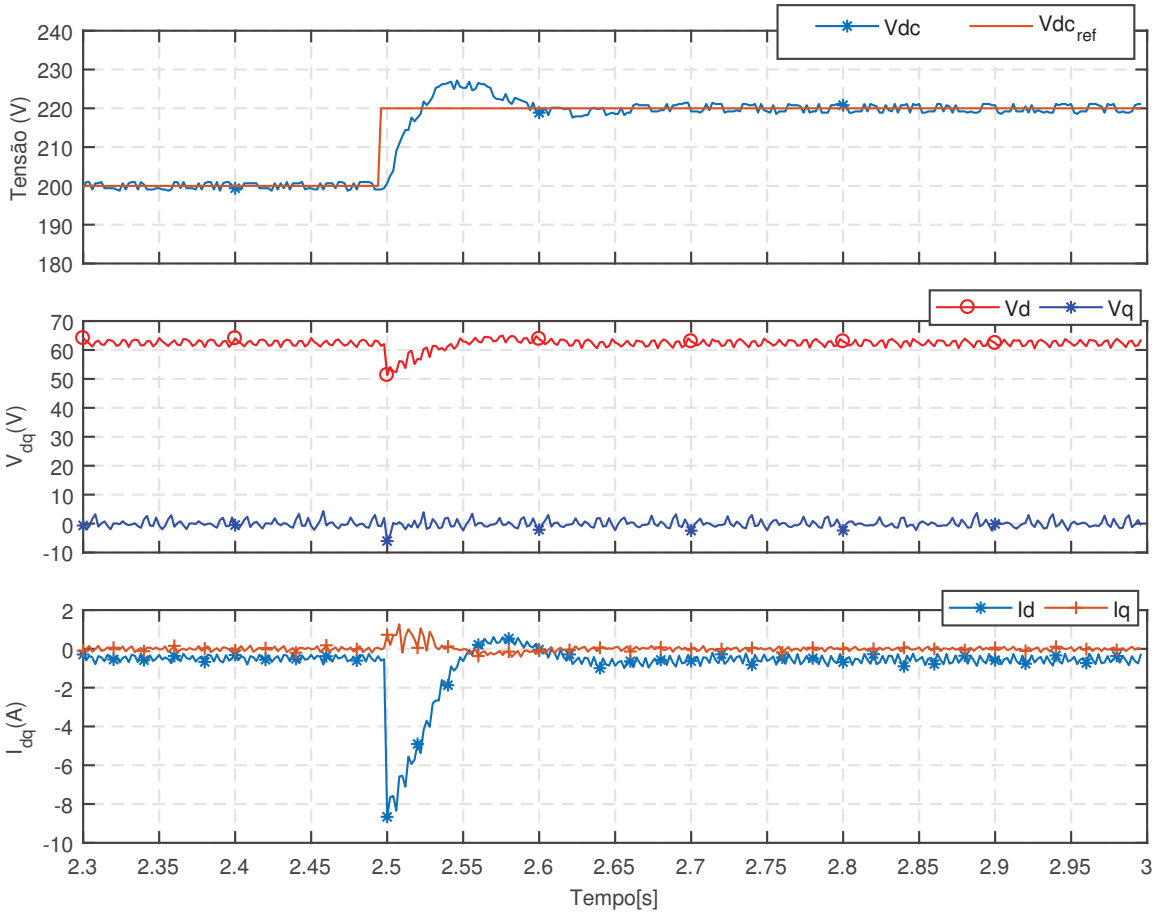
Figura 5.13: Medição da tensão do barramento CC, da tensão do PAC e corrente do conversor transformadas para o eixo dq



Fonte: Elaborado pelo autor

Com o objetivo de avaliar os controladores projetados foi avaliado o comportamento do sistema diante de uma mudança na referência de tensão do barramento CC em degrau. A resposta do sistema pode ser vista na figura 5.14. Em t = 2,5 s, a tensão de referência do barramento CC foi alterada de 200 V para 220 V. A tensão teve tempo de acomodação em torno de 75 ms e sobressinal de 12,36 %, o erro em regime permanente foi nulo devido ao emprego de controladores do tipo PI, em que a ação integral garante esta característica. A tensão V_d no momento do degrau tem um pequeno transitório, mas isso foi devido à indutância do varivolt. Observou-se um transitório na corrente I_d em reposta ao degrau, já que a malha de controle da corrente de eixo direto foi projetada para ser interna à malha de tensão. Adicionalmente, um pequeno transitório pôde ser observado na I_q, mas devido ao desacoplamento entre as malhas de controle da corrente elas foram controladas independentemente e em regime permanente I_q continuou em zero.

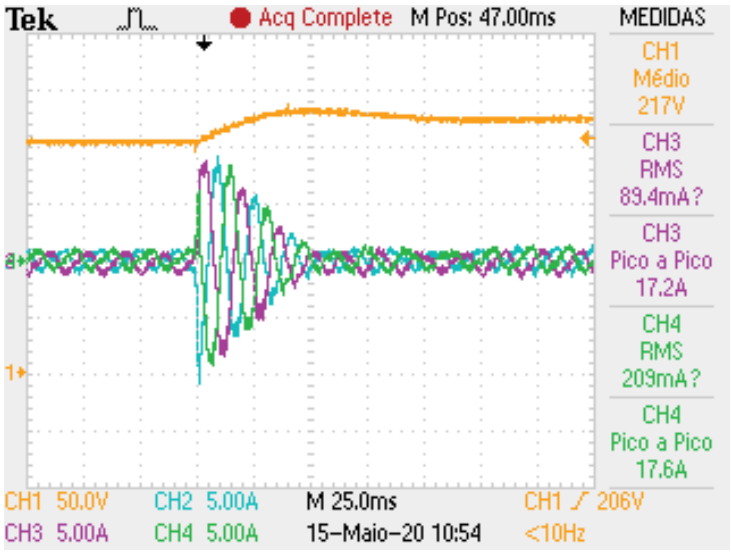
Figura 5.14: Medição da tensão do barramento CC, da tensão do PAC e corrente do conversor transformadas para o eixo dq



Fonte: Elaborado pelo autor

Na figura 5.15 é apresentada as formas de onda da tensão do barramento CC e corrente trifásica no PAC medida pelo osciloscópio. Nesta figura é observado o transitório das correntes trifásicas no momento do degrau condizente com o observado nas variáveis V_{dc} e I_d da figura 5.14.

Figura 5.15: Medição da tensão no barramento CC e das correntes trifásicas da rede



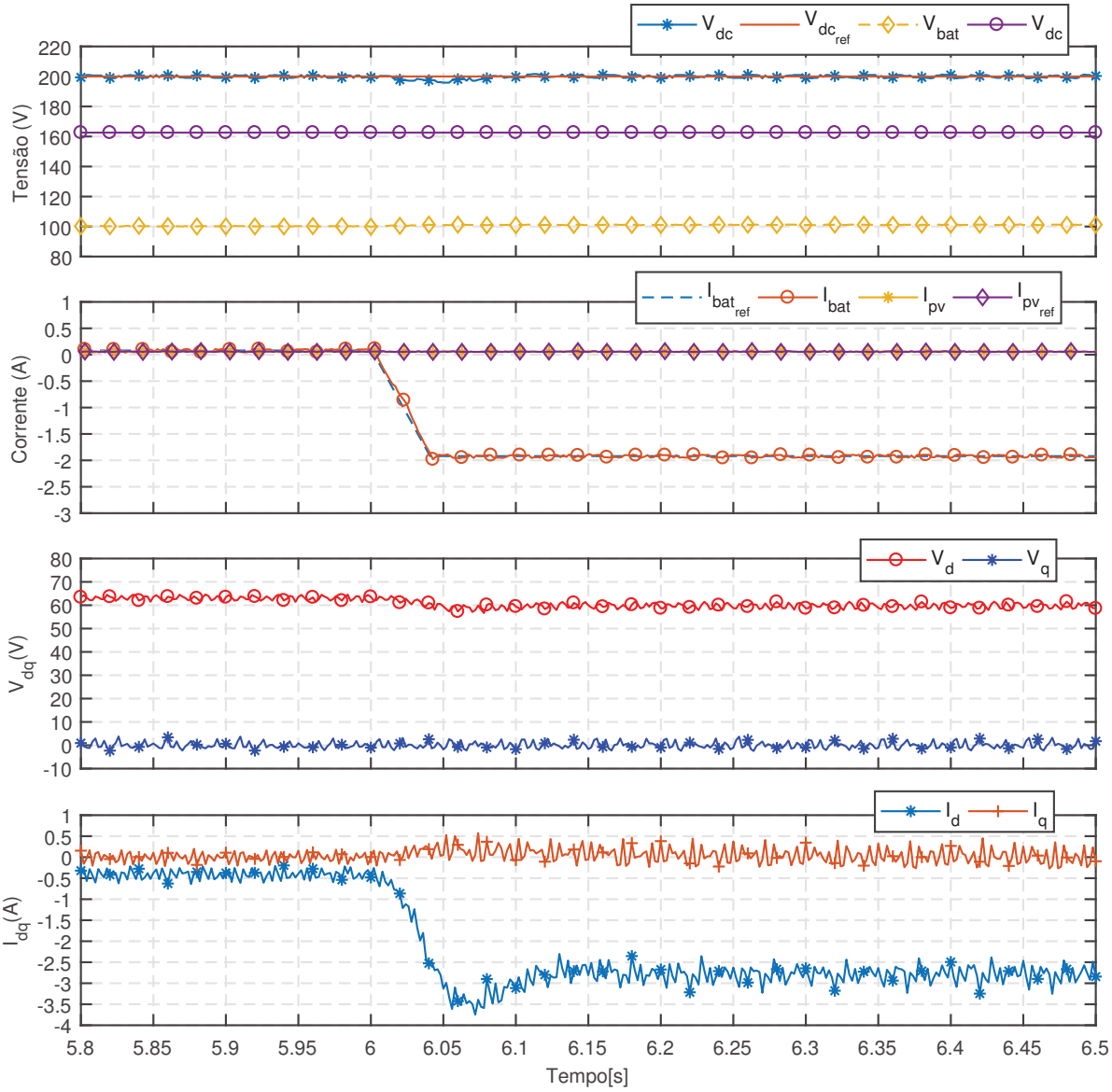
Fonte: Elaborado pelo autor

Na figura 5.16 são apresentados os resultados obtidos no cenário onde a potência necessária para a carga do banco de baterias foi solicitada da rede. Neste teste o sistema PV não estava em funcionamento, indicado pela variável I_{pv} mostrada na figura 5.16 ser nula durante todo o tempo.

Como visto na figura, em t = 6 s, a referência de corrente do banco de baterias foi alterada de 0A para -2A e as baterias passaram a ser carregadas. O sinal negativo da corrente indica que a corrente fluiu do barramento CC para as baterias. Aqui, a referência da corrente da bateria foi alterada em rampa. A alteração na tensão do banco de baterias foi mínima visto que a sua carga estava muito próxima da nominal. Ao drenar potência do barramento CC para carregar as baterias ocorreu um pequeno transitório na tensão V_{dc} que logo estabilizou, visto a atuação do controle do conversor do lado da rede.

A corrente I_d mudou de -0.41 A para aproximadamente -2,8 A indicando a injeção de potência vinda da rede no barramento CC. Isto é, devido ao balanço de potência do sistema, o conversor injetou a mesma quantidade de potência que foi utilizada pela bateria como objetivo de manter a tensão do barramento CC controlada. A corrente I_q se manteve constante em zero, devido a não haver injeção de reativos durante este período. A tensão V_q se manteve em zero e V_d se manteve praticamente constante e igual a amplitude da tensão da rede. A pequena variação observada na tensão de eixo direto é devido a característica de potência de curto circuito do sistema em função do varivolt utilizado.

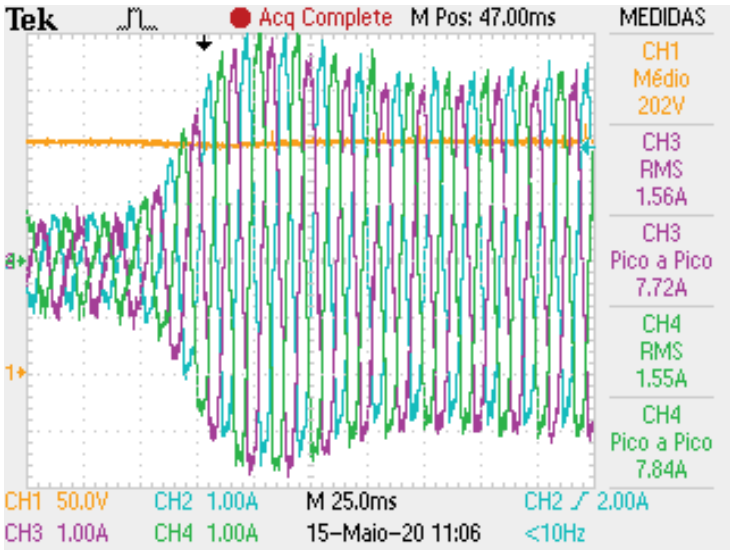
Figura 5.16: Medição da tensão no barramento CC, das correntes do indutor, da tensão do PAC e corrente do conversor transformadas para o eixo dq



Fonte: Elaborado pelo autor

Na figura 5.17 é mostrada a medição da tensão do barramento CC e a corrente trifásica do PAC pelo osciloscópio, durante a mudança na referência de corrente da bateria, onde foi observado o mesmo comportamento dos resultados do supervisório. A tensão indicada pelo osciloscópio (202 V) foi um pouco mais alta que a tensão de referência de barramento que era de 200 V. Observou-se o transitório da corrente trifásica, que tem um pico de 4 A, mas estabiliza em aproximadamente 3 A.

Figura 5.17: Medição da tensão no barramento CC e das correntes trifásicas da rede



Fonte: Elaborado pelo autor

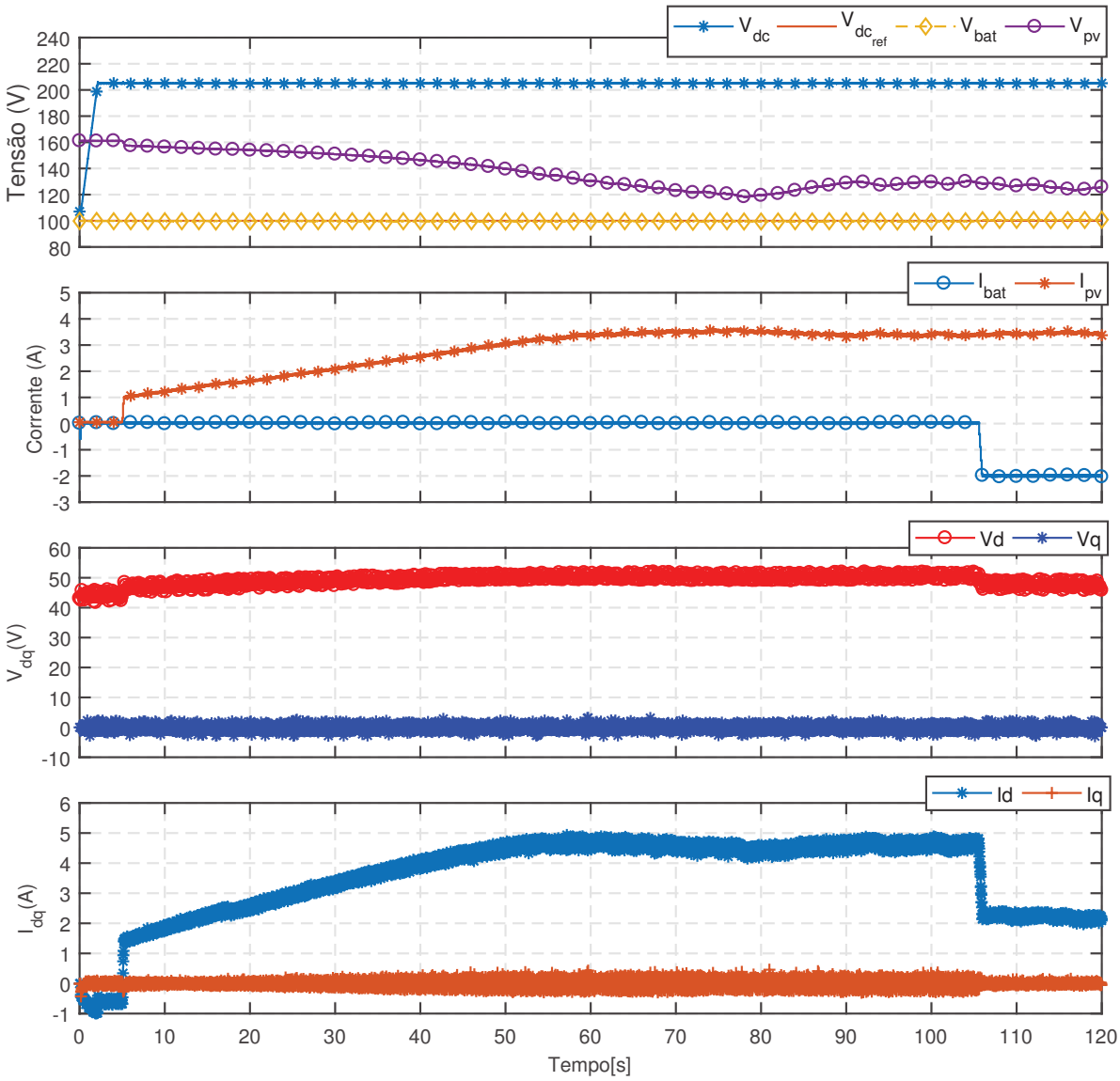
5.2.2 Modo de operação conectado com funcionamento conjunto do PV e do banco de baterias

Em um outro cenário foi ensaiado o funcionamento conjunto do PV e da bateria. Neste caso, toda a potência gerada pelo PV ou injetada pela bateria foi transferida para a rede. Se fosse necessário carregar o banco de baterias, então a potência gerada pelo PV foi usada para o carregamento e o restante exportado para a rede. Os resultados deste cenário de funcionamento são apresentados na figura 5.18.

Primeiramente, o barramento foi pré-carregado pela bateria em 100 V e então a tensão Vdc foi controlada em 200 V, como apresentado anteriormente. A partir de 5 s, o MPPT foi acionado e a corrente I_{pv} foi modificada até o valor do ponto de máxima potência igual a 3,4 A. O MPPT iniciou com o valor de 1 A e foi configurado para modificar a referência de corrente em passos de 0,02 A. A corrente da rede I_d foi positiva indicando que a potência gerada pelo PV foi transferida para a rede. Observou-se que a corrente de eixo direto aumentou a medida que a geração aumentou, variando de 4,4 A a 4,7 A no ponto de máxima potência.

Em t = 105 s, a referência do controle da corrente de carga da bateria I_{bat} foi mudada para -2 A e o conversor bidirecional passou a carregar o banco de baterias. A partir deste momento, parte da potência gerada pelo PV foi usada para carregar as baterias e o restante foi injetado na rede, com isto, a corrente I_d foi reduzida para 2,2 A pela ação do controle da tensão do barramento CC.

Figura 5.18: Medição da tensão no barramento CC, das correntes do indutor, da tensão do PAC e corrente do conversor transformadas para o eixo dq

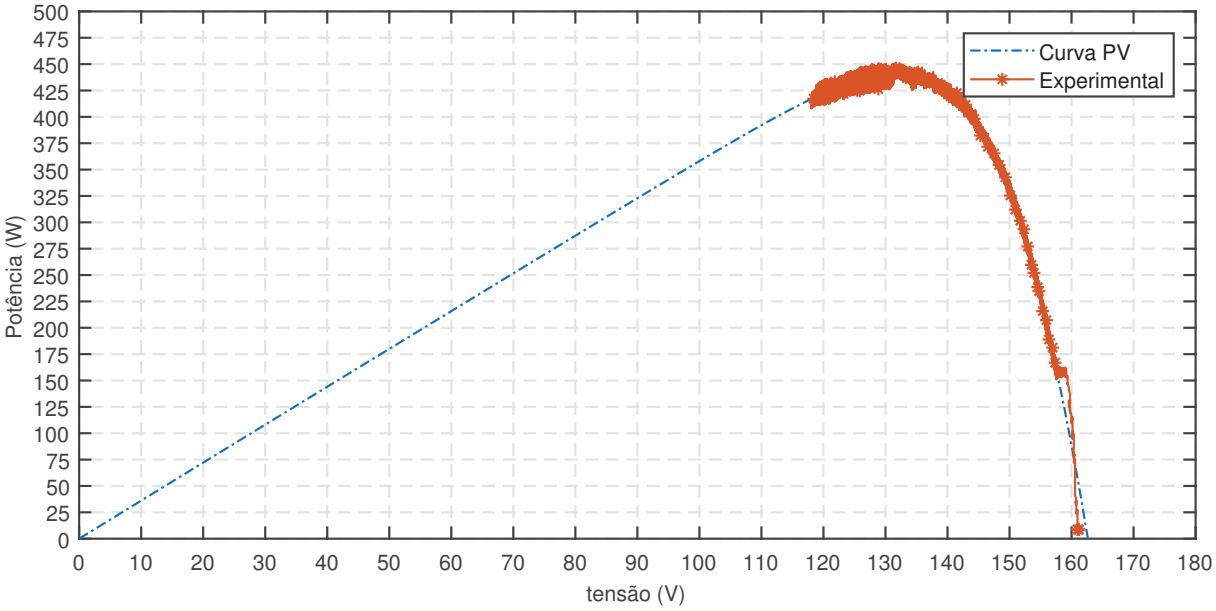


Fonte: Elaborado pelo autor

O algoritmo de condutância incremental foi utilizado para buscar o ponto de máxima potência. Ao medir a tensão e corrente do PV o algoritmo decidiu se a referência de corrente deveria aumentar ou diminuir. Na figura 5.19 é apresentada a curva de potência versus tensão do painel simulado nas condições de irradiação e temperatura configuradas. Sobreposta a esta curva é desenhada a potência gerada pelo sistema. É visto que o algoritmo foi capaz de rastrear o ponto de máxima potência, evidenciado que a maior

quantidade de pontos se encontra entre 415 W e a máxima potência de 441 W.

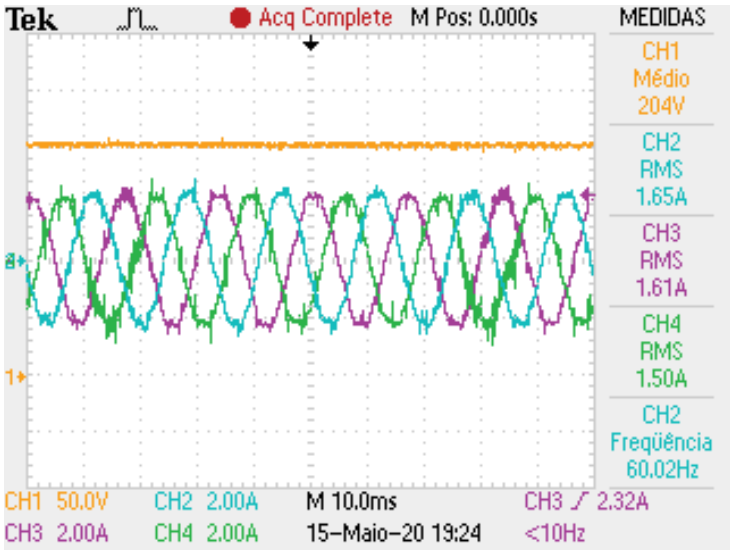
Figura 5.19: Curva PxV do painel solar no teste experimental



Fonte: Elaborado pelo autor

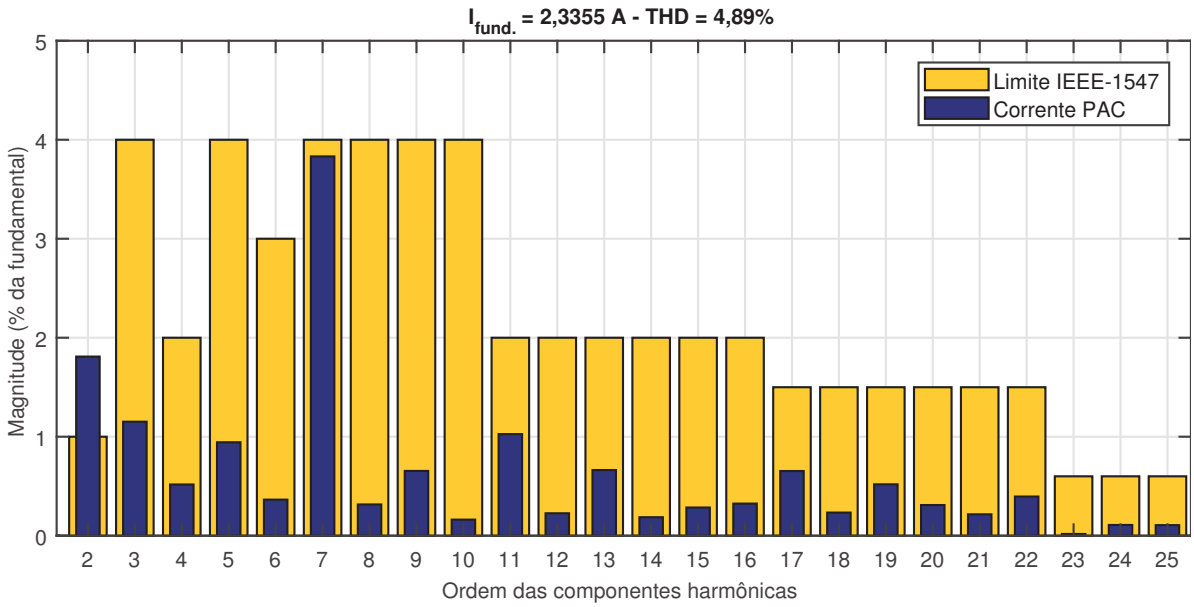
Na figura 5.20 é mostrada a medição da corrente trifásica e tensão do barramento CC no PAC pelo osciloscópio e na figura 5.21 é mostrada a análise harmônica da corrente da fase A. A THD total da corrente foi de 4,9%, o que é abaixo de 5% recomendado pelo IEEE Std 1547-2018 para conexões de GD na rede elétrica, embora os limites sejam para a corrente nominal que não foram alcançados nos testes experimentais.

Figura 5.20: Medição da tensão no barramento CC e da corrente trifásica da rede



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.21: Análise harmônica da corrente injetada na rede



Fonte: Elaborado pelo autor

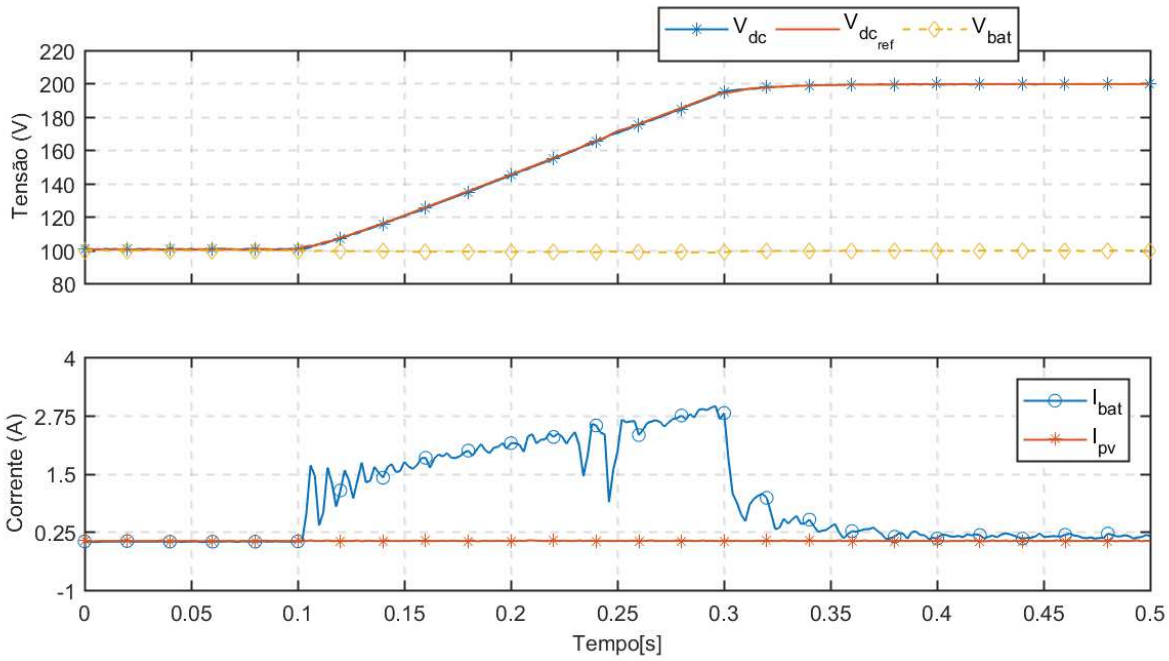
5.2.3 Modo de operação ilhado

O segundo modo de funcionamento do CFR é o modo ilhado, onde o conversor alimentou a carga com a frequência e tensão controlada. Na configuração do programa, a tensão sintetizada tem frequência fixa de 60 Hz, e o ângulo de fase gerado é utilizado nas transformações de referencial em todo o programa. A amplitude da tensão foi controlada pela variável V_d igual

$$V_d = 45 * \sqrt{2} = 63,6V \tag{5.1}$$

O barramento CC, primeiro, foi conectado ao braço de pré-carga, onde uma resistência limitou a corrente que o carregava até alcançar o mesmo nível de tensão que o banco de baterias. Em seguida, para o funcionamento ilhado foi necessário ativar o controle da tensão do barramento CC pelo conversor bidirecional da bateria. Na figura 5.22 é apresentada a medição da tensão V_{dc} e da corrente da bateria I_{bat} quando o controle da tensão foi iniciado.

Figura 5.22: Medição da tensão do barramento CC, da tensão da bateria, corrente na bateria e PV



Fonte: Elaborado pelo autor

Nesta figura é visto que com o barramento CC pré-carregado, o controle de tensão V_{dc} pelo conversor bidirecional foi ativado em t = 0,1 s, e a referência de tensão foi

aumentada em rampa até o valor nominal de 200 V. A corrente da bateria aumentou no período de 0,1 s a 0,3 s devido a potência fornecida ao barramento CC. Após este alcançar o nível de tensão desejado, a corrente reduziu ao mínimo necessário apenas para manter a tensão no nível de referência.

Após estabelecer o controle da tensão do barramento CC, o controle da tensão CA foi iniciado. Na figura 5.23 são apresentados os resultados obtidos durante esta situação. A partir de t = 1 s, a referência da tensão V_d foi aumentada em rampa até o valor nominal de 63,64 V ao mesmo tempo em que a tensão V_q foi mantida em zero.

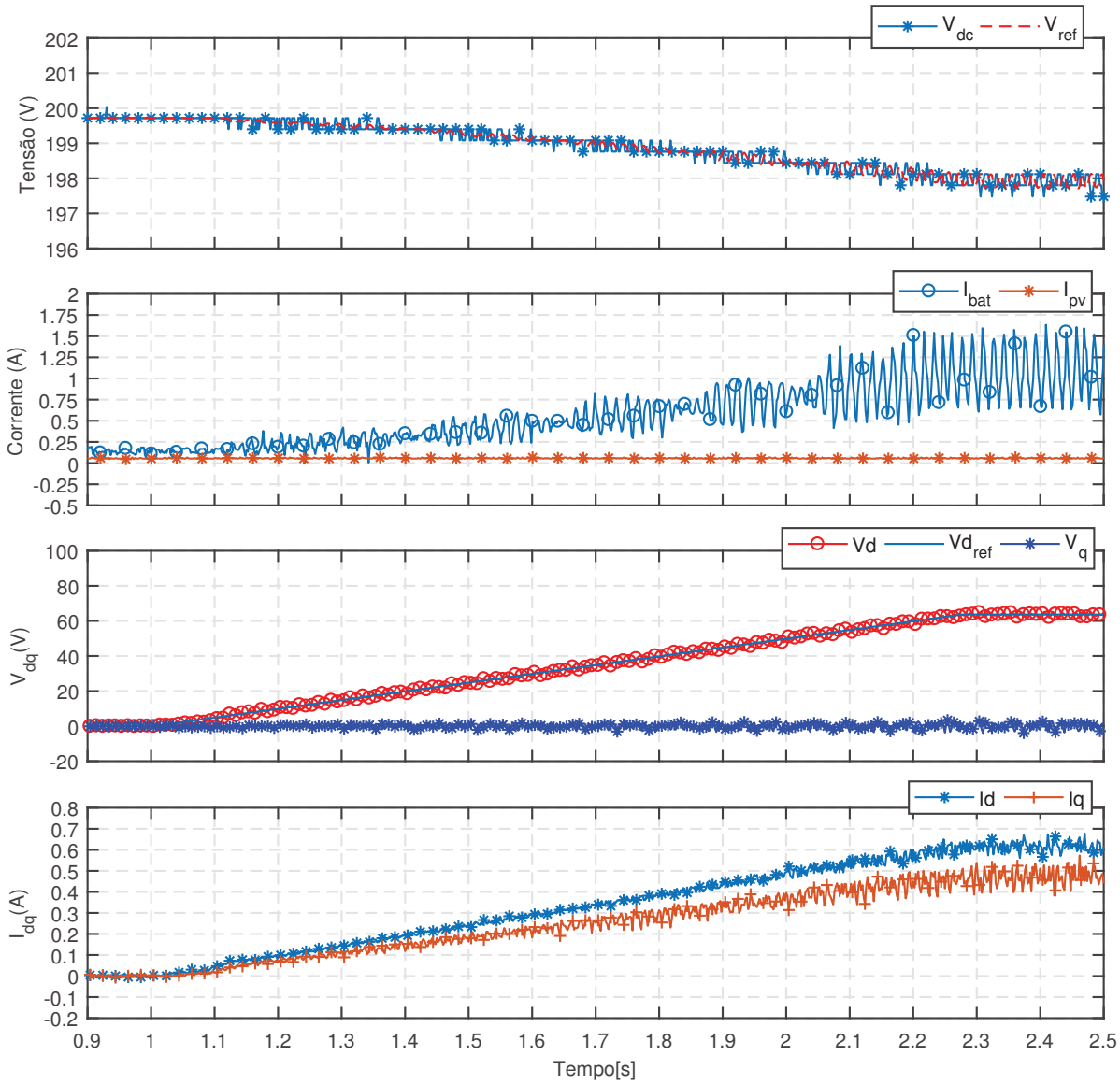
Neste teste havia uma carga resistiva conectada ao PAC, então à medida que a tensão aumentava a corrente trifásica também aumentava. Isto pode ser visto no aumento da corrente I_d que controla a potência ativa entregue a carga. A corrente I_q também aumentou devido a energia reativa demandada pelos elementos do filtro. O valor da corrente I_d e I_q em regime permanente foi de 0,62 A e 0,47 A, respectivamente.

A potência exigida pela carga foi drenada do barramento CC pelo conversor CC/CA e para manter o controle da tensão, o conversor bidirecional injetou a mesma quantidade de potência que a carga consumia. Como somente o conversor da bateria estava ativado, somente este alimentou o barramento. Assim, é visto na figura 5.23 que a corrente da bateria I_{bat} aumentou à medida que a potência da carga aumentava, sendo o valor médio igual a 1,1 A em regime permanente. Também, observou-se na figura que a tensão V_{dc} permaneceu controlada durante todo o tempo, mas o valor de referência diminuiu de 199,5 V para 197,9 V devido ao efeito do controle DBS, fazendo com que o barramento operasse na faixa III. Neste ponto de operação, como a bateria fornecia a energia, ou seja, a corrente foi positiva, a tensão de referência ficou abaixo do valor nominal. Neste cenário de teste, o controle do PV não foi acionado, então a corrente I_{PV} permaneceu nula durante todo o teste. Como a tensão V_{bat} permaneceu entre os valores de 99.1 V a 96 V e a tensão do PV ficou constante no valor da tensão de circuito aberto, estas duas variáveis foram omitidas no gráfico.

Para a análise da dinâmica dos controladores, foi feito o teste com a mudança na referência de tensão CA em degrau e na figura 5.24 são apresentados os resultados obtidos.

Partindo da mesma condição de operação do teste anterior, foi aplicado um degrau de 28,28 V em t = 6 s (de 45 V_{rms} para 65 V_{rms}) com o intuito de registrar a dinâmica do controle de tensão. A tensão V_d apresentou tempo de acomodação de aproximadamente 20 ms e sobressinal mínimo. O tempo de acomodação apesar de ser maior que o projetado, que foi de 13 ms, é condizente com a malha de tensão ser externa a de corrente e ser projetada para ter a dinâmica mais lenta. A tensão V_q que foi controlada em zero, teve um pequeno transitório, visto uma redução de 0 para -5 V mas voltou ao regime permanente em 28 ms. Adicionalmente, como a tensão V_d aumentou, também aumentou a potência

Figura 5.23: Medição da tensão barramento CC, das correntes da bateria e PV, da tensão do PAC e corrente do conversor transformadas para o eixo dq

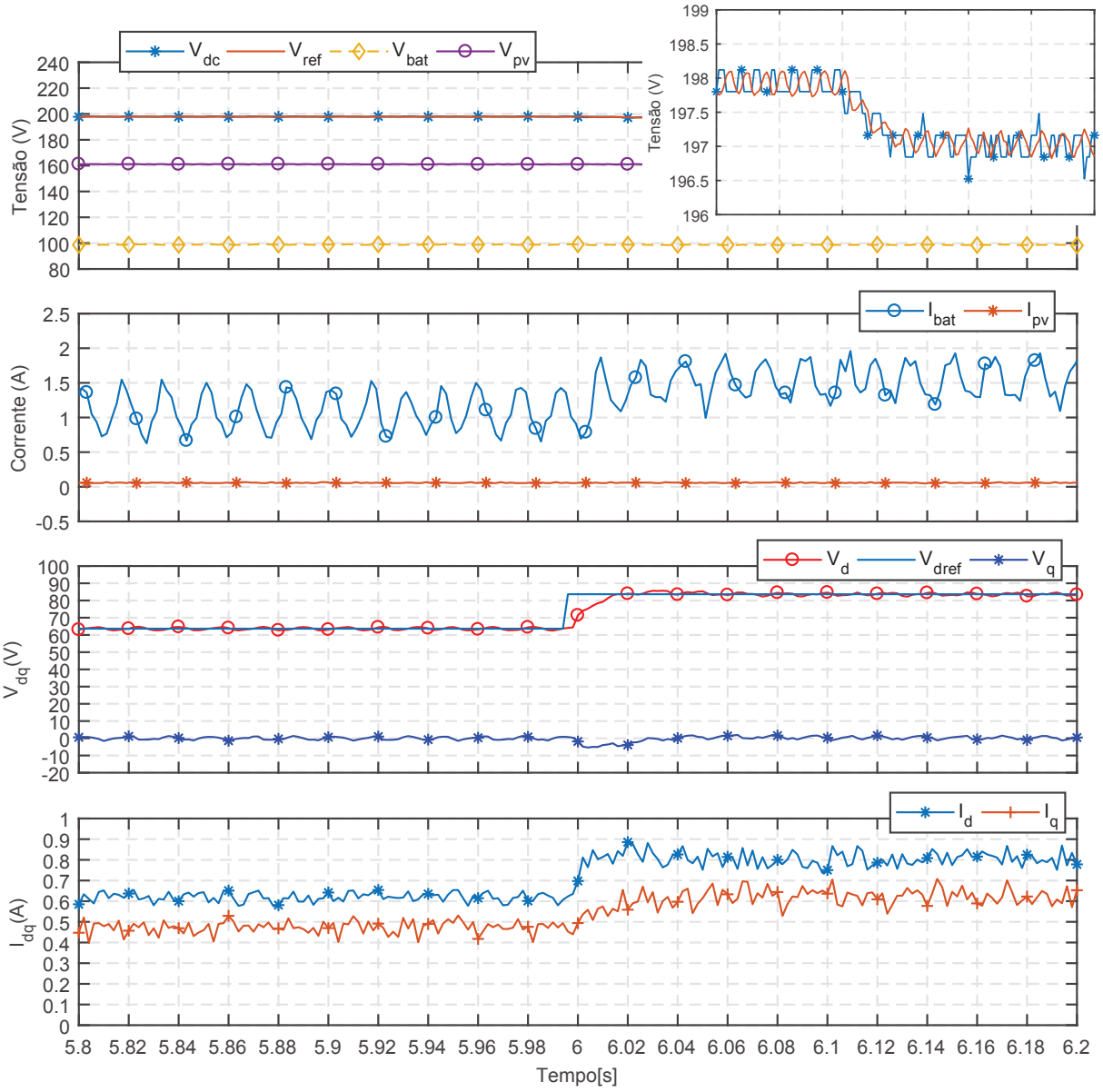


Fonte: Elaborado pelo autor

ativa fornecida a carga, então a corrente I_d aumentou de 0,62 A para 0,80 A. Da mesma forma, foi observado um aumento na corrente I_q de 0,47 A para 0,62 A, devido ao aumento das perdas nos elementos do filtro.

Novamente, o PV não foi acionado e por isso a tensão V_{PV} nem a corrente I_{PV} apresentou modificações e a tensão da bateria apresentou uma redução mínima de 99,6 V para 98,3 V. Para manter a tensão V_{dc} controlada e fornecer a potência demanda pela carga

Figura 5.24: Medição da tensão barramento CC, das correntes da bateria e PV, da tensão do PAC e corrente do conversor transformadas para o eixo dq



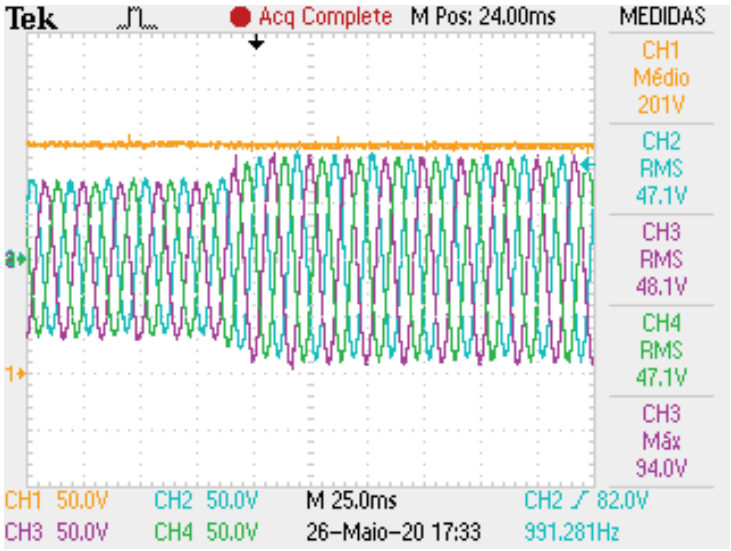
Fonte: Elaborado pelo autor

a corrente média I_{bat} aumentou de 1,1 A para 1,55 A. Como consequência, a tensão V_{DC}, que até o momento t = 3s, estava sendo controlada em 197,9 V passou a ser controlada em 197 V conforme mostra o detalhe na figura e continuou a operar na faixa III do DBS.

Na figura 5.25 é apresentado a medição no PAC da tensão trifásica e da tensão do barramento CC quando foi aplicado um degrau na tensão trifásica que era sintetizada. Nesta figura foi observado que a tensão aumentou sem sobressinal, com a mesma dinâmica vista na tensão V_d pelo supervisório. O valor RMS da tensão observado pelo osciloscópio

foi de 47,2 V e 62 V antes e depois do degrau, respectivamente.

Figura 5.25: Medição das tensões trifásicas no PAC



Fonte: Elaborado pelo autor

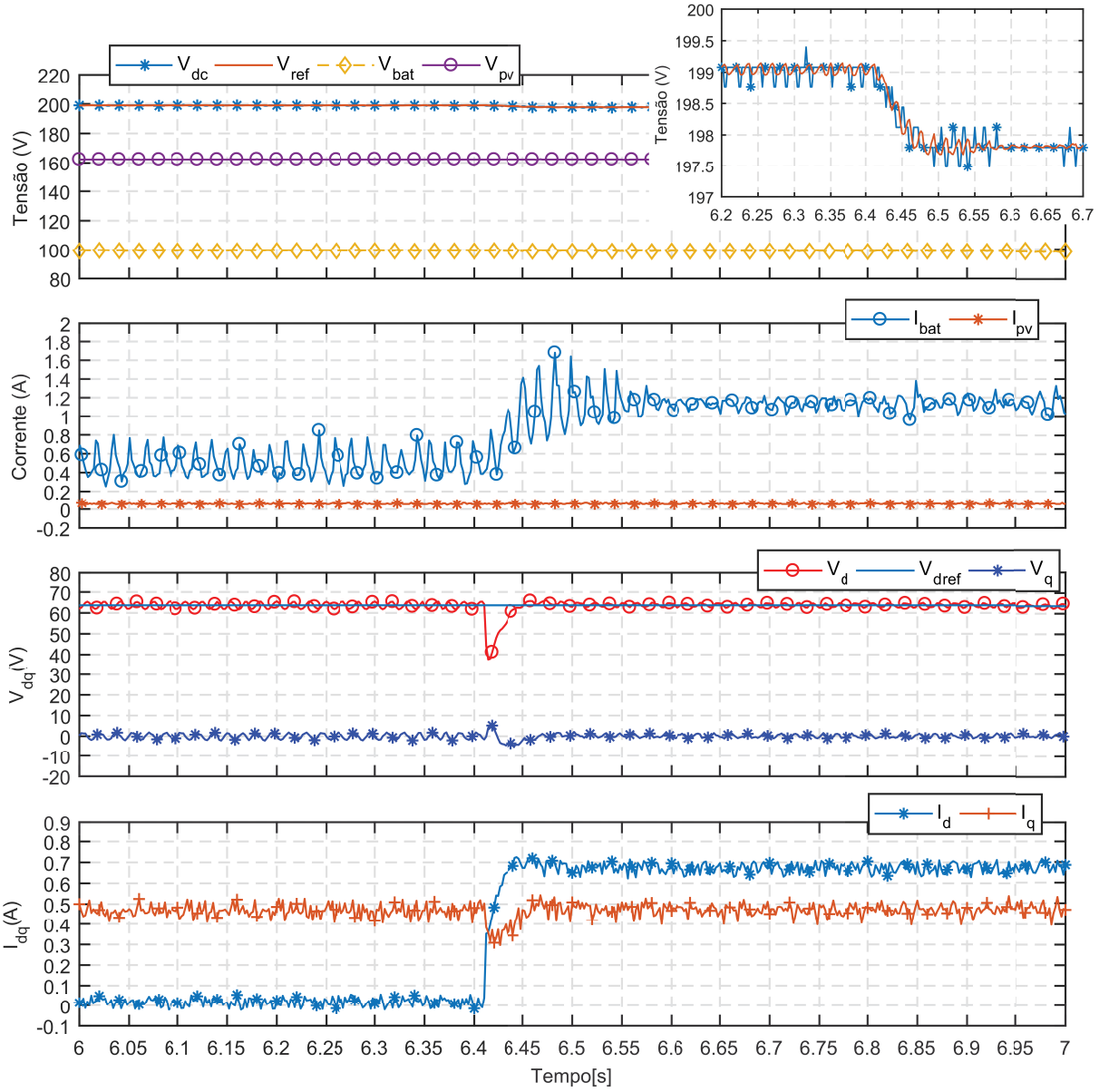
Em outro cenário de teste, temos a situação de formação de rede no PAC com a variação de carga. Os resultados obtidos para este teste são mostrados na figura 5.26.

Para este ensaio, primeiro foi estabelecido a tensão CA no PAC. O procedimento foi primeiro controlar a tensão no barramento CC e em seguida ativar o controle da tensão CA, como feito nos dois primeiros testes. Neste teste, o diferencial foi que primeiro a tensão CA foi estabelecida no PAC e depois a carga foi conectada, ao contrário dos testes anteriores onde a carga já estava conectada desde o início. Assim, nos resultados da figura 5.26, até 6,4 s, o conversor operou sem carga. Os valores de V_d e V_q mostram que a tensão de 45 V_{rms} foi estabelecida no PAC. A corrente I_d foi igual a zero porque o conversor não fornecia potência ativa. A corrente I_q foi igual a 0,47 A para suprir a potência reativa exigida pelos elementos dos filtros. Da mesma forma, a corrente I_{bat} foi mínima sendo somente o suficiente para manter a tensão no barramento CC.

Em aproximadamente t = 6,4 s, a carga foi conectada ao PAC. Como o conversor CC/CA passou alimentar uma carga, ou seja, passou a fornecer potência ativa, obsevou-se o aumento da corrente I_d que sai de 0 A para 0,67 A. Observou-se que a carga exige somente potência ativa e devido ao desacoplamento entre as correntes de eixo direto e de quadratura a corrente I_q permaneceu no mesmo valor de 0,47 A.

Como mencionado, em seu funcionamento o conversor CC/CA drena potência do barramento CC, e para manter o controle da tensão o conversor bidirecional fornece a

Figura 5.26: Medição das variáveis do sistema: Tensão Vdc, bateria e PV. Corrente na bateria e PV. Cálculo de Vd, Vq, Id e Iq.



Fonte: Elaborado pelo autor

mesma quantidade de potência ao barramento. Então, pôde-se observar que a corrente da bateria aumentou no momento em que a carga foi conectada. O valor médio da corrente I_{bat} aumentou de 0,48 A para 1,14 A. Com o aumento da corrente do conversor bidirecional houve a modificação da referência de tensão do barramento CC pelo efeito da resistência de droop. Como visto no detalhe da figura, a tensão que estava sendo controlada em 199,0 V, passou a ser controlada em 197,8 V após a conexão da carga. Neste momento também aconteceu um transitório na tensão V_d e V_q. O afundamento na tensão V_q foi mínimo, mas

a tensão V_d chegou ao valor de 37,7 V e demorou 86 ms para retomar ao valor de regime permanente. Este valor corresponde a aproximadamente 5 ciclos, mas novamente isto é característico da dinâmica lenta do controle de tensão.

5.2.4 Modo de operação conectado com alimentação pelo PV e pelo banco de baterias

Na situação em que a fonte PV e bateria estão fornecendo energia, toda a geração do PV é utilizada. A bateria apenas complementa a geração se esta não for suficiente para alimentar a carga ou absorve potência em caso de excesso de geração. O sentido da corrente da bateria é o que indica se a bateria está fornecendo ou absorvendo potência.

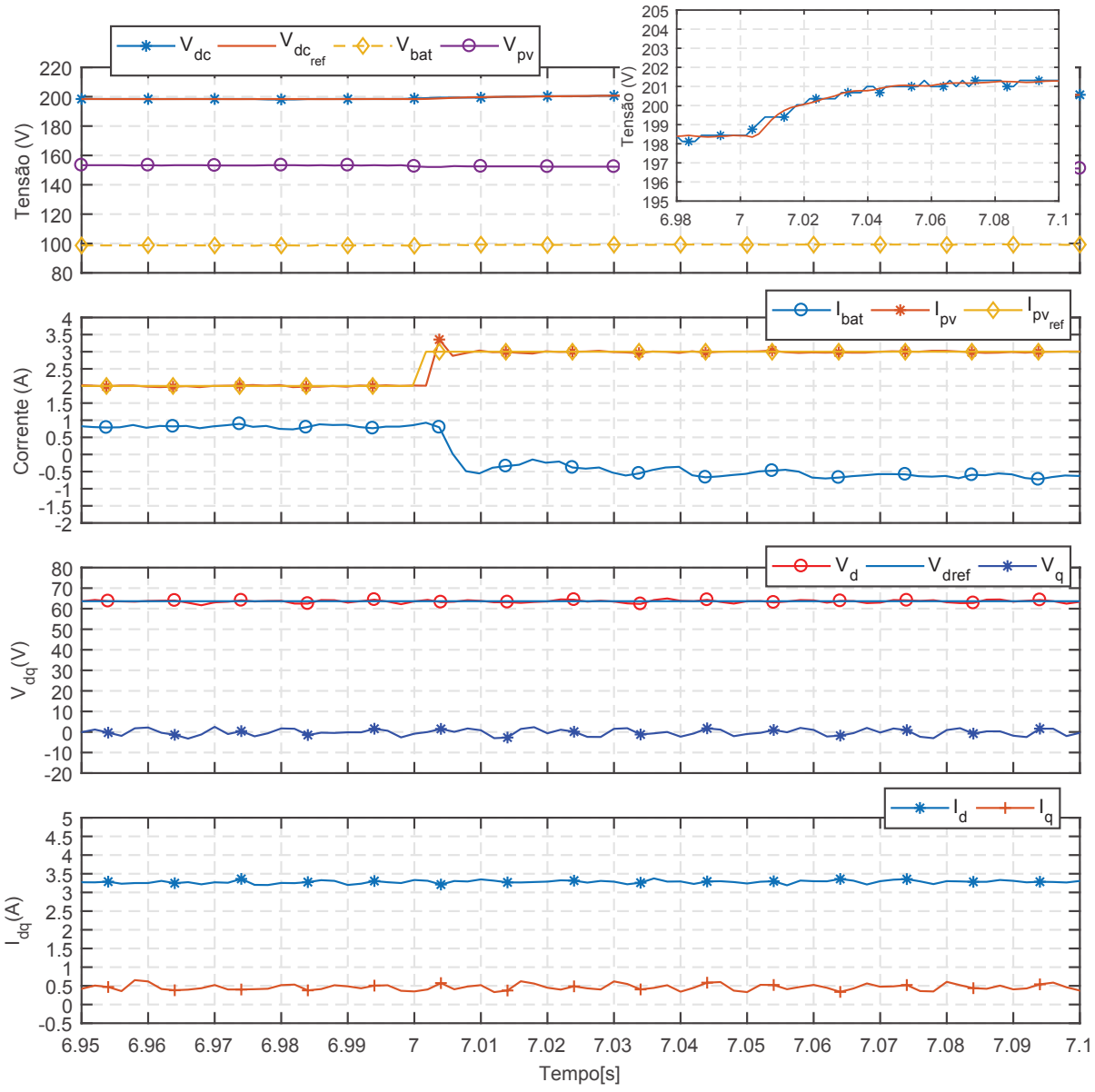
Na figura 5.27 é mostrado os resultados para o cenário em que sistema operou com o PV e a bateria acionados. Inicialmente, a bateria e o PV alimentaram a carga do sistema com a corrente de 0,82 A e 2 A, respectivamente.

No tempo t = 7 s, a referência do controlador de corrente do boost do PV $I_{PV_{ref}}$ foi mudada para 3 A. Como este valor foi menor que o valor da corrente de máxima potência I_{mppt} que foi 3,34 A, o aumento da corrente I_{PV} levou a um aumento na potência gerada pelo PV. Como agora a geração do PV foi maior que a demanda pela carga, a bateria deixou de fornecer potência e passou a absorver. Isto é feito pelo controlador de tensão do barramento CC ao inverter a referência da malha de corrente de positiva para negativa.

O DBS atuou na referência do controle de tensão do barramento CC modificando o valor de 198,39 V para 201,15 V e alterando o ponto de operação da faixa III para a faixa II. A mudança na tensão pode ser vista no detalhe da figura 5.27. Com a mudança da faixa de operação, a corrente I_{bat} que antes era positiva passou a ser negativa. A corrente negativa indica que o sentido da corrente foi do barramento CC para o banco de baterias. Assim, é visto na figura que no momento do degrau a corrente I_{bat} mudou de 0,82 A para para -0,56 A. Observou-se que não há perturbação nas variáveis CA (I_d, I_q, V_d,V_q), isto indica que a alimentação da carga se manteve constante durante todo o tempo.

Na figura 5.28 é apresentada a medição das correntes dos conversores do PV e da bateria no momento do degrau na corrente do PV (forma de onda azul), onde pôde ser visto que a corrente da bateria (forma de onda roxa) passou de positiva para negativa. Também pôde ser visto a pequena modificação na tensão do barramento CC.

Figura 5.27: Medição da tensão barramento CC, das correntes da bateria e PV, da tensão do PAC e corrente do conversor transformadas para o eixo dq

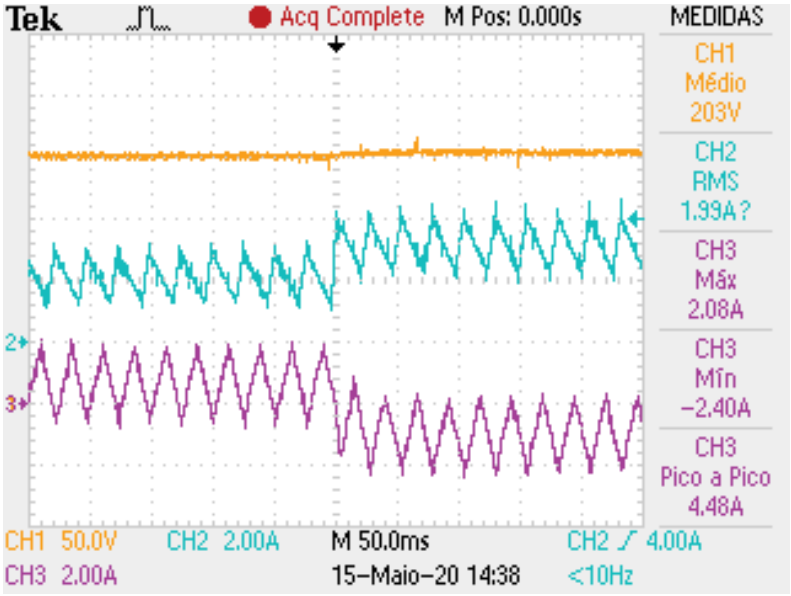


Fonte: Elaborado pelo autor

O próximo teste analisou o comportamento do controle da tensão do barramento CC pela bateria e o PV com variação da carga e da geração. Neste cenário foi avaliado o DBS para o caso em que houve excesso de geração, ou seja, o sistema operou na faixa I e foi necessário o controle da tensão do barramento pelo PV. Os resultados apresentados nas figuras 5.29 e 5.30 mostram a ação do controle DBS.

Inicialmente, foram feitos os procedimentos mostrados ao longo desta seção: primeiro o controle do barramento CC pelo conversor bidirecional e logo após a ativação do

Figura 5.28: Medição da tensão do barramento CC e das correntes nos indutores dos conversores bidirecional (forma de onda roxa) e boost (forma de onda azul)



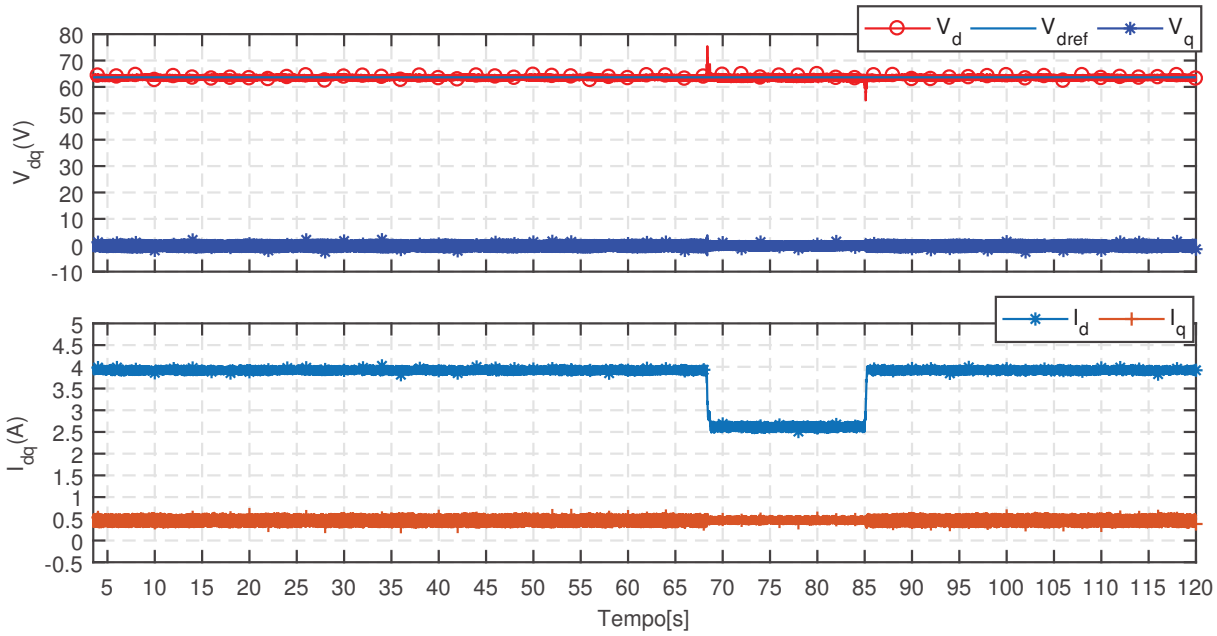
Fonte: Elaborado pelo autor

controle da tensão CA. Na condição inicial, antes de t = 5 s, a tensão de fase do PAC foi controlada em 45 V_{rms} alimentando uma carga de aproximadamente 250 W. A corrente I_d que corresponde a potência ativa demandada pela carga tem valor de 3,92 A, como apresentado na figura 5.29. Nesta figura é visto que em aproximadamente t = 68 s, a carga foi reduzida para aproximadamente 167 W e depois aumentada novamente para valor inicial em t = 85 s, o que é verificado pela redução de I_d de 3.92 A para 2,62 A e depois de volta para o primeiro valor. Exceto pelo transitório na conexão e desconexão da carga, a controle do inversor permaneceu constante e a consequentemente também a alimentação da carga.

Já pelo lado CC, são apresentados os resultados vistos na figura 5.30, onde temos que antes de 5 s, a potência fornecida foi suprida exclusivamente pela bateria. Com isto a corrente I_{bat} apresentou valor inicial de 4,6 A e a tensão do barramento CC foi de 191,1 V.

Em t = 5 s, o MPPT foi acionado e a corrente do PV aumentou até que passou a operar próximo do ponto de máxima potência, sendo que I_{pv} variou entre = 3,25A e 3,46 A, visto no período de 5 s a 68 s na figura 5.30. Verificou-se que em t = 50s, a potência usada para alimentar a carga vem quase toda do PV, já que a corrente da bateria I_{bat} reduziu para 0,14 A. Com isto, o barramento CC foi controlado em 199,7 V, ou seja, o sistema operava na faixa III.

Figura 5.29: Cálculo de Vd, Vq, Id e Iq para o sistema em teste

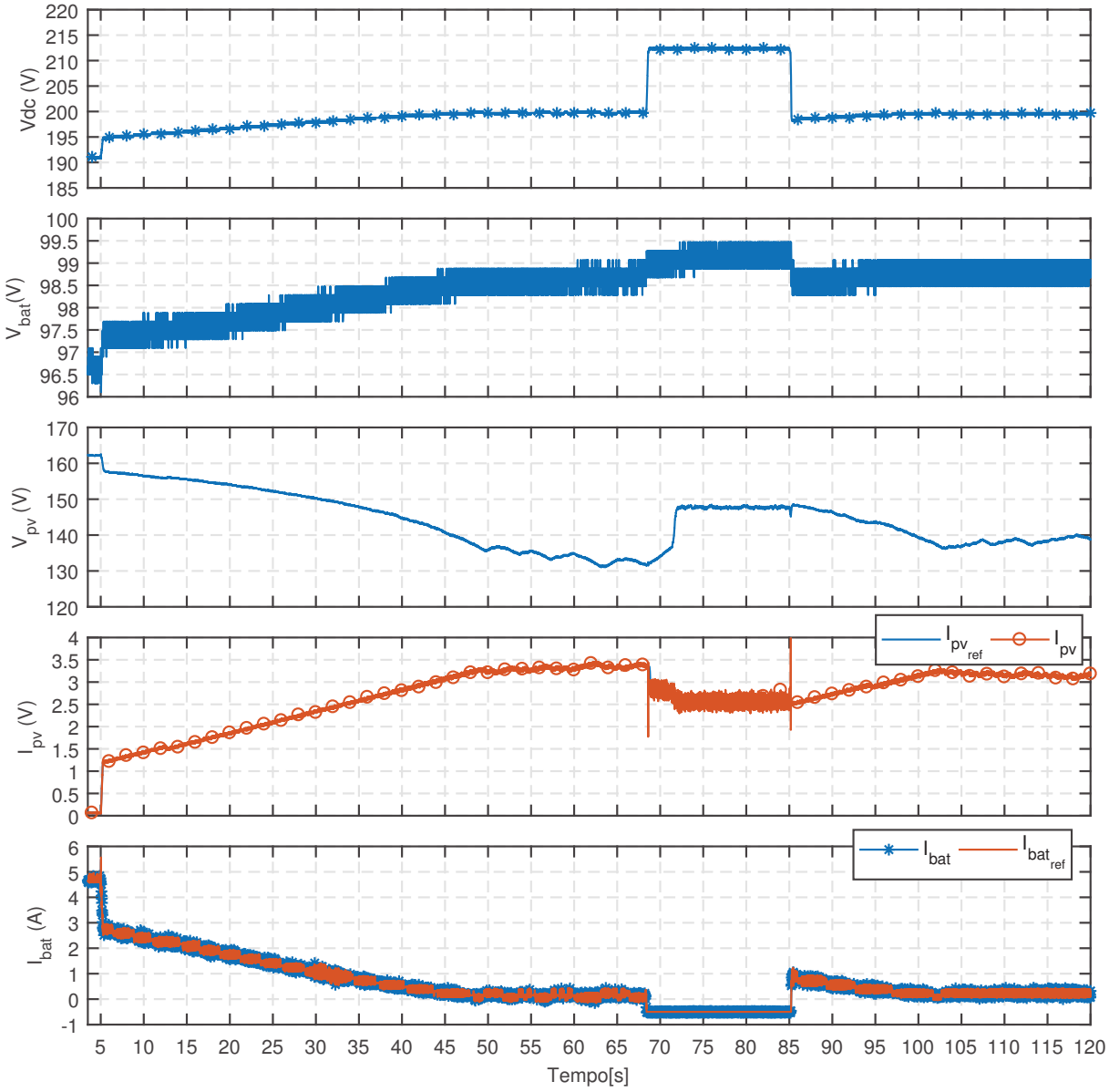


Fonte: Elaborado pelo autor

Aproximadamente em t = 68 s, a carga do PAC foi reduzida. Enquanto não se observou nenhum transitório na alimentação da carga mostrado na figura 5.29, na parte CC, o DBS agiu para limitar a geração, visto na figura 5.30. Por um instante, quando a carga foi reduzida, a geração do PV passou a ser maior que a demandada pela carga. Com isto a bateria passou a absorver o excesso de geração com a corrente I_{bat} negativa, ou seja, passou a carregar a bateria. Como esta já estava com SOC de 99% a corrente de carga foi limita em 0,5 A. Quando este limite foi atingido, a tensão do barramento CC aumentou até ultrapassar o limite de 210 V, saindo da faixa de operação III para a faixa de operação I. Nesta faixa de operação, o controle MPPT foi desativado e modificado para o controle de tensão do barramento CC pela corrente do PV. Este controle de tensão tinha como referência o valor de 220 V menos a queda de tensão da resistência droop. Neste caso, a tensão foi controlada em 212,3 V. A partir do momento em que o controle foi mudado, a corrente I_{PV} foi reduzida de modo que a potência gerada fosse apenas igual a potência da carga mais a potência absorvida pela bateria. Ou seja, de t = 68 s até 85 s, a I_{PV} foi controlada em 2,54 A enquanto I_{bat} encontrava-se saturada em -0,5 A.

Em t = 85 s, a carga foi aumentada e assim a potência gerada pelo PV não foi mais suficiente para suprir toda a carga. A bateria passou a alimentar o barramento com a corrente I_{bat} igual 0,82 A. Com o déficit entre a potência gerada e a entregue a carga, a tensão do barramento caiu abaixo de 210 V, fazendo com que o sistema voltasse a operar na faixa III, quando o MPPT foi acionado novamente.

Figura 5.30: Medição das variáveis do sistema: Tensão Vdc, bateria e PV. Corrente na bateria e PV.



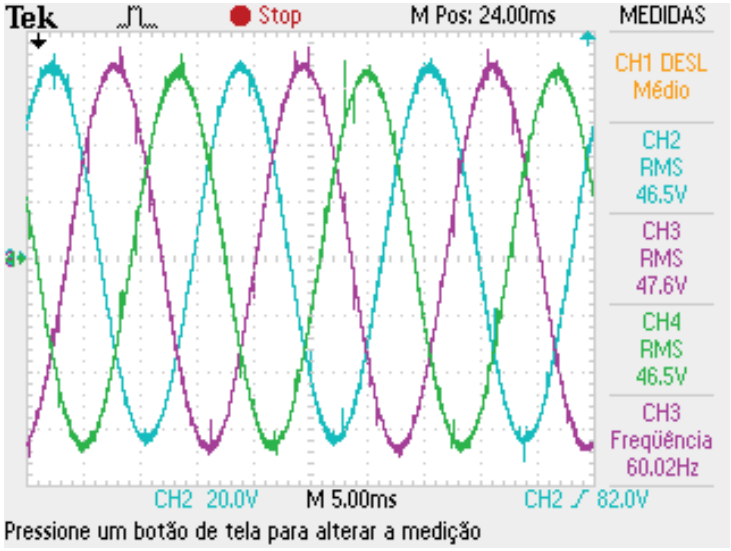
Fonte: Elaborado pelo autor

Após o MPPT ser acionado, a corrente do PV voltou a aumentar até operar novamente em torno do ponto de máxima potência. Adicionalmente, a medida que a corrente I_{PV} aumentou a corrente I_{bat} diminuiu, até que praticamente somente o PV fornecia potência ao barramento CC. Com isto, o barramento CC foi controlado em 199,68 V, perto do valor de tensão a vazio do conversor bidirecional (V_{nom} = 200 V)

As próximas figuras mostram as medições do PAC para o funcionamento do conversor como formador de rede. Na figura 5.31 é mostrada a tensão trifásica de fase medida

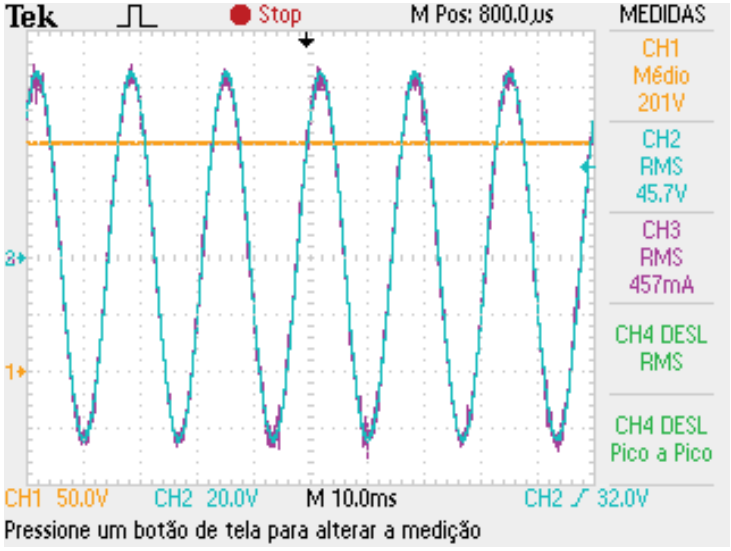
no PAC para a carga resistiva. Como mostrado a tensão não apresentou grandes ruídos ou distorções. Na figura 5.32 é mostrada a corrente e tensão de fase medidas na fase A sobrepostas, e mostra que as duas grandezas estavam em fase. Realizando a análise harmônica da tensão da figura 5.32 chegou-se ao valor de THD igual a 0,5586%, mostrada na figura 5.33, o que indica um nível de distorção mínima.

Figura 5.31: Medição da tensão trifásica no PAC



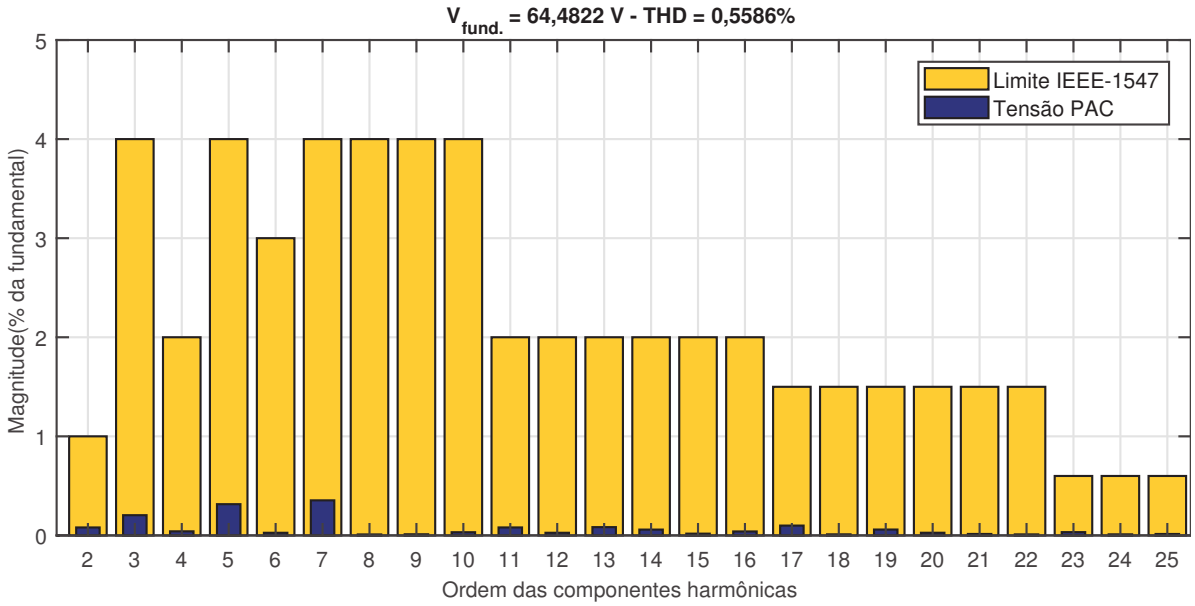
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.32: Tensão e corrente da fase A no PAC



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.33: Análise harmônica da tensão no PAC



Fonte: Elaborado pelo autor

5.3 Conclusões Parciais

Este capítulo teve como objetivo a apresentação dos resultados de simulação e experimental do conversor e seus controles em modo de funcionamento ilhado e conectado em diversas situações. Diante desses resultados foi possível avaliar as estratégias de controle adotadas para os conversores CC/CC e o inversor. Adicionalmente avaliou-se o controle DBS empregado para os conversores CC/CC.

Em todas os resultados apresentados são usadas cargas resistivas equilibradas. Sendo a performance do conversor não satisfatória para cargas não lineares ou desequilibradas produzindo correntes, no caso conectado, ou tensão, no modo ilhado, com distorções harmônicas bem acima que o determinado pela norma. Isto porque o controle implementado em referencial dq emprega somente controladores PI, que tem não é o projetado para controlar referências oscilantes. Para a utilização de cargas não-lineares seria necessário implementar, por exemplo, controles do tipo P+R (proporcional e ressonante). Este controle não foi implementado na tensão por causa da baixa banda de passagem do sistema para controle da tensão (100 Hz) o que impossibilitou a implementação do controle das componentes harmônicas de 60Hz. Complementarmente, a microrrede em que o conversor será implementado possui outros equipamentos para o controle da qualidade da tensão da rede, como o filtro ativo série e paralelo, UPQC.

Constatou-se que foi possível controlar a tensão no PAC em modo ilhado, tanto sem carga quanto com carga. Adicionalmente, o controle DBS do barramento CC atuou de forma a estabelecer os modos de operação do boost do PV e do conversor bidirecional da bateria, além de manter a tensão do barramento regulada.

No modo conectado, verificou-se a regulação da tensão barramento CC e a transferência de potência ativa pelo inversor. Além disso, foi apresentado a dinâmica do algoritmo de MPPT.

Os resultados de simulação possibilitaram a verificação do funcionamento do sistema em valores nominais durante transitórios e em regime permanente. Na implementação prática foi possível examinar todos os elementos que compõe a bancada sendo possível visualizar as principais grandezas elétricas tanto pelo supervisório quanto pela medição do osciloscópio. Finalmente, verificou-se que o sistema se manteve estável durante todos os testes.

6 Conclusões

6.1 Considerações Finais

Foram apresentados, no decorrer deste trabalho, todos os procedimentos utilizados para a implantação de um conversor formador de rede, composto por uma fonte de energia fotovoltaica e com armazenamento de energia em baterias. O conversor foi criado com o intuito de operar como fonte de corrente, quando conectado à rede principal e como fonte de tensão, quando ilhado.

Como escopo do trabalho, optou-se por utilizar apenas cargas lineares, tendo em vista o método de controle escolhido. Foi utilizado o compensador PI, que é empregado principalmente em controle de variáveis em referencial síncrono, devido a sua eficiência no controle de variáveis contínuas.

Considerando o cenário de funcionamento de uma microrrede, existem diversos tipos de cargas entre lineares e não lineares. As cargas não lineares causariam distorções na corrente e tensão CA, resultando em oscilações nas variáveis transformadas para o eixo direto e de quadratura e o compensador PI não seria suficiente para controlar a corrente ou a tensão, o que faria com o que o conversor operasse fora do padrões de qualidade de energia neste experimento. Visto estas exposições, recomenda-se, um estudo mais aprofundado do controle CA do conversor, em um cenário de diversidade de cargas, buscando que a performance do conversor fique dentro do padrão de qualidade de energia estabelecido.

A metodologia utilizada seguiu as etapas: apresentação dos elementos que compõem o conversor, análise das fontes de energia, dimensionamento dos controles, apresentação dos resultados da simulação e validação dos resultados através de um protótipo.

Por meio da simulação dos dois modos de operação do CFR foi avaliado o comportamento das grandezas principais sob controle. Para que isso fosse possível, foi implementado no ambiente de simulação PLECS, o conversor definido. Para o modo ilhado, o conversor foi conectado às cargas lineares e para o modo conectado, o conversor foi conectado à uma fonte trifásica. Nestes dois casos, foram simuladas condições nominais de operação. No modo de operação conectado, o conversor operou conectado em paralelo a uma fonte de tensão trifásica. O inversor utilizado teve por objetivo, controlar a tensão do barramento CC e a potência ativa.

Quanto ao experimento, foi feita uma simulação de injeção de potência ativa da fonte PV para a rede. Também foi simulada a transferência de potência ativa da rede para o barramento CC, para que o conversor bidirecional pudesse carregar as baterias,

mantendo o controle da tensão do barramento CC.

Nestes cenários de funcionamento, pode-se observar que a corrente da rede se manteve controlada e apresentou distorção mínima. Foi observado que os conversores CC/CC, o boost e o conversor bidirecional, executaram a função de controlar a corrente das fontes de energia PV e das baterias.

Para o boost, foi observado também que o MPPT, com o algoritmo de condutância incremental, fez que o PV operasse em torno do ponto de máxima potência, permitindo um maior aproveitamento dos painéis fotovoltaicos. Foi avaliada a possibilidade de operação do PV gerando energia e com as baterias em modo de carga. Este modo permitiu o controle da carga do banco de baterias e o aproveitamento da potência do PV adicionada à potência importada da rede, onde a do PV não era suficiente.

Já no modo ilhado, com o conversor formador de rede suprindo as cargas com tensão e frequência controlada, foram observados os comportamentos descritos a seguir. No lado CA, o conversor regulou a tensão do PAC para as várias condições de carga, tendo como fonte de energia somente as baterias ou em conjunto com o PV. Não houve perturbações significativas na alimentação da carga, quando modificada a fonte de energia.

No lado CC, foi empregado o controle da tensão do barramento CC por sinalização do barramento DBS. O conversor escolhido foi do tipo multiterminal devido ao lado CC se conectar às fontes de energia PV e ao banco de baterias. Notou-se que o DBS foi eficiente no controle da tensão do barramento CC, dentro de uma faixa de valores que indicavam excesso ou déficit de geração. No conversor bidirecional, controlou-se a corrente do banco de bateria de acordo com a faixa de operação, para que se equilibrasse a potência injetada no barramento CC com a potência que era retirada para alimentar a carga, dando prioridade sempre para o consumo da geração do PV.

Para o conversor boost, o DBS se mostrou eficiente em reduzir a geração do PV, no caso do sistema atuar na faixa I, mudando o modo de operação de MPPT para controle da tensão, evitando assim o aumento da tensão fora dos limites definidos.

Posteriormente, os resultados experimentais executados na bancada de ensaios possibilitaram a validação dos resultados obtidos através das ferramentas computacionais.

Foi analisado o desempenho do conversor nos dois modos de operação, em cenários semelhantes aos da simulação, mas em valores abaixo dos nominais. Para isso, o controlador foi implementado em FPGA através do programa LabView.

Os resultados alcançados experimentalmente validaram o funcionamento do conversor, sendo que todas as funções foram realizadas dentro do esperado e de acordo com o que já havia sido simulado. No modo conectado, o conversor operou adequadamente,

mantendo o controle da corrente ativa, o controle da tensão do barramento CC em 200V, e o controle das correntes do boost e do conversor bidirecional. Foi observado que a corrente injetada na rede apresentou THD igual a 4,9%, apesar de ser uma distorção alta para um sistema equilibrado, ainda está dentro dos limites da norma. Para operações em valores nominais, a distorção tende a ser menor e mais próxima do esperado para este sistema.

Na operação ilhada, o conversor também operou mantendo o controle da tensão, fornecendo a potência necessária para alimentar a carga. Do lado da geração de energia, foi observado que o DBS atuou de forma a controlar os modos de operação dos conversores CC/CC para controle da tensão do barramento CC, dentro das faixas de operação. Neste modo a distorção da tensão foi semelhante à da simulação, sendo compatível com um cenário de carga linear.

Com base nos resultados observados, entende-se que o CFR, na estrutura proposta e analisada, cumpre a sua função e apresenta um funcionamento dentro do esperado. No modo conectado, foi possível controlar a potência ativa injetada na rede, originada da fonte PV e realizar o controle da carga e descarga das baterias. No modo ilhado, o conversor atuou adequadamente no controle da tensão no PAC, para as várias situações de carga, bem como no controle da geração. Nos dois modos foi evidenciada a máxima geração do PV, através da utilização do algoritmo MPPT.

Finalmente, um benefício adicional obtido através deste trabalho foi a disponibilização de uma bancada de ensaio operacional que poderá ser utilizada como ferramenta de ensaios para a realização de diversos experimentos no campo de microrredes, no laboratório de Geração de Energia da UNIFEI Itabira.

A área de estudo de microrredes e conversores formadores de rede é ampla e engloba diversos âmbitos, muitos deles não abordados aqui. Para continuidade do trabalho, buscando melhor performance do conversor nos dois modos de funcionamento e com qualquer tipo de carga, propõem-se os seguintes estudos:

- Implementação de algoritmos de detecção de ilhamento;
- Estudos de controles mais rígidos para o conversor, para melhora da performance com outros tipos de cargas;
- Estudos e aplicação de estratégias que permitam a transferência de modos de funcionamento "seamless";
- Implementação de controle de nível primário com foco no compartilhamento de potência com outros conversores CC/CA e regulação da rede através de controle droop V/F e P/Q.

Referências

ACKERMANN, T.; ANDERSSON, G.; SÖDER, L. Distributed generation: a definition. *Electric power systems research*, Elsevier, v. 57, n. 3, p. 195–204, 2001.

AL-WAELI, A. H. et al. Photovoltaic/Thermal (PV/T) systems: Status and future prospects. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 77, p. 109–130, set. 2017. Disponível em: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S136403211730463X>. Acesso em: 10-03-2020.

ANEEL. Resolução Normativa nº 482, de 17 de abril de 2012. *Diário Oficial [da] República Federativa do Brasil*, 2012.

ANTUNES, H. M. A.; SILVA, S. M.; FILHO, B. de J. C. Análise e Operação de uma Microrrede de Energia Elétrica. In: *VI Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*. Natal: [s.n.], 2015. Disponível em: <http://www.swge.inf.br/proceedings/paper/?P=SBSE2016-0231>.

BAKAR, N. N. A. et al. Microgrid and load shedding scheme during islanded mode: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 71, p. 161–169, maio 2017. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032116311030>.

BALAGUER, I. J. et al. Control for grid-connected and intentional islanding operations of distributed power generation. *IEEE transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 58, n. 1, p. 147–157, 2010.

BALCOMBE, P.; RIGBY, D.; AZAPAGIC, A. Motivations and barriers associated with adopting microgeneration energy technologies in the UK. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 22, p. 655–666, jun. 2013. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032113001123>. Acesso em: 10-03-2020.

BANGUERO, E. et al. A Review on Battery Charging and Discharging Control Strategies: Application to Renewable Energy Systems. *Energies*, v. 11, n. 4, p. 1021, abr. 2018. Disponível em: <http://www.mdpi.com/1996-1073/11/4/1021>. Acesso em: 10-08-2019.

BARNES, F. S.; LEVINE, J. G. *Large energy storage systems handbook*. [S.l.]: CRC press, 2011.

BEBIC, J. *Power system planning: emerging practices suitable for evaluating the impact of high-penetration photovoltaics*. [S.l.], 2008.

BERES, R. N. et al. A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 4, n. 1, p. 54–69, mar. 2016.

BEVRANI, H.; ISE, T.; MIURA, Y. Virtual synchronous generators: A survey and new perspectives. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 54, p. 244–254, jan. 2014. Disponível em: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0142061513003062>. Acesso em: 10-03-2020.

BEVRANI, H.; WATANABE, M.; MITANI, Y. *Power system monitoring and control*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2014.

BIAN, J. et al. The rapid development of a three-phase grid-forming micro-source inverter. In: *2017 2nd International Conference on Power and Renewable Energy (ICPRE)*. Chengdu: IEEE, 2017. p. 51–55. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8390499/>. Acesso em: 22-08-2019.

BLAABJERG, F. et al. Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, out. 2006.

BLOOMBERGNEF. *Energy Storage Investments Boom As Battery Costs Halve in the Next Decade*. 2019. Disponível em: <https://about.bnef.com/blog/energy-storage-investments-boom-battery-costs-halve-next-decade/>. Acesso em: 10-03-2020.

BOCCHI, N.; FERRACIN, L. C.; BIAGGIO, S. R. Pilhas e baterias: funcionamento e impacto ambiental. *Química Nova na escola*, n, v. 11, n. 3, 2000.

BOUZID, A. M. et al. A survey on control of electric power distributed generation systems for microgrid applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 44, p. 751–766, abr. 2015. Disponível em: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S136403211500026X>. Acesso em: 13-05-2019.

BRITO, M. A. G. de et al. Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 3, p. 1156–1167, mar. 2013.

CELPE. *Neoenergia inicia processo de conexão de baterias à rede de Fernando de Noronha*. 2018. Disponível em: <http://servicos.celpe.com.br/sala-de-imprensa/noticias/Paginas/neoenergia-inicia-processo-de-conexao-de-baterias-a-rede-de-fernando-de-noronha.aspx>. Acesso em: 22-04-2020.

CHE, L.; SHAHIDEHPOUR, M. DC Microgrids: Economic Operation and Enhancement of Resilience by Hierarchical Control. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 5, n. 5, p. 2517–2526, set. 2014. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6882776/>. Acesso em: 05-11-2019.

CHEN, H. et al. Progress in electrical energy storage system: A critical review. *Progress in Natural Science*, v. 19, n. 3, p. 291–312, mar. 2009. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S100200710800381X>. Acesso em: 01-09-2019.

COLMENAR-SANTOS, A. et al. Distributed generation: A review of factors that can contribute most to achieve a scenario of dg units embedded in the new distribution networks. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 59, p. 1130–1148, 2016.

DEEPTI, D.; RAMANARAYANAN, V. State of charge of lead acid battery. In: *2006 India International Conference on Power Electronics*. Chennai, India: IEEE, 2006. p. 89–93. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4685347/>. Acesso em: 01-09-2019.

DIVYA, K. C.; ØSTERGAARD, J. Battery energy storage technology for power systems—An overview. *Electric Power Systems Research*, v. 79, n. 4, p. 511–520, abr. 2009. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779608002642>. Acesso em: 01-09-2019.

EGHTEDARPOUR, N.; FARJAH, E. Power Control and Management in a Hybrid AC/DC Microgrid. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 5, n. 3, p. 1494–1505, maio 2014.

EPE. Balanço energético nacional 2019: Ano base 2018. *EPE - Empresa de Pesquisa Energética*, Rio de Janeiro, RJ, 2019. Disponível em: <http://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-377/topico-494/BEN%202019%20Completo%20WEB.pdf>. Acesso em: 10-03-2020.

EPE. Sistemas de armazenamento em baterias – aplicações e questões relevantes para o planejamento. *EPE - Empresa de Pesquisa Energética*, Rio de Janeiro, RJ, 2019. Disponível em: <http://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-441/EPE-DEE-NT-098_2019_Baterias%20no%20planejamento.pdf>. Acesso em: 10-03-2020.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 22, n. 2, p. 439–449, jun. 2007.

GUERRERO, J. M. et al. Decentralized Control for Parallel Operation of Distributed Generation Inverters Using Resistive Output Impedance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 2, p. 994–1004, abr. 2007.

GUERRERO, J. M. et al. Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 1, p. 158–172, jan. 2011.

GUPTA, A.; DOOLLA, S.; CHATTERJEE, K. Hybrid AC #x2013;DC Microgrid: Systematic Evaluation of Control Strategies. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 9, n. 4, p. 3830–3843, jul. 2018.

HAVA, A. M.; KERKMAN, R. J.; LIPO, T. A. Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, n. 1, p. 49–61, jan. 1999.

HIRSCH, A.; PARAG, Y.; GUERRERO, J. Microgrids: A review of technologies, key drivers, and outstanding issues. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 90, p. 402 – 411, 2018. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136403211830128X>. Acesso em: 22-08-2019.

HOWELL, S. et al. Towards the next generation of smart grids: Semantic and holonic multi-agent management of distributed energy resources. *Renewable and*

Sustainable Energy Reviews, v. 77, p. 193 – 214, 2017. ISSN 1364-0321. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117304392>.

HUA, C.-C.; LIN, M.-Y. A study of charging control of lead-acid battery for electric vehicles. In: *ISIE'2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.00TH8543)*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 135–140 vol.1.

HUANG, B. et al. System dynamic model and charging control of lead-acid battery for stand-alone solar PV system. *Solar Energy*, v. 84, n. 5, p. 822–830, maio 2010. Disponível em: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0038092X10000794>. Acesso em: 13-05-2019.

HUGGINS, R. *Energy Storage*. New York: Springer US, 2010. ISBN 978-1-4899-9031-0. Disponível em: <https://www.springer.com/gp/book/9781489990310>.

IEA. *Trends in PV applications 2019 – IEA-PVPS*. [S.l.], 2020. Library Catalog: iea-pvps.org. Disponível em: <https://iea-pvps.org/trends_reports/2019-edition/>. Acesso em: 18-04-2020.

IEEE Std. 1547. *IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces*. [S.l.], 2018. 1-138 p.

IRENA. Electricity storage and renewables: Costs and markets to 2030. *IRENA - International Renewable Energy Agency*, Abu Dhabi, 2017.

JANTHARAMIN, N.; ZHANG, L. Analysis of multiphase interleaved converter by using state-space averaging technique. In: *2009 6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*. Pattaya, Chonburi: [s.n.], 2009. v. 01.

JOHNSON CONTROLS. *Manual técnico bateria estacionária Freedom®*. Sorocaba, 2008.

JUSTO, J. J. et al. AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 24, p. 387 – 405, 2013. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032113002268>. Acesso em: 28-03-2020.

KAHLANE, A.; HASSAINE, L.; KHERCHI, M. Lcl filter design for photovoltaic grid connected systems. *The Journal of Renewable Energies*, p. 227–232, 2014.

KATIRAEI, F. et al. Microgrids management. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 6, n. 3, p. 54–65, maio 2008. ISSN 1540-7977. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4505827/>.

KROPOSKI, B. et al. Making microgrids work. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 6, n. 3, p. 40–53, maio 2008. Conference Name: IEEE Power and Energy Magazine.

LASSETER, B. Microgrids [distributed power generation]. In: *2001 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.01CH37194)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 146–149 vol.1.

LASSETER, R.; PAIGI, P. Microgrid: a conceptual solution. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 6, p. 4285–4290 Vol.6.

LEE, C. S.; LIN, H. C.; LAI, S.-Y. Development of Fast Large Lead-Acid Battery Charging System Using Multi-state Strategy. v. 2, p. 10, 2013.

LI, Y. W.; KAO, C.-N. An Accurate Power Control Strategy for Power-Electronics-Interfaced Distributed Generation Units Operating in a Low-Voltage Multibus Microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 12, p. 2977–2988, dez. 2009.

LIDULA, N. W. A.; RAJAPAKSE, A. D. Microgrids research: A review of experimental microgrids and test systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 15, n. 1, p. 186 – 202, 2011. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136403211000328X>.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, set. 2005. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1510826/>. Acesso em: 13-05-2019.

Lopes, J. A. P.; Moreira, C. L.; Madureira, A. G. Defining control strategies for microgrids islanded operation. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 21, n. 2, p. 916–924, 2006.

LOU, B. et al. Unbalanced Voltage Compensating and Current Sharing Strategy of Parallel Converters in Islanded Microgrids. In: *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. Jeju: IEEE, 2018. p. 2151–2156. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8549300/>. Acesso em: 13-05-2019.

LUQUE, A.; HEGEDUS, S. *Handbook of photovoltaic science and engineering*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011.

MAHAT, P.; Zhe Chen; BAK-JENSEN, B. Review of islanding detection methods for distributed generation. In: *2008 Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*. Nanjing, China: IEEE, 2008. p. 2743–2748. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4523877/>. Acesso em: 05-11-2019.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Eletrônica de Potência: conversores CC-CC básicos não isolados*. [S.l.]: Edição dos Autores, 2006.

MASTROMAURO, R. A. Voltage control of a grid-forming converter for an AC microgrid: A real case study. In: *3rd Renewable Power Generation Conference (RPG 2014)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.

MATOS, J. D. et al. Controle da potência gerada em microrredes autônomas e isoladas com fontes de energia renováveis e sistema de armazenamento com bancos de baterias. *Rev. Eletrônica Potência*, v. 19, n. 2, p. 152–162, 2014.

MAY, G. J.; DAVIDSON, A.; MONAHOV, B. Lead batteries for utility energy storage: A review. *Journal of Energy Storage*, v. 15, p. 145–157, fev. 2018. Disponível em: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S2352152X17304437>. Acesso em: 01-09-2019.

MEDINA, P. et al. Electrical Energy Storage Systems: Technologies' State-of-the-Art, Techno-economic Benefits and Applications Analysis. In: *2014 47th Hawaii International Conference on System Sciences*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 2295–2304.

MICALLEF, A. et al. Reactive Power Sharing and Voltage Harmonic Distortion Compensation of Droop Controlled Single Phase Islanded Microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 5, n. 3, p. 1149–1158, maio 2014.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power electronics: converters, applications, and design*. [S.l.]: John wiley & sons, 2003.

NISHIO, K.; FURUKAWA, N. Practical batteries. In: _____. *Handbook of Battery Materials*. John Wiley and Sons, Ltd, 2011. cap. 2, p. 27–85. Disponível em: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9783527637188.ch2>.

OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. [S.l.]: PRENTICE HALL BRASIL, 2011. ISBN 978-85-7605-810-6.

OLIVARES, D. E. et al. Trends in Microgrid Control. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 5, n. 4, p. 1905–1919, jul. 2014. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6818494/>. Acesso em: 28-06-2019.

OLIVEIRA, T. R. D. *Distribuição Local de Energia em Corrente Contínua: Estudo, Desenvolvimento e Implementação de um Protótipo de Nanorrede c.c. Dedicado aos Setores Residencial e Comercial*. Tese (Doutorado) — Universidade Feferal de Minas Gerais - UFMG, Belo Horizonte, Brasil, 2016.

PALIZBAN, O.; KAUHANIEMI, K. Hierarchical control structure in microgrids with distributed generation: Island and grid-connected mode. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 44, p. 797 – 813, 2015. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032115000180>. Acesso em: 13-08-2019.

PEREIRA, E. B. et al. *Atlas brasileiro de energia solar*. São José dos Campos: Inpe, 2017. v. 2.

PINHO, J. T.; GALDINO, M. A. Manual de engenharia para sistemas fotovoltaicos. *Rio de Janeiro*, v. 1, p. 47–499, 2014.

PLANAS, E. et al. AC and DC technology in microgrids: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 43, p. 726–749, 2015.

PLANAS, E. et al. General aspects, hierarchical controls and droop methods in microgrids: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 17, p. 147–159, jan. 2013. Disponível em: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1364032112005333>.

PORCIUNCULA, C. M. D. *Aplicação de modelos elétricos de bateria na predição do tempo de vida de dispositivos móveis*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul (Unijuí), Ijuí, RS, jul 2012. Disponível em: <https://bibliodigital.unijui.edu.br:8443/xmlui/handle/123456789/829>. Acesso em: 01-09-2019.

RAHIMI-EICHI, H. et al. Battery Management System: An Overview of Its Application in the Smart Grid and Electric Vehicles. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 7, n. 2, p. 4–16, jun. 2013.

RAHMAN, M. S.; HOSSAIN, M.; LU, J. Coordinated control of three-phase AC and DC type EV–ESSs for efficient hybrid microgrid operations. *Energy conversion and management*, Elsevier, v. 122, p. 488–503, 2016.

REZNIK, A. et al. LCL filter design and performance analysis for small wind turbine systems. In: *2012 IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–7.

RIBEIRO, L. et al. Controle e operação de um sistema híbrido de geração de energia elétrica a partir de fontes renováveis. In: *XVIII Congresso Brasileiro de Automática*. Bonito: [s.n.], 2010.

ROCABERT, J. et al. Intelligent Connection Agent for Three-Phase Grid-Connected Microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 10, p. 2993–3005, out. 2011.

ROCABERT, J. et al. Control of Power Converters in AC Microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, nov. 2012. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6200347/>. Acesso em: 28-06-2019.

RODRIGUEZ, P.; SAINZ, L.; BERGAS, J. Synchronous double reference frame PLL applied to a unified power quality conditioner. In: *10th International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings (Cat. No.02EX630)*. Rio de Janeiro, RJ: [s.n.], 2002. v. 2, p. 614–619 vol.2.

SEGUEL, J. I. L. *Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital*. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, ago. 2009. Disponível em: <https://www.ppgee.ufmg.br/diss_defesas_detalhes.php?aluno=316>. Acesso em: 01-09-2019.

SERA, D.; TEODORESCU, R.; RODRIGUEZ, P. PV panel model based on datasheet values. In: IEEE. *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.], 2007. p. 2392–2396.

SHUAI, Z. et al. Hierarchical structure and bus voltage control of DC microgrid. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 82, p. 3670–3682, fev. 2018. Disponível em: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1364032117314788>. Acesso em: 05-11-2019.

SOUZA, I. D. N. d. *Controle digital com malha dupla de tensão aplicado a um conversor formador de rede*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), Juiz de Fora, Minas Gerais, feb 2017. Disponível em: <https://repositorio.ufjf.br/jspui/handle/ufjf/4083>.

SUBUDHI, B.; PRADHAN, R. A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 4, n. 1, p. 89–98, jan. 2013.

TAN, K. M.; RAMACHANDARAMURTHY, V. K.; YONG, J. Y. Integration of electric vehicles in smart grid: A review on vehicle to grid technologies and optimization techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 53, p. 720–732, jan. 2016. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136403211500982X>. Acesso em: 10-03-2020.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, 2011. v. 29.

TREMBLAY, O.; DESSAINT, L.-A.; DEKKICHE, A.-I. A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles. In: *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. Arlington, TX, USA: IEEE, 2007. p. 284–289. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4544139/>. Acesso em: 01-09-2019.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, maio 2009.

WANG, X. et al. A Review of Power Electronics Based Microgrids. *Journal of Power Electronics*, v. 12, n. 1, p. 181–192, jan. 2012.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.

Apêndices

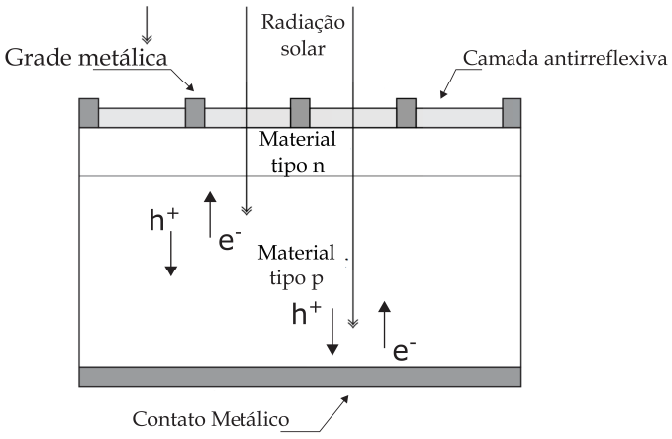
APÊNDICE A – Fontes de Energia

A.1 Painel fotovoltaico

Um conversor com GD fotovoltaica deve ser capaz de transferir para a rede ou MR a energia gerada pela célula solar de forma eficiente. Sua função incluem a conversação da tensão em nível adequado ao barramento ao que está conectado e extração da máxima potência.

Um sistema PV começa com as células solares. Uma célula solar é um dispositivo semicondutor simples projetado para absorver energia da luz do sol e convertê-la em energia elétrica. Figura A.1 mostra como uma célula solar é construída. Ela possui a mesma estrutura de um diodo, é uma junção de material semicondutor do tipo n e tipo p. Um dos contados do diodo é a malha metálica na superfície superior da célula, que deve ser mínima para permitir a passagem de luz, e o outro o contato metálico na parte inferior. Somente fótons da irradiação solar com energia maior que o *gap* nas bandas de energia do semicondutor são capazes de gerar energia. A energia absorvida da luz solar excita elétrons da banda de valência para a banda de condução. Assim começa a ocorrer o movimento de elétrons livres da região p para o tipo n e de lacunas do material do tipo p para o material do tipo n formando a corrente elétrica.

Figura A.1: Esquemático de uma célula solar convencional

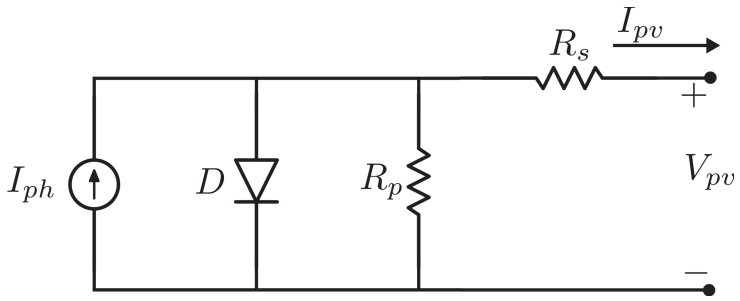


Fonte: (LUQUE; HEGEDUS, 2011)

A.1.1 Circuito Equivalente

Uma célula solar pode ser descrita por diversos modelos elétricos equivalentes. Um dos modelos amplamente aceito é o da figura A.2, em que se representam a geração de energia por uma fonte de corrente, a característica de dispositivo semicondutor pelo diodo e as perdas pelas resistências série e paralela. (SERA; TEODORESCU; RODRIGUEZ, 2007).

Figura A.2: Modelo da célula solar



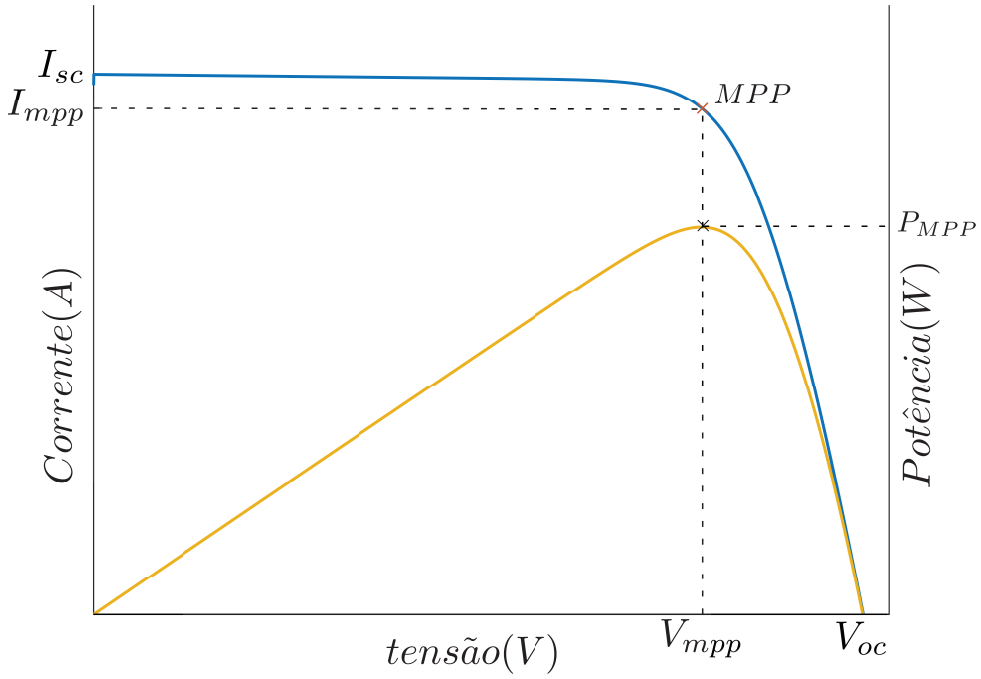
Fonte: Elaborado pelo autor

A equação que descreve a relação entre corrente e tensão do circuito da figura A.2 é dada por:

$$I = I_{PH} - I_s[e^{q(V+IR_s)/kT_cA} - 1] - \frac{V + IR_s}{R_{sh}} \tag{A.1}$$

onde I_{PH} é a corrente gerada pela absorção de luz, I_s é a corrente de saturação reversa da célula, q é a carga do elétron, k é a constante de Boltzmann, T é a temperatura de trabalho da célula, A é o fator de idealidade, R_{sh} é a resistência paralela, e R_s é a resistência série. Esta equação produz a curva I-V característica do PV, mostrada na figura A.3.

Figura A.3: Curva característica I-V



Fonte: Elaborado pelo autor

A curva I-V possui informações importantes para se trabalhar com painéis solares, que são fornecidos pelo fabricante ao contrário de parâmetros da equação A.1. A corrente de curto-circuito (I_{sc}) é o valor máximo da corrente de carga gerada pelo painel. Tensão de circuito aberto (V_{oc}) é a máxima tensão nos terminais quando não há carga conectada. O MPP (ponto de máxima potência) é o ponto de operação do painel determinado pela tensão (V_{mpp}) e corrente (I_{mpp}) que produz a máxima potência para determinada temperatura e irradiância.

O fator de forma é a relação entre o retângulo formado por $I_{sc}V_{oc}$ e $V_{mpp}I_{mpp}$ (LUQUE; HEGEDUS, 2011).

$$FF = \frac{V_{mpp} * I_{mpp}}{V_{oc} * I_{sc}} \tag{A.2}$$

Com isso calcula-se a eficiência de conversão dada por:

$$\eta = \frac{FF * V_{oc} * I_{sc}}{P_{in}} \tag{A.3}$$

onde P_{in} é a potência incidente sobre o painel.

Adicionalmente, a curva I-V também é dependente do nível de irradiação e da temperatura. Cada condição de irradiação e temperatura irá afetar a geração de energia de

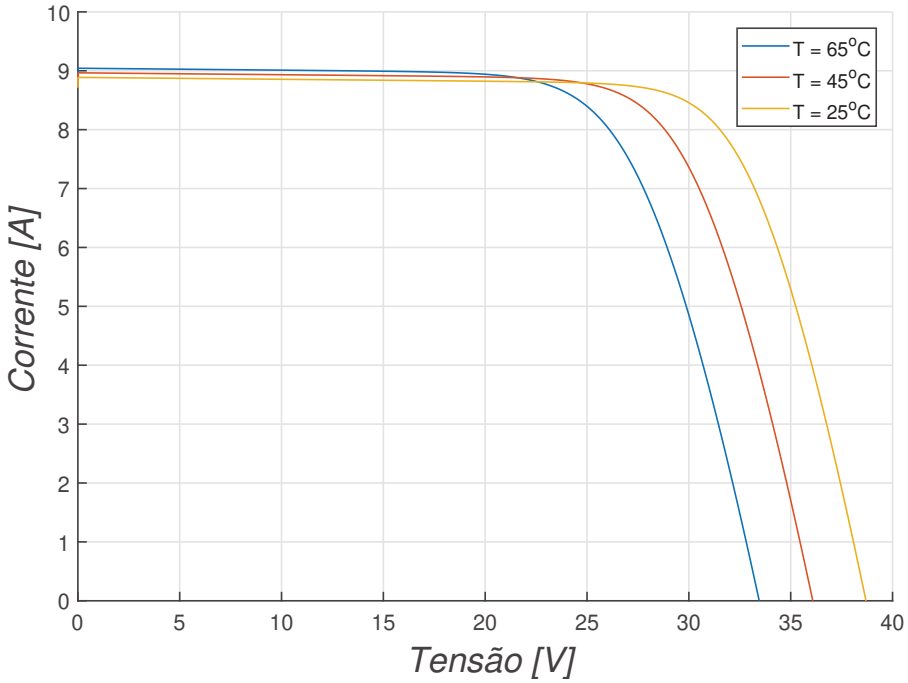
acordo com a relação da equação A.4 (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009):

$$I_{pv} = (I_{pv,n} + K_I \Delta_t) \frac{G}{G_n} \tag{A.4}$$

onde $I_{pv,n}$ é a corrente em condições STC, K_i é a coeficiente dado pela relação entre corrente de curto-circuito e temperatura, Δ_t é o desvio de temperatura $(T - Tn)$[em Kelvin], e G, G_n é a irradiação atual e nominal, respectivamente.

A temperatura influencia na tensão de circuito aberto (V_{oc}) e não tem quase nenhuma influência na corrente de curto-circuito (I_{sc}), a alta temperatura afeta a performance da célula ao aumentar o processo de recombinação, reduzindo assim a potência gerada. Figura A.4 mostra o impacto da temperatura na curva característica de potência da célula.

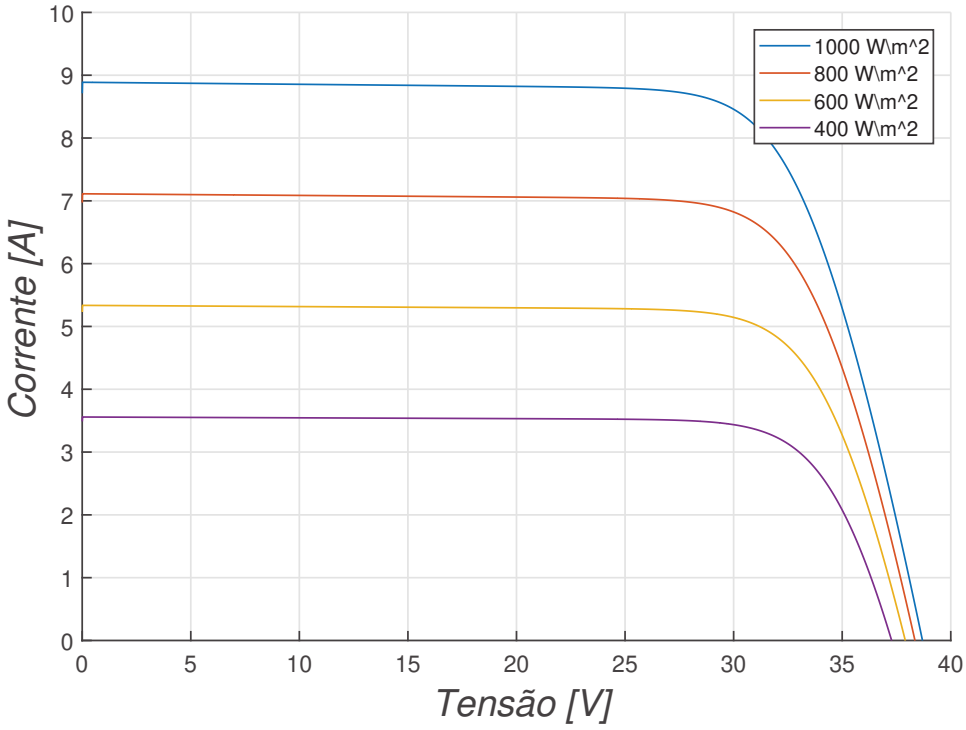
Figura A.4: Curva I-V para diversas temperaturas



Fonte: Elaborado pelo autor

Com a variação da irradiação solar, temos a variação da absorção de luz e consequentemente a variação da corrente gerada impactando a corrente I_{sc}. Com isto, a curva de potência gerada pelo painel será modificada, como visto na figura A.5.

Figura A.5: Curva I-V para diversas irradiações



Fonte: Elaborado pelo autor

O efeito das resistências série e paralela também afeta a curva I-V. A resistência paralela afeta a tensão de circuito aberto enquanto a resistência série afeta a corrente de curto circuito. Elas afetam o ponto de MPP e definem o fator de idealidade do diodo.

A.1.2 Rastreamento do Ponto de Máxima Potência

Visto que a eficiência de painéis fotovoltaicos é relativamente baixa (<17%) se faz necessário maximizar a extração de potência do painel. A curva de potência de um painel fotovoltaico (mostrada na figura A.3) é não linear e possui um ponto onde a potência que o painel é capaz de gerar é máxima. Este ponto único de operação depende da carga ao qual está ligado. Além disso este ponto de máxima potência (MPP) varia de acordo com as condições climáticas (temperatura, irradiação, sombreamento). Para solucionar o problema, são empregados algoritmos que são capazes de alterar o ponto de operação do painel para que ele opere no MPP. Em (ESRAM; CHAPMAN, 2007), (SUBUDHI; PRADHAN, 2013), (BRITO et al., 2013) são apresentados estudos comparativos entre as diversas técnicas de MPP. Entre os métodos encontrados, pode-se destacar os mais utilizados:

- Perturba e Observa (P&O);
- Condutância Incremental;
- Fração da tensão de circuito aberto;
- Tensão constante;
- Corrente constante;
- Varredura de corrente;
- Lógica Fuzzi;
- Rede Neural.

Neste trabalho irá focar no método de condutância incremental que será detalhado a seguir.

A.1.2.1 Condutância Incremental

O método de condutância incremental se baseia na curva característica de potência do PV da figura A.3. Esta curva tem como característica que no MPP a taxa de variação da potência é zero, positiva do lado esquerdo e negativa do lado direito.

Reescrevendo:

$$P_U(u) = \begin{cases} dP/dI = 0 & \text{MPP}, \\ dP/dI > 0 & \text{esquerda do MPP}, \\ dP/dI < 0 & \text{direita do MPP}. \end{cases} \tag{A.5}$$

A taxa de variação pode ser definida como:

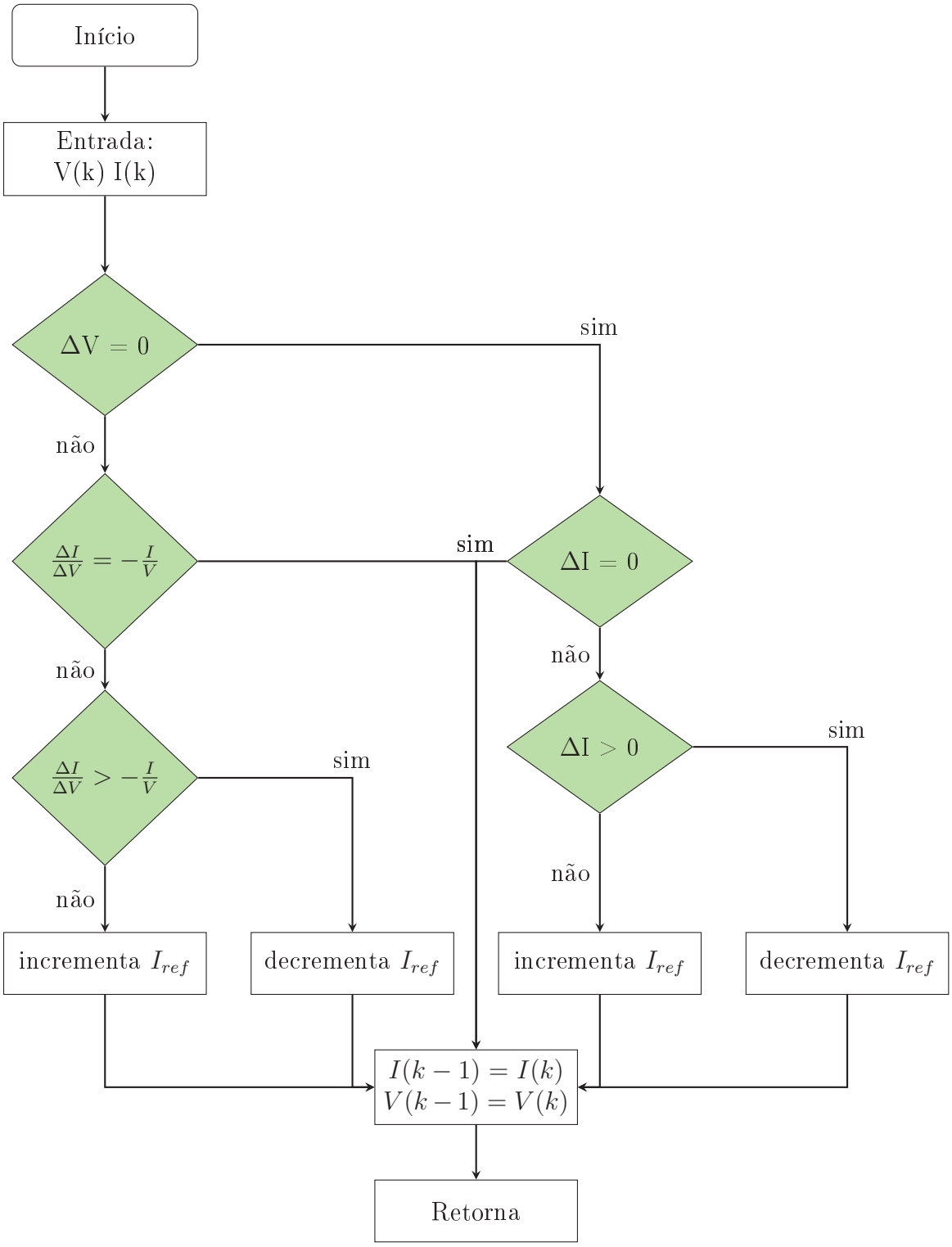
$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V\frac{dI}{dV} \cong I + V\frac{\Delta I}{\Delta V} \tag{A.6}$$

Então comparando a condutância instantânea ($\frac{-I}{V}$) com a condutância incremental ($\frac{\Delta I}{\Delta V}$) podemos encontrar a relação:

$$P_U(u) = \begin{cases} \Delta I/\Delta V = -I/V & \text{MPP}, \\ \Delta I/\Delta V > -I/V & \text{esquerda do MPP}, \\ \Delta I/\Delta V < -I/V & \text{direita do MPP}. \end{cases} \tag{A.7}$$

O fluxograma do algoritmo de MPPT para Condutância Incremental é mostrado na figura A.6.

Figura A.6: Fluxograma do algoritmo de condutância incremental com atuação na corrente



Fonte: Elaborado pelo autor

Assim, o rastreamento do ponto de máxima potência pode ser feito através da medição da corrente e da tensão do PV, retornando uma corrente de referência para o controlador do *boost*, forçando aquele ponto de operação no PV. Para esta técnica deve-se definir dois parâmetros: período de amostragem e o tamanho do passo. O período de amostragem determina o intervalo de tempo em que as variáveis do PV são amostradas. Um tempo muito pequeno poderia detectar rapidamente variações no MPP, mas deve-se levar em conta o tempo de resposta do painel e dos controles envolvidos. O tamanho do passo influencia na velocidade com que a técnica consegue rastrear o MPP. Uma vez encontrado o MPP, o sistema passa a variar em torno deste ponto. Desse modo, um passo menor levaria a menores oscilações de potência.

A.2 Baterias

A bateria é um dispositivo eletroquímico que converte a energia armazenada na forma química em eletricidade nos processos de descarga e o inverso acontece nos processos de carga. As baterias podem ser classificadas quanto ao seu princípio de operação em primárias, secundárias ou baterias de combustível (NISHIO; FURUKAWA, 2011).

As baterias primárias são formadas por células não recarregáveis, ou seja, a reação química é irreversível. Esta bateria só fornece uma descarga onde os componentes da bateria são consumidos e não podem ser usadas novamente.

Baterias secundárias podem ser recarregadas várias vezes. Por possuir reações eletroquímicas reversíveis, o processo de carga e descarga pode acontecer por centenas até milhares de vezes. Uma vez descarregada, a bateria pode ser carregada ao aplicar uma energia elétrica externa que restaura os reagentes a sua forma original. A energia, agora armazenada em forma eletroquímica, pode ser usada pelo usuário.

Baterias de combustível operam em um processo contínuo não reversível. Os reagentes, geralmente hidrogênio e oxigênio, de fontes externas são continuamente injetados na célula onde somente ocorre a reação química de descarga.

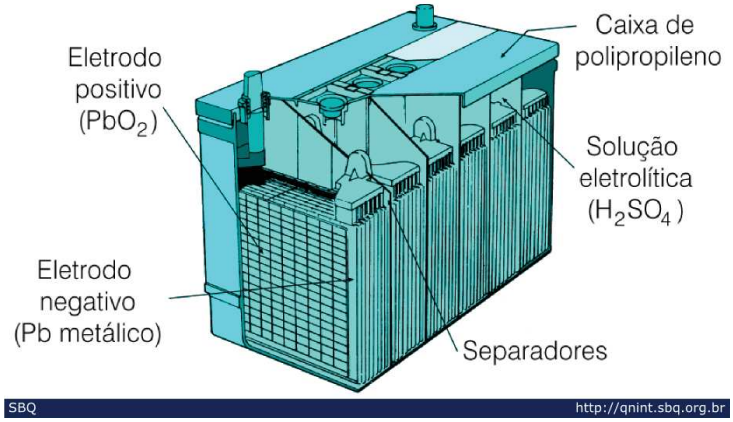
Uma bateria contém uma ou mais células, que podem ser conectadas em série ou paralelo para alcançar a tensão ou potência desejada. A capacidade de potência e energia de uma bateria não são quantidades independentes e são fixadas durante o processo de desenvolvimento. Algumas características importantes a ser consideradas são vida útil, temperatura de operação, profundidade de descarga, autodescarga e densidade de energia (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009).

As baterias recarregáveis são classificadas pelo material ativo usado em suas células. Entre os tipos de baterias, as baterias de chumbo ácido são as que tem a tecnologia mais desenvolvida. Entre as vantagens das baterias de chumbo-ácido estão o custo baixo,

facilidade de fabricação, e ótimas características eletroquímicas como cinética rápida e bom ciclo de vida (HUGGINS, 2010).

Em uma bateria de chumbo-ácido, o eletrodo positivo, anodo, é constituído por uma placa de dióxido de chumbo (PbO_2) e o eletrodo negativo, catodo, é composto por uma placa de chumbo (Pb). Ambas as placas são feitas de materiais altamente porosos para aumentar a área da superfície e inseridas em um eletrólito de ácido sulfúrico (H_2SO_4) dissolvido em água. Na figura A.7 é apresentada o esquemático de uma bateria de chumbo-ácido.

Figura A.7: Construção de uma bateria chumbo-ácido



Fonte: (BOCCHI; FERRACIN; BIAGGIO, 2000)

A característica de uma célula eletroquímica é que a corrente eletrônica, que é o movimento de elétrons, é provocada pelo processo eletroquímico nos eletrodos. Dentro eletrólito o transporte de cargas entre o eletrodo positivo e negativo é feito através de íons (NISHIO; FURUKAWA, 2011). Os coletores de corrente são feitos de metais que não reagem com o eletrodo ou o eletrólito e permitem o transporte dos elétrons de e para o eletrodo. Se os dois eletrodos estiverem conectados por um circuito externo, o fluxo de elétrons inicia do eletrodo negativo para o eletrodo positivo (BARNES; LEVINE, 2011).

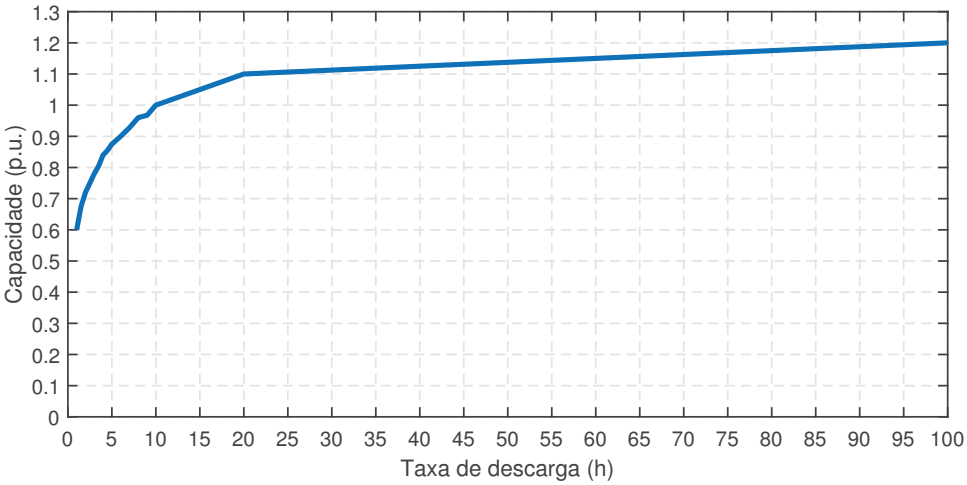
A.2.1 Características fundamentais

A capacidade nominal de uma bateria é a quantidade de carga elétrica, em Ampere-hora (Ah), que pode ser retirada de uma bateria plenamente carregada em condições nominais de funcionamento. No processo de descarga a bateria sofre com efeitos não-lineares que afetam a capacidade efetiva. Em um comportamento ideal a capacidade da bateria seria constante para qualquer corrente de descarga. No entanto, em um processo

real a tensão da bateria é reduzida durante a descarga e quanto mais alta a corrente menor a capacidade efetiva (PORCIUNCULA, 2012).

A capacidade nominal é definida pelo o regime de descarga de 10 horas com corrente constante à temperatura de 25^{o}C (PINHO; GALDINO, 2014). Fabricantes geralmente fornecem a capacidade para cada regime de descarga. Na figura A.8 é apresentada a capacidade da bateria Freedom DF4001, usada neste trabalho, em relação a taxa de descarga, sendo os valores referenciados a capacidade para a taxa de descarga de 10 horas.

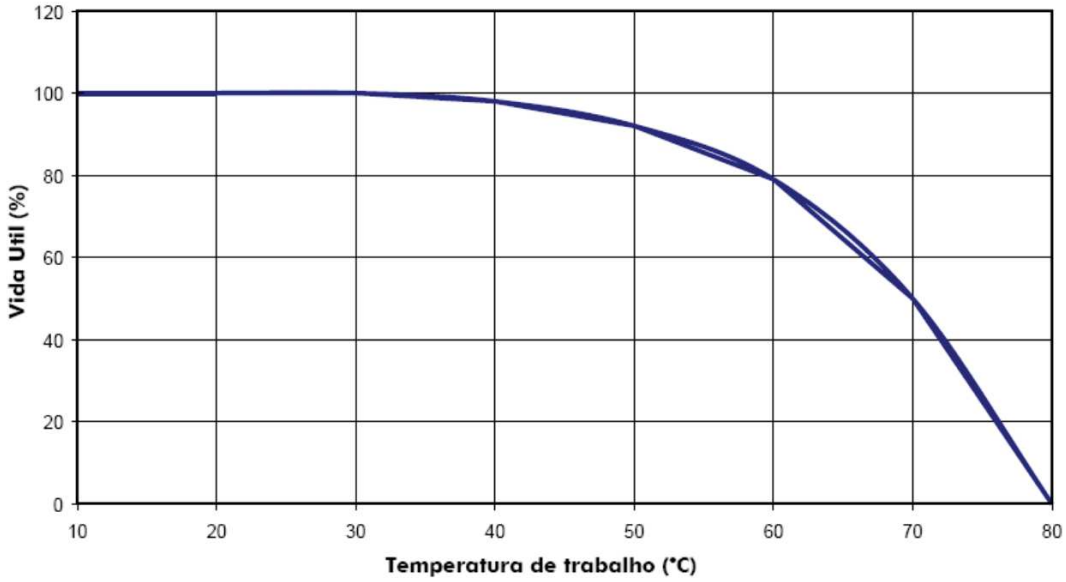
Figura A.8: Relação entre capacidade e taxa de descarga



Fonte: Elaborado pelo autor

Baterias também são influenciadas pela temperatura de operação. A medida que a temperatura aumenta a capacidade da bateria também aumenta mas a sua vida útil é reduzida. A capacidade nominal fornecida é para operação a 25^o, temperaturas diferentes necessitam da correção dos parâmetros em função da temperatura. Figura A.9 mostra a relação entre aumento da temperatura e redução da vida útil.

Figura A.9: Relação entre temperatura de trabalho e vida útil



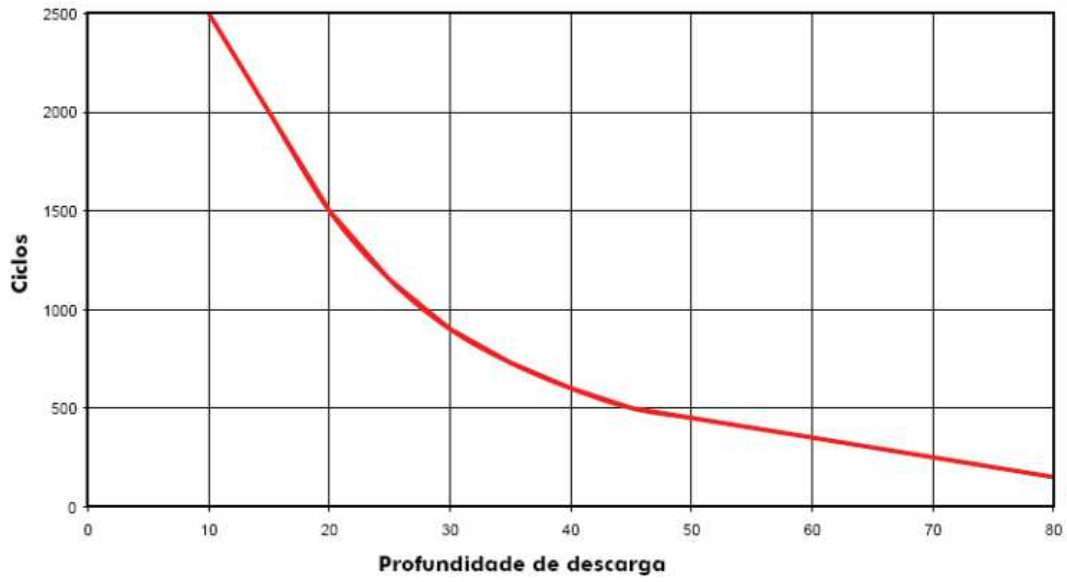
Fonte: (JOHNSON CONTROLS, 2008)

A autodescarga é um processo em que a capacidade da bateria diminui mesmo não sendo usada. A taxa de autodescarga é a percentagem da capacidade nominal que é perdida devido aos processos químicos internos. Para baterias de Níquel-Cádmio esta taxa é de 5 a 30% ao mês (PINHO; GALDINO, 2014).

A profundidade de descarga ou *depth of discharge* (DoD) indica quanto da capacidade nominal da bateria pode ser retirado a partir do estado em que o SOC é 100%. Por exemplo, se o fabricante de uma bateria de 10kWh recomenda que a profundidade de descarga seja de 80%, não deve ser usado mais que 8kWh desta bateria sem ocorrer um processo de recarga. Baterias de chumbo-ácido tem profundidade de descarga na faixa de 60 a 70% (BANGUERO et al., 2018).

O número de ciclos informa quanto uma bateria pode ser carregada e descarregada e determina a vida útil de uma bateria. A profundidade de descarga afeta a capacidade de retenção de carga e consequentemente a vida útil (SEGUEL, 2009). A figura A.10 mostra a curva que relaciona o número de ciclos com a profundidade de descarga para a bateria utilizada neste projeto.

Figura A.10: Relação entre profundidade de descarga e ciclos de carga e descarga para bateria Freedom



Fonte: (JOHNSON CONTROLS, 2008)

Parâmetros como a capacidade da bateria, taxa e profundidade de descarga, temperatura de operação delimita os limites de operação do sistema em que o SAE é aplicado e sua vida útil.

A.2.2 Circuito equivalente

O modelo matemático é importante para representar um sistema com base em dados reais e que posso simular o comportamento da bateria.

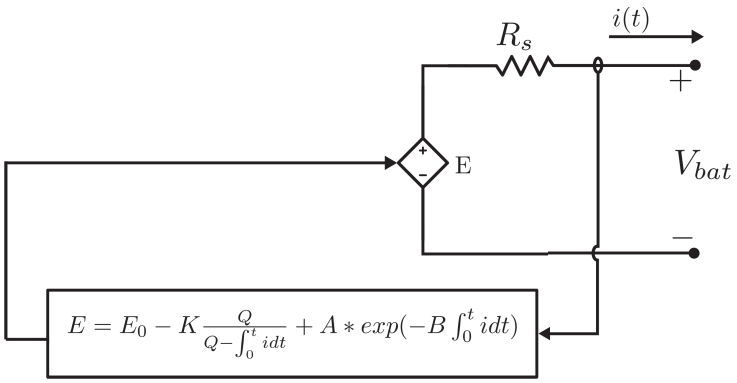
O modelo adotado para o circuito equivalente é o de Tremblay, Dessaint e Dekkiche (2007) mostrado na figura A.11 e é baseado nas curvas de descarga da bateria. Este modelo é composto por uma fonte de tensão controlada e uma resistência.

A tensão da fonte é dada pela equação:

$$E = E_0 - K\frac{Q}{Q - \int_0^t idt} + A * exp(-B\int_0^t idt) \tag{A.8}$$

onde E é a tensão de saída sem carga em [V], E_0 é a constante de tensão da bateria em [V], K é a tensão de polarização em [V], Q é a capacidade da bateria em [Ah], $\int idt$ é a carga da bateria atual, A é a amplitude da zona exponencial em (V), B do inverso da constante de tempo da zona exponencial $[(Ah)^-1]$.

Figura A.11: Representação do modelo da bateria



Fonte: Elaborado pelo autor

Este modelo não linear representa o funcionamento da bateria dependendo do estado de carga. Os parâmetros do modelo podem ser extraídos da curva de descarga da bateria fornecida pelo fabricante. Esta curva fornece a tensão com base em uma corrente de descarga constante informa a potência que é entregue pela bateria em qualquer momento do tempo.

A.2.3 Estado de carga SOC

O estado de carga é a capacidade remanescente disponível em uma bateria em determinada momento em relação a capacidade nominal. A informação do SOC é importante para fazer o gerenciamento de energia, definindo os momentos em que deve-se carregar ou descarregar a bateria. Deve-se também evitar a sobrecarga ou a descarga profunda, pois estes dois eventos contribuem para redução da capacidade e da vida útil das baterias.

Para estimar o estado de carga em tempo em real, um dos métodos mais utilizados é o "Coulomb counting", onde usa-se a integração da corrente injetada subtraída da capacidade nominal da bateria (DEEPTI; RAMANARAYANAN, 2006). O SOC é determinado pela equação A.9:

$$SOC(t) = 100\frac{Q(t_0) - \int_{t_0}^{t_i} i(\tau)d\tau}{Q(t_0)} \tag{A.9}$$

Para determinação do SOC inicial, utiliza-se a tensão de circuito aberto da bateria (V_{oc}) quando a bateria está em repouso e a tensão estabilizada há uma relação linear entre o SOC e a V_{oc}. Os valores de tensão de circuito aberto correspondentes para uma célula de chumbo ácido em SOC igual a 0 e 100% são 1,75 V e 2,15 V (HUGGINS, 2010).

A.2.4 Método de carga

Os principais métodos de carga de uma bateria são (LEE; LIN; LAI, 2013) (HUA; LIN, 2000) (BANGUERO et al., 2018):

- Corrente constante: É o método mais simples de carregamento de baterias. Aplica-se uma corrente constante de valor menor que a corrente nominal. A tensão irá aumentar a medida que a bateria carrega. A desvantagem deste método é que a temperatura da bateria pode subir rapidamente e pode acontecer sobrecarga reduzindo a vida útil.

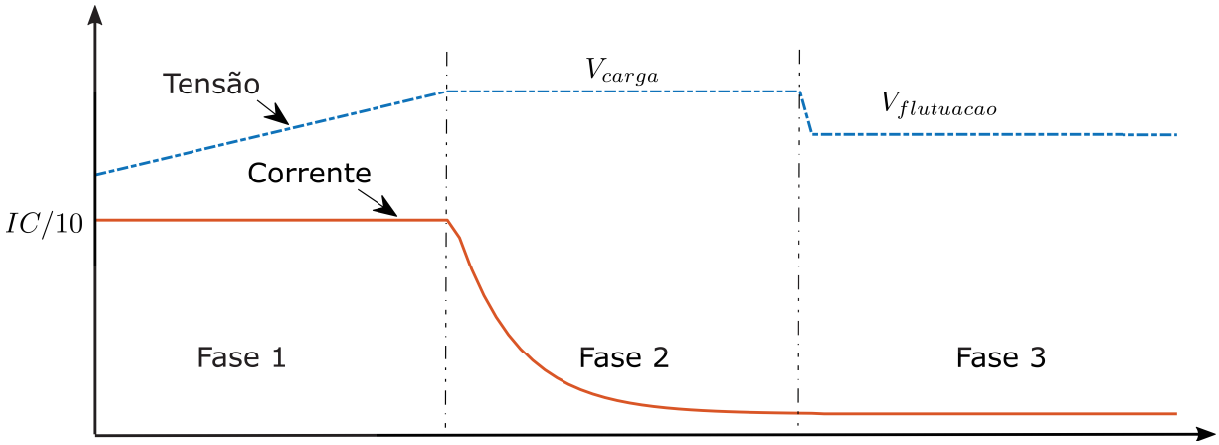
- Tensão constante: Consiste em aplicar uma tensão constante durante o processo de carga. A corrente inicial será máxima por causa da diferença de tensão entre a bateria e a fonte e diminuirá com o aumento do estado de carga. Vantagens deste método inclui que a temperatura da bateria não será excessiva e não há risco de sobrecarga, mas o tempo de carga será maior em comparação com outros métodos.

- Corrente constante / tensão constante: método de carga que consistem em combinar os dois primeiros métodos. Primeiramente, é aplicada uma corrente constante fazendo a tensão subir. Quando esta atinge determinado nível, a fonte de energia muda para tensão constante, permanecendo assim até a corrente atingir nível zero. Vantagens deste método inclui a diminuição do tempo de carga.

- Corrente pulsada: A bateria é carregada em ciclos, o que inclui um período em que aplicado corrente constante e um período de "descanso"quando não é aplicada corrente para que ocorra o balanço das reações químicas. Como resultado a corrente tem a forma de onda pulsada. Vantagens deste método inclui a diminuição do tempo de carga e aumento do tempo de vida útil.

O método mais utilizado para recarga das baterias de chumbo-ácido é de corrente constante/tensão constante, mas em três estágios (HUANG et al., 2010) como na figura A.12. Na primeira fase de corrente constante é aplicada uma corrente de aproximadamente IC/10, isto é, 1/10 da capacidade nominal. Quando a tensão alcança o valor da tensão de carga, este valor é mantido constante, o que configura a fase de tensão constante. Esta fase irá até a corrente diminuir e o SOC atingir 100%. Por último, a tensão será reduzida para a tensão de flutuação, que é a tensão recomenda para que a bateria de chumbo ácido mantenha o estado de carga plena (PINHO; GALDINO, 2014).

Figura A.12: Método de carga de três estágios



Fonte: Elaborado pelo autor