



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

**JANAÍNA BARBOSA ALMADA**

**MODELAGEM, CONTROLE E GERENCIAMENTO DA OPERAÇÃO**  
**DE MICRORREDES COM FONTES RENOVÁVEIS**

**FORTALEZA**

**2013**

*Página em branco.*

**JANAÍNA BARBOSA ALMADA**

**MODELAGEM, CONTROLE E GERENCIAMENTO DA OPERAÇÃO  
DE MICRORREDES COM FONTES RENOVÁVEIS**

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

Orientador: Profa. Ph.D. Ruth Pastôra Saraiva Leão.

**FORTALEZA**

2013

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

- 
- A442m Almada, Janaína Barbosa.  
Modelagem, controle e gerenciamento da operação de microrredes com fontes renováveis / Janaína Barbosa Almada – 2013.  
216 f. : il., enc. ; 30 cm.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2013.  
Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.  
Orientação: Profa. Dra. Ruth Pastôra Saraiva Leão.
1. Engenharia elétrica. 2. Baterias elétricas. 3. Células a combustível. 4. Geração distribuída de energia elétrica. 5. Geração assíncrona. 6. Células solares – Dispositivos fotoelétricos. I. Título.

**JANAÍNA BARBOSA ALMADA**

**MODELAGEM, CONTROLE E GERENCIAMENTO DA OPERAÇÃO  
DE MICRORREDES COM FONTES RENOVÁVEIS**

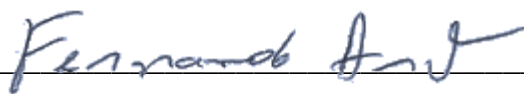
Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistema de Energia Elétrica.

Aprovada em: 28/11/2013.

**BANCA EXAMINADORA**



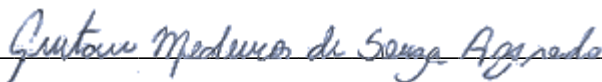
\_\_\_\_\_  
Profa. Ph.D. Ruth Pastora Saraiva Leão (Orientadora)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)



\_\_\_\_\_  
Prof. Ph.D Fernando Luís Marcelo Antunes  
Universidade Federal do Ceará (UFC)



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



\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo  
Universidade Federal de Pernambuco (UFPE)

*Página em branco.*

A Deus.

Aos meus pais, Antônio e Ângela.

Aos meus amigos.

*Página em branco.*



## **AGRADECIMENTOS**

O primeiro agradecimento é a Deus. Ele que conhece cada um dos meus erros e minha luta para ser digna do que já me foi confiado. Ele sabe tudo e sabe que o amo. Quero expressar minha gratidão aos meus pais, Antônio e Angela, que são meu alicerce e meu lugar seguro. Agradeço a Núbia, minha segunda mãe e madrinha, e aos meus irmãos Bruno e Luan, meus chatos prediletos. Quero agradecer ao meu amigo e namorado, Marcos, por me escutar e entender. Não posso esquecer a minha amiga Maria Izabel que me ligou quando soube da oportunidade de trabalhar com a professora Ruth. E tenho de agradecer imensamente a professora Ruth pela confiança e paciência, pelos conhecimentos e conversas e, principalmente, pelo exemplo de profissionalismo e de vida. Foi um privilégio ser sua aluna e bolsista. Agradeço a todos os meus professores em nome dos professores Fernando, Demercil, Nelber e Raimundo. Ao pessoal dos laboratórios da Engenharia Elétrica, muito obrigada, sem vocês tendo paciência e sempre tirando minhas dúvidas ainda não teria terminado este trabalho. Lembro ainda dos meus colegas e amigos da família, do bairro, do colégio, da graduação e da pós-graduação que com seus exemplos de dedicação e perseverança me inspiram a continuar no caminho. Tenho ainda de agradecer ao povo brasileiro que juntamente com meus pais financiaram os meus estudos.

*Página em branco.*

“Vós me chamais Mestre e Senhor, e dizeis bem, porque eu o sou. Logo, se eu, vosso Senhor e Mestre, vos lavei os pés, também vós deveis lavar-vos os pés uns aos outros. Dei-vos o exemplo, para que, como eu vos fiz, assim façais também vós” (João 13, 13-17).

*Página em branco.*

## RESUMO

Atualmente, as redes de distribuição de energia elétrica são o segmento dos sistemas elétricos de potência que mais tem experimentado mudanças, devido, em especial, à presença da geração distribuída e aos avanços tecnológicos nas áreas de instrumentação, automação, medição, tecnologia da informação e comunicação. Este trabalho tem por objetivo apresentar a modelagem, o controle e o gerenciamento da operação de um conjunto de recursos energéticos de pequeno porte, conectados à baixa tensão, que coordenados formam uma microrrede. Os recursos energéticos da microrrede são fontes solar fotovoltaica, eolielétrica com gerador de indução de dupla alimentação e célula combustível a hidrogênio, e um sistema de armazenamento de energia a baterias. Duas concepções de microrredes são desenvolvidas: microrrede monofásica e microrrede trifásica, ambas operando em modo conectado e isolado da rede elétrica principal. Cada recurso energético é conectado a um ponto comum de conexão através de conversores de potência. Para cada conversor foi projetado um conjunto de malhas de controle. A estratégia mestre-escravo foi usada para o controle dos conversores e gerenciamento da microrrede. Na configuração mestre-escravo apenas o conversor mestre é designado para ser a referência de tensão que os outros conversores necessitam para operarem como fonte de corrente. Para o gerenciamento da operação das microrredes em regime permanente, foram considerados diferentes cenários de operação, com variação de níveis de carga e de geração, bem como variação de bandeiras e postos tarifários, visando atender a carga com economicidade e fontes operando em máxima eficiência. Os sistemas propostos operam de forma satisfatória obedecendo aos requisitos da concessionária para a sincronização e desconexão. As harmônicas de corrente injetada estão abaixo do nível de distorção permitido. No modo isolado, a tensão dos sistemas permanece dentro do nível adequado de amplitude e frequência.

**Palavras-chave:** Bateria. Célula a Combustível. Gerador de Indução Duplamente Alimentado. Geração Distribuída. Gerenciamento de Microfontes. Microrredes. Módulo Solar Fotovoltaico

*Página em branco.*

## ABSTRACT

Nowadays, the distribution networks of electricity are the segment of the electrical power systems that has experienced more changes, due in particular to the presence of distributed generation and the technological advances in the areas of instrumentation, automation, measurement, information technology and communication. This work aims to present the modelling, the control and the operation management of a group of small-scale energy resources connected to the low voltage, which coordinated form a microgrid. The microgrid energy resources are solar photovoltaic sources, wind energy based on double fed induction generator and hydrogen fuel cell, and a storage system with batteries. Two conceptions are developed: a single-phase microgrid and a three-phase microgrid, both operating in connected mode and isolated from the utility. Each energy resource is connected to a point of common coupling through power converters. For each converter was designed a set of control loops. The master-slave strategy was used to control the converters and to microgrid management. In master-slave configuration only the master converter is designed to be the voltage reference and others operate as a current source. For managing the steady state operation of microgrids different operating scenarios were considered, with variation of load and generation levels, as well as changes in tariff flags, for load supply with economy and sources operating at maximum efficiency. The proposed systems operate satisfactorily fulfill the requirements of utility for synchronization and disconnection. The injected currents are below the allowed distortion level. In stand-alone mode, the system voltage remains within the appropriate level of amplitude and frequency.

**Keywords:** Battery. Distributed generation. Doubly Fed Induction Generator. Fuel Cell. Management microgrids. Solar photovoltaic system.

*Página em branco.*



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 - Ilhamentos dentro do sistema de distribuição. ....	32
Figura 2.2 - Configuração da microrrede 1 .....	36
Figura 2.3 - Configuração da microrrede 2.....	37
Figura 2.4 - Configuração da microrrede 3.....	38
Figura 2.5 - Configuração da microrrede 4.....	40
Figura 2.6 - Configuração da microrrede 5.....	40
Figura 2.7 - Configuração da microrrede 6.....	41
Figura 2.8 - Configuração da microrrede 7.....	42
Figura 2.9 - Microrrede monofásica proposta.....	43
Figura 2.10 - Microrrede trifásica proposta.....	44
Figura 3.1 - Gráfico de densidade de energia versus densidade de potência de diversos elementos armazenadores.....	51
Figura 3.2 - Esquema de funcionamento de uma bateria.....	52
Figura 3.3 - Circuito utilizado para modelar a bateria.....	54
Figura 3.4 - Curva de descarga de uma bateria de 63 Ah.....	55
Figura 3.5 - Resultados para a bateria de 63 Ah. (a) Comparação entre a simulação e a curva base. (b) Estado da carga (SOC) durante a simulação. ....	58
Figura 3.6 - Conversor CC-CC bidirecional conectado ao sistema de armazenamento da microrrede. ....	62
Figura 3.7 - Diagrama de blocos do controle do conversor CC-CC. ....	67
Figura 3.8 - Diagrama de Bode da malha de corrente com controlador da microrrede monofásica.....	70
Figura 3.9 - Diagrama de Bode da malha de corrente com controlador da microrrede trifásica.....	70
Figura 3.10 - Diagrama de Bode da malha do barramento de alta tensão com controlador da microrrede monofásica.....	72
Figura 3.11 - Diagrama de Bode da malha do barramento de alta tensão com controlador da microrrede trifásica.....	72
Figura 3.12 - Diagrama de Bode da malha do barramento de baixa tensão com controlador da microrrede monofásica.....	74
Figura 3.13 - Diagrama de Bode da malha do barramento de baixa tensão com controlador da microrrede trifásica.....	74

Figura 3.14 - Topologia do conversor tipo T bidirecional trifásico.....	75
Figura 3.15 - Topologia do conversor tipo T bidirecional monofásico.....	75
Figura 3.16 - Diagrama de blocos do controle da malha de tensão CA.....	80
Figura 3.17 - Diagrama de Bode da malha de tensão microrrede monofásica com controlador.....	82
Figura 3.18 - Diagrama de Bode da malha de tensão da microrrede trifásica com controlador.....	82
Figura 3.19 - Diagrama de blocos do controle da malha de corrente CA .....	83
Figura 3.20 - Diagrama de Bode da malha de corrente com controlador da microrrede monofásica. ....	84
Figura 3.21 - Diagrama de Bode da malha de corrente com controlador da microrrede trifásica. ....	85
Figura 3.22 - Diagrama de blocos do controle do retificador. ....	85
Figura 3.23 - Diagrama de Bode da malha de corrente com controlador da microrrede monofásica. ....	88
Figura 3.24 - Diagrama de Bode da malha de corrente com controlador da microrrede trifásica .....	88
Figura 3.25 - Diagrama de Bode da malha de tensão do retificador com controlador da microrrede monofásica. ....	89
Figura 3.26 - Diagrama de Bode da malha de tensão do retificador com controlador da microrrede trifásica. ....	89
Figura 3.27 - Resposta do sistema de armazenamento a perturbações aplicadas. .	90
Figura 3.28 - Princípio de funcionamento da célula a combustível.....	94
Figura 3.29 - Modelo completo da CaC PEM (a) modelo de (AVELAR , <i>et al.</i> , 2009) e (b) modelo utilizado neste trabalho.....	99
Figura 3.30 - Teste de interrupção de corrente.....	100
Figura 3.31 - Simulação (a) teste de interrupção de corrente (b) variação da $V_{xl}$ ..	102
Figura 3.32 - Conversor elevador CC-CC de alto ganho conectado a CaC.....	103
Figura 3.33 - Diagrama de Bode da malha de corrente do conversor CC-CC da CaC. ....	107
Figura 3.34 - Inversor monofásico da CaC. ....	108
Figura 3.35 - Diagrama de blocos do controle do inversor ponte completa. ....	109
Figura 3.36 - Diagrama de Bode da malha de corrente do inversor da CaC. ....	111
Figura 3.37 - Diagrama de Bode da malha de tensão do inversor da CaC. ....	112

Figura 3.38 - Resposta do sistema da CaC a perturbações aplicadas.....	113
Figura 3.39 - Modelo teórico célula fotovoltaica. ....	116
Figura 3.40 - Arranjo de módulos fotovoltaicos. ....	118
Figura 3.41 - Curvas características do módulo. ....	119
Figura 3.42 - Conversor boost para sistema fotovoltaico. ....	121
Figura 3.43 - Algoritmos MPPT (a) P&O e (b) Condutância Incremental. ....	124
Figura 3.44 - Inversor trifásico do sistema fotovoltaico .....	125
Figura 3.45 - Diagrama de Bode da malha de corrente com controlador do inversor microrrede monofásica.....	127
Figura 3.46 - Diagrama de Bode da malha de corrente com controlador do inversor microrrede trifásica. ....	128
Figura 3.47 - Diagrama de Bode da malha de tensão com controlador do inversor da microrrede monofásica.....	129
Figura 3.48 - Diagrama de Bode da malha de tensão com controlador do inversor da microrrede trifásica. ....	129
Figura 3.49 - Resposta dos módulos a perturbações aplicadas ao sistema. ....	130
Figura 3.50 - Resposta do inversor dos módulos a perturbações aplicadas ao sistema.....	131
Figura 3.51 - Sistemas eólicos com diferentes tipos de geradores. ....	134
Figura 3.52 - Características da turbina adotada. ....	137
Figura 3.53 - Interação entre o modelo da turbina e da máquina.....	137
Figura 3.54 - Controle do ângulo de <i>pitch</i> . ....	138
Figura 3.55 - Funcionamento do GIDA.....	139
Figura 3.56 - Transformada de Park para máquina GIDA.....	140
Figura 3.57 - Exemplo de formação de vetor pelo princípio do campo girante. ....	144
Figura 3.58 - Topologia do CLM.....	145
Figura 3.59 - Diagrama de referenciais do controle orientado pelo fluxo magnético. .....	145
Figura 3.60 - Diagrama de blocos do controle do CLM. ....	148
Figura 3.61 - Conversor do lado da rede.....	149
Figura 3.62 - Diagrama de referencial para controle orientado pela tensão.....	149
Figura 3.63 - Diagrama de blocos de controle do CLR. ....	151
Figura 4.1 - Calculador de frequência e tensão de sequência positiva. ....	158
Figura 4.2 - Geração do sinal para desconexão.....	159

Figura 4.3 - Sistema de sincronização e referência.....	162
Figura 4.4 - Referências de corrente. ....	163
Figura 5.1 - Tarifas aplicadas ao consumidores em baixa tensão. ....	168
Figura 5.2 - Perfil de carga da microrrede monofásica. ....	168
Figura 5.3 - Perfil de variação da irradiância e da temperatura durante um dia. ....	169
Figura 5.4 - Fluxograma gerenciamento da microrrede monofásica.....	170
Figura 5.5 - Fluxograma gerenciamento da microrrede monofásica no modo conectado. ....	171
Figura 5.6 - Comparação entre irradiância solar e demanda da carga.....	172
Figura 5.7 - Tensão da microrrede durante as ações de (a) ilhamento e (b) reconexão.....	172
Figura 5.8 - (a) Sinais de desconexão e (b) estado da carga da bateria. ....	173
Figura 5.9 - Comportamento da (a) frequência e do (b) valor eficaz da tensão na microrrede. ....	174
Figura 5.10 - Correntes em cada elemento do sistema. ....	174
Figura 5.11 - Fluxo de potência (a) ativa e (b) reativa entre os elementos do sistema. ....	175
Figura 5.12 - Resultados dos sistemas simulados durante a noite.....	176
Figura 5.13 - Tensão na microrrede durante (a) ilhamento, (b) corte de carga e (c) reconexão.....	177
Figura 5.14 - Correntes durante os transitórios (a) ilhamento, (b) corte de carga e (c) reconexão.....	178
Figura 5.15 - Fluxos de potência (a) ativa, (b) reativa e (c) fator de potência.....	179
Figura 5.16 - Fluxograma gerenciamento da microrrede trifásica.....	181
Figura 5.17 - Fluxograma gerenciamento microrrede trifásica no modo conectado. ....	181
Figura 5.18 - Perfil de carga durante (a) uma semana típica e (b) um dia útil. ....	182
Figura 5.19 - Variação de velocidade média horária e irradiância solar durante um dia.....	182
Figura 5.20 - Mudanças de variável no controle do GIDA. ....	183
Figura 5.21 - Potência (a) ativa e (b) reativa de cada componente da microrrede trifásica. ....	184
Figura 5.22 - (a) Estado da carga da bateria e (b) distorção harmônica total da corrente no PCC.....	184

Figura 5.23 - Corrente e tensão no PCC. ....	185
Figura 5.24 - (a) Sinais de desconexão e (b) frequência da tensão. ....	185
Figura 5.25 - (a) Estado da carga e (b) tensões da microrrede durante a desconexão. .....	186
Figura 5.26 - Potência ativa (a) e reativa (b) durante a desconexão. ....	186
Figura 5.27 - Potência reativa oscilando durante a entrada de carga desequilibrada. .....	187
Figura 5.28 - Comparação entre (a) tensão da microrrede (b) corrente do SAE (c) corrente na carga e (d) corrente no sistema fotovoltaico. ....	187
Figura C.0.1 - Única malha de controle em funcionamento. ....	205
Figura C.0.2 - Duas malha de controle em funcionamento ao mesmo tempo. ....	205
Figura D.1 - Diagrama de blocos da malha de desbalanço. ....	211

*Página em branco.*

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Níveis de tensão para a conexão de micro e minigeração.....	45
Tabela 2.2 - Níveis de tensão para a conexão de centrais geradoras. ....	46
Tabela 2.3 - Níveis de tensão para a conexão de centrais geradoras. ....	46
Tabela 3.1 - Valores encontrados para uma bateria de 63 Ah. ....	52
Tabela 3.2 - Valores encontrados para uma bateria de 63 Ah. ....	57
Tabela 3.3 - Corrente de descarga (autonomia = 3 h; tensão de corte = 11,4 V/bateria).....	60
Tabela 3.4 - Parâmetros para cálculo dos elementos passivos do conversor.....	65
Tabela 3.5 - Valores de elementos passivos utilizados nas simulações. ....	66
Tabela 3.6 - Valores utilizados para calculo dos controladores.....	68
Tabela 3.7 - Resultados do projeto dos controladores de corrente. ....	69
Tabela 3.8 - Valores utilizados no cálculo do controlador da malha de alta tensão ..	71
Tabela 3.9 - Valores utilizados no cálculo do controlador da malha de baixa tensão	73
Tabela 3.10- Parâmetros para cálculo dos elementos passivos do conversor CC-CA do sistema de armazenamento de energia. ....	78
Tabela 3.11 - Valores dos elementos passivos do conversor CC-CA.....	78
Tabela 3.12 - Funcionamento do banco de baterias. ....	79
Tabela 3.13 - Valores utilizados no cálculo do controlador da malha tensão $V_M$ .....	81
Tabela 3.14 - Resultados do projeto dos controladores de corrente para inversor. ..	84
Tabela 3.15 - Resultados do projeto dos controladores de corrente para retificador	87
Tabela 3.16 - Resultados do projeto dos controladores de tensão para retificador...	88
Tabela 3.17 - Características de diversos tipos de células a combustível. ....	93
Tabela 3.18 - Parâmetros do modelo da CaC.....	99
Tabela 3.19 - Parâmetros para cálculo dos elementos passivos do conversor.....	105
Tabela 3.20 - Valores de elementos passivos utilizados nas simulações. ....	105
Tabela 3.21 - Valores utilizados para calculo dos controladores.....	106
Tabela 3.22 - Resultado do projeto do controlador de corrente do conversor CC-CC da CaC.....	106
Tabela 3.23 - Parâmetros para cálculo dos elementos passivos do conversor.....	109
Tabela 3.24 - Valores de elementos passivos utilizados nas simulações. ....	109
Tabela 3.25 - Resultado do projeto do controlador de corrente do inversor da CaC. ....	110

Tabela 3.26 - Resultados do projeto dos controladores de corrente. ....	111
Tabela 3.27 - Parâmetros do modelo de módulos fotovoltaicos. ....	119
Tabela 3.28 - Valores do conversor <i>boost</i> do sistema fotovoltaico. ....	122
Tabela 3.29 - Elementos passivos do conversor <i>boost</i> do sistema fotovoltaico. ....	123
Tabela 3.30 - Valores para o cálculo dos filtros dos conversores. ....	126
Tabela 3.31 - Elementos passivos dos inversores do sistema fotovoltaico. ....	126
Tabela 3.32 - Resultados do projeto dos controladores de corrente para inversor. ....	127
Tabela 3.33 - Resultados do projeto dos controladores de corrente para retificador .....	128
Tabela 4.1 - Requisitos mínimos em função da potência instalada. ....	153
Tabela 4.2 - Ajuste de sobretensão e subtensão para baixa tensão. ....	154
Tabela 4.3 - Ajuste de sobrefrequência e subfrequência. ....	155
Tabela 4.4 - Limite de distorção harmônica de corrente. ....	155
Tabela 4.5 - Faixa de fator de potência .....	156
Tabela 4.6 - Resultados de simulação para determinar a região de não detecção de ilhamento. ....	160
Tabela B.1 - Valores retirados de curvas de baterias .....	203
Tabela B.2 - Parâmetros para os conjuntos de baterias utilizados nas simulações. .....	203
Tabela D.1 - Resultados do projeto dos controladores da malha de desbalanço do inversor fonte de tensão. ....	212
Tabela D.2 - Resultados do projeto dos controladores da malha de desbalanço do inversor fonte de corrente. ....	213
Tabela D.3 - Resultados do projeto dos controladores da malha de desbalanço do retificador. ....	213
Tabela E.1 - Dados do GIDA. ....	215
Tabela E.2 - Ganho dos controladores. ....	216



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BB	Banco de Baterias
CA	Corrente Alternada
CaC	Célula a Combustível
CC	Corrente Contínua
CERTS	<i>Consortium for Electric Reliability Technology Solutions</i> , em inglês
CLM	Conversor do Lado da Máquina
CLR	Conversor do Lado da Rede
CR	Conexão à Rede
FT	Função de Transferência
GD	Geração Distribuída
GIDA	Gerador de Indução de Dupla Alimentação
HS	Habilitar Sincronização
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> , em inglês
ONU	Organização das Nações Unidas
PCC	Ponto de Conexão Comum
PCH	Pequena Central Hidroelétrica
PEM	<i>Proton Exchange Membrane</i> , em inglês
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
RD	Recurso Distribuído
SAE	Sistema de Armazenamento de Energia
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SOC	<i>State of charge</i> , em inglês
STC	<i>Standard Test Conditions</i> , em inglês

*Página em branco.*

## SUMÁRIO

<b>Capítulo 1 Introdução .....</b>	<b>27</b>
<b>1.1 Objetivos do trabalho.....</b>	<b>29</b>
<b>1.2 Estrutura do trabalho .....</b>	<b>29</b>
<b>Capítulo 2 Configurações de microrredes .....</b>	<b>31</b>
<b>2.1 Formação de microrredes no sistema de distribuição .....</b>	<b>31</b>
2.1.1 Ilhamento da instalação.....	33
2.1.2 Ilhamento secundário .....	33
2.1.3 Ilhamento lateral .....	33
2.1.4 Ilhamento do alimentador .....	33
2.1.5 Ilhamento do barramento .....	33
2.1.6 Ilhamento da subestação .....	34
2.1.7 Ilhamento da subestação com circuitos adjacentes .....	34
<b>2.2 Configurações de microrredes na instalação do consumidor .....</b>	<b>34</b>
2.2.1 Barramento CC .....	36
2.2.2 Barramento CA.....	39
2.2.3 Barramento CA e CC.....	41
<b>2.3 Microrredes propostas.....</b>	<b>43</b>
<b>2.4 Considerações finais .....</b>	<b>46</b>
<b>Capítulo 3 Modelagem dos recursos distribuídos de energia.....</b>	<b>49</b>
<b>3.1 Sistema de armazenamento .....</b>	<b>50</b>
3.1.1 Bateria .....	52
3.1.2 Conversor CC-CC .....	61
3.1.3 Conversor CC-CA bidirecional .....	74
3.1.4 Simulação do sistema de armazenamento.....	89
<b>3.2 Sistema da célula a combustível .....</b>	<b>91</b>
3.2.1 Célula a combustível .....	92
3.2.2 Conversor CC-CC .....	101
3.2.3 Inversor .....	107
3.2.4 Simulação do sistema da CaC .....	112
<b>3.3 Sistema fotovoltaico .....</b>	<b>114</b>
3.3.1 Módulo fotovoltaico .....	114
3.3.2 Conversor CC-CC .....	121
3.3.3 Inversor .....	125
3.3.4 Simulação do sistema .....	129
<b>3.4 Sistema eólico .....</b>	<b>132</b>
3.4.1 Turbina eólica.....	135
3.4.2 Gerador de indução duplamente alimentado.....	139
3.4.3 Controle dos conversores.....	144
<b>3.5 Considerações finais .....</b>	<b>151</b>
<b>Capítulo 4 Sistema de sincronização e desconexão.....</b>	<b>153</b>
<b>4.1 Proteção para a desconexão de microgeradores na baixa tensão .....</b>	<b>154</b>
4.1.1 Tensão .....	154
4.1.2 Frequência .....	154
4.1.3 Injeção de componente CC na rede elétrica .....	155

4.1.4 Harmônicos.....	155
4.1.5 Fator de potência .....	156
4.1.6 Ilhamento .....	156
4.1.7 Reconexão.....	156
4.1.8 Chave seccionadora .....	156
4.1.9 Religamento automático da rede .....	156
<b>4.2 Circuito de desconexão .....</b>	<b>156</b>
4.2.1 Região de não detecção do ilhamento.....	160
<b>4.3 Sistema de sincronização e referência .....</b>	<b>161</b>
<b>4.4 Considerações finais.....</b>	<b>163</b>
<b>Capítulo 5 Gerenciamento das microrredes.....</b>	<b>165</b>
<b>5.1 Diretrizes do gerenciamento.....</b>	<b>167</b>
5.1.1 Microrrede monofásica .....	168
5.1.2 Microrrede trifásica .....	180
<b>5.2 Considerações finais.....</b>	<b>188</b>
<b>Capítulo 6 Conclusões .....</b>	<b>189</b>
<b>6.1 Trabalhos futuros .....</b>	<b>190</b>
<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>191</b>
<b>APÊNDICE A - Código do Modelo das Fontes .....</b>	<b>199</b>
<b>Bateria.....</b>	<b>199</b>
<b>Célula a combustível .....</b>	<b>199</b>
<b>Painel Fotovoltaico .....</b>	<b>199</b>
Algoritmo perturbe e observe.....	200
<b>APÊNDICE B - Modelo conjunto de baterias .....</b>	<b>203</b>
<b>APÊNDICE C - Algoritmo para determinar controladores pelo fator K.....</b>	<b>205</b>
<b>Malha interna ou malha única.....</b>	<b>205</b>
<b>Malha externa.....</b>	<b>209</b>
<b>APÊNDICE D - Malha de desbalanço do conversor CC-CA bidirecional do banco de baterias .....</b>	<b>211</b>
<b>Malha de desbalanço - inversor fonte de tensão .....</b>	<b>212</b>
<b>Malha de desbalanço - inversor fonte de corrente .....</b>	<b>212</b>
<b>Malha de desbalanço - retificador com malha de corrente .....</b>	<b>213</b>
<b>APÊNDICE E - Dados do gerador de indução duplamente alimentado - GIDA.....</b>	<b>215</b>

---

---

## CAPÍTULO 1

### INTRODUÇÃO

---

---

A energia elétrica é considerada um serviço público essencial, sem ela o desenvolvimento humano possivelmente estaria estagnado. O acesso à energia elétrica é considerado também direito de cidadania, concorrendo para a melhoria do padrão e da qualidade de vida. Essencial para as mais diversas atividades humanas, a energia elétrica é indispensável para o desenvolvimento econômico e tecnológico.

Desde a descoberta da energia elétrica, a comunidade científica estuda alternativas para a produção da eletricidade. Vários sistemas foram desenvolvidos para transformar as mais distintas formas de energia em energia elétrica. Entre esses sistemas, os mais amplamente difundidos baseiam-se em combustíveis fósseis como energia primária.

Com o passar dos anos o consumo de energia elétrica tem crescido, não sendo acompanhado pelo crescimento das reservas de fontes fósseis. As maiores reservas de petróleo, atualmente exploradas, estão concentradas em regiões politicamente instáveis, o que concorre para a volatilidade do preço da energia. Ademais, estudos mostram que os produtos lançados na atmosfera decorrentes da queima de combustíveis fósseis podem causar danos catastróficos ao planeta.

Nessa conjuntura, em 1988 a ONU (Organização das Nações Unidas) iniciou discussões sobre o tema, com a convocação da Convenção sobre Mudanças Climáticas, que depois de vários outros encontros culminou na assinatura do Protocolo de Quioto, em 1997.

Desde então, alguns países da União Europeia deram início e impulsionaram, através de investimentos vultosos, a diversificação das fontes de energia elétrica a partir de fontes renováveis. Nos últimos anos, a desregulamentação, políticas governamentais e rígidas normas ambientais incentivaram o rápido crescimento da geração distribuída.

Nesse contexto, termos como geração distribuída e recursos renováveis dispersos ganharam força, tanto nas pesquisas como na criação de incentivos para a utilização das fontes de origem renovável. Outro incentivo à propagação de unida-

des geradoras de pequeno porte foi a geração de eletricidade e calor (cogeração) próximo aos centros de consumo, tornando as fontes fósseis mais eficientes, modalidade em que países como Dinamarca, Holanda, Japão e os Estados Unidos se destacaram.

Com o aumento do número de fontes de pequena capacidade, distribuídas pelo sistema elétrico de potência, o gerenciamento e a operação dessas fontes se tornam complexo. Assim sendo, no início dos anos 2000, as primeiras publicações no portal do IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) surgiram com o conceito de microrredes (em inglês, *microgrids*).

O conceito de microrrede foi apresentado por Panelist (2001) e Marnay, Rubio e Siddqui (2001), como um conjunto de microfones vizinhas, agrupadas com cargas e sistemas de armazenamento, que para a rede elétrica principal é vista como apenas uma entidade (carga ou gerador). É apontado também como característica, o isolamento entre os dois sistemas, microrrede e sistema elétrico principal, e a possibilidade de funcionamento da microrrede no modo ilhado (PANELIST, 2001) (MARNAY, RUBIO e SIDDIQUI, 2001).

Em 2002, o CERTS (*Consortium for Electric Reliability Technology Solutions*), órgão norte-americano responsável por pesquisas para o setor elétrico, apresentou um relatório sobre a integração de recursos distribuídos e sua definição sobre microrredes, na qual é acrescentada a geração de calor. Segundo o CERTS (2002), microrrede é um aglomerado de cargas e microfones operando como um sistema único, fornecendo tanto energia elétrica como calor. Diz ainda que a maioria das microfones deve ser baseada em conversores eletrônicos para assegurarem flexibilidade no controle, de forma que para o sistema principal, o conjunto seja visto como uma única unidade controlada (CERTS, 2002).

Há mais de 10 anos, nos círculos acadêmicos vem sendo bastante discutido e estudado o tema microrredes, inclusive com o desenvolvimento de protótipos em universidades, porém comercialmente ainda não foi difundido como a microgeração. Entretanto, com os consideráveis investimentos realizados na automação da distribuição, nos medidores inteligentes e nas redes inteligentes por todo o mundo, as microrredes como parte deste sistema têm oportunidade de se tornar comercial.

O conceito de microrrede redefine, reconfigura, amplia e agrega mais funcionalidades à geração distribuída existente no presente.

Alguns princípios norteiam o conceito de microrredes, como:

- Devem aumentar a resiliência da rede de distribuição;
- Fornecem energia de forma adequada e confiável;
- Devem ter capacidade de auto-reiniciar (*black start capability*);
- Devem ser capaz de acompanhar a variação de carga (*load following*);
- Garantem segurança aos consumidores e colaboradores das concessionárias de energia elétrica, em todas as circunstâncias de operação;
- Mantêm a confiabilidade do sistema de distribuição de energia elétrica;
- Devem aumentar a confiabilidade para seus clientes;
- Capazes de operar ilhada sob demanda e automaticamente;
- Capazes de reconectar-se à rede sem afetar adversamente aos clientes.

As microrredes inovam e trazem benefícios para todas as áreas do sistema elétrico. Os proprietários das unidades de microgeração, associadas para formar uma entidade, têm uma microrrede flexível com diversidade de tecnologias de geração (solar-fotovoltaica, eólicas, PCH, biomassa, cogeração, etc.), menores riscos financeiros com a modularidade de unidades de pequeno porte e melhor capacidade de negociação de venda de energia e serviços.

### **1.1 Objetivos do trabalho**

O objetivo geral deste trabalho é simular a operação de uma microrrede composta de diferentes microfones e sistema de armazenamento.

Os objetivos específicos são:

- Analisar diferentes configurações de microrredes;
- Modelar as microfones e sistema de armazenamento de energia que integram a microrrede;
- Controlar a conexão, desconexão e operação da microrrede operando em modo conectado e ilhado da rede elétrica pública;
- Gerenciar a microrrede visando atender o desempenho da rede elétrica principal, da microrrede e da carga.

### **1.2 Estrutura do trabalho**

Este trabalho está dividido em seis capítulos. No Capítulo 1 é introduzido o conceito de microrrede.

No Capítulo 2 são apresentadas as formações de microrredes dentro de um sistema de distribuição, de acordo com definições dadas pelo IEEE. Configurações de microrrede com barramento CC, CA e com ambos são também apresentadas,

bem como as microrredes propostas neste trabalho.

No Capítulo 3 é apresentada a modelagem das microfones, do sistema de armazenamento e dos conversores de potência para os recursos energéticos que compõem as microrredes monofásica e trifásica.

No Capítulo 4 são apresentadas as proteções exigidas pela concessionária local para a sincronização e a desconexão de microgeradores. Além disso, são mostrados os circuitos utilizados neste trabalho para o sincronismo e a desconexão dos recursos energéticos da microrrede.

No Capítulo 5 é apresentado o funcionamento de cada uma das microfones e do conjunto, e mostrado como devem ser operadas no caso de desconexão com a rede elétrica da concessionária.

Por fim, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões alcançadas com o desenvolvimento e os resultados do trabalho realizado.



---

---

## CAPÍTULO 2

### CONFIGURAÇÕES DE MICRORREDES

---

---

Uma microrrede é definida como um grupo interligado de cargas e recursos de energia distribuídos (RED), delimitado por fronteiras elétricas claramente definidas, que age como uma única entidade controlável com relação à rede elétrica principal (pública) e que se conecta e desconecta da rede pública para permitir operar em ambos os modos, ligada à rede ou ilhada da rede.

Gerenciar uma microrrede é como gerenciar um pequeno sistema elétrico verticalmente integrado, sem o componente de transmissão, mas com componentes de geração e distribuição.

Uma microrrede é, portanto, um sistema com diferentes tecnologias de geração distribuída de pequeno porte, sistema de armazenamento de energia, sensores, equipamentos de proteção e controle, combinados com um software para controlar e gerenciar a oferta e a demanda de energia para um sistema energético de dimensão comunitária.

Critérios técnicos e operacionais devem ser considerados na operação de uma microrrede. Dentre os critérios técnicos fundamentais pode-se citar: controle de tensão, frequência e qualidade da energia; esquemas de proteção; mudança na magnitude e direção do fluxo de potência; condições de estado permanente e transitório; margem de reserva, corte de carga e resposta à demanda. Como considerações operativas pode-se citar: segurança (bloqueio / desbloqueio); coordenação da proteção; balanço carga-geração; desequilíbrio de carga e de fase; comunicação; monitoramento; despacho da microrrede; e manutenção.

A seguir serão apresentadas diferentes configurações de microrredes formadas dentro do próprio sistema de distribuição de acordo com a norma IEEE Std 1547.4 (2011). São apresentadas também diferentes topologias de microrredes retiradas de artigos científicos, bem como seus controles.

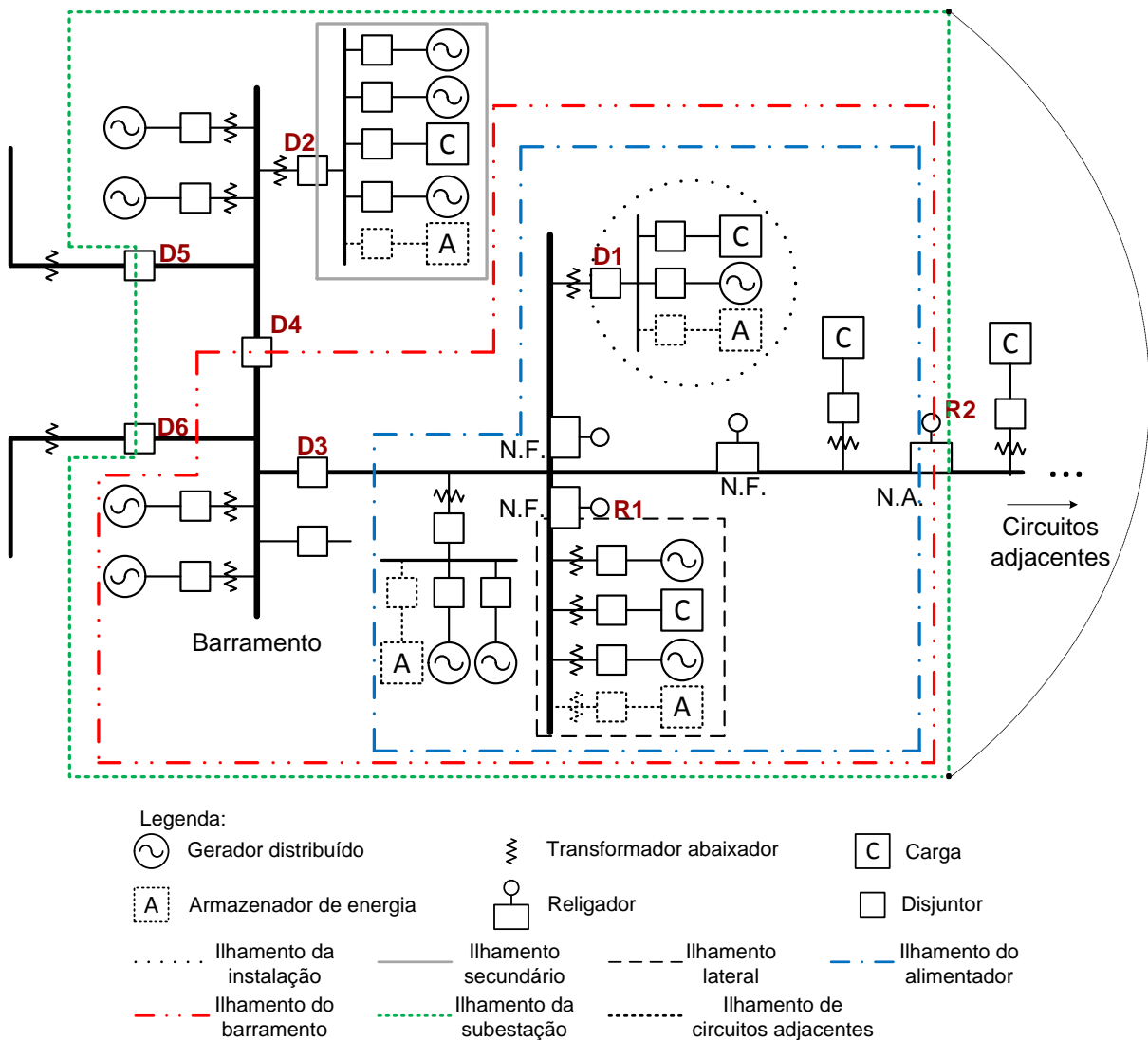
#### **2.1 Formação de microrredes no sistema de distribuição**

Sete configurações de microrredes formadas com o ilhamento dos recur-

os distribuídos na rede de distribuição são apresentadas na (IEEE STD 1547.4, 2011). A Figura 2.1 mostra a formação dessas microrredes, tendo sido omitido o uso de conversores eletrônicos para os geradores distribuídos, assim como para os armazenadores de energia.

Na Figura 2.1, foram acrescentados sistemas de armazenamentos opcionais (por isso seus símbolos são tracejados), pois se a natureza da fonte for intermitente, armazenadores de energia são essenciais para o bom funcionamento do sistema.

Figura 2.1 - Ilhamentos dentro do sistema de distribuição.



Fonte: Adaptado de (IEEE STD 1547.4, 2011).

### **2.1.1 Ilhamento da instalação**

A primeira configuração apresentada é o ilhamento da instalação do consumidor. A microrrede é formada com a abertura do disjuntor D1. Um único transformador é usado entre a barra da microrrede e o ramal do alimentador principal. Essa microrrede já ocorre comumente com a entrada de geradores a diesel por ocasião de falta da rede elétrica da concessionária.

### **2.1.2 Ilhamento secundário**

O ilhamento secundário consiste na isolação de mais de uma unidade consumidora com uma ou mais unidades de recursos de energia distribuídos (RED). A microrrede é formada com a abertura do disjuntor D2. A microrrede está conectada ao barramento principal da rede de distribuição. Um sistema de armazenamento comunitário ligado ao secundário do transformador pode ser considerado.

### **2.1.3 Ilhamento lateral**

A microrrede é formada por cargas e RED ligados a uma derivação do alimentador principal. Cada fonte ou carga está conectada à derivação do alimentador principal por um transformador individual. O ilhamento ocorre com a abertura de um elemento de disjunção lateral, no exemplo representado pelo religador R1. A geração deve operar para atender a carga da região em ilhamento. O elemento de disjunção (religador) está na média tensão, diferente das microrredes anteriores.

### **2.1.4 Ilhamento do alimentador**

O ilhamento da microrrede ocorre pelo desligamento de um alimentador da subestação. Os RED devem atender a carga do alimentador quando o disjuntor D3 for aberto.

### **2.1.5 Ilhamento do barramento**

O ilhamento do barramento da subestação ocorre com a perda de um transformador ou de uma linha de alta tensão da subestação. Essa operação ilhada é formada pelas cargas alimentadas por apenas um barramento simples, embora a subestação possa ser formada por múltiplos barramentos.

Para o ilhamento do barramento do exemplo apresentado na Figura 2.1, o disjuntor da média tensão do transformador (D6) é aberto, assim como o disjuntor que secciona o barramento (D4).

### **2.1.6 Ilhamento da subestação**

O ilhamento da subestação é formado por todas as cargas atendidas pela subestação. Esse ilhamento ocorre quando a alimentação da subestação é perdida ou um transformador está fora de serviço e o outro transformador não é capaz de atender toda a carga da subestação. O ilhamento da subestação ocorre quando os disjuntores de média tensão do transformador são abertos (no exemplo, D5 e D6).

### **2.1.7 Ilhamento da subestação com circuitos adjacentes**

O ilhamento de circuitos adjacentes ocorre quando os RED que atendem as cargas de uma determinada subestação têm capacidade suficiente para atender cargas de outra subestação. Dessa forma, o elemento de disjunção R2, que é normalmente aberto, é fechado, além dos disjuntores D5 e D6 estarem abertos. Esse ilhamento abrange todas as cargas e recursos distribuídos do ilhamento anterior mais as cargas dos circuitos adjacentes à subestação.

## **2.2 Configurações de microrredes na instalação do consumidor**

O desligamento ou separação de um conjunto de RED da rede elétrica principal não necessariamente constitui a formação de uma microrrede. Para caracterizar-se como uma entidade controlável subentende-se a existência de um gerenciamento para operação devida do conjunto de fonte(s), armazenador(es) e carga(s). A ausência de uma entidade coordenadora caracterizaria recursos operando individualmente sem constituir uma microrrede.

O gerenciamento da microrrede pode ser realizado por entidade prestadora de serviço imbuída de direitos legais, regulamentados, conferidos para operar a microrrede de forma cooperativa com a concessionária de energia elétrica. Uma regulamentação deve definir as responsabilidades pela instalação, operação e manutenção da microrrede durante condições normais e anormais do sistema.

Tendo em vista que as microrredes com arranjos como exemplificados nas Seções 2.1.4 à 2.1.7 englobam ativos da rede de distribuição de energia da concessionária, como alimentadores e barramentos da subestação, este trabalho vai apresentar a concepção de uma microrrede na instalação do consumidor, cujos objetivos são atender a um conjunto de cargas, priorizando a operação no ponto de maior eficiência dos RED e sempre que possível gerenciando o custo total da energia com a 'venda' de energia nos horários de ponta e o armazenamento nos horários fora da ponta.

Para atender esses objetivos é necessário conhecer as fontes, o sistema de armazenamento e as cargas que compõem a microrrede. Conhecido os elementos, é possível escolher a topologia da microrrede e assim determinar os conversores eletrônicos necessários, além da forma de controlá-los para que os objetivos especificados sejam alcançados.

As topologias da microrrede diferenciam-se principalmente devido ao barramento ao qual fontes, cargas e sistema de armazenamento estão conectados. Há microrredes com barramento principal CC, e outras com barramento CA. Isso influi diretamente no controle dos conversores, pois o sinal de controle em redes CC é basicamente o nível de tensão, enquanto em barras CA, a frequência também deve ser observada, além da preocupação com o fornecimento de energia reativa. Existem ainda microrredes com a presença dos dois barramentos (CC e CA), possuindo uma maior flexibilidade em relação à ligação das cargas, porém uma maior complexidade no controle (LEE, HAN e CHOI, 2010), (ZHANG, *et al.*, 2011).

A vantagem de ter o barramento comum CC é a eliminação da etapa conversora CC-CA de elementos da microrrede, fontes e sistemas armazenadores; por outro lado, haveria um estágio de inversão no ponto de conexão comum (PCC), que em microrredes de barramento CA é desnecessária. Outra vantagem da barra CC é que o circuito de sincronização e o controle de potência reativa seriam necessários apenas no conversor de conexão ao PCC.

Em relação às cargas, a configuração com somente barra CC ainda não é desejável, embora muitas cargas funcionem em corrente contínua, a maioria dos fabricantes hoje ainda utilizam apenas padrão de alimentação CA e para adaptar essas cargas seria necessário um conversor; por conseguinte, limitaria os benefícios citados anteriormente. As microrredes que possuem os dois barramentos têm uma maior flexibilidade no arranjo de cargas, mas há a necessidade de um conversor CC-CA agora para a ligação entre os barramentos, semelhante à microrrede de barramento CA.

As configurações estudadas serão apresentadas a seguir de acordo com a característica do barramento de cada microrrede. Primeiramente, serão apresentadas as topologias com barramento CC, seguida pelas topologias CA e, por fim, topologias com os dois barramentos.

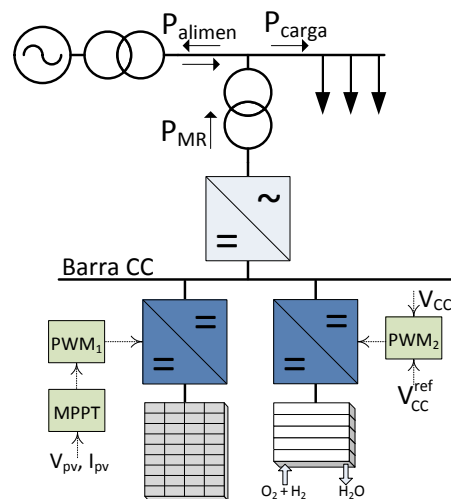
### 2.2.1 Barramento CC

Neste trabalho, uma microrrede é considerada com barramento CC quando apenas um conversor bidirecional CC-CA faz a ligação entre a microgeração/armazenamento e a rede elétrica. Três microrredes foram estudadas com essa característica. A primeira tem um conceito específico para a operação conectada, enquanto as outras duas podem trabalhar também isoladas. A seguir, será detalhada a operação dessas microrredes.

#### 2.2.1.1 Microrrede 1

Essa microrrede, proposta em (KHANH, *et al.*, 2010), é constituída por painéis solares e célula a combustível. As cargas são conectadas no PCC, como pode ser visto na Figura 2.2. Ela pode operar em dois métodos, controle do fluxo do alimentador (CFA) e controle de geração da fonte (CGF). Os sinais de controle são o fluxo de potência no alimentador ( $P_{alimen}$ ) e a potência produzida por cada uma das fontes.

Figura 2.2 - Configuração da microrrede 1



Fonte: Adaptado de (KHANH, *et al.*, 2010).

No CFA, as variações de carga são atendidas pela fonte híbrida, pois nesse modo de operação o objetivo é que a microrrede se comporte como uma carga fixa para a concessionária. Essa opção é escolhida geralmente quando o fluxo de potência do alimentador atingir seu limite.

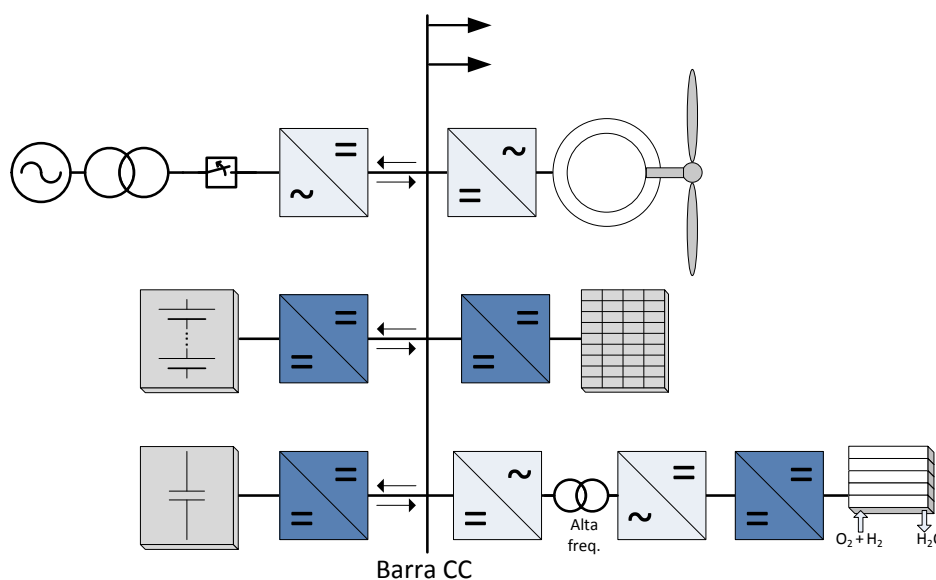
O CGF tem dois objetivos principais: deixar a fonte fotovoltaica operando no ponto de máxima potência e utilizar a célula combustível sempre na sua faixa de

máxima eficiência. Dessa forma, variações de carga devem ser supridas pela rede, e somente quando o alimentador atingir o seu limite, o sistema irá para o CFA; quando isso acontecer, a célula combustível irá produzir até o seu limite, não podendo mais haver acréscimo de carga.

### 2.2.1.2 Microrrede 2

Apresentada em (LEE, HAN e CHOI, 2010), essa microrrede é formada por um aerogerador síncrono de ímã permanente, por um conjunto de painéis solares e por uma célula a combustível, além de dois sistemas de armazenamento com características de resposta rápida e lenta, respectivamente, supercapacitores e baterias. As cargas são ligadas diretamente ao barramento CC. Os detalhes do sistema estudado são mostrados na Figura 2.3.

Figura 2.3 - Configuração da microrrede 2.



Fonte: Adaptado de (LEE, HAN e CHOI, 2010).

No modo conectado, o controle da tensão do barramento é realizado pelo conversor de conexão com a rede, enquanto no modo ilhado, os elementos armazenadores regulam essa tensão. Dessa forma, o sistema sempre apresenta um barramento com níveis aceitáveis de tensão, o que é essencial para o bom funcionamento de todos os conversores.

No modo conectado, a operação da microrrede consiste no armazenamento de energia quando o somatório da produção das GDs for maior que a demanda da carga, ou no envio de energia para a rede se os supercapacitores e as

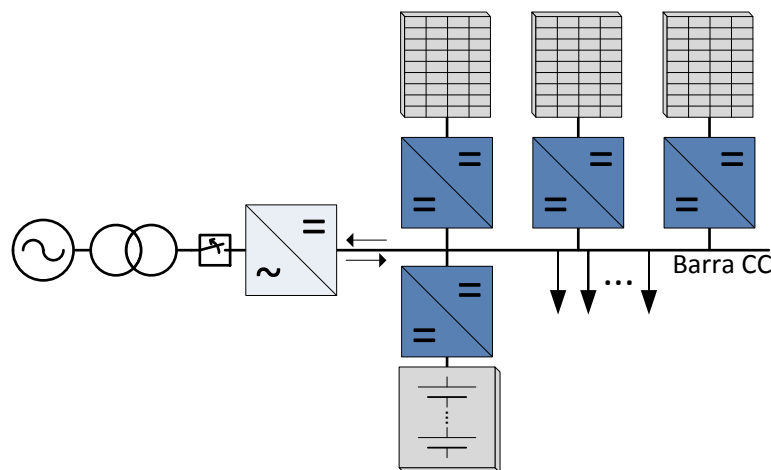
baterias já estiverem carregados. E quando a produção das fontes de geração distribuída for menor que a demanda de carga, há a utilização da energia da concessionária ou o descarregamento dos elementos armazenadores. Uma observação sobre os sistemas de armazenamento dessa topologia é que os supercapacitores atendem a uma pequena quantidade de carga, mas possuem resposta rápida, portanto, sua carga/descarga acontece sempre antes que a da bateria.

No modo ilhado, todo o controle do sistema fica sobre os armazenadores, sendo que o banco de supercapacitores faz a regulação nos transitórios, enquanto no estado permanente o banco de baterias é o principal regulador. Desse modo, quando a bateria está totalmente carregada, a potência de saída de cada uma das fontes é limitada. E quando a bateria está no seu estado de carga mínima, parte da carga do sistema é cortada.

### 2.2.1.3 Microrrede 3

Essa microrrede consiste de um conjunto de painéis solares e de um banco de baterias. Como no caso anterior, as cargas também estão na barra CC. A configuração do sistema apresentado na Figura 2.4 foi desenvolvida por (ZHANG, *et al.*, 2011).

Figura 2.4 - Configuração da microrrede 3.



Fonte: Adaptado de (ZHANG, *et al.*, 2011).

Essa microrrede opera também nos modos conectado e isolado. Baseado no nível de tensão do barramento CC, o objetivo desse controle é manter uma operação estável, mesmo que para isso seja necessário tirar os painéis do ponto de máxima potência.



No modo isolado, quando a geração é menor que a carga, a bateria está descarregando e controlando a tensão do barramento que permanece com um valor de referência de 0,9 pu, e os painéis operam na busca pelo ponto de máxima potência. Quando a geração é maior que a demanda, quem controla a tensão no barramento são os conversores dos módulos que não estão no ponto de máxima potência. A tensão de referência nesse caso é de 1,05 pu.

No modo conectado, o conversor bidirecional pode operar como retificador ou como inversor. Quando opera como retificador, significa que a produção de energia dos módulos está menor que a demanda. Nesse caso, o conversor do banco de baterias não opera e a tensão de referência é 0,95 pu. Quando a produção ultrapassa a potência requerida pela carga, o banco de baterias começa a ser carregado até a carga completa e depois é desabilitado. Além disso, o conversor de conexão à rede começa a funcionar como inversor, e a tensão no barramento possui valor de referência de 1 pu.

### **2.2.2 Barramento CA**

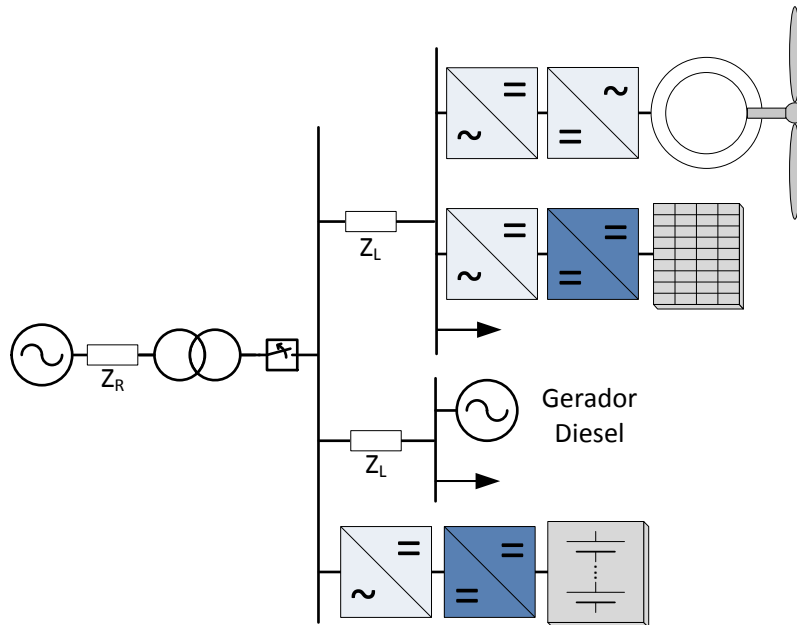
São apresentadas duas configurações para microrredes com barramento CA. A primeira utiliza um controle cooperativo e possui dois níveis de controle para atendimento das cargas. A outra visa o atendimento de cargas críticas que se desenergizadas implicam em vários danos e custos.

#### *2.2.2.1 Microrrede 4*

O controle desse sistema pode operar no modo conectado à rede e no modo ilhado. Há o controle do fluxo de potência no PCC no modo conectado e o controle de frequência e tensão no modo isolado. O controle é baseado em dois níveis, primeiro a atuação do banco de baterias e, logo após, o controle da microrrede determina quanto deve ser a produção de cada uma das fontes, a fim de retornar a zero a potência de saída do banco de baterias.

A escolha do valor que cada fonte deve produzir vai depender da sua produção atual e da disponibilidade de recursos, como vento, irradiância e combustível. A configuração da microrrede, desenvolvida por (JEON, *et al.*, 2010), é apresentada na Figura 2.5.

Figura 2.5 - Configuração da microrrede 4.

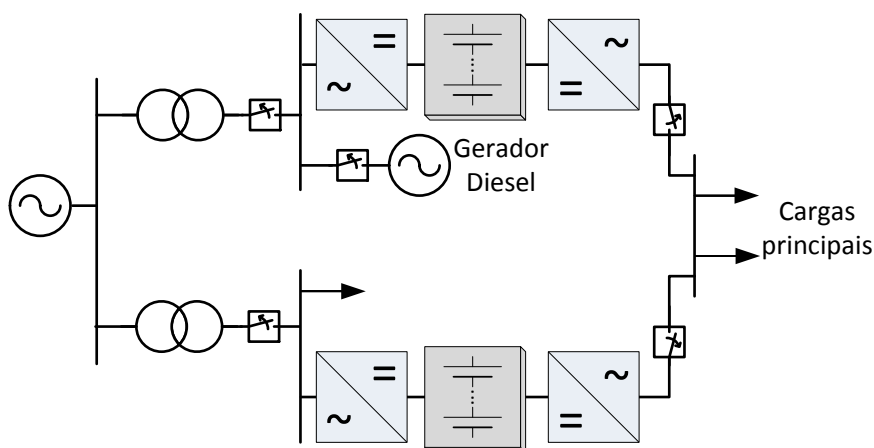


Fonte: Adaptado de (JEON, *et al.*, 2010).

### 2.2.2.2 Microrrede 5

Essa microrrede foi projetada com o intuito de atender cargas específicas que não podem sofrer desligamentos, como centrais de dados, servidores de computadores e laboratórios de informações. Dessa forma, a microrrede foi projetada com duas entradas da rede elétrica com um sistema de fonte de alimentação ininterrupta (UPS, em inglês, *uninterruptible power supply*) em cada uma delas, além de um gerador a diesel, caso a rede elétrica principal precise ser desconectada. A Figura 2.6 mostra o diagrama simplificado da microrrede que é utilizada em um campus universitário.

Figura 2.6 - Configuração da microrrede 5.



Fonte: Adaptada de (PALAMAR, PETTAI e BELDJAJEV, 2010).

Durante a operação conectada, as cargas da microrrede são atendidas totalmente pela rede elétrica da concessionária, além disso, as UPS ficam carregando continuamente suas baterias. Quando ocorre alguma falta na rede elétrica principal, os sensores da microrrede a desconectam. Durante a transição para a operação isolada, as UPS alimentam as cargas até o gerador a diesel estabilizar a produção de energia. Quando cessada a falta na rede elétrica, a tensão da microrrede é sincronizada e reconectada; logo depois o gerador a diesel é desligado.

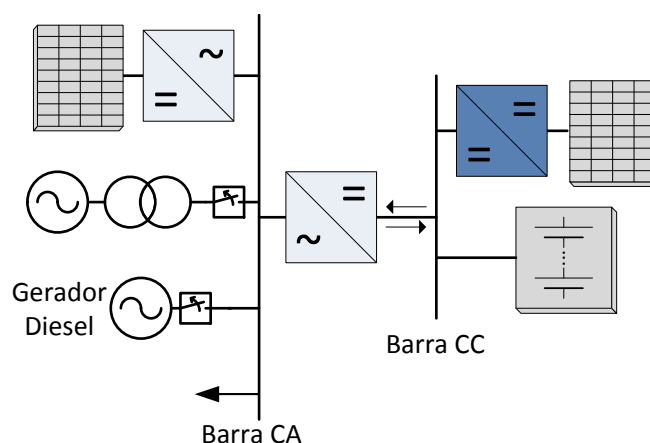
### 2.2.3 Barramento CA e CC

São consideradas microrredes com barramentos CC e CA, se houver um conversor CC-CA que conecte mais de uma fonte ou carga do sistema e houver ao mesmo tempo outra fonte que se conecte ao barramento CA por um conversor próprio ou sem conversor.

#### 2.2.3.1 Microrrede 6

Essa microrrede é composta por um conversor híbrido que conecta um conjunto de módulos fotovoltaicos e um banco de baterias ao barramento CA. Nesse barramento, há ainda a conexão de um gerador a diesel, de cargas CA e de outro sistema fotovoltaico, além da conexão com a rede elétrica da concessionária. A Figura 2.7 deixa mais clara a topologia proposta. O sistema pode operar no modo ilhado ou em paralelo com a rede.

Figura 2.7 - Configuração da microrrede 6.



Fonte: Adaptado de (SERBAN e SERBAN, 2010).

O conversor híbrido pode operar nos seguintes modos: fonte de tensão controlada, fonte de corrente controlada e retificador. No modo fonte de tensão, o

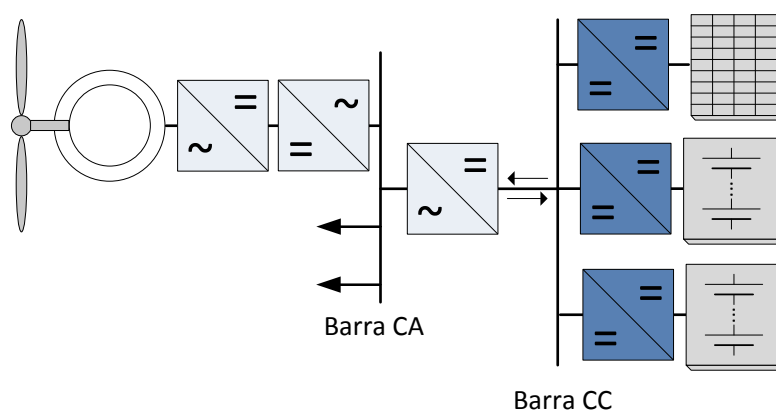
sistema está no modo isolado e o conversor híbrido faz o controle da tensão e da frequência através da conversão CC-CA, portanto a energia flui do banco de baterias e dos painéis. No modo fonte de corrente, o sistema está conectado à rede ou ao gerador a diesel que garantem os níveis de tensão e frequência. A corrente da carga é controlada e a energia do conjunto banco de baterias e painéis conectados ao conversor híbrido só pode ser transferida para as cargas CA.

Por fim, no modo retificador, o conversor híbrido funciona na conversão CA-CC. O banco de baterias pode ser carregado pelo conjunto painéis mais inversor (modo isolado), pelo gerador (modo isolado) ou pela rede (conectado).

### 2.2.3.2 Microrrede 7

Essa microrrede foi projetada para atender cargas remotas em locais onde o custo para conexão com rede elétrica pública é proibitivo. Dessa forma, fontes renováveis, solar-fotovoltaica e eolielétrica, foram utilizadas associadas a dois conjuntos de baterias para alimentar a carga local da região. Embora pela configuração da microrrede, ela possa atuar tanto no modo conectado como no modo isolado, o foco do trabalho (ZHANG, JIA e GUO, 2012) é apresentar o gerenciamento dos recursos de armazenamento para a operação isolada, de forma que o sistema se torne estável e o número de ciclos de vida das baterias seja estendido.

Figura 2.8 - Configuração da microrrede 7.



Fonte: Adaptado de (ZHANG, JIA e GUO, 2012).

O conversor CC-CA que faz a conexão entre as barras CC e CA é responsável por manter a tensão e a frequência da barra CA. Já os conversores da turbina eólica e dos módulos fotovoltaicos funcionam na busca da máxima eficiência dessas microfuentes. Os conversores ligados aos bancos de baterias trabalham para manter

a tensão da barra CC, e de acordo com a variação de tensão desse barramento as baterias carregam ou descarregam.

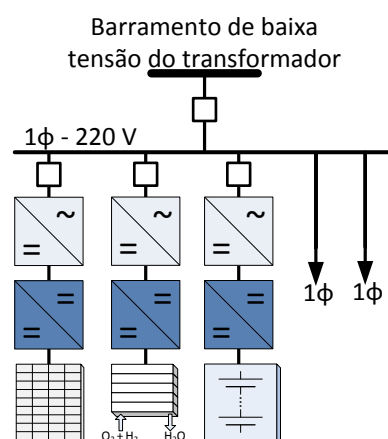
O gerenciamento desta microrrede visa prolongar a vida útil, aumentando o período entre os processos de carga e de descarga das baterias. Esse gerenciamento adota diversos limites para o estado da carga (em inglês, *state of charge*, SOC) das baterias, a partir do valor do SOC e da produção das microfones, cargas ou geração podem ser desconectadas da microrrede.

### 2.3 Microrredes propostas

Duas microrredes com barramento CA são propostas neste trabalho, uma configuração monofásica e uma trifásica. O objetivo é mostrar que independente do tipo de ligação do consumidor com a rede da concessionária é possível o investimento na microgeração e na formação de microrredes. Essas configurações foram propostas como o início de estudos para implantação de uma microrrede que deve fazer parte do laboratório de redes inteligentes que está sendo construído na Universidade Federal do Ceará.

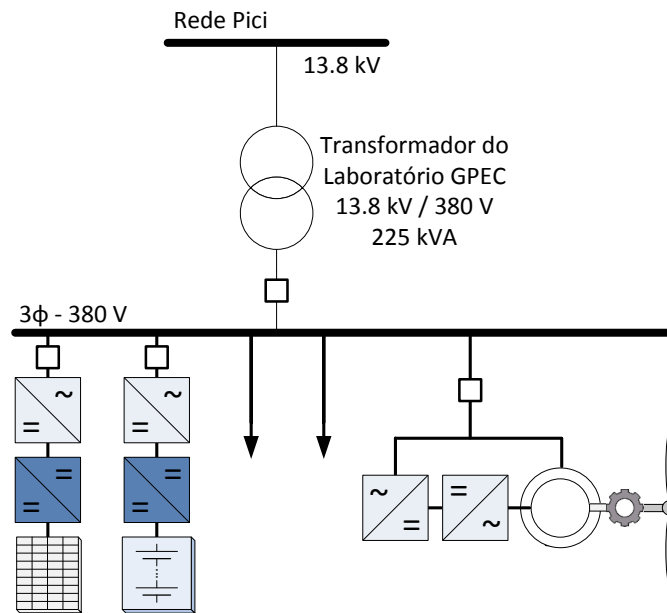
A primeira microrrede apresentada na Figura 2.9 é composta por um conjunto de módulos fotovoltaicos que juntos possuem 2160 Wp, a célula a combustível possui potência nominal de 1200 W, enquanto o conjunto de baterias foi projetado para atender uma carga de 1500 W por até 3 horas.

Figura 2.9 - Microrrede monofásica proposta.



A Figura 2.10 mostra a configuração da microrrede trifásica proposta neste trabalho. Essa microrrede é composta por um aerogerador de 10 kW, um conjunto de módulos fotovoltaicos de 4050 Wp e um banco de baterias que suporta uma carga de até 3000 W por até 3 horas.

Figura 2.10 - Microrrede trifásica proposta.



Sendo a tecnologia de aerogerador escolhida o gerador de indução de dupla alimentação (DFIG, do inglês: *Double Fed Induction Machine*), que possui enrolamentos trifásicos para a conexão, a microrrede deve possuir uma instalação trifásica, portanto os outros recursos (módulos fotovoltaicos e banco de baterias) foram modelados para a conexão a um barramento trifásico.

As tensões de conexão foram escolhidas de acordo com o PRODIST, documento que regula os procedimentos adotados no sistema de distribuição. As informações utilizadas para essa escolha foram retiradas da seção 3.7 (módulo 3), que versa sobre o acesso ao sistema de distribuição de micro e minigeração distribuída. Embora exista a definição de microrrede no PRODIST, o significado dado para o termo é semelhante ao do IEEE, como uma parte do sistema elétrico que havendo recursos distribuídos pode operar de forma isolada. Portanto, foi considerada a soma das potências das microfuentes, pois do ponto de vista da rede é considerada apenas uma unidade de microgeração.

Mesmo considerando a soma da potência das microfuentes para a escolha da tensão de conexão, como se houvesse apenas uma microgeração distribuída, ainda resta dúvida sobre a classificação da célula a combustível, pois esse elemento não é enquadrado na definição de microgeração no PRODIST. De acordo com a revisão do PRODIST, baseada na Resolução Normativa nº 482/2012, microgeração distribuída é:

Central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 100 kW e que utilize fontes com base em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa ou cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras (ANEEL, 2012a).

Destarte, não sendo a célula combustível baseada em energia hidráulica, eólica, solar, biomassa ou cogeração qualificada, ela não pode ser considerada uma microgeração ou minigeração. Utilizando as definições do PRODIST em sua versão mais atual, uma classificação possível para a célula a combustível seria apenas de geração distribuída que é:

Centrais geradoras de energia elétrica, de qualquer potência, com instalações conectadas diretamente no sistema elétrico de distribuição ou através de instalações de consumidores, podendo operar em paralelo ou de forma isolada e despachadas – ou não – pelo ONS (ANEEL, 2012a).

Ao considerar a célula a combustível como geração distribuída, apenas a burocracia para a conexão seria maior, pois para o nível de potência da fonte adotado neste trabalho, os níveis de tensão e requisitos de proteção seriam os mesmos de acordo com a seção 3.3 do PRODIST (ANEEL, 2012b).

A Tabela 2.1 apresenta os níveis de tensão de conexão para centrais geradoras que são consideradas micro e minigeração, de acordo com a seção 3.7 do módulo 3 do PRODIST, sendo considerada microgeração fontes com potência de até 100 kW e minigeração fontes com potência entre 101 kW e 1 MW.

Tabela 2.1 - Níveis de tensão para a conexão de micro e minigeração.

Potência instalada	Níveis de tensão de conexão
< 10 kW	Baixa tensão (monofásico, bifásico ou trifásico)
10 a 100 kW	Baixa tensão (trifásico)
101 a 500 kW	Baixa tensão (trifásico) / Média tensão
501 kW a 1 MW	Média tensão

Fonte: (ANEEL, 2012b).

A Tabela 2.2 apresenta os níveis de tensão para centrais de geração que não estão contidas no conceito de micro e minigeração, de acordo com a seção 3.3 do módulo 3 do PRODIST.

Tabela 2.2 - Níveis de tensão para a conexão de centrais geradoras.

Potência instalada	Níveis de tensão de conexão
< 10 kW	Baixa tensão (monofásico)
10 a 75 kW	Baixa tensão (trifásico)
76 a 500 kW	Baixa tensão (trifásico) / Média tensão
501 kW a 30 MW	Média tensão / Alta tensão
> 30 MW	Alta tensão

Fonte: Adaptada de (ANEEL, 2012b).

A Tabela 2.3 expõe a determinação da concessionária local (COELCE) para a conexão de microgeração a sua rede. Nota-se que a concessionária utiliza o termo carga instalada para a determinação da tensão de conexão da micro ou mini-geração, isto porque a concessionária limita a potência do gerador ao valor da carga instalada na unidade consumidora de baixa tensão ou ao valor da demanda contratada nas unidades consumidoras de média tensão.

Tabela 2.3 - Níveis de tensão para a conexão de centrais geradoras.

Carga instalada	Tensão nominal	Sistema elétrico
≤ 10 kW	220 V	Baixa tensão (monofásico)
> 10 kW e ≤ 75 kW	380 V	Baixa tensão (trifásico)
> 75 e ≤ 1 MW	13800 V	Média tensão

Fonte: (COELCE, 2012).

Enfim, a microrrede monofásica deve ser conectada em 220 V que é a tensão monofásica, enquanto a microrrede trifásica deve ser conectada na baixa tensão em barramento trifásico, cujo valor da tensão de linha é 380 V. Detalhes sobre a operação dessas microrredes serão apresentados ao longo dos próximos capítulos.

## 2.4 Considerações finais

Através das discussões deste capítulo, nota-se que o termo microrrede é abrangente e possui significados diferentes, dependendo de quem o define. O IEEE (norma 1547) e o PRODIST (módulo 1) definem microrrede como um parte do sistema elétrico que pode ser desconectado e funcionar de forma ilhada apenas com a



geração local quando houver falta ou falha da fonte principal. Já a maioria dos artigos disponíveis na literatura científica definem microrrede como um conjunto de cargas e de pequenos ou médios geradores que através de um gerenciamento se comportam como uma única entidade, e, além disso, pode atender suas cargas de forma segura caso seja necessário se desconectar da rede elétrica da concessionária.

Outro ponto importante foi a exposição das sete formas de ilhamento do sistema de distribuição apresentada pelo IEEE e, nesse contexto, a identificação das microrredes apresentadas pela comunidade científica como o ilhamento da instalação do consumidor. Com as configurações apresentadas, notou-se a flexibilidade na escolha do arranjo e na utilização de fontes, além da presença constante de armazenadores que são os responsáveis pela estabilidade dos sistemas em transitórios e no modo isolado asseguram tensão e frequência quando não há geradores a diesel e balanço entre geração e carga.

*Página em branco.*

---

---

## CAPÍTULO 3

### MODELAGEM DOS RECURSOS DISTRIBUÍDOS DE ENERGIA

---

---

O sistema elétrico de potência é formado por centenas de equipamentos e instalações que possuem um custo elevadíssimo. Mesmo estudando parcelas reduzidas desse sistema com equipamentos de baixa potência os custos ainda são altos. Por isso, a melhor forma de desenvolver e testar soluções para estes sistemas é através de simulação.

Os simuladores de sistemas de potência hoje apresentam resultados próximos aos obtidos na prática. E quanto maior o nível de detalhes do modelo mais próximo à realidade, embora se perca no elevado tempo de simulação do estudo em questão.

As microfuentes de energia utilizadas nesse trabalho são todas de origem renovável. E para integra-las ao sistema elétrico são necessários conversores de potência, seja porque são fontes com a característica de corrente contínua no caso da célula a combustível e dos módulos fotovoltaicos, ou porque possuem frequência variável como é o caso do gerador de indução duplamente alimentado. O sistema de armazenamento estudado também possui característica de corrente contínua, portanto para ser conectado a uma microrrede CA também são necessárias etapas conversoras.

A elevada frequência de chaveamento desses conversores é a principal responsável pelos elevados tempo de simulação anteriormente mencionado. O passo de simulação máximo utilizado para todas as simulações desse trabalho foi de  $0,5\mu\text{s}$ , pois todos os conversores foram modelados para uma frequência de chaveamento de 20 kHz geralmente empregada nos níveis de potência que serão modelados e por ser uma frequência inaudível (PIENIZ, 2006).

A seguir são apresentados os modelos das fontes e do sistema de armazenamento e seus respectivos conversores, além do controle associado aos conversores para diferentes modos de operação.

### 3.1 Sistema de armazenamento

Dentro de uma microrrede, o sistema de armazenamento pode assumir diferentes funções. Entre elas está o balanceamento entre geração e demanda, principalmente devido à contínua variação das cargas e à característica das microfuentes de energia que em geral são intermitentes. Outra função, já associada ao gerenciamento desses dispositivos, é a possibilidade de armazenar energia durante os períodos em que os preços da energia são mais baixos e injetar na rede nos períodos de taxas mais elevadas da eletricidade. Outras contribuições do sistema de armazenamento incluem estabilidade de tensão e frequência, melhoria na qualidade de energia e postergação de investimentos no aumento da capacidade dos equipamentos de distribuição como linhas e transformadores (BAHRAMIRAD e CAMM, 2012).

Diversos são os elementos que podem ser utilizados como armazenadores de energia, como capacitores, baterias, células a combustível, supercondutores magnéticos e *flywheels*. Esses dispositivos são bastante diferentes entre si, tanto no princípio de funcionamento quanto na sua utilização. Por exemplo, enquanto capacitores armazenam energia em campos elétricos, as baterias armazenam energia eletroquímica, as células a combustível armazenam energia química, os supercondutores armazenam energia em campos magnéticos e os *flywheels* armazenam energia cinética. A utilização desses equipamentos é definida principalmente pelas características de densidade de energia e densidade de potência de cada um deles, que podem ser observadas na Figura 3.1.

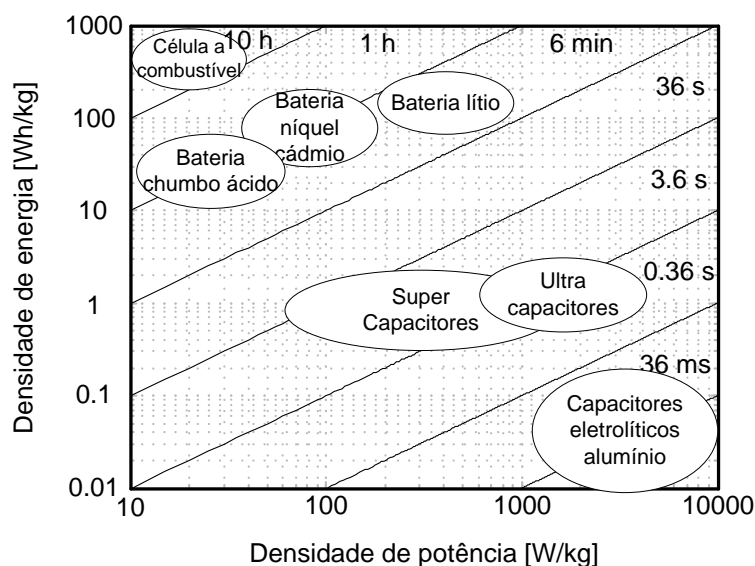
A densidade de energia de um equipamento de armazenamento é a relação entre a energia armazenada e sua massa. Quanto maior a densidade de energia de um corpo, maior é a quantidade de energia que ele pode armazenar na sua massa. Já a densidade de potência é a quantidade máxima de potência que pode ser fornecida por unidade de massa. Densidade de potência elevada significa que os equipamentos podem ser carregados e descarregados mais rapidamente (RSC, 2003).

Equipamentos que possuem valores elevados de densidade de energia são utilizados geralmente para compensar variações de demanda ou de produção em períodos entre minutos e horas, como é o caso do pico de demanda nos horários de ponta ou a não produção de energia por painéis fotovoltaicos durante a noite. Enquanto os armazenadores que possuem elevados valores de densidade de potência compensam as variações de mais rápidas como o sombreamento de módulos

fotovoltaicos ou uma rajada de vento para um aerogerador ou ainda chaveamento de cargas (ZHOU, *et al.*, 2011).

O diagrama da Figura 3.1 mostra que geralmente os equipamentos possuem ou elevada densidade de energia ou elevada densidade de potência ou ainda os dois parâmetros em valores intermediários, ou seja, ainda não foi desenvolvido um equipamento que possua altos valores das duas características que são igualmente importantes para os sistemas de energia. Portanto é comum o desenvolvimento de sistemas híbridos de armazenamento. Uma combinação comum é a utilização de supercapacitores para atender os transitórios e baterias para variações em regime permanente (PAWELEK, *et al.*, 2010) e (ZHOU, *et al.*, 2011).

Figura 3.1 - Gráfico de densidade de energia versus densidade de potência de diversos elementos armazenadores.



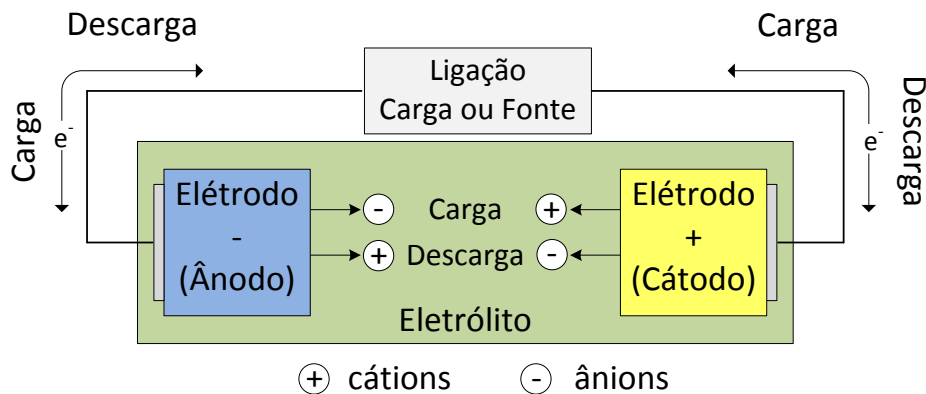
Fonte: Adaptado de (ZHOU, *et al.*, 2011).

Este trabalho tem foco nas variações em baixa frequência, portanto, o sistema de armazenamento escolhido deve possuir valores significativos de densidade de energia. Baterias foram escolhidas como sistema de armazenamento, por ser uma tecnologia totalmente conhecida, além de ser fácil sua aquisição. A seguir serão apresentadas algumas características das baterias mais conhecidas atualmente, a escolha do tipo de bateria e a modelagem utilizada para realizar as simulações do sistema de armazenamento da microrrede.

### 3.1.1 Bateria

As baterias como já foi dito anteriormente armazenam energia na forma eletroquímica. O funcionamento desses equipamentos consiste da troca de íons entre os elétrodos através do eletrólito, no qual estão imersos, e da passagem de elétrons livres pelo circuito externo (DÍAZ-GONZÁLEZ, *et al.*, 2012). Os elétrons estão livres devido às reações químicas espontâneas que ocorrem durante o período de descarga e às reações não espontâneas que acontecem durante a carga. A Figura 3.2 mostra o esquemático de funcionamento de uma bateria com o sentido percorrido pelos elétrons durante sua carga e descarga.

Figura 3.2 - Esquema de funcionamento de uma bateria.



Fonte: Adaptado de (DÍAZ-GONZÁLEZ, *et al.*, 2012).

As diferenças entre os tipos de bateria são principalmente na composição dos elétrodos e do eletrólito. Cada conjunto de substância que forma uma bateria tem características específicas que torna cada bateria com propriedades tão distintas entre si. A Tabela 3.1 mostra algumas características das baterias recarregáveis mais conhecidas.

Tabela 3.1 - Valores encontrados para uma bateria de 63 Ah.

Tipo de bateria	Efeitos de memória	Densidade de energia [Wh/kg]	Vida útil [anos]
Chumbo ácido	Não	30 - 50	5 - 15
Níquel cádmio	Sim	55	15 - 20
Sódio enxofre	Não	80 - 140	15 - 20
Lítio íon	Não	150	5 - 15
Zinco ar	Não	180 - 200	5
Hidreto de níquel metálico	Pequeno	60	15 - 20

Fonte: Adaptado de (HINRICHS e KLEINBACH, 2004) e (DEEC, 2006).

Esses equipamentos são em sua maioria compostos por substâncias tóxicas e/ou poluentes, seja nos elétrodos (chumbo e cádmio), nos eletrólitos ou nos solventes utilizados nos eletrólitos (caso dos solventes da bateria de lítio íon). Em menor ou maior probabilidade todas as baterias podem causar danos ao homem ou ao meio ambiente. Algumas causam menor impacto como as de hidreto de níquel metálico, porém os custos são muitas vezes proibitivos.

Embora a questão ambiental não seja o principal ponto na escolha do tipo de bateria para o sistema de armazenamento da microrrede, é importante se certificar que as baterias possam ser no mínimo recicladas. Isso é relevante principalmente para os investidores que buscam projetos sustentáveis, portanto uma microrrede formada apenas por fontes renováveis não poderia falhar no sistema de armazenamento.

As baterias de chumbo-ácido possuem a maior maturidade tecnológica (mais de 140 anos), por isso são as baterias que possuem os melhores programas de reciclagem desenvolvidos, além disso, mais de 95% dessas baterias são recicladas nos países desenvolvidos (ETCHEVERRY, 2012). Esse é um dos motivos pela qual a bateria de chumbo-ácido é a melhor opção para a microrrede em desenvolvimento. Outros motivos mais relevantes para essa escolha são custo relativamente baixo, vida útil longa, resposta rápida e baixa taxa de auto descarga (CONNOLLY, 2010).

### *3.1.1.1 Modelo da bateria*

Os modelos matemáticos que permitem a análise do funcionamento da bateria durante a carga e a descarga que existem na literatura são: modelos eletroquímicos, analíticos, estocásticos e elétricos (PORCIUNCULA, 2012). Enquanto os modelos eletroquímicos apresentam uma alta complexidade e a utilização de muitos parâmetros muitas vezes difíceis de serem conhecidos, os modelos analíticos e estocásticos consideram um conjunto bem menor de equações, no entanto a precisão desses modelos é bem reduzida em relação ao modelo eletroquímico. Já os modelos elétricos possuem uma precisão intermediária em relação aos outros três modelos (PORCIUNCULA, 2012).

O modelo elétrico é o mais adequado especialmente para o desenvolvimento em simuladores de sistemas elétricos como o PSCAD, utilizado neste trabalho. O trabalho de (PORCIUNCULA, 2012) apresenta uma série de modelos elétri-

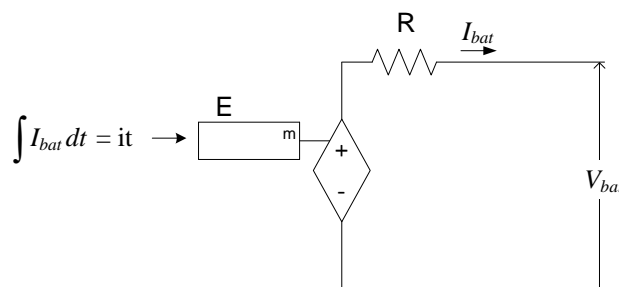
cos que podem ser utilizados para representar uma bateria, incluindo modelos bem simples formados apenas por capacitores, resistores e fontes de tensão. Este trabalho vai colocar em destaque apenas o modelo utilizado para simulação no PSCAD.

O modelo elétrico apresentado neste trabalho foi desenvolvido por (TREMBLAY, DESSAINT e DEKKICHE, 2007) e pode representar bem baterias de chumbo ácido, lítio íon, níquel cádmio e hidreto de níquel metálico. Os autores, através de experimentos, mostram o quão próximo à curva de descarga encontrada com a simulação fica das curvas reais de descarga com corrente constante. As limitações do modelo são listadas a seguir:

- Não é modelado o efeito de memória;
- Não é representada a auto descarga;
- A temperatura não causa efeitos no comportamento do modelo;
- A capacidade da bateria não é alterada com a amplitude da corrente;
- Os parâmetros do modelo são deduzidos a partir da curva de descarga e assume-se que são os mesmo para a carga.
- A resistência interna é suposta constante e não varia com a amplitude da corrente;
- A tensão mínima na bateria é 0 V para uma carga nula, e a tensão máxima da bateria é limitada em  $2 \cdot E_0$ ;
- A capacidade mínima da bateria é 0 Ah e a máxima capacidade é limitada em Q Ah. Dessa forma, o SOC (*State of charge*) não ultrapassa 100%, mesmo se a bateria estiver sobrecarregada.

É mostrado na Figura 3.3 o circuito utilizado nas simulações que é formado por uma fonte de tensão controlada em série com uma resistência.

Figura 3.3 - Circuito utilizado para modelar a bateria.



A seguir serão apresentados detalhadamente os cálculos dos parâmetros



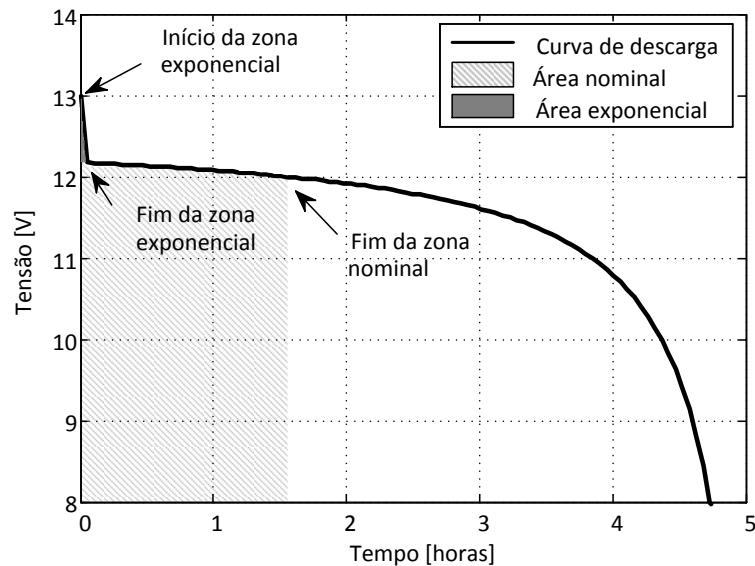
deduzidos em (TREMBLAY, DESSAINT e DEKKICHE, 2007). A tensão do modelo é dada por:

$$E = n_s \left[ E_0 - K \frac{n_p Q}{n_p Q - it} + A e^{-\left(\frac{B}{n_p} it\right)} \right] \quad (3.1)$$

em que  $E_0$  é chamada tensão constante,  $K$  é a tensão de polarização,  $Q$  é capacidade nominal da bateria,  $A$  é a amplitude de tensão na zona exponencial,  $B$  é a constante inversa de tempo na zona exponencial,  $it$  é a carga atual da bateria,  $n_s$  é o número de baterias em série e  $n_p$  é número de baterias em paralelo.

Todos os parâmetros do modelo, inclusive a resistência interna mostrada na Tabela 3.2, são calculados de acordo com a curva de descarga disponibilizada pelos fabricantes. Um exemplo dessa curva para uma corrente de descarga constante igual  $0,2 \cdot C$ , em que  $C$  significa a capacidade nominal da bateria dividida por uma hora, é ilustrado na Figura 3.4, na qual estão em destaque as áreas exponencial e nominal da curva.

Figura 3.4 - Curva de descarga de uma bateria de 63 Ah.



Fonte: Adaptado de (TREMBLAY, DESSAINT e DEKKICHE, 2007).

A resistência interna da bateria para esse modelo é diferente do valor disponibilizado pelos fabricantes e é determinada por:

$$R = n_s E_{nom} \frac{1 - \eta_{bat}}{n_p I_{des}} = \frac{n_s}{n_p} E_{nom} \frac{1 - \eta_{bat}}{0,2Q} \quad (3.2)$$

Esta equação foi desenvolvida através de uma relação analítica entre resistência interna, tensão nominal ao fim da zona nominal,  $E_{nom}$ , e corrente de descarga nominal,  $I_{des}$ . O valor do rendimento,  $\eta_{bat}$ , foi determinado empiricamente, e para os diversos tipos de baterias modelas em (TREMBLAY, DESSAINT e DEKKICHE, 2007), verificou-se que um valor de rendimento que mostrou bons resultados para a representação do modelo foi de 99,5%.

O parâmetro que pode ser calculado diretamente dos valores retirados da curva é a queda de tensão durante a zona exponencial, encontrado por:

$$A = E_{ie} - E_{fe} \quad (3.3)$$

em que  $E_{ie}$  é a tensão ao início da zona exponencial e  $E_{fe}$  é a tensão ao fim da zona exponencial.

O valor de  $B$  depende da capacidade de corrente durante a zona exponencial,  $Q_{zexp}$ , que por sua vez é calculada pela multiplicação entre a corrente de descarga nominal e o tempo de duração da zona exponencial,  $\Delta t_{zexp}$ , ou seja,

$$B = \frac{3}{Q_{zexp}} = \frac{3}{I_{des}\Delta t_{zexp}} \quad (3.4)$$

A tensão de polarização, dada por:

$$K = [E_{ie} - E_{nom} + A(e^{-B \cdot Q_{znom}} - 1)] \left( \frac{Q - Q_{znom}}{Q_{znom}} \right) \quad (3.5)$$

utiliza entre outros parâmetros o valor da capacidade da bateria durante a zona nominal,  $Q_{znom}$ , cujo cálculo é dado por:

$$Q_{znom} = I_{des}\Delta t_{znom} \quad (3.6)$$

em que  $\Delta t_{znom}$  é o tempo de duração da zona nominal.

Por fim, o último parâmetro do modelo a ser calculado é:

$$E_0 = E_{ie} + K + E_{nom}(1 - \eta_{bat}) - A \quad (3.7)$$

que utiliza praticamente todas as variáveis citadas anteriormente.

Os valores encontrados para uma bateria de tensão nominal de 12 V e

capacidade nominal de corrente de 63 Ah, Figura 3.4, estão listados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 - Valores encontrados para uma bateria de 63 Ah.

Parâmetro	Cálculo	Resultado
$R$	$\frac{n_s}{n_p} \cdot E_{nom} \cdot \frac{1 - \eta_{bat}}{0,2 \cdot Q} = \frac{1}{1} \cdot 12 \cdot \frac{1 - 0,995}{0,2 \cdot 63}$	4,76 mΩ
$A$	$E_{ie} - E_{fe} = 13,06 - 12,21$	0,85 V
$B$	$\frac{3}{I_{des} \cdot \Delta t_{zexp}} = \frac{3}{12,6 \cdot 0,01667}$	14,28 Ah <sup>-1</sup>
$Q_{znom}$	$I_{des} \cdot \Delta t_{znom} = 12,6 \cdot 1,5514$	19,55 Ah
$K$	$[E_{ie} - E_{nom} + A \cdot (e^{-B \cdot Q_{znom}} - 1)] \cdot \left( \frac{Q - Q_{znom}}{Q_{znom}} \right)$	0,48 V
$E_0$	$E_{ie} + K + E_{nom} \cdot (1 - \eta_{bat}) - A$	12,75 V

O cálculo do SOC com as limitações anteriormente citadas é calculado, em porcentagem, por:

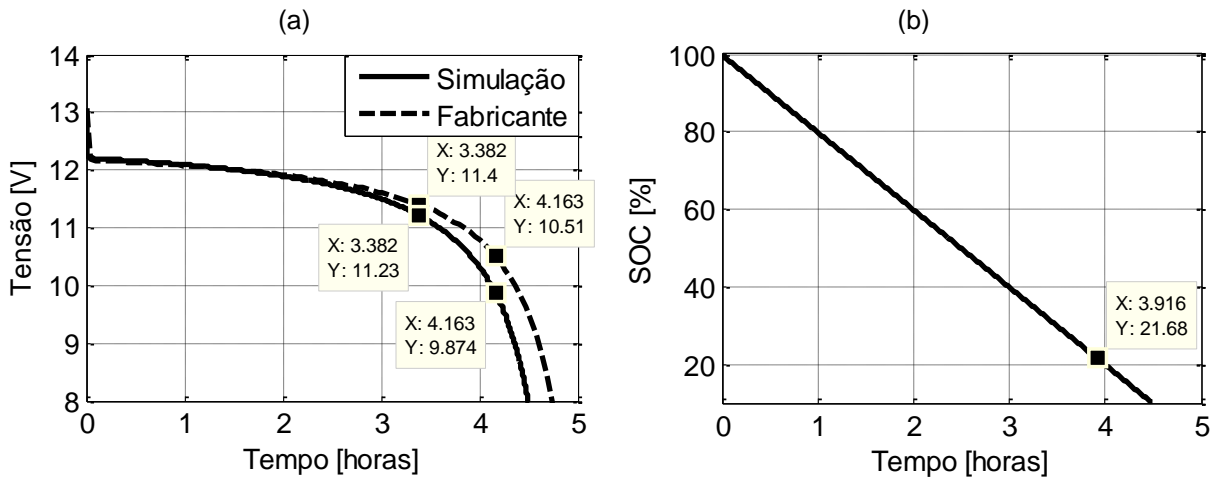
$$SOC = 100 \left( 1 - \frac{it}{n_p \cdot Q} \right). \quad (3.8)$$

A Figura 3.5 (a) mostra a comparação entre o modelo detalhado anteriormente e a curva de descarga do fabricante utilizada para desenvolvê-lo, enquanto a Figura 3.5 (b) mostra o estado da carga da bateria durante a simulação com uma corrente de descarga constante de 12,6 A.

Os resultados são bons durante toda a zona nominal na qual as curvas estão sobrepostas, depois da zona nominal o erro cresce. No ponto de descarga máxima de 10,5 V, indicado pelos fabricantes como descarga profunda, o erro foi um pouco menor que 6,05%. Já o valor do SOC apresentou o valor de 21,7% nesse ponto.

Neste trabalho, por ser desejada uma expectativa de vida útil da bateria maior a descarga máxima será de 60% (que corresponde a uma tensão de 11,4 V e SOC = 40%), portanto o maior erro entre a simulação e a curva do fabricante será menor que 1,5%.

Figura 3.5 - Resultados para a bateria de 63 Ah. (a) Comparação entre a simulação e a curva base. (b) Estado da carga (SOC) durante a simulação.



Outro modelo elétrico estudado durante o desenvolvimento deste trabalho foi o mesmo utilizado na biblioteca *SimPowerSystems* do Simulink/MATLAB e apresentado em (TREMBLAY e DESSAINT, 2009). Existem duas diferenças entre os dois modelos dos mesmos autores, embora as limitações listadas anteriormente sejam as mesmas.

A primeira diferença é que em (TREMBLAY e DESSAINT, 2009) a área exponencial é mais bem representada durante a recarga para as baterias de níquel cádmio, hidreto de níquel metálico e chumbo ácido, devido a um ciclo de histerese na zona exponencial. A segunda diferença é que nesse mesmo modelo existe a presença de um termo não linear que quando se tentou implementar com os recursos do PSCAD causou uma instabilidade durante o carregamento da bateria, essa instabilidade já era prevista em (TREMBLAY, DESSAINT e DEKKICHE, 2007). Portanto, optou-se pelo modelo já descrito.

O código do algoritmo descrito acima implementado no PSCAD está no Apêndice A deste trabalho.

### 3.1.1.2 Dimensionamento do banco de baterias

O dimensionamento do banco de baterias (BB) depende de dois fatores: a demanda total das cargas que se pretende atender e por quanto tempo essa carga deve ser atendida. Outro fator relevante é o número de baterias em série que formam o barramento, determinando a tensão de entrada.

Para determinar a capacidade das baterias, é necessário primeiro determinar a tensão do barramento de entrada. Esta tensão depende do ganho de tensão

do conversor CC-CC, que será modelado na próxima seção, e da tensão necessária na entrada do inversor para que o mesmo consiga gerar uma tensão eficaz de fase de 220 V. A tensão do barramento do banco de baterias para a microrrede monofásica é calculada por:

$$V_{bat_{1\phi}} = \frac{V_{inv\_bat_{1\phi}}}{G_{1\_bat_{1\phi}}} = \frac{800}{6,67} = 120 \text{ V}, \quad (3.9)$$

e para a microrrede trifásica, por:

$$V_{bat_{3\phi}} = \frac{V_{inv\_bat_{3\phi}}}{G_{1\_bat_{3\phi}}} = \frac{800}{4,17} = 192 \text{ V}, \quad (3.10)$$

em que  $V_{bat_{1\phi}}$  e  $V_{bat_{3\phi}}$  são as tensões dos barramentos dos BB das microrredes, respectivamente, monofásica e trifásica,  $V_{inv\_bat_{1\phi}}$  e  $V_{inv\_bat_{3\phi}}$  são as tensões de entrada dos inversores dos sistemas de armazenamento de energia das microrredes monofásica e trifásica, e por fim,  $G_{1\_bat_{1\phi}}$  e  $G_{1\_bat_{3\phi}}$  são os ganhos de tensão dos conversores CC-CC dos BB das microrredes, respectivamente, monofásica e trifásica. Mais detalhes sobre esses valores serão dados nas próximas seções.

Como cada bateria possui tensão nominal de 12 V, determina-se o número de elementos em série. Para a microrrede monofásica, são necessárias 10 baterias em série, já a microrrede trifásica deve ter 16 baterias em série.

A próxima etapa para o dimensionamento é especificar a autonomia em horas e a potência máxima a ser fornecida pelo sistema de armazenamento de energia. Para a microrrede monofásica, considera-se uma potência máxima de 1,5 kW, e para a microrrede trifásica, uma potência máxima de 3 kW. O cálculo da corrente de descarga do conjunto de baterias é apresentado em:

$$I_{des_{1\phi}} = \frac{P_{SAE_{1\phi}}}{\eta_{SAE} V_{bat_{1\phi}}} = \frac{1500}{0,95 \cdot 120} \cong 13 \text{ A}, \quad (3.11)$$

e

$$I_{des_{3\phi}} = \frac{P_{SAE_{3\phi}}}{\eta_{SAE} V_{bat_{3\phi}}} = \frac{3000}{0,95 \cdot 192} \cong 16,5 \text{ A}, \quad (3.12)$$

em que  $\eta_{SAE}$  é o rendimento total dos sistemas de armazenamento de energia,  $I_{des_{1\phi}}$  e  $I_{des_{3\phi}}$  são as correntes de descarga do BB para as microrredes monofásica e trifásica.

sica, respectivamente, por fim,  $P_{SAE_{1\phi}}$  e  $P_{SAE_{3\phi}}$  são as potências máximas que os sistemas de armazenamento de energia podem fornecer para as microrredes monofásica e trifásica.

O rendimento total do sistema de armazenamento é dado pela multiplicação dos rendimentos estimados do conversor CC-CC,  $\eta_{cc\_bat}$ , e do inversor,  $\eta_{inv\_bat}$ . Portanto, o rendimento total é dado por:

$$\eta_{SAE} = \eta_{cc\_bat} \cdot \eta_{inv\_bat} = 0,98 \cdot 0,97 = 0,95. \quad (3.13)$$

O tempo de autonomia é considerado igual para as duas microrredes (3 horas) e significa o tempo total que as baterias devem entregar a potência nominal, caso a microrrede esteja ilhada e nenhuma outra fonte esteja disponível.

Com essas informações, consulta-se o manual do fabricante para escolher qual o modelo de bateria melhor se adequa as condições de carga e de autonomia desejadas. A Tabela 3.3 mostra a corrente de descarga para uma autonomia de 3 horas para diferentes modelos de baterias, dados retirados do catálogo do fabricante (ACUMULADORES MOURA S.A, 2011). Essas informações correspondem a uma descarga não profunda em torno de 85%, cuja tensão de corte correspondente é de 11,4 V. Essa tensão indica o nível de descarga máxima desejada, isto é, quando as baterias chegarem neste nível de tensão, a descarga é suprimida e as baterias devem entrar no regime de carregamento. Vale lembrar que no modelo proposto essa tensão é alcançada quando o estado da carga está em 40%, portanto na simulação esse valor não pode ser excedido.

A partir dos dados da Tabela 3.3, as baterias escolhidas foram 12MF63 e a 12MF100 para a microrrede monofásica e trifásica, respectivamente.

Tabela 3.3 - Corrente de descarga (autonomia = 3 h; tensão de corte = 11,4 V/bateria).

Modelo	Corrente de descarga [A]
12MF45	10,5
12MF55	12,1
12MF63	14,6
12MF80	16,8
12MF100	22,5

Fonte: Adaptada de (ACUMULADORES MOURA S.A, 2011).

Outras combinações poderiam ser escolhidas, como por exemplo, duas colunas de baterias do modelo 12MF45 para a microrrede trifásica. Em relação à microrrede trifásica, o modelo 12MF80 não foi escolhido por estar muito próximo ao valor calculado sem nenhuma margem de segurança mínima de 10%.

No Apêndice B, são feitos os cálculos do modelo de bateria apresentado no item anterior para os dois conjuntos de baterias escolhidos.

### 3.1.2 Conversor CC-CC

O conversor CC-CC ligado ao BB é bidirecional. Dessa forma quando o BB está carregando, ele funciona como abaixador de tensão e quando o BB está fornecendo energia para a microrrede, o conversor funciona como elevador de tensão. Além de ser bidirecional, o conversor ainda possui um alto ganho de tensão para manter o barramento de entrada do inversor em valores apropriados para o seu correto funcionamento.

O conversor que opera no modo de condução contínua é composto no lado de baixa tensão pelo BB e na alta tensão pela entrada do conversor CC-CA bidirecional. Há ainda um indutor que é o elemento armazenador do conversor, um transformador (responsável pelo alto ganho do conversor), seis interruptores e capacitores de filtro. A topologia do conversor bidirecional de alto ganho é apresentada na Figura 3.6. Todos os detalhes da topologia e resultados experimentais são encontrados em (MARQUES, 2012).

#### 3.1.2.1 Princípio de funcionamento

**Modo Boost:** Neste modo de funcionamento, o fluxo de energia flui das baterias para a microrrede. As chaves que recebem comandos de abertura e fechamento são somente  $S_1$  e  $S_2$ , as outras chaves conduzem corrente apenas através de seus diodos intrínsecos quando diretamente polarizados. A razão cíclica neste modo de operação deve ser maior que 0,5, mas por questões de instabilidade na operação e redução das perdas por comutação, não deve ultrapassar 0,7.

A primeira etapa de funcionamento consiste no fechamento das chaves  $S_1$  e  $S_2$  e no acúmulo de energia através do indutor. Como os enrolamentos do autotransformador têm polaridades inversas, a tensão total sobre ele é nula. Dessa forma, a tensão  $V_{bat}$  incide totalmente sobre o indutor  $L$ .

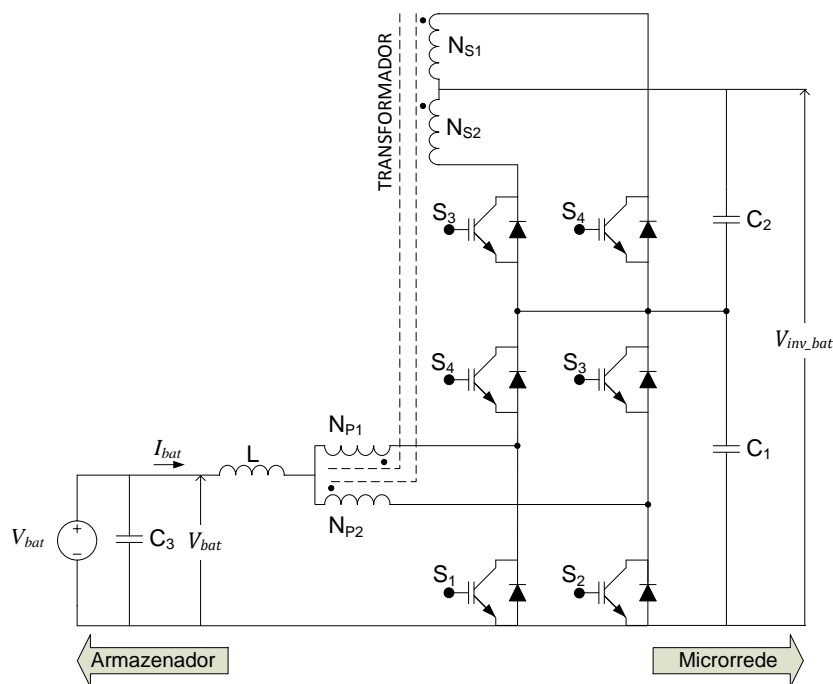
A segunda etapa de operação inicia quando a chave  $S_1$  é aberta. Nesse instante, os diodos das chaves  $S_4$  são diretamente polarizados e a corrente flui das

baterias para o barramento  $V_{inv\_bat}$  passando pelo enrolamento secundário  $N_{S1}$ .

A terceira etapa é totalmente igual à primeira e ocorre com a sobreposição dos comandos de fechamento das chaves.

A quarta e última etapa ocorre quando  $S_2$  é bloqueada e os diodos das chaves  $S_3$  começam a conduzir. Essa corrente passa também pelo enrolamento secundário  $N_{S2}$  e segue para o barramento  $V_{inv\_bat}$ , fornecendo energia para a microrrede.

Figura 3.6 - Conversor CC-CC bidirecional conectado ao sistema de armazenamento da microrrede.



Fonte: Adaptado de (MARQUES, 2012).

**Modo Buck:** Quando operando neste modo, o conversor retira energia do barramento  $V_{inv\_bat}$  para carregar o banco de baterias. As chaves ativas nesse modo de operação são as  $S_3$  e as  $S_4$ . A razão cíclica nesse modo de operação deve ser menor que 0,5. Dessa forma, as chaves  $S_3$  e  $S_4$  nunca serão fechadas simultaneamente.

A primeira etapa de funcionamento no modo *buck* inicia com o fechamento das chaves  $S_3$  e a polarização direta do diodo intrínseco da chave  $S_1$ . Dessa forma, a tensão sobre  $N_{S2}$  é induzida em  $N_{P2}$ , permitindo a passagem de corrente para o BB e acumulando ao mesmo tempo energia no indutor  $L$ . Nessa etapa, apenas o diodo de  $S_1$  funciona em roda livre.



A segunda etapa nesse modo de operação ocorre com todas as chaves bloqueadas, portanto o barramento  $V_{inv\_bat}$  é isolado de  $V_{bat}$ . Dessa forma, o indutor é descarregado para o carregamento do BB através dos diodos de roda livre das chaves  $S_1$  e  $S_2$ .

A terceira etapa principia com o comando de fechamento das chaves  $S_4$ . A tensão sobre o enrolamento  $N_{S1}$  é induzida sobre o primário  $N_{P1}$ , com isso novamente a energia é transferida para as baterias e para o indutor. Dessa vez, o diodo de  $S_1$  está polarizado reversamente e apenas o diodo de  $S_2$  funciona como roda livre.

A última etapa de operação é semelhante à segunda, os barramentos são isolados entre si, os diodos de  $S_1$  e  $S_2$  funcionam em roda livre, havendo transferência de energia do indutor para o BB.

### 3.1.2.2 Dimensionamento do circuito de potência

O dimensionamento do circuito de potência neste trabalho vai se restringir ao cálculo dos elementos passivos do circuito, cujas equações estão baseadas no trabalho de Marques (2012). Os cálculos apresentados são para o modo de operação *boost*, entretanto sabe-se que os valores dos elementos passivos também são válidos para o funcionamento como *buck*.

O primeiro parâmetro fixado foi a tensão de saída do conversor em um valor apropriado para que a topologia de inversor escolhida produza uma tensão eficaz de 220 V de fase. A partir da tensão de saída do conversor CC-CC, escolheu-se a relação de espiras do transformador e tensão de entrada, alguns critérios foram adotados para realizar essas escolhas:

- A razão cíclica máxima não deve ultrapassar o valor de 0,7 para evitar instabilidades;
- A razão cíclica mínima não deve ser menor que 0,5 devido ao princípio de funcionamento do conversor;
- O número de baterias em série deve ser o menor possível;
- A tensão de entrada é incrementada em passos de 12 V, devido à tensão nominal das baterias;
- A relação de espiras deve estar entre 1 e 4 para facilitar a construção do transformador.

A seguir, são mostradas as razões cíclicas nominal, mínima e máxima,

respectivamente, em função da relação de espiras do autotransformador e as tensões de entrada e de saída do conversor:

$$D_{nom\_boost} = 1 - \frac{V_{bat}(a + 2)}{2V_{inv\_bat}}, \quad (3.14)$$

$$D_{min\_boost} = 1 - \frac{V_{bat}(100\% + tol\%)(a + 2)}{2V_{inv\_bat}}, \quad (3.15)$$

$$D_{max\_boost} = 1 - \frac{V_{bat}(100\% - tol\%)(a + 2)}{2V_{inv\_bat}}, \quad (3.16)$$

em que  $a$  é a relação de espiras entre primário e secundário do autotransformador, e  $tol\%$  é a tolerância de variação da tensão do BB fixada neste trabalho em 15%.

O ganho estático do conversor no modo de operação *boost* é dado por:

$$G_{1\_bat} = \frac{V_{inv\_bat}}{V_{bat}}. \quad (3.17)$$

esse dado é importante para o dimensionamento do banco de baterias, como foi visto na seção 3.1.1.2.

Em seguida, a indutância é calculada por:

$$L = \frac{V_{inv\_bat}}{8(a + 2)\Delta I_L f_s}, \quad (3.18)$$

que depende da frequência de chaveamento,  $f_s$ , da ondulação de corrente no indutor,  $\Delta I_L$ , da tensão do barramento de alta tensão e da relação do número de espiras do transformador.

A ondulação de corrente máxima admissível para esse indutor neste trabalho é de 10% da corrente máxima do indutor que no caso da operação no modo *boost* é a corrente de entrada.

Os outros elementos a serem calculados são os capacitores que dependem da frequência de chaveamento, da relação de espiras, da tensão do BB, da potência na saída do conversor CC-CC,  $P_{s\_boost\_bat}$ , e da ondulação de tensão permitida sobre os capacitores,  $\Delta V_C$ . Os cálculos dos valores mínimos de capacitâncias para a topologia do conversor CC-CC são dados por:

$$C_1 = \frac{P_{s\_boost\_bat}}{8(a+2)\Delta V_C V_{bat} f_s}, \quad (3.19)$$

e por:

$$C_2 = C_3 = \frac{P_{s\_boost\_bat}}{4(a+2)\Delta V_C V_{bat} f_s}. \quad (3.20)$$

A potência de saída do conversor CC-CC,  $P_{s\_boost\_bat}$ , necessária em (3.19) e (3.20), pode ser calculada através do rendimento do inversor,  $\eta_{inv\_bat}$ , e da potência máxima da carga atendida pelo sistema de armazenamento,  $P_{bat}$ , como pode ser observado em:

$$P_{s\_boost\_bat} = \frac{P_{SAE}}{\eta_{inv\_bat}}. \quad (3.21)$$

A ondulação máxima de tensão sobre os capacitores é considerada a metade da máxima variação da tensão admissível na saída do conversor CC-CC, calculada em:

$$\Delta V_C = \frac{0,5 \% V_{inv\_bat}}{2}. \quad (3.22)$$

A Tabela 3.4 apresenta os parâmetros necessários para os cálculos dos elementos passivos do conversor.

Tabela 3.4 - Parâmetros para cálculo dos elementos passivos do conversor.

Parâmetros	Microrrede monofásica	Microrrede trifásica
$f_s$	20 kHz	20 kHz
$a$	3	1
$V_{bat}$	120 V	192 V
$V_{inv\_bat}$	800 V	800 V
$D_{nom\_boost}$	0,625	0,64
$P_{SAE}$	1,5 kW	3 kW
$\eta_{inv\_bat}$	0,97	0,97
$\eta_{cc\_bat}$	0,98	0,98
$\Delta V_C$	2 V	2 V
$\Delta I_L$	1,31 A	1,65 A

A Tabela 3.5 mostra os valores calculados e valores realmente utilizados nas simulações para os indutores e os capacitores. Os valores utilizados de capacitância são mais elevados em relação aos valores calculados, isto porque se considerou a resistência interna máxima admissível dos capacitores reais, embora essa consideração não seja essencial para este trabalho.

Tabela 3.5 - Valores de elementos passivos utilizados nas simulações.

Parâmetros	Microrrede monofásica		Microrrede trifásica	
	Calculado	Utilizado	Calculado	Utilizado
$L$	760,5 $\mu\text{H}$	780 $\mu\text{H}$	1 mH	1 mH
$C_1$	8,0 $\mu\text{F}$	680 $\mu\text{F}$	16,8 $\mu\text{F}$	680 $\mu\text{F}$
$C_2$ e $C_3$	16,0 $\mu\text{F}$	680 $\mu\text{F}$	33,6 $\mu\text{F}$	680 $\mu\text{F}$

O valor mais importante do transformador para a simulação é a relação de transformação entre primário e secundário, pois a relação de espiras entre  $N_{P1}$  e  $N_{P2}$  é igual a 1, assim como também entre  $N_{S1}$  e  $N_{S2}$ . No PSCAD, indutores acoplados de dois enrolamentos foram utilizados para representar o autotransformador. Neste caso, a relação de transformação é inserida pela relação entre as indutâncias próprias,  $L_1$  e  $L_2$ , e a indutância mútua,  $M$ .

$$L_1 = L_2 a^2 \quad (3.23)$$

$$M = L_1 a \quad (3.24)$$

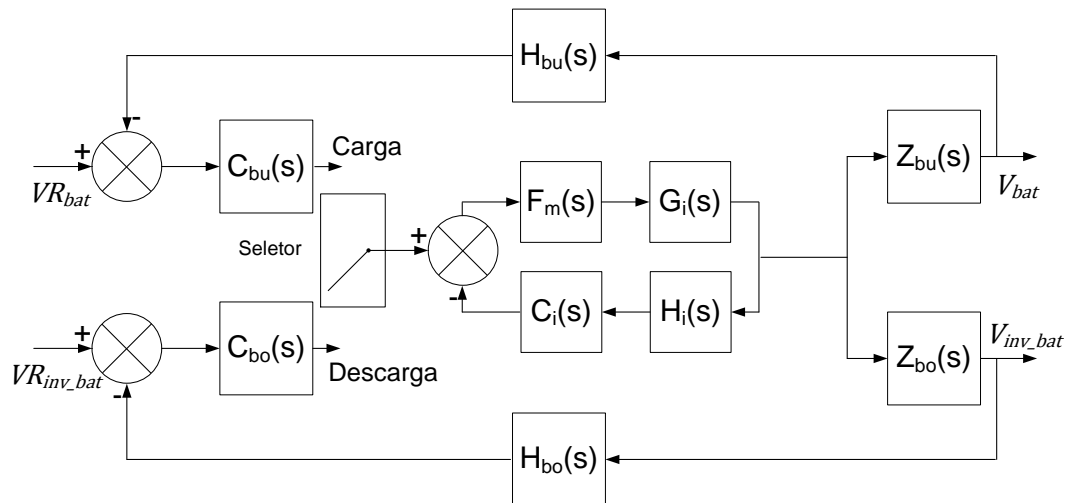
### 3.1.2.3 Projeto dos controladores

O controle do conversor foi realizado pelo método de corrente média. É mostrado no diagrama da Figura 3.7 as funções de transferências utilizadas e a interação entre elas. A malha de corrente do conversor é única, já as malhas externas de tensão são escolhidas de acordo com o modo de operação que o sistema exige do conversor.

Na Figura 3.7,  $F_m(s)$  representa a função de transferência da modulação PWM;  $G_i(s)$  é a função de transferência entre a corrente do indutor e a razão cíclica;  $H_i(s)$  é a função de transferência da medição de corrente;  $C_i(s)$  é a função de trans-

ferência do controlador de corrente;  $C_{bu}(s)$  e  $C_{bo}(s)$  são as funções de transferência dos controladores de tensão para os modos *buck* e *boost*, respectivamente;  $H_{bu}(s)$  e  $H_{bo}(s)$  são as funções de transferência das medições de tensão do BB e da saída do conversor, respectivamente;  $Z_{bu}(s)$  e  $Z_{bo}(s)$  são as funções de transferência que relacionam tensão a ser controlada com corrente do indutor.

Figura 3.7 - Diagrama de blocos do controle do conversor CC-CC.



Fonte: Adaptado de (MARQUES, 2012).

Uma forma de facilitar a modelagem de conversores com topologia e funcionamento complexo é levar todos os seus componentes para um circuito equivalente. Ao longo deste trabalho, os conversores *buck* e *boost* convencionais foram usados como circuitos equivalentes aos conversores utilizados.

A função de transferência  $G_i(s)$  tem de funcionar bem tanto no modo *buck* como no modo *boost* de operação, por isso, escolheu-se o controlador calculado a partir de  $G_i(s)$  do *boost*. Essa escolha foi realizada, pois seus indicativos de estabilidade foram superiores aos do controlador calculado a partir da função do conversor *buck*.

A função de transferência da planta de corrente em função da razão cíclica apresentada em:

$$G_i(s) = \frac{I_{L\_eq}(s)}{D_{eq}(s)} = \frac{V_{e\_eq}(2 + sR_{eq}C_{eq})}{D'_{eq}(s^2R_{eq}C_{eq}L_{eq} + sL_{eq} + D'_{eq}{}^2R_{eq})} \quad (3.25)$$

foi encontrada a partir do *boost* convencional, por isso todos os parâmetros estão referenciados ao conversor *boost* equivalente.

A função de transferência que relaciona a tensão do barramento de alta com a corrente do indutor é dada por:

$$Z_{bo}(s) = \frac{V_{s\_eq}(s)}{I_{L\_eq}(s)} = \frac{D'_{eq}{}^2 R_{eq} - sL_{eq}}{D'_{eq}(2 + sR_{eq}C_{eq})}, \quad (3.26)$$

essa função também está relacionada ao *boost* convencional.

Por fim, a função de transferência que relaciona a tensão do barramento de baixa com a corrente do indutor é dada por:

$$Z_{bu}(s) = \frac{V_{e\_eq}(s)}{I_{L\_eq}(s)} = \frac{R_{eq}}{1 + sC_{eq}{}^2}, \quad (3.27)$$

essa função é relacionada ao *buck* convencional, por isso  $R_{eq}$  e  $C_{eq}$  estão relacionados ao *buck* equivalente.

A associação de valores dos conversores equivalentes com os valores do conversor bidirecional de alto ganho é apresentada na Tabela 3.6.

Tabela 3.6 - Valores utilizados para calculo dos controladores

	Modo <i>buck</i>			Modo <i>boost</i>		
	Associação	1 $\phi$	3 $\phi$	Associação	1 $\phi$	3 $\phi$
$D_{eq}$	$2 \cdot D_{nom\_buck}$	0,75	0,72	$2 \cdot D_{nom\_boost} - 1$	0,25	0,28
$D'_{eq}$	$1 - D_{eq}$	0,25	0,28	$1 - D_{eq}$	0,75	0,72
$V_{e\_eq}$	$V_{bat}$	120 V	192 V	$V_{bat}$	120 V	192 V
$V_{s\_eq}$	$V_{e\_eq}/D_{eq}$	160 V	266,7 V	$V_{e\_eq} \cdot (1/D'_{eq})$	160 V	266,7 V
$r_v$	$V_{inv\_bat}/V_{s\_eq}$	5	3	$V_{inv\_bat}/V_{s\_eq}$	5	3
$L_{eq}$	$L$	780 $\mu$ H	1 mH	$L$	780 $\mu$ H	1 mH
$C_{eq}$	$C_1 \cdot r_v^2$	17 mF	6,12 mF	$C_1 \cdot r_v^2$	17 mF	6,12 mF
$R_{eq}$	$R_{buck}$	9,1 $\Omega$	11,7 $\Omega$	$R_{boost}/r_v^2$	16,5 $\Omega$	23 $\Omega$

Na primeira linha da tabela é citada a razão cíclica no modo de operação *buck*, esse valor é explicitado em:

$$D_{nom\_buck} = \frac{V_{bat}(a + 2)}{V_{inv\_bat}^2} \quad (3.28)$$

A resistência de carga para o conversor operando no modo *boost* é dada em:

$$R_{boost} = \frac{V_{inv\_bat}^2}{P_{s\_boost\_bat}}, \quad (3.29)$$

e para o modo *buck* por:

$$R_{buck} = \frac{V_{bat}^2}{P_{SAE}/\eta_{SAE}}. \quad (3.30)$$

A escolha dos polos e dos zeros dos controladores foi feita pelo método do fator K, cujo algoritmo encontra-se no Apêndice C. Os detalhes específicos de cada projeto são apresentados nas seções seguintes.

### 3.1.2.3.1 Controlador de corrente

Como pode ser observado na Figura 3.7, a malha de corrente, que relaciona corrente no indutor por razão cíclica através da FT da planta (3.25), é a malha interna de controle, modelada de acordo com o algoritmo apresentado no Apêndice C.

A Tabela 3.7 mostra o resultado de todos os cálculos necessários para determinar os parâmetros do controlador dessa malha que devido ao avanço de fase calculado ser menor que  $90^\circ$  é o compensador tipo 2. É importante lembrar que esses valores foram obtidos ao utilizar os parâmetros expostos na Tabela 3.6 do conversor *boost* equivalente.

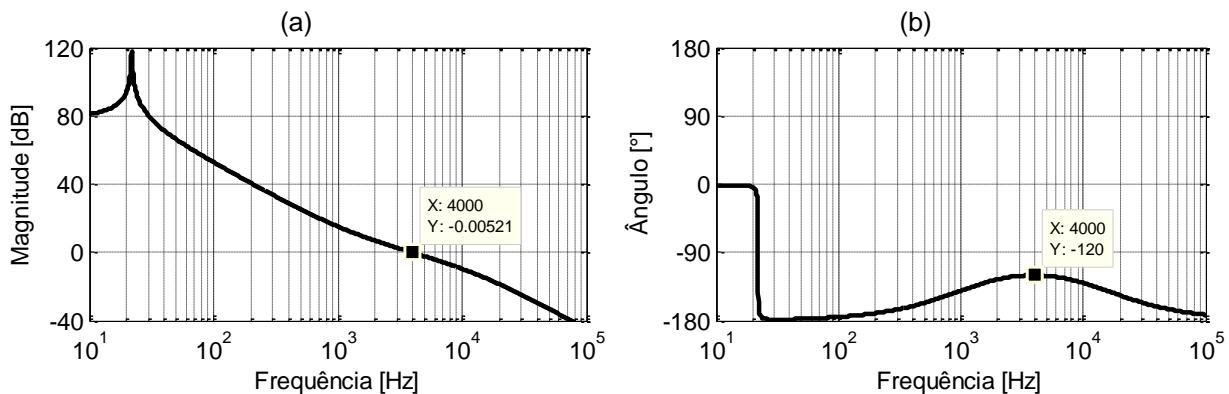
Tabela 3.7 - Resultados do projeto dos controladores de corrente.

		Microrrede 1 $\phi$	Microrrede 3 $\phi$
Tensão de referência da malha	$V_{refi}$	5 V	5 V
Ganho de corrente	$H_i(s)$	0,380	0,304
FT da modulação PWM	$F_m(s)$	0,2	0,2
Frequência de cruzamento	$f_{ci}$	4 kHz	4 kHz
Ganho em laço aberto sem compensador	$AV_i$	-4,14 dB	-4,02 dB
Defasagem em laço aberto sem compensador	$P_i$	$-90^\circ$	$-90^\circ$
Margem de fase desejada	$MF_d$	$60^\circ$	$60^\circ$
Avanço de fase do compensador	$\alpha_i$	$60^\circ$	$60^\circ$
Fator K – compensador tipo 2	$K_i$	3,73	3,73
Frequência do polo do compensador	$f_{poloi}$	14,93 kHz	14,93 kHz

Frequência do zero do compensador	$f_{zero_i}$	1,07 kHz	1,07 kHz
Ganho do compensador	$Ganho_i$	151.150	149.050

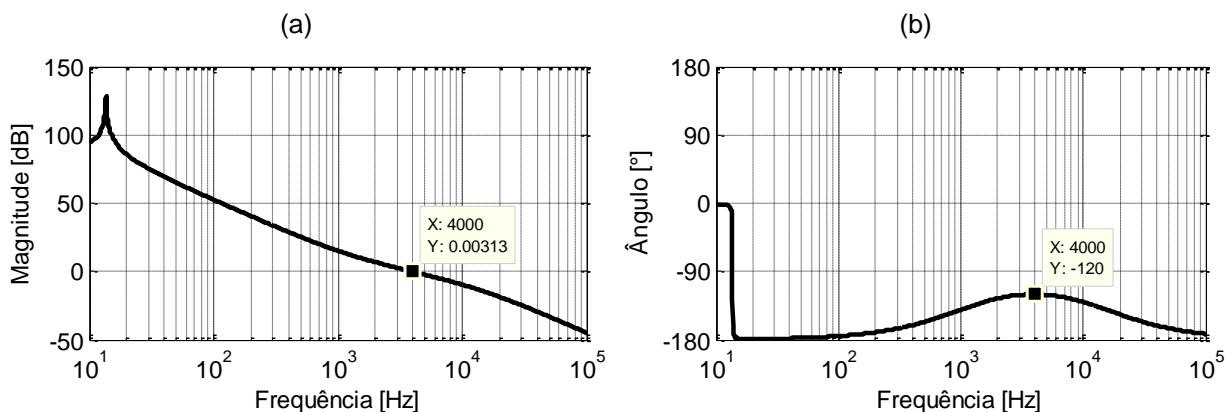
A Figura 3.8 (a) e a Figura 3.8 (b) mostram a magnitude e a fase, respectivamente, do diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da malha de corrente com controlador para o conversor CC-CC da microrrede monofásica. Nota-se que a função de magnitude cruzou o 0 dB bem próximo da frequência de cruzamento escolhida e que nesse momento a fase se encontra em  $-120^\circ$ , tornando a margem de fase igual a especificada no projeto como desejada. De acordo com os critérios de estabilidade pode-se dizer que o sistema está estável.

Figura 3.8 - Diagrama de Bode da malha de corrente com controlador da microrrede monofásica



A Figura 3.9 (a) e a Figura 3.9 (b) apresenta a magnitude e a fase, respectivamente, da função de transferência de laço aberto da malha de corrente com controlador para o conversor CC-CC da microrrede trifásica. Semelhante ao que ocorreu para a malha de corrente do conversor da microrrede monofásica, nota-se que o controlador foi projetado corretamente.

Figura 3.9 - Diagrama de Bode da malha de corrente com controlador da microrrede trifásica





### 3.1.2.3.2 Controlador do barramento de alta tensão

Esse controlador irá operar quando o banco de baterias estiver descarregando, atuando no controle da tensão do barramento  $V_{inv\_bat}$ , portanto, o modo *boost* do conversor estará em funcionamento. Dessa forma, a função de transferência da planta utilizada é dada por (3.26) que relaciona tensão com corrente.

Um diferencial dessa malha é que o ganho utilizado para o cálculo do controlador é diferente do ganho utilizado no conversor original. Enquanto o ganho para o cálculo do compensador é apresentado em:

$$H_{bo}(s) = \frac{VR_{inv\_bat}}{V_{s\_eq}}, \quad (3.31)$$

o ganho utilizado na simulação é dado por:

$$H_{bo\_simulação}(s) = \frac{VR_{inv\_bat}}{V_{inv\_bat}}, \quad (3.32)$$

na qual  $VR_{inv\_bat}$  é o valor de referência dessa malha de tensão. Isto ocorre, porque a tensão de saída do conversor equivalente é diferente da tensão de saída do conversor original utilizado na simulação. Os dados do conversor equivalente são utilizados somente para os cálculos dos controladores, enquanto os ganhos reais são obtidos a partir dos dados do conversor *boost* de alto ganho.

O método utilizado para encontrar o controlador para malha externa também está descrito no Apêndice C, e os resultados de cada etapa estão na Tabela 3.8.

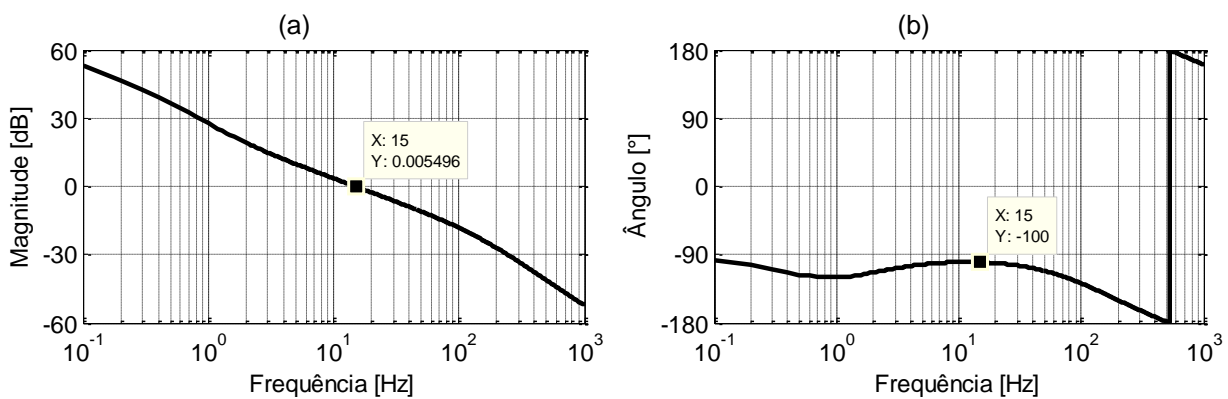
Tabela 3.8 - Valores utilizados no cálculo do controlador da malha de alta tensão

		Microrrede 1 $\phi$	Microrrede 3 $\phi$
Tensão de referência da malha	$VR_{inv\_bat}$	8	13
Ganho de tensão	$H_{bo}(s)$	0,05	0,05
Frequência de cruzamento	$f_{cvbo}$	15 Hz	15 Hz
Ganho em laço aberto sem compensador	$AV_{vbo}$	-24,23 dB	-22,43 dB
Defasagem em laço aberto sem compensador	$P_{vbo}$	-86,13°	-87,18°
Margem de fase desejada	$MF_d$	80°	80°
Avanço de fase do compensador	$\alpha_{vbo}$	76,13°	77,18°
Fator K – compensador tipo 2	$K_{vbo}$	8,22	8,90

Frequência do polo do compensador	$f_{pv\_bo}$	123,3 Hz	133,6 Hz
Frequência do zero do compensador	$f_{zv\_bo}$	1,83 Hz	1,69 Hz
Ganho do compensador	$Ganho_{vbo}$	12.620	11.100

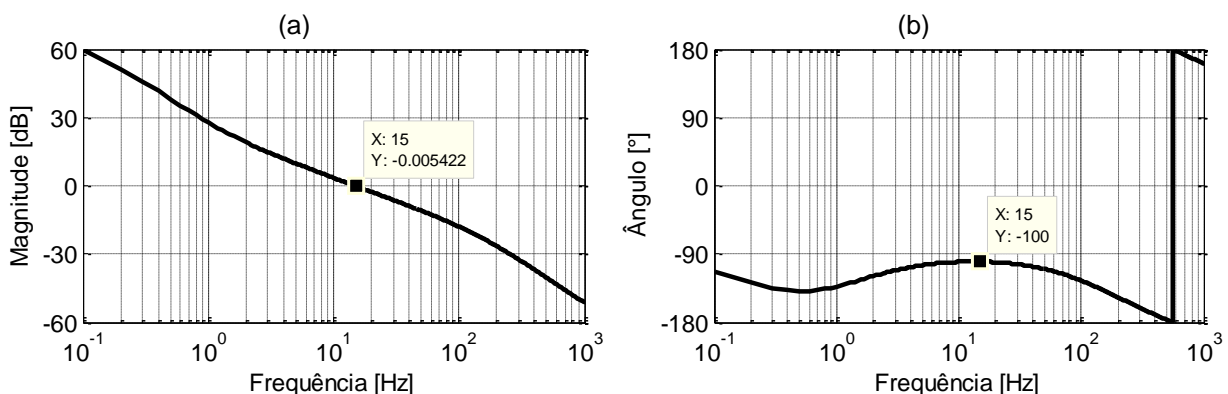
Os critérios de projeto são verificados a partir da função de transferência de laço aberto com controlador através dos diagramas de Bode traçados a seguir. A Figura 3.10 apresenta esse diagrama para a microrrede monofásica. Nota-se que a função de magnitude cruzou o 0 dB bem próximo da frequência de cruzamento escolhida e que nesse momento a fase se encontra em  $-100^\circ$ , tornando a margem de fase igual a margem de fase desejada.

Figura 3.10 - Diagrama de Bode da malha do barramento de alta tensão com controlador da microrrede monofásica



A Figura 3.11 (a) e a Figura 3.11 (b) apresentam a magnitude e a fase, respectivamente, da função de transferência de laço aberto da malha de alta tensão com controlador para a microrrede trifásica. Esse sistema também apresenta as características de um projeto correto.

Figura 3.11 - Diagrama de Bode da malha do barramento de alta tensão com controlador da microrrede trifásica



### 3.1.2.3.3 Controlador do barramento de baixa tensão

Sempre que o banco de baterias estiver sendo carregado, o compensador irá atuar controlando da tensão do barramento  $V_{bat}$ , dessa forma o modo *buck* do conversor estará em funcionamento. A função de transferência da planta utilizada neste caso é apresentada em (3.27).

A Tabela 3.9 mostra os valores necessários para determinar os parâmetros do controlador da malha de tensão do barramento de baixa.

Tabela 3.9 - Valores utilizados no cálculo do controlador da malha de baixa tensão

		Microrrede 1 $\phi$	Microrrede 3 $\phi$
Tensão de referência da malha	$VR_{bat}$	1,2 V	1,92 V
Ganho de tensão	$H_{bu}(s)$	0,01	0,01
Frequência de cruzamento	$f_{cvbu}$	60 Hz	60 Hz
Ganho em laço aberto sem compensador	$AV_{vbu}$	-43,74 dB	-45,80 dB
Defasagem em laço aberto sem compensador	$P_{vbu}$	-89,02°	-89,23°
Margem de fase desejada	$MF_d$	80°	80°
Avanço de fase do compensador	$\alpha_{vbu}$	79,02°	79,23°
Fator K – compensador tipo 2	$K_{vbu}$	10,40	10,61
Frequência do polo do compensador	$f_{pv\_bu}$	624,1 Hz	636,9 Hz
Frequência do zero do compensador	$f_{zv\_bu}$	5,8 Hz	5,6 Hz
Ganho do compensador	$Ganho_{vbu}$	955.800	780.200

A Figura 3.12 e a Figura 3.13 apresentam o diagrama de Bode da malha de controle da baixa tensão para os conversores das microrredes monofásica e trifásica, respectivamente. De acordo com os critérios de projeto dos controladores já mencionados anteriormente, pode-se dizer que os dois sistemas estão funcionando corretamente.

Essa malha de controle, por ser a responsável pelo controle no carregamento do banco de baterias tem de limitar a corrente, portanto algumas adaptações foram realizadas. A primeira adaptação é a saturação colocada na saída do controlador de tensão, que limita a tensão de referência correspondente à corrente de referência da malha de corrente. Neste trabalho, a corrente de carga foi limitada em 15% da sua capacidade nominal.

Figura 3.12 - Diagrama de Bode da malha do barramento de baixa tensão com controlador da microrrede monofásica.

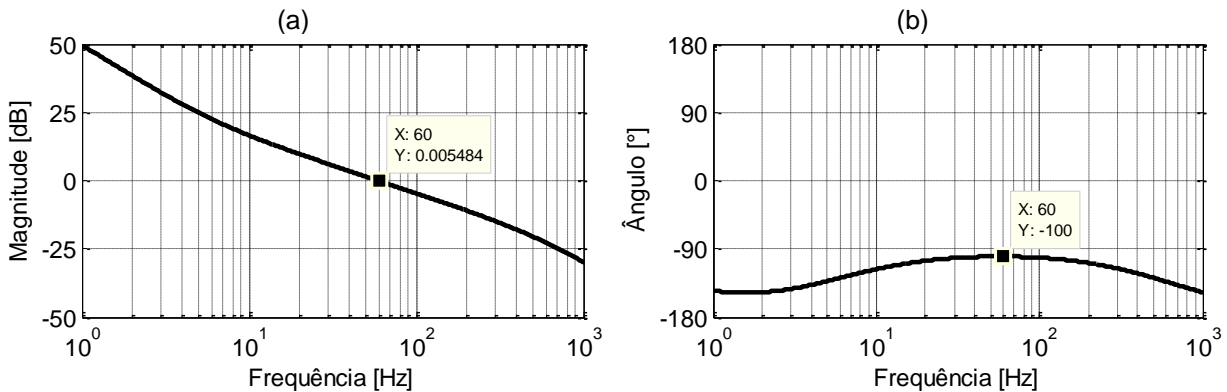
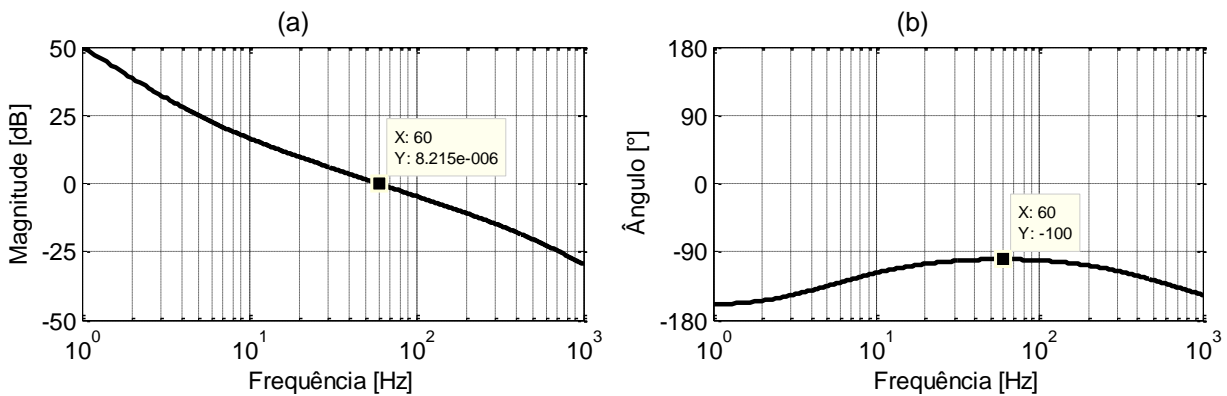


Figura 3.13 - Diagrama de Bode da malha do barramento de baixa tensão com controlador da microrrede trifásica.



A outra adaptação consiste em alterações na tensão de referência dessa malha de controle durante o período de carregamento. O carregamento do BB inicia com uma rampa na tensão de referência que tem início na tensão nominal do BB e cujo valor limite é sugerido pelo fabricante em 14,4 volts por bateria durante o carregamento. Após as baterias atingirem 100% de SOC, o valor da tensão é diminuído para o valor de tensão de flutuação de 13,8 V/bateria determinada pelo fabricante (ACUMULADORES MOURA S.A, 2011).

### 3.1.3 Conversor CC-CA bidirecional

Semelhante ao conversor CC-CC do banco de baterias, o conversor CC-CA é também bidirecional, ou seja, ora está operando como retificador, ora como inversor. A topologia adotada para esse conversor foi do tipo T de três níveis (SCHWEIZER e KOLAR, 2013), apresentada na sua configuração trifásica e monofásica na Figura 3.14 e na Figura 3.15, respectivamente.

Figura 3.14 - Topologia do conversor tipo T bidirecional trifásico.

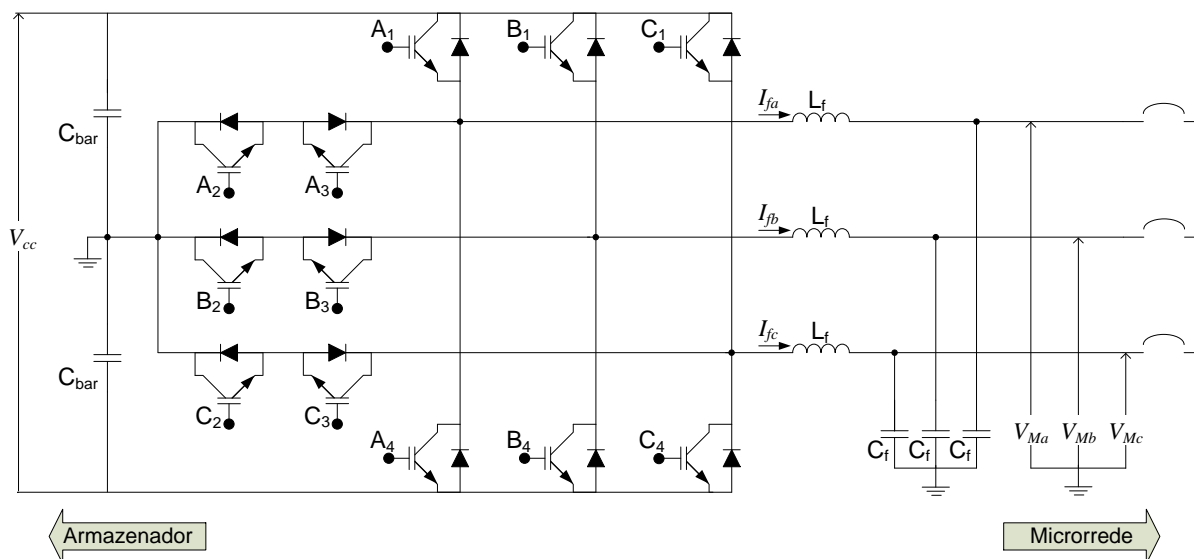
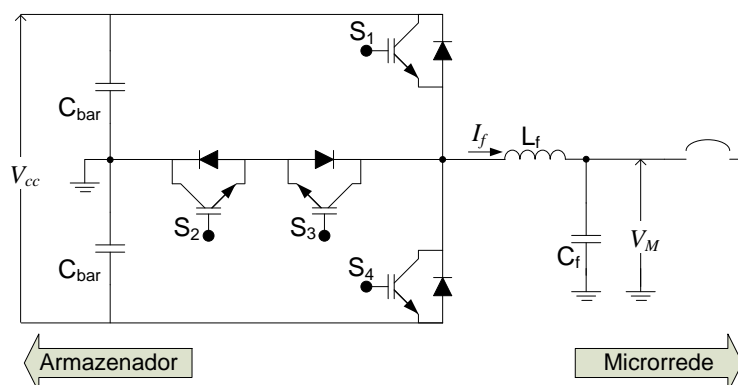


Figura 3.15 - Topologia do conversor tipo T bidirecional monofásico.



Esse conversor é a interface entre o barramento da microrrede e conversor CC-CC do sistema de armazenamento. Durante a operação da rede no modo ilhado sua principal função é manter a referência de tensão para as outras microfuentes. Portanto, na estratégia adotada neste trabalho de operação da microrrede com conversores mestre-escravo, esse conversor é o mestre.

Esse conversor é composto por quatro chaves por fase, sendo que duas delas são ligadas em série formando uma chave bidirecional que conecta o ponto médio do barramento CC à fase do sistema. Há ainda os capacitores do barramento CC e o filtro LC na saída responsável por filtrar a alta frequência devido ao chaveamento.

O modo de funcionamento do conversor trifásico é exatamente o mesmo do conversor monofásico, apenas são triplicadas as malhas de controle. Portanto, o

modo de operação do conversor apresentado a seguir será para o modelo monofásico.

### 3.1.3.1 Princípio de funcionamento

Nos dois modos de funcionamento, as chaves  $S_1$  e  $S_3$  são complementares, assim como  $S_2$  e  $S_4$ , e esses dois conjuntos funcionam defasados em  $180^\circ$  entre si.

**Inversor:** Neste modo de funcionamento, o fluxo de energia flui das baterias para a microrrede. Enquanto as chaves  $S_1$  e  $S_3$  operam durante o semiciclo positivo, as chaves  $S_2$  e  $S_4$  operam durante o semiciclo negativo.

Durante todo o semiciclo positivo, a chave  $S_4$  permanece bloqueada e a chave  $S_2$  conduzindo. Neste semiciclo, as chaves  $S_1$  e  $S_3$  são comutadas a uma frequência de 20 kHz. As duas primeiras etapas, descritas a seguir, se repetem durante este semiciclo.

A primeira etapa de funcionamento consiste no fechamento das chaves  $S_1$  e consequente abertura da chave  $S_3$ . Neste instante a corrente flui apenas através da chave  $S_1$  e a tensão na saída assume nível alto.

A segunda etapa de operação inicia quando a chave  $S_1$  é aberta e a chave  $S_3$  é fechada. Nesse instante, a tensão de saída assume nível zero, pois as duas chaves  $S_2$  e  $S_3$  estão no modo de condução. A corrente durante esse instante flui através da chave  $S_2$  e do diodo da chave  $S_3$  que está diretamente polarizado.

Durante todo o semiciclo negativo da tensão de referência, a chave  $S_3$  permanece fechada enquanto a chave  $S_1$  permanece aberta. Nesse semiciclo, apenas as duas etapas descritas a seguir ocorrem.

A primeira etapa, durante o semiciclo negativo, inicia como o bloqueio da chave  $S_2$  e a entrada em condução da chave  $S_4$ . A tensão na saída assume o nível negativo e a corrente flui apenas por  $S_4$ .

A segunda etapa, durante o semiciclo negativo, ocorre quando a chave  $S_2$  entra em condução e a chave  $S_4$  é bloqueada. A tensão na saída se torna zero e a corrente flui através do diodo de  $S_2$ , que está diretamente polarizado, e pela chave  $S_3$  que permanece fechada durante todo esse semiciclo.

**Retificador:** Esse modo de operação só ocorre se o conversor estiver conectado à rede elétrica principal. A corrente nesse modo de operação se opõe à tensão de referência. Dessa forma, no semiciclo positivo da tensão, a corrente está en-

trando no conversor em direção ao sistema de armazenamento. Enquanto no semiciclo negativo da tensão, a corrente está saindo do conversor na direção do barramento principal da microrrede. As chaves operam de forma semelhante ao que ocorre no modo inversor, apenas o sentido da corrente é invertido.

Durante todo o semiciclo positivo, apenas as chaves  $S_1$  e  $S_3$  são comutadas. Já a chave  $S_4$  permanece aberta, e a chave  $S_2$  fechada.

A primeira etapa principia com o fechamento de  $S_1$  e a abertura de  $S_3$ . Durante esse intervalo a corrente passa apenas pelo diodo da chave  $S_1$ , que está diretamente polarizado. A próxima etapa inicia com a comutação dessas chaves, portanto  $S_1$  é aberta e  $S_3$  é fechada. Agora a corrente flui pelo diodo de  $S_2$  e pela chave  $S_3$ .

Com o início do semiciclo negativo, ocorre uma inversão, e então as chaves  $S_2$  e  $S_4$  começam a comutar, enquanto  $S_1$  permanece sempre aberta e  $S_3$  sempre fechada. Dessa forma, quando  $S_4$  é colocada em condução, a corrente passa pelo diodo de  $S_4$  na direção do barramento da microrrede. Na última etapa,  $S_4$  é bloqueada e  $S_2$  é fechada formando um caminho para a corrente através do diodo de  $S_3$  e da própria chave  $S_2$ .

### 3.1.3.2 Dimensionamento do circuito de potência

Os elementos passivos desse conversor são basicamente os capacitores do barramento CC, o indutor e o capacitor de filtro. Os capacitores do barramento CC de inversores/retificadores em geral são determinados por uma relação empírica que determina que cada watt de potência do conversor deve corresponder a aproximadamente  $1\mu\text{F}$  dos capacitores do barramento.

O indutor de filtro,  $L_f$ , é calculado de acordo com a ondulação de corrente desejável quando o conversor funciona como inversor de acordo com:

$$L_f = \frac{\left(\frac{V_{cc}}{2} - V_M\sqrt{2}\right)Ma}{\Delta I_{L_f}f_s}, \quad (3.33)$$

em que  $V_M$  é a tensão eficaz de fase do barramento da microrrede;  $V_{cc}$  é a tensão do barramento CC de entrada do inversor, apresentada também com  $V_{inv\_bat}$ ;  $Ma$  é o índice de modulação da topologia em estudo; e  $\Delta I_{L_f}$  é a ondulação da corrente que passa pelo indutor.

Já o índice de modulação que depende da relação entre tensão de entra-

da e tensão de saída é:

$$Ma = \frac{V_M \sqrt{2}}{\frac{V_{CC}}{2}}. \quad (3.34)$$

O capacitor de filtro é calculado de acordo com a frequência de corte desejada e com o valor de indutância escolhida para o filtro. A relação é apresentada em:

$$C_f = \frac{1}{\left(2\pi \frac{f_s}{10}\right)^2 L_f}, \quad (3.35)$$

e depende da frequência de corte do filtro que nesse trabalho foi definida como um décimo da frequência de chaveamento.

Os dados necessários para o cálculo do capacitor e do indutor de filtro são apresentados na Tabela 3.10.

Tabela 3.10- Parâmetros para cálculo dos elementos passivos do conversor CC-CA do sistema de armazenamento de energia.

Parâmetros	Microrrede monofásica	Microrrede trifásica
$f_s$	20 kHz	20 kHz
$V_M$	220 V	220 V
$Ma$	0,778	0,778
$\Delta I_L$	2 A	2 A

A Tabela 3.11 mostra os valores calculados e os valores realmente utilizados tanto no circuito como no cálculo dos controladores. Os valores das resistências de carga serão definidos para cada malha de controle, pois são diferentes para cada modo de operação como será descrito no tópico a seguir.

Tabela 3.11 - Valores dos elementos passivos do conversor CC-CA.

Parâmetros	Microrrede monofásica		Microrrede trifásica	
	Calculado	Utilizado	Calculado	Utilizado
$L_f$	1,73 mH	2,0 mH	1,72 mH	1,8 mH
$C_f$	3,17 $\mu$ F	3,3 $\mu$ F	3,52 $\mu$ F	4,7 $\mu$ F
$C_{bar}$	1500 $\mu$ F	1500 $\mu$ F	3000 $\mu$ F	3000 $\mu$ F



### 3.1.3.3 Projeto dos controladores

O controle do conversor tipo T foi realizado também pelo método de corrente média. São quatro as malhas de controle utilizadas nesse conversor relacionadas às etapas de operação. Duas quando operando como inversor e duas quando operando como retificador. Uma lógica simples foi desenvolvida para determinar a malha de controle que deve entrar em operação.

Essa lógica depende de duas entradas que são definidas em valores binários: nível de carga da bateria e conexão com a rede elétrica principal. Dessa forma, para o estado da carga (EC) o valor 0 significa nível crítico, ou seja, o SOC possui valor igual ou inferior a 40%, e o valor 1 representa estado de carga estável. Por sua vez, para a conexão à rede (CR) o nível 0 significa microrrede conectada e o nível 1 representa microrrede isolada. A Tabela 3.12 mostra como funciona a lógica e as portas lógicas utilizadas para ativar cada malha de controle.

Tabela 3.12 - Funcionamento do banco de baterias.

EC	CR	Carregamento do BB	Desligamento das microfones	Injetando corrente na microrrede	Gerando a tensão da microrrede
1	1	0	0	0	1
1	0	0	0	1	0
0	1	0	1	0	0
0	0	1	0	0	0

Quando o estado de carga está estável e a microrrede está isolada, a malha de controle funciona para manter a referência de tensão. Portanto, o conversor funciona como inversor controlando a tensão do barramento  $V_M$  da microrrede em função da razão cíclica.

Já quando a carga está estável e a microrrede está conectada à rede principal, é necessário controlar apenas a corrente a ser injetada na microrrede, esta corrente dependerá do gerenciamento da microrrede. A malha de controle nessa situação é corrente no indutor em função da razão cíclica.

Havendo necessidade de carregar as baterias e a microrrede estando conectada à rede elétrica principal que funciona como referência de tensão, duas ma-

lhas de controle são necessárias. A malha mais externa controla a tensão do barramento CC do conversor em função da corrente do indutor, e a malha mais interna controla a corrente do indutor em função da razão cíclica.

No caso em que a microrrede esteja isolada e a carga do banco de baterias seja crítica, a microrrede deve sair de operação, isso ocorre porque durante o carregamento da bateria é necessário que o conversor controle a tensão do barramento CC. Se o conversor controlasse o barramento CC para a condição avaliada, a microrrede ficaria sem a referência de tensão no barramento CA e, portanto as outras microfones não funcionariam. Por isso, para o modo de operação mestre-escravo, com apenas um conversor assumindo a tensão de referência do barramento CA, não é possível carregar as baterias no modo isolado. Dessa forma, nessa condição de funcionamento a microrrede é desliga até que a rede principal retorne.

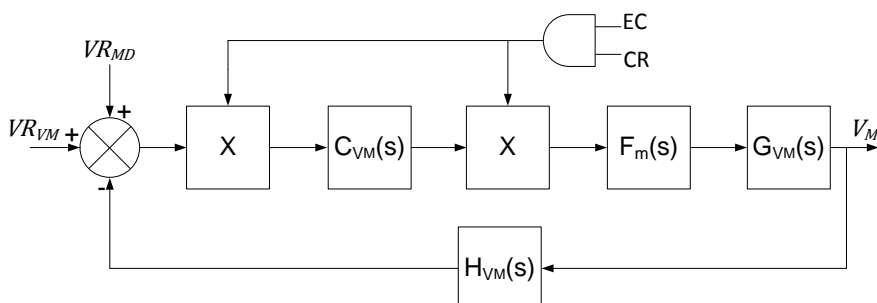
Os diagramas de controle de cada malha serão apresentados nos tópicos seguintes. As portas lógicas que acionam cada uma das malhas e a chave de desligamento das microfones foram apresentadas na Tabela 3.12.

Foi adicionada uma malha a mais de controle em cada tipo de funcionamento desse conversor, cujo objetivo é balancear as tensões no barramento CC para que não haja desequilibrado em relação ao ponto médio. Como essas malhas não influenciam diretamente o funcionamento do sistema de armazenamento, essas malhas serão dimensionadas no apêndice D deste trabalho.

### 3.1.3.3.1 Controle da tensão de saída do conversor CC-CA

Esse controlador irá atuar unicamente quando a microrrede estiver isolada e a carga da bateria for superior a 40%, fornecendo a referência de tensão da microrrede. O diagrama dessa malha de controle é apresentado em Figura 3.16. A porta lógica AND é responsável por zerar a moduladora e a entrada do compensador caso a microrrede não esteja isolada ou a carga não esteja estável.

Figura 3.16 - Diagrama de blocos do controle da malha de tensão CA.



A função de transferência da modulação PWM é representada por  $F_m(s)$  é;  $G_{VM}(s)$  é a função de transferência que relaciona a tensão  $V_M$  com a razão cíclica;  $H_{VM}(s)$  é função de transferência do medidor de tensão;  $C_{VM}(s)$  é a função de transferência do controlador de tensão;  $VR_{MD}$  é a tensão de saída da malha de desbalanceamento; e  $VR_{VM}$  é a tensão de referência gerada pelo sistema de sincronização e referência que é apresentado no Capítulo 4.

A função de transferência da planta,  $G_{VM}(s)$ , que relaciona a tensão de saída do conversor com a razão cíclica é baseada na função de transferência do conversor *buck*, pois o conversor opera como um *buck* convencional quando funciona como inversor, porém com metade da tensão do barramento  $V_{inv\_bat}$ . Dessa forma, a FT da planta é:

$$G_{VM}(s) = \frac{V_M(s)}{D(s)} = \frac{\frac{V_{inv\_bat}}{2} R_{inv1}}{s^2 R_{inv1} C_f L_f + s L_f + R_{inv1}}, \quad (3.36)$$

em que  $R_{inv}$  é a resistência de carga para operação do conversor como inversor.

Um artifício utilizado para diminuir a distorção de corrente e de tensão da microrrede durante a operação isolada foi a redução teórica da carga nominal do conversor apenas para o cálculo do controle. Portanto, a resistência de carga dada por:

$$R_{inv1} = \frac{V_M^2}{P}, \quad (3.37)$$

foi calculada para uma potência,  $P$ , igual a 10% potência nominal do conversor por fase.

Com esses dados é possível seguir o algoritmo apresentado no Apêndice C e calcular o compensador que nesse caso foi escolhido o tipo 3, pois o avanço de fase encontrado foi maior que  $90^\circ$ . Os resultados dos cálculos são listados na Tabela 3.13.

Tabela 3.13 - Valores utilizados no cálculo do controlador da malha tensão  $V_M$ .

		Microrrede 1 $\phi$	Microrrede 3 $\phi$
Resistência de carga da planta	$R_{inv1}$	322,7 $\Omega$	484 $\Omega$
FT da modulação PWM	$F_m(s)$	0,2	0,2
Tensão de referência da malha	$VR_M$	2,3 V	2,3 V

Ganho de tensão	$H_{V_M}(s)$	$7,4 \cdot 10^{-3}$	$7,4 \cdot 10^{-3}$
Frequência de cruzamento	$f_{c_{V_M}}$	5 kHz	5 kHz
Ganho em laço aberto sem compensador	$AV_{V_M}$	-20,0 dB	-21,9 dB
Defasagem em laço aberto sem compensador	$P_{V_M}$	-178,1°	-179,1°
Margem de fase desejada	$MF_d$	60°	60°
Avanço de fase	$\alpha_{V_M}$	148,1°	149,1°
Fator K – compensador tipo 3	$K_{V_M}$	51,0	54,3
Frequência do 1° polo do compensador	$f_{p1_{V_M}}$	35,7 kHz	36,8 kHz
Frequência do 2° polo do compensador	$f_{p2_{V_M}}$	35,0 kHz	36,2 kHz
Frequência do 1° zero do compensador	$f_{z1_{V_M}}$	700,2 Hz	678,5 Hz
Frequência do 2° zero do compensador	$f_{z2_{V_M}}$	714,2 Hz	691,2 Hz
Ganho do compensador	$Ganho_{V_M}$	$16,0 \cdot 10^6$	$11,3 \cdot 10^6$

A Figura 3.17 e a Figura 3.18 são os diagramas de Bode das malhas de tensão de referência das microrredes monofásica e trifásica, respectivamente, quando operam no modo isolado.

Figura 3.17 - Diagrama de Bode da malha de tensão microrrede monofásica com controlador.

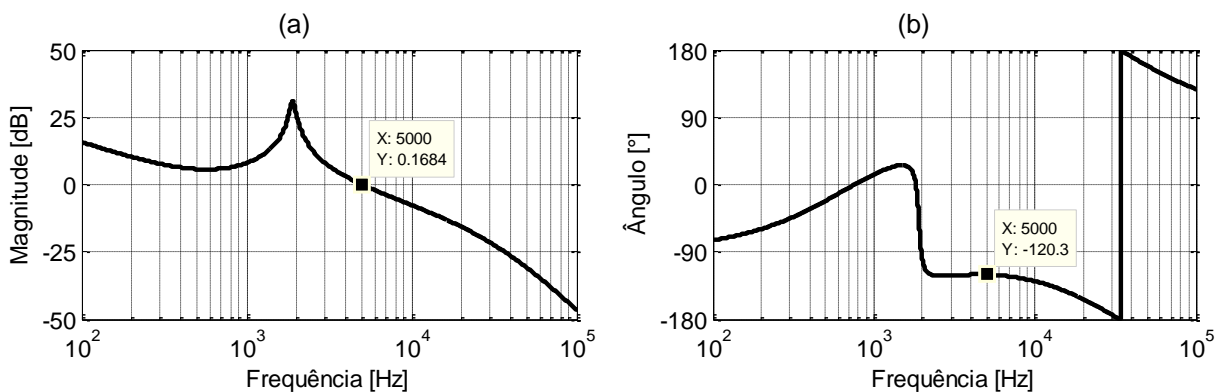
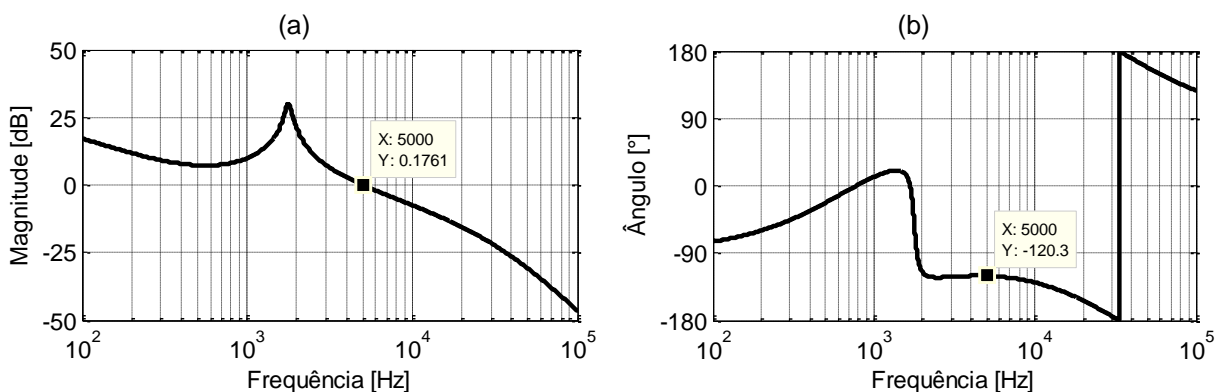


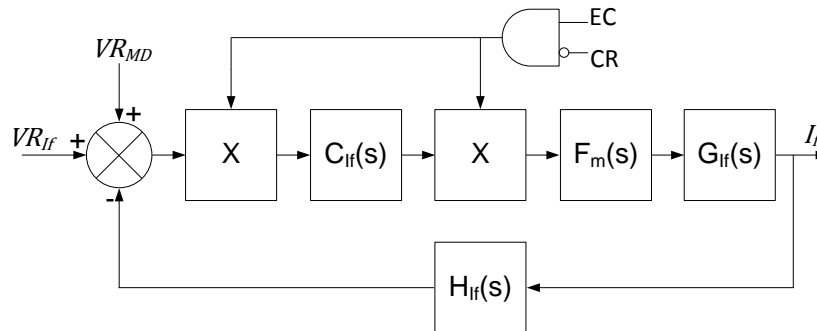
Figura 3.18 - Diagrama de Bode da malha de tensão da microrrede trifásica com controlador.



### 3.1.3.3.2 Controle da corrente de saída do conversor CC-CA

Esse controlador funciona quando a microrrede está conectada à rede elétrica da concessionária, as baterias se encontram carregadas e o gerenciamento da microrrede considera vantajosa a injeção de corrente na rede elétrica, seja para minimizar a importação de energia ou para vender energia à concessionária. O diagrama do controle é mostrado na Figura 3.19.

Figura 3.19 - Diagrama de blocos do controle da malha de corrente CA



Na Figura 3.19,  $F_m(s)$  é a função de transferência da modulação PWM;  $G_{if}(s)$  é a função de transferência que relaciona a corrente  $I_f$  com a razão cíclica;  $H_{if}(s)$  é a função de transferência da medição de corrente;  $C_{if}(s)$  é a função de transferência do controlador de corrente;  $VR_{MD}$  é a tensão de saída da malha de desbalanceamento;  $VR_{If}$  é a tensão que representa a corrente a ser injetada. A tensão  $VR_{If}$  é gerada por uma malha de controle de potência que é apresentada no Capítulo 4. A tensão de referência da malha presente na terceira linha da Tabela 3.14 refere-se ao valor de pico que  $VR_{If}$  deve ter para que a corrente nominal seja injetada, como a malha potência funciona em por unidade, esse valor deve ser multiplicado por  $VR_{If}$ .

Quando esse conversor opera como inversor, seu funcionamento é exatamente igual a do conversor *buck*, portanto é utilizada a FT que relaciona corrente com razão cíclica apresentada em:

$$G_{I_f}(s) = \frac{\frac{V_{invbat}}{2} (sR_{inv2}C_f + 1)}{s^2R_{inv2}C_fL_f + sL_f + R_{inv2}}, \quad (3.38)$$

em que a resistência de carga,  $R_{inv2}$ , é calculada em:

$$R_{inv2} = \frac{V_M^2}{P_{SAE}}, \quad (3.39)$$

sendo  $P_{SAE}$  a potência nominal do inversor por fase.

Com as informações dadas até aqui é possível calcular a FT do compensador da malha de controle seguindo os passos apresentados no Apêndice C. A Tabela 3.14 apresenta todos os passos de cálculo e os parâmetros finais do compensador.

Tabela 3.14 - Resultados do projeto dos controladores de corrente para inversor.

		Microrrede 1 $\phi$	Microrrede 3 $\phi$
Resistência de carga da planta	$R_{inv2}$	32,27 $\Omega$	48,4 $\Omega$
FT da modulação PWM	$F_m(s)$	0,2	0,2
Tensão de referência da malha	$V_{ref\_If}$	2 V	2 V
Ganho de tensão	$H_{If}(s)$	0,207	0,311
Frequência de cruzamento	$f_{cIf}$	5 kHz	5 kHz
Ganho em laço aberto sem compensador	$AV_{If}$	-10,32 dB	-8,80 dB
Defasagem em laço aberto sem compensador	$P_{If}$	-87,5°	-87,6°
Margem de fase desejada	$MF_d$	60°	60°
Avanço de fase	$\alpha_{If}$	57,5°	57,6°
Fator K – compensador tipo 2	$K_{If}$	3,43	3,44
Frequência do polo do compensador	$f_{p\_If}$	17,15 kHz	17,19 kHz
Frequência do zero do compensador	$f_{z\_If}$	1,46 kHz	1,45 kHz
Ganho do compensador	$Ganho_{If}$	353,7 k	297,5 k

A Figura 3.20 e a Figura 3.21 são os diagramas de Bode das malhas de corrente das microrredes monofásica e trifásica, respectivamente, quando operam no modo conectado injetando corrente na microrrede.

Figura 3.20 - Diagrama de Bode da malha de corrente com controlador da microrrede monofásica.

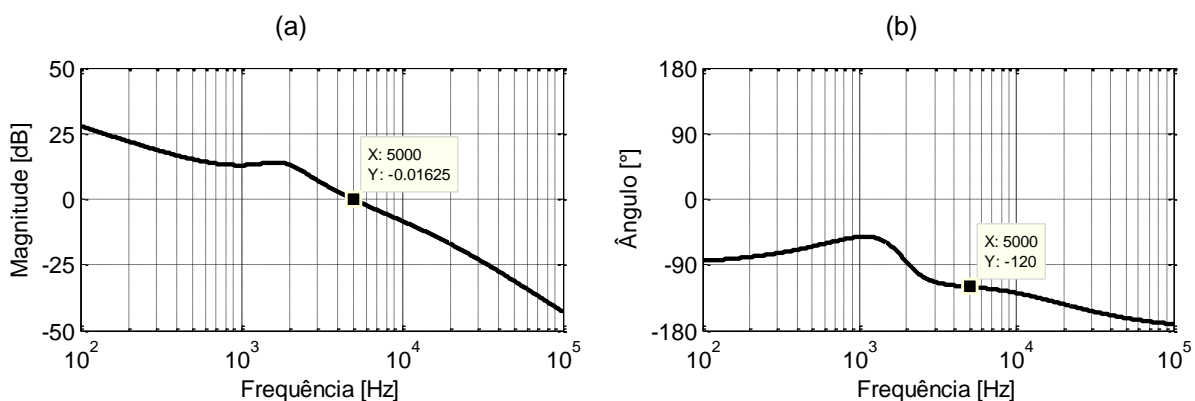
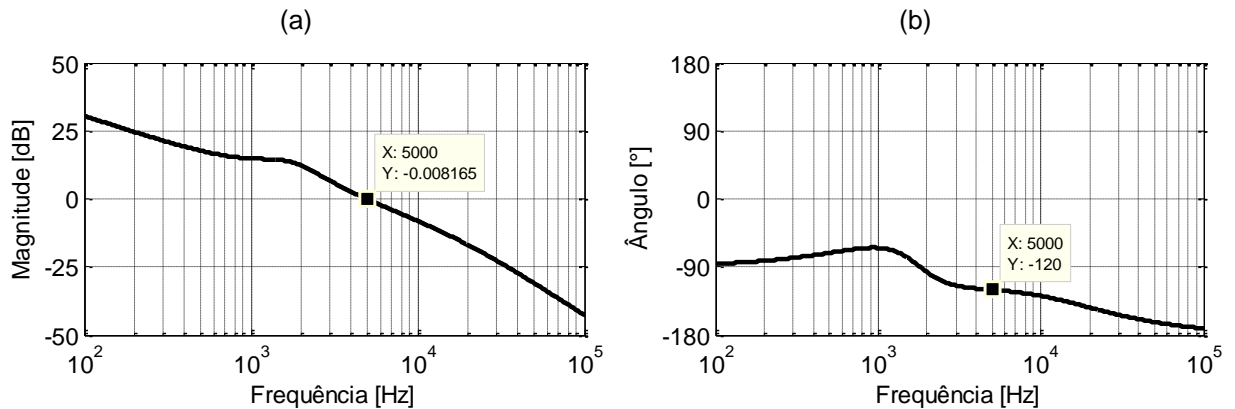


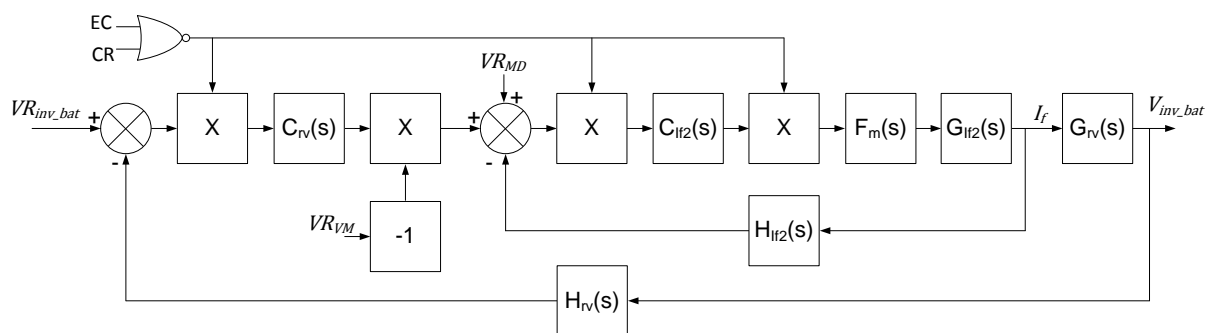
Figura 3.21 - Diagrama de Bode da malha de corrente com controlador da microrrede trifásica.



### 3.1.3.3.3 Controle para operação como retificador

O controle do retificador é realizado por duas malhas de controle funcionando ao mesmo tempo como pode ser observado na Figura 3.22. A malha interna controla a corrente através do indutor, porém no sentido oposto ao colocado na Figura 3.14 e na Figura 3.15, por isso a tensão de referência do sistema de sincronismo,  $VR_{VM}$ , utilizada como amostra para o formato da corrente é multiplicada por -1. Já a malha externa controla a tensão do barramento CC em função da corrente no indutor. Esses controladores devem entrar em funcionamento sempre que as baterias estiverem com nível crítico de carga e a rede da concessionária estiver disponível.

Figura 3.22 - Diagrama de blocos do controle do retificador.



Na Figura 3.22,  $F_m(s)$  é a função de transferência da modulação PWM;  $G_{if2}(s)$  é a função de transferência que relaciona a corrente  $I_f$  com a razão cíclica para o retificador;  $H_{if2}(s)$  é a função de transferência da medição de corrente do retificador;  $C_{if2}(s)$  é a função de transferência do controlador de corrente do retificador;  $G_v(s)$  é a função de transferência que relaciona a tensão de saída do retificador  $V_{inv\_bat}$  com a corrente  $I_f$ ;  $H_v(s)$  é a função de transferência da medição de tensão do

retificador;  $C_{rv}(s)$  é a função de transferência do controlador de tensão do retificador; e  $V_{R_{MD}}$  é a tensão de saída da malha de desbalanceamento.

Quando esse conversor funciona como retificador, as funções de transferência utilizadas nesse controle são as mesmas utilizadas para controlar o conversor CC-CC do banco de baterias quando ele opera no modo *boost*. Entretanto, como os parâmetros são diferentes elas serão reescritas nesta seção em:

$$G_{If2}(s) = \frac{V_M(2 + sR_{ret}C_{bar})}{D'_{ret}(s^2R_{ret}C_{bar}L_f + sL_f + D'_{ret}{}^2R_{ret})}, \quad (3.40)$$

e em:

$$G_{rv}(s) = \frac{D'_{ret}{}^2R_{ret} - sL_fR_{ret}}{D'_{ret}(2 + sR_{ret}C_{bar})}. \quad (3.41)$$

Quando o conversor funciona como *boost*, o capacitor de saída não é mais o capacitor de filtro, mas sim o capacitor do barramento CC, por isso nas equações anteriores o valor do capacitor utilizado foi o estabelecido na Tabela 3.11. Além disso, o valor da resistência de carga do retificador, (3.42), é calculado de acordo com:

$$R_{ret} = \frac{(V_{inv\_bat}/2)^2}{P_{s\_ret}/2}, \quad (3.42)$$

em que  $V_{inv\_bat}$  é a tensão do barramento e  $P_{s\_ret}$  é a potência de saída do retificador. A potência e a tensão do barramento são divididas por dois, pois a operação do retificador é dividida em dois conversores *boost* independentes em que um funciona durante o semiciclo positivo e o outro durante o semiciclo negativo, processando cada um deles metade da potência. Para encontrar o valor dessa potência, utilizou-se a máxima corrente de carga das baterias adotada, a tensão do barramento de entrada do sistema e o rendimento do conversor CC-CC, como apresentado em:

$$P_{s\_ret} = \frac{V_{bat}0,15C}{\eta_{cc\_bat}}. \quad (3.43)$$

Dos parâmetros que formam as FT desse controle, apresentadas em (3.40) e (3.41), falta apenas definir a razão cíclica complementar que é dada por:



$$D'_{ret} = \frac{V_M}{\frac{V_{inv\_bat}}{2}}. \quad (3.44)$$

Determinada a formação das funções de transferência utilizadas no controle do retificador, é possível aplicar o algoritmo apresentado no Apêndice C para encontrar os compensadores de corrente e tensão. Outra observação a respeito desse controle é sobre o valor de corrente utilizado para calcular  $H_{If2}(s)$ , essa corrente deve ser encontrada a partir da potência encontrada em (3.43) dividida pelo rendimento do retificador/inversor.

A Tabela 3.15 mostra dados utilizados para o cálculo do controlador de corrente bem como os seus parâmetros finais.

Tabela 3.15 - Resultados do projeto dos controladores de corrente para retificador

		Microrrede 1 $\phi$	Microrrede 3 $\phi$
Resistência de carga da planta	$R_{ret}$	276,54 $\Omega$	862,60 $\Omega$
Razão cíclica complementar	$D'_{ret}$	0,550	0,338
FT da modulação PWM	$F_m(s)$	0,2	0,2
Tensão de referência da malha	$V_{ref\_If2}$	2 V	2 V
Ganho de corrente	$H_{If2}(s)$	0,261	0,308
Frequência de cruzamento	$f_{cIf2}$	5 kHz	5 kHz
Ganho em laço aberto sem compensador	$AV_{If2}$	-9,57 dB	-9,93 dB
Defasagem em laço aberto sem compensador	$P_{If2}$	-90°	-90°
Margem de fase desejada	$MF_d$	60°	60°
Avanço de fase	$\alpha_{If2}$	60°	60°
Fator K – compensador tipo 2	$K_{If2}$	3,73	3,73
Frequência do polo do compensador	$f_{p\_If2}$	18,66 kHz	18,66 kHz
Frequência do zero do compensador	$f_{z\_If2}$	1,34 kHz	1,34 kHz
Ganho do compensador	$Ganho_{If2}$	353.100	367.900

A Figura 3.23 e a Figura 3.24 mostram o comportamento da malha de corrente com compensador dos retificadores dos sistemas de armazenamento de energia das microrredes monofásica e trifásica, respectivamente.

Figura 3.23 - Diagrama de Bode da malha de corrente com controlador da microrrede monofásica.

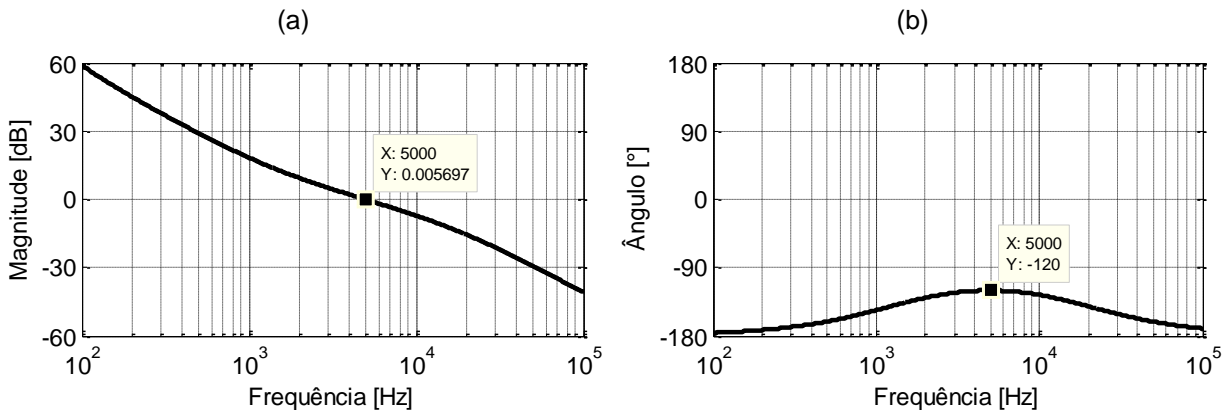
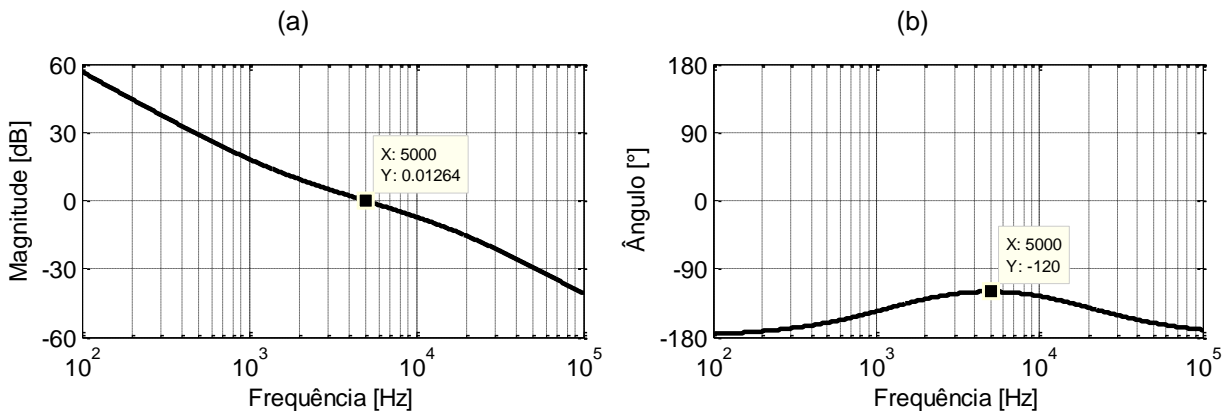


Figura 3.24 - Diagrama de Bode da malha de corrente com controlador da microrrede trifásica



A Tabela 3.16 apresenta o ganho, o polo e o zero do compensador de tensão do retificador, bem como todos os valores necessários para encontra-los de acordo com o Apêndice C.

Tabela 3.16 - Resultados do projeto dos controladores de tensão para retificador

		Microrrede 1 $\phi$	Microrrede 3 $\phi$
Tensão de referência da malha	$V_{ref_{rv}}$	8 V	13 V
Ganho de tensão	$H_{rv}(s)$	0,01	0,01
Frequência de cruzamento	$f_{c_{rv}}$	12 Hz	5 Hz
Ganho em laço aberto sem compensador	$AV_{rv}$	-13,64 dB	-15,24 dB
Defasagem em laço aberto sem compensador	$P_{rv}$	-112,84°	-136,24°
Margem de fase desejada	$MF_d$	60°	40°
Avanço de fase	$\alpha_{rv}$	82,84°	86,24°
Fator K – compensador tipo 2	$K_{rv}$	15,98	30,45
Frequência do polo do compensador	$f_{p_{rv}}$	191,73 Hz	152,25 Hz

Frequência do zero do compensador	$f_{z_{rv}}$	0,75 Hz	0,16 Hz
Ganho do compensador	$Ganho_{rv}$	5.800	5.500

A Figura 3.25 e a Figura 3.26 mostram o diagrama de Bode da malha de tensão do retificador com os compensadores projetados para as microrredes monofásica e trifásica, respectivamente.

Figura 3.25 - Diagrama de Bode da malha de tensão do retificador com controlador da microrrede monofásica.

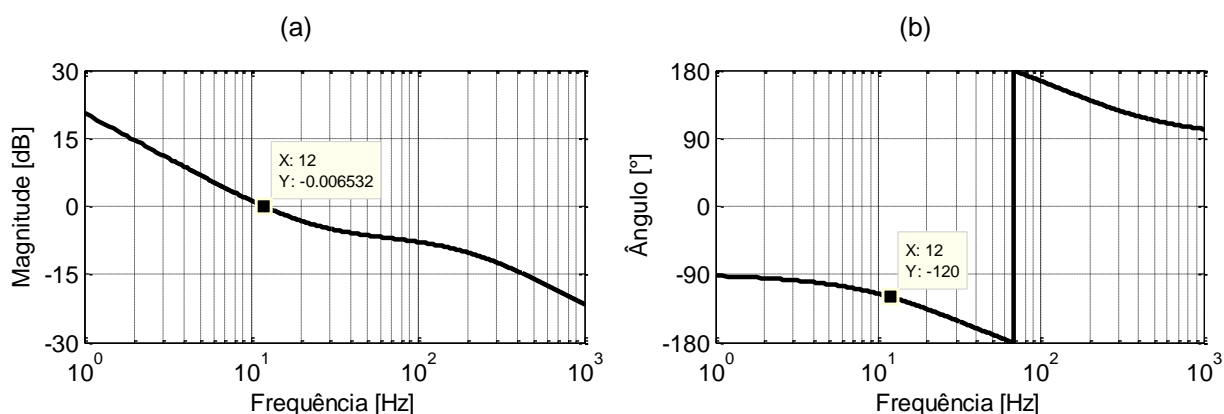
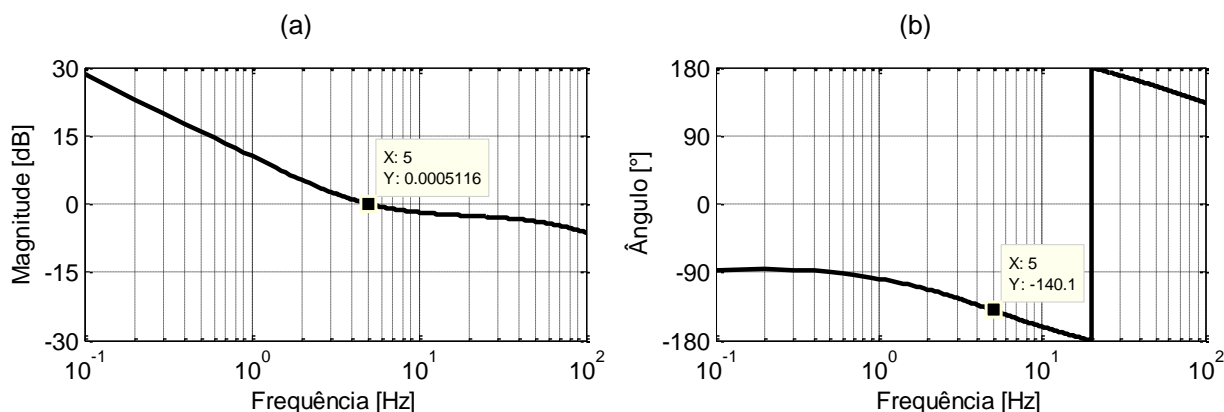


Figura 3.26 - Diagrama de Bode da malha de tensão do retificador com controlador da microrrede trifásica.



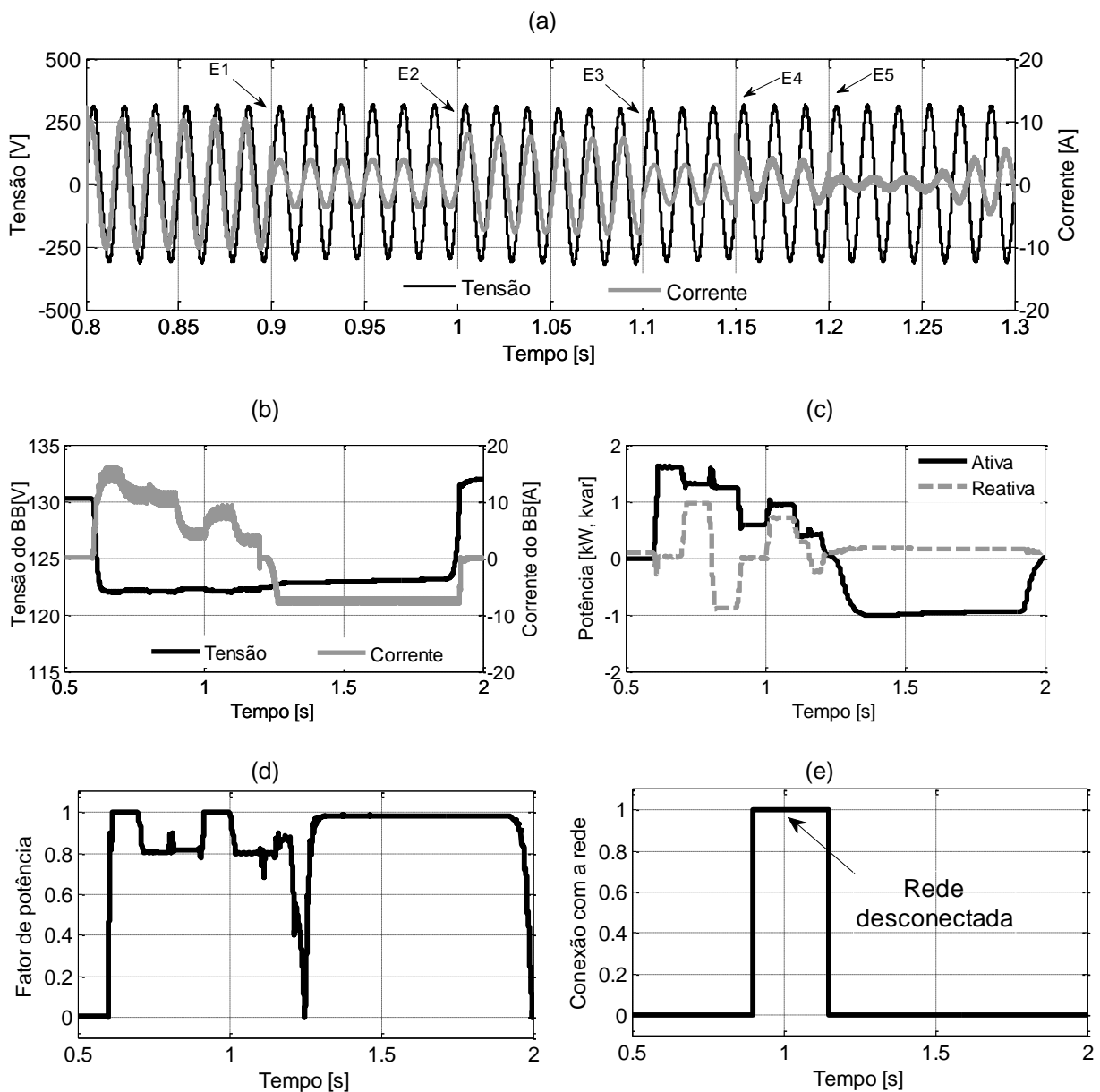
### 3.1.4 Simulação do sistema de armazenamento

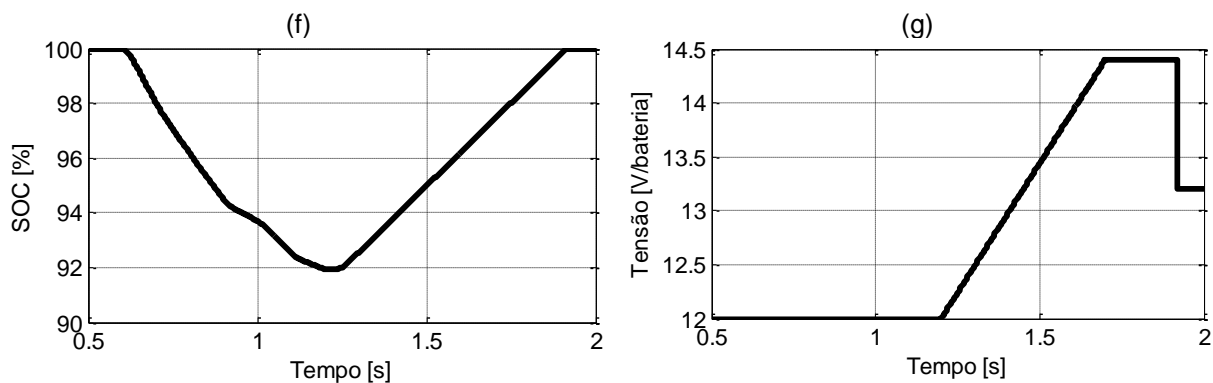
A Figura 3.27 mostra as respostas do sistema de armazenamento modelado aos eventos descritos a seguir.

- Entre 0,5 e 0,6 s, bateria conectada flutuando.
- Em 0,6 s, degrau na referência de corrente.
- Em 0,7 s, deslocamento na referência de corrente para a produção de energia reativa indutiva desejada.

- Em 0,8 s, deslocamento na referência de corrente para a produção de energia reativa capacitiva desejada.
- Em 0,9 s, rede desconectada e bateria assume uma carga puramente resistiva (E1).
- Em 1,0 s, degrau na carga que agora possui característica indutiva (E2).
- Em 1,1 s, redução na carga do sistema isolado e início do sincronismo (E3).
- Em 1,15 s, a rede é reconectada e o inversor assume a referência de corrente a ser injetada na rede (E4).
- Em 1,2 s, a bateria inicia o processo de carregamento (E5).

Figura 3.27 - Resposta do sistema de armazenamento a perturbações aplicadas.





A Figura 3.27 (a) mostra as variações de corrente em diversos eventos impostos ao sistema. Não foram notadas variações perceptíveis na tensão quando a rede foi desconectada, portanto a malha de tensão funcionou bem.

A Figura 3.27 (b) mostra as variações na tensão e na corrente de saída das baterias. Já a Figura 3.27 (c) apresenta como a potência do sistema variou durante todo o período simulado. A variação entre potência ativa e reativa injetada se torna possível devido à malha de potência implementada que é apresentada no Capítulo 4. A Figura 3.27 (d) mostra a variação do fator de potência na saída do inversor do sistema de armazenamento de energia. No transitório entre a descarga e a carga da bateria, o fator de potência vai a zero devido ao deslocamento na referência de corrente.

A Figura 3.27 (e) mostra o sinal enviado para a desconexão e reconexão com a rede elétrica. A Figura 3.27 (f) apresenta a variação do SOC durante o carregamento e o descarregamento da bateria. Uma observação importante é que na simulação cada 1 s representa 1 hora, por isso a bateria descarregou 8% em menos de 1 s de carga nominal. Por fim, a Figura 3.27 (g) mostra a rampa aplicada na referência de tensão do conversor CC-CC funcionando como *buck* para o carregamento do BB como indicado pelo fabricante.

### 3.2 Sistema da célula a combustível

As células a combustível (CaC), assim como as baterias estudadas anteriormente, transformam energia química em energia elétrica através de reações espontâneas. Uma das vantagens das CaC em relação às baterias é a continuidade da produção de eletricidade desde que haja combustível e oxigênio, além de condições adequadas para a reação (SERPA, 2004).

Outras vantagens que as CaC apresentam são a alta eficiência, princi-

palmente se são aproveitadas a geração de energia elétrica e de calor, o baixo nível de ruído e a robustez do sistema por não possuir partes móveis (SERPA, 2004). As desvantagens são o preço da tecnologia das CaC, a obtenção, o transporte e o armazenamento do combustível (LARMINIE e DICKS, 2003).

Em geral, o combustível mais utilizado é o hidrogênio devido ao subproduto ser água, tornando a geração de energia elétrica limpa, contudo a obtenção do hidrogênio é realizada algumas vezes com energia proveniente de fontes fósseis, portanto o processo total não é integralmente renovável. Entretanto, segundo (LARMINIE e DICKS, 2003) processos baseados na utilização de enzimas, bactérias ou luz estão sendo desenvolvidos para a produção de hidrogênio em escala comercial. Outra forma de obter hidrogênio de forma limpa é através de reações de eletrólise, ao aplicar corrente elétrica, proveniente de fontes renováveis, e dissociar moléculas de água em gás hidrogênio e gás oxigênio (SERPA, 2004).

Embora muitas das pesquisas que envolvem CaC têm a finalidade de usá-las em substituição aos motores a combustão interna dos carros, outra aplicação das CaC que vem ganhando esforços científicos com o desenvolvimento da engenharia dos materiais é como geração distribuída de pequeno e médio porte. Nessa perspectiva, a utilização de CaC dentro de uma microrrede é muito útil e bastante interessante, principalmente, por ser dentre as fontes de energia renovável uma fonte despachável sob demanda, isto é, a escolha do seu funcionamento deve ser baseada em objetivos técnicos e/ou econômicos e não somente na disponibilidade da energia primária como ocorre para as fontes eólicas e solar-fotovoltaica.

As CaC possuem característica de corrente contínua e geralmente sua tensão de saída é da ordem de dezenas de volts, portanto, o sistema utilizado para integrá-la à microrrede é composto por um conversor elevador de alto ganho e por um inversor de frequência. A seguir serão apresentadas todas as etapas para representação e simulação deste sistema no PSCAD.

### **3.2.1 Célula a combustível**

Existem diferentes formas de classificar as CaC disponíveis no mercado. Alguns autores as dividem somente pela temperatura de operação, entre as células de alta temperatura e de baixa temperatura. Outra divisão está relacionada ao tipo de eletrólito utilizado. Há ainda a divisão pelo tipo de combustível utilizado, dentre outras formas de classificá-las. A Tabela 3.17 apresenta alguns tipos de CaC bem

como suas temperaturas de operação, além de mostrar as aplicações empregadas para cada tipo de CaC mostrada.

Tabela 3.17 - Características de diversos tipos de células a combustível.

Tipo de CaC	Íon móvel	Temperatura de operação	Aplicações
Alcalinas	$OH^-$	50 – 200°C	Usada em veículos espaciais
Membrana de troca de prótons	$H^+$	30 – 100°C	Veículos e aplicações móveis, além de sistemas de pequena e média potência para geração de energia e calor.
Metanol direto	$H^+$	20 – 90°C	Sistemas eletrônicos de baixa potência que ficam ligados por longos períodos.
Ácido fosfórico	$H^+$	~ 220°C	Sistemas de cogeração com potência em torno de 200 kW.
Carbonato fundido	$CO_3^{2-}$	~ 650°C	Adequado para sistemas de médio e grande porte que utilizam cogeração.
Óxido sólido	$O^{2-}$	500 – 1000°C	Adequado para todos os tamanhos de sistemas de cogeração (2 kW a alguns MW).

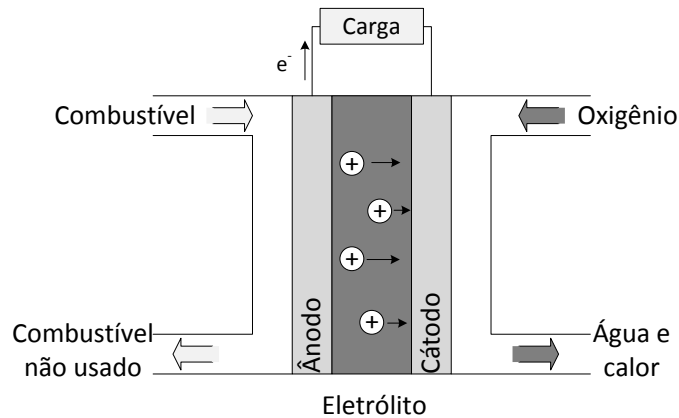
Fonte: Adaptado de (LARMINIE e DICKS, 2003).

As CaC alcalinas são células com aplicação exclusivamente no espaço, principalmente devido ao fato que o ar e o combustível para a sua utilização deve ser livre de  $CO_2$ , gás abundantemente presente na atmosfera terrestre. As células baseadas na tecnologia de membrana de troca de prótons (PEM, do inglês *Proton Exchange Membrane*) são caracterizadas pela baixa temperatura de operação, por utilizar hidrogênio como combustível e platina como catalisador da reação, pois as CaC de baixa temperatura possuem uma velocidade de reação muito baixa. Células com a mesma tecnologia, mas que utilizam metanol como combustível são chamadas de CaC de metanol, com esse combustível essas células perdem densidade de potência. Os outros três tipos de célula apresentam operação em temperaturas mais elevadas e por isso economizam na utilização de catalizadores (LARMINIE e DICKS, 2003).

A CaC estudada neste trabalho é a PEM, devido a sua simplicidade e faixa de aplicação adequada ao nível de potência desejado nesse trabalho, além de possuir temperaturas de operação baixas o que facilita o controle na operação desses equipamentos.

As CaC PEM são constituídas de forma semelhantes às baterias, por dois eletrodos e um eletrólito conforme é apresentado na Figura 3.28.

Figura 3.28 - Princípio de funcionamento da célula a combustível.



Fonte: Adaptado de (OUTEIRO, *et al.*, 2008).

A figura mostra também o princípio de funcionamento da CaC, na qual o combustível é dissociado em íons positivos e elétrons com ajuda de platina como catalisador no ânodo. Enquanto os elétrons se deslocam pelo circuito externo fazendo a célula gerar energia, os íons positivos se deslocam pela membrana do eletrólito até o cátodo; ao chegar são combinados com moléculas de gás oxigênio formando água e calor.

### 3.2.1.1 Modelo da CaC

Diversos modelos foram estudados de forma a se escolher a melhor representação de uma CaC. As maiores dificuldades de implementação dos modelos é principalmente devido ao grande número de parâmetros necessários para representar bem uma CaC.

Os dois primeiros modelos estudados foram o modelo simples e o modelo completo da biblioteca SimPowerSystem do Simulink/Matlab que foram desenvolvidos em (SOULEMAN, 2008). Enquanto o modelo simples da CaC era baseado somente na curva de tensão por corrente da célula, o modelo completo seguia uma série de equações, cujos parâmetros são retiradas de folhas de dados mais completas e difíceis de serem conseguidas sem o apoio direto do fabricante do equipamento.

Os outros modelos estudados são semelhantes e serão referenciados ao longo das explicações. Em todos eles são feitos o modelo dinâmico e o modelo estático da CaC. O modelo estático é basicamente o mesmo em todas as referências estudadas com algumas pequenas diferenças, ele é baseado nas equações eletroquí-



micas da CaC. Já o modelo dinâmico possui diferenças mais marcantes entre as referências estudadas, mas todos são fundamentados no teste de interrupção de corrente aplicado na CaC.

O código do modelo da CaC utilizado nas simulações deste trabalho está exposto no Apêndice A.

### 3.2.1.1.1 Modelo estático ou eletroquímico

Para a representação do modelo estático da CaC, não foi utilizada uma referência específica. Várias referências serviram como base para que a curva final do modelo ficasse o mais próximo possível da curva disponível no manual do fabricante da célula escolhida de 1,2 kW da (BALLARD POWER SYSTEMS INC., 2003).

As referências utilizadas para representar essa parte do modelo foram (LARMINIE e DICKS, 2003), (SERPA, 2004), (OUTEIRO, *et al.*, 2008) e (AVELAR, *et al.*, 2009).

A primeira informação que se deve conhecer para iniciar o modelo eletroquímico de uma CaC é quais parcelas compõem a equação da tensão de saída,  $V_{cel}$ , dessa fonte de energia. Essa equação está em todas as referências citadas no parágrafo anterior e é escrita em:

$$V_{cel} = n_{cel}(E - V_{ativ} - V_{ohm} - V_{conc}), \quad (3.45)$$

em que  $n_{cel}$  é o número de células em série da fonte, os demais termos serão descritos e explorados a seguir.

O termo  $E$  representa a tensão teórica de circuito aberto, que depende exclusivamente da temperatura de operação da CaC e da pressão dos gases utilizados por ela. Essa tensão chamada em alguns trabalhos como tensão de Nernst e em outros, como tensão reversível é calculada em:

$$E = E_o + \frac{RT}{2F} \left( \ln(P_{H_2}) + \frac{1}{2} \ln(P_{O_2}) \right) - \Delta S(T - 298,15), \quad (3.46)$$

em que  $E_o$  é a máxima tensão teórica da célula em circuito aberto (1,229 V);  $R$  é a constante universal dos gases ( $8,31 \text{ J}\cdot\text{K}^{-1}\cdot\text{mol}^{-1}$ );  $T$  é a temperatura de operação, K;  $F$  é a constante de Faraday ( $96485 \text{ C}\cdot\text{mol}^{-1}$ );  $P_{H_2}$  é a pressão do gás hidrogênio, atm;  $P_{O_2}$  é a pressão do gás oxigênio, atm, e  $\Delta S$  é o coeficiente relacionado à variação de

entropia nas condições de temperatura e de pressão normal, comparando a equação apresentada por (SERPA, 2004) e a equação apresentada por (OUTEIRO, *et al.*, 2008) para  $E$ , encontra-se o valor de  $0,85 \cdot 10^{-3}$  para esse coeficiente.

Enquanto em (SERPA, 2004) e (LARMINIE e DICKS, 2003), a base teórica da equação (3.46) é explorada detalhadamente, em (OUTEIRO, *et al.*, 2008) a equação é apresentada em termos numéricos. Já em (AVELAR, *et al.*, 2009) o termo que representa a variação da entropia nas condições de pressão e temperatura padrão é desconsiderado.

O próximo termo analisado,  $V_{ativ}$ , é a tensão irreversível causada pelas perdas por ativação. Essa queda de tensão é ocasionada pela lentidão das reações na superfície do eletrodo e é altamente não linear. A queda de tensão devido à ativação das reações foi equacionada em:

$$V_{ativ} = A_c \ln\left(\frac{J}{J_{0c}}\right) + A_a \ln\left(\frac{J}{J_{0a}}\right), \quad (3.47)$$

em que  $J$  é a densidade de corrente atual da CaC;  $J_{0c}$  e  $J_{0a}$  são chamadas de densidade de corrente de troca, que significa a densidade de corrente na qual a queda de tensão começa a ocorrer em cada eletrodo, cátodo e ânodo, respectivamente.

Segundo (SERPA, 2004) e (LARMINIE e DICKS, 2003), a densidade de corrente de troca para o ânodo (eletrodo de hidrogênio) é muito maior que para o eletrodo de oxigênio, dessa forma, a queda de tensão por ativação só é significativa no cátodo. Neste trabalho, será considerada apenas a queda de tensão no cátodo, portanto a tensão de ativação é apresentada em:

$$V_{ativ} = A_c \ln\left(\frac{J}{J_{0c}}\right). \quad (3.48)$$

O valor da densidade de corrente,  $J_{0c}$ , adotado nesse trabalho foi baseado nas referências (LARMINIE e DICKS, 2003) e (AVELAR, *et al.*, 2009) que apresentam o mesmo valor de  $0,0001 \text{ A}\cdot\text{cm}^{-2}$  para uma célula de hidrogênio de baixa temperatura. Já o valor da inclinação,  $A_c$ , da queda de tensão por ativação é dada em:

$$A_c = \frac{RT}{2\alpha_c F}, \quad (3.49)$$

na qual  $\alpha_c$  é o coeficiente de transferência de carga que para o cátodo varia entre

0,1 e 0,5 de acordo com (LARMINIE e DICKS, 2003).

Uma observação que deve ser feita em relação à equação (3.48) é que ela só tem validade para densidades de corrente superiores à densidade de corrente de troca,  $J_0$ .

Há ainda outra forma de representar as perdas por ativação através de uma série de coeficiente que dependem do modelo da célula, como não foi utilizada nesse trabalho, não será apresentada. Entretanto, outras informações sobre essa representação podem ser encontradas em (AVELAR , *et al.*, 2009), (OUTEIRO, *et al.*, 2008) e (SERPA, 2004).

A próxima tensão irreversível estudada são as perdas devido às resistências internas da CaC,  $V_{ohm}$ , esta queda é calculada em:

$$V_{ohm} = R_s i_{cel} . \quad (3.50)$$

No modelo estático, a resistência  $R_s$  é calculada como a soma da resistência dos contatos,  $R_c$ , e a resistência da membrana,  $R_M$  (OUTEIRO, *et al.*, 2008). E  $i_{cel}$  é a corrente atual da célula

A resistência da membrana depende de sua área,  $S$ , e de seu comprimento,  $l$ , como pode ser observado em:

$$R_M = \frac{\rho_M l}{S} . \quad (3.51)$$

A resistividade da membrana ainda depende da temperatura e densidade de corrente atual da célula, como nota-se em:

$$\rho_M = \frac{181,6 \left[ 1 + 0,03J + 0,062 \left( \frac{T}{303} \right)^2 J^{2.5} \right]}{(\psi - 0,634 - 3J) e^{4,18 \left( \frac{T-303}{T} \right)}} , \quad (3.52)$$

em que o parâmetro  $\psi$  é um valor ajustável para cada célula e deve permanecer entre 14 e 23 de acordo com (OUTEIRO, *et al.*, 2008).

A última parcela de tensão irreversível é calculada por:

$$V_{conc} = -B \ln \left( 1 - \frac{i_{cel}}{i_L} \right) , \quad (3.53)$$

em que  $i_{cel}$  é a corrente atual da célula;  $i_L$  é a corrente limite de funcionamento da

célula que pelo manual do fabricante é de 75 A;  $B$  é uma constante que depende dos reagentes da célula. Conforme (LARMINIE e DICKS, 2003), o cálculo de  $B$  pode ser feito por:

$$B = \frac{RT}{2F} + \frac{RT}{4F}, \quad (3.54)$$

na qual o primeiro termo representa o coeficiente devido ao gás hidrogênio e o segundo relacionado ao gás oxigênio.

Essa parcela ocorre devido às perdas por concentração, isto é, caso a corrente na célula seja muito alta o consumo de oxigênio e hidrogênio vai aumentar, reduzindo a concentração desses gases nos eletrodos e levando a uma queda severa da tensão nos terminais da célula. Em muitas CaC, essa queda de tensão não é considerada, pois os valores de corrente necessária para que ocorra variação significativa são bem superiores aos valores nominais de corrente (SERPA, 2004).

Há ainda uma queda de tensão fixa que ocorre quando a célula encontra-se em circuito aberto devido à continuidade das reações mesmo em equilíbrio, isto é, reação direta ocorre na mesma velocidade da reação inversa, porém ainda existe uma corrente e, portanto, uma queda de tensão. Essa redução na tensão é também conhecida de queda de tensão por correntes internas. Em (SERPA, 2004) é dito que essa corrente deve ser acrescentada no equacionamento de todas as tensões irreversíveis citadas anteriormente, mas que ela apenas irá ser relevante na queda de tensão por ativação, consideração aceita neste trabalho, portanto a tensão de ativação é calculada em:

$$V_{ativ} = A_c \ln \left( \frac{J + J_n}{J_{0c}} \right). \quad (3.55)$$

A Tabela 3.18 apresenta todos os valores utilizados para a realização do modelo da CaC de 1,2 kW da (BALLARD POWER SYSTEMS INC., 2003). A primeira e a segunda coluna mostram parâmetros direta ou indiretamente retirados do manual do fabricante, por exemplo, a temperatura de operação das células está mencionada no manual, porém o número de células em série foi estimado através de duas informações que diziam: 1 célula opera entre 1 V e 0,6 V; e a pilha de células que forma o produto opera entre 43 V e 26 V.

A terceira e quarta coluna mostram valores calculados a partir das equa-

ções apresentadas anteriormente, com exceção dos valores  $J_{0c}$  e  $\alpha_c$ , enquanto o primeiro foi encontrado em duas referências, o segundo foi ajustado até que fosse obtida uma tensão de circuito aberto próxima dos 43 V e na potência nominal uma tensão em torno dos 26 V.

As últimas colunas foram retiradas do trabalho (OUTEIRO, *et al.*, 2008) que faz uma otimização desses parâmetros para o mesmo modelo da célula adotada neste trabalho.

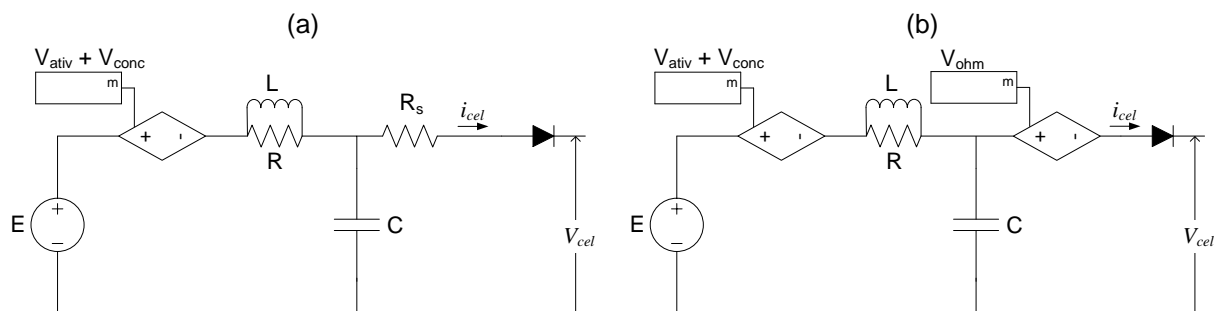
Tabela 3.18 - Parâmetros do modelo da CaC.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$n_{cel}$	43	$E$	1,195 V	$R_c$	0.00028 $\Omega$
$P_{H_2}$	1 atm	$J_{0c}$	0.1 mA/cm <sup>2</sup>	$l$	0.0131 cm
$P_{O_2}$	1 atm	$\alpha_c$	0.262	$S$	62.05 cm <sup>2</sup>
$T$	65°C	$A_c$	0.056	$\psi$	23
$i_L$	75 A	$B$	0.022	$J_n$	3 mA/cm <sup>2</sup>

### 3.2.1.1.2 Modelo dinâmico

Na literatura estudada foram verificados diversos modelos dinâmicos para a CaC. O modelo que apresentou os melhores resultados quando implementado foi o desenvolvido por (AVELAR, *et al.*, 2009). Esse modelo pode ser observado na Figura 3.29 (a). O modelo utilizado neste trabalho é apresentado na Figura 3.29 (b), que possui algumas modificações em relação ao modelo proposto por (AVELAR, *et al.*, 2009).

Figura 3.29 - Modelo completo da CaC PEM (a) modelo de (AVELAR, *et al.*, 2009) e (b) modelo utilizado neste trabalho.



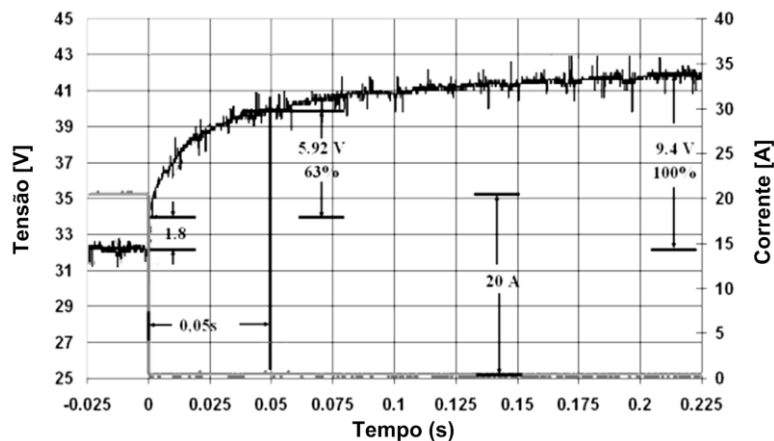
Fonte: Adaptado de (AVELAR, *et al.*, 2009).

A principal diferença entre o modelo base e o modelo utilizado neste trabalho está na representação das perdas ôhmicas. Enquanto neste trabalho utilizam-se as equações (3.50), (3.51) e (3.52) para o cálculo dessas perdas, no modelo de (AVELAR , *et al.*, 2009) as perdas ôhmicas foram representadas através da resistência  $R_s$ , cujo cálculo é mostrado por:

$$R_s = \frac{\Delta V_{ins}}{i_{inicial}} = \frac{1,8 V}{20 A} = 0,09 \Omega \quad (3.56)$$

de acordo com o teste de interrupção de corrente apresentado na Figura 3.30, em que  $\Delta V_{ins}$  é a variação instantânea de tensão no instante em que a corrente vai para zero. Essa variação instantânea está relacionada às perdas ôhmicas, por isso é utilizada para o cálculo da resistência  $R_s$ . Por sua vez  $i_{inicial}$  é o valor da corrente no instante da interrupção.

Figura 3.30 - Teste de interrupção de corrente.



Fonte: Adaptado de (AVELAR , *et al.*, 2009).

As semelhanças dos modelos são a fonte independente que tem seu valor igual ao da equação (3.46) e a primeira fonte dependente da corrente de saída,  $i_{cel}$ . Essa fonte dependente é a soma das equações (3.53) e (3.55) e como são funções logarítmicas de  $i_{cel}$ , essa corrente deve passar por um limitador. O limitador deve restringir a corrente da célula um pouco acima da corrente relacionada à densidade  $J_{0c}$  e um pouco abaixo da corrente limite  $i_L$ .

O capacitor dos modelos tem a função de simular a variação exponencial da tensão de saída durante os transitórios, enquanto o resistor, R, foi necessário para bem representar essa variação, contudo esse resistor aumenta as perdas ôh-

micas. Deve-se, portanto, utilizar o indutor L para que em regime permanente essas perdas sejam anuladas.

Os valores de R, C e L são calculados também através do teste de interrupção de corrente. Como a célula ainda não foi adquirida, na Figura 3.30 foi apresentado o resultado obtido por (AVELAR , *et al.*, 2009).

O cálculo dos parâmetros do modelo dinâmico de acordo com (AVELAR , *et al.*, 2009) é realizado em:

$$\begin{aligned} C &= \frac{\tau}{R_s} = \frac{0,05 \text{ s}}{0,09 \Omega} = 0,555 \text{ F} , \\ R &= \frac{R_s}{2} = \frac{0,09 \Omega}{2} = 0,045 \Omega , \\ L &= 10 \cdot \tau \cdot R_s = 10 \cdot 0,05 \text{ s} \cdot 0,09 \Omega = 0,045 \text{ H} . \end{aligned} \tag{3.57}$$

Ao realizar simulações, entretanto, notou-se, quando se aplicou o teste de interrupção de corrente, um pequeno *overshoot* de aproximadamente 5,2% na tensão de saída que não era esperado. Foi estudada a função de transferência do modelo até o capacitor (apresentada em (3.58)). Embora variando os valores de R, L e C, a função tivesse característica de uma função de segunda ordem, não foi conseguido um sistema criticamente amortecido pelos métodos de controle convencional (por exemplo, cancelando um dos pólos com o zero ou fazendo as raízes terem multiplicidade 2).

$$FT = \frac{s + R/L}{RCs^2 + s + R/L} \tag{3.58}$$

Para esse trabalho, o *overshoot* de 5,2 % foi considerado aceitável, portanto os valores de R, L e C utilizados no modelo da CaC simulada neste trabalho serão os calculado na equação (3.57).

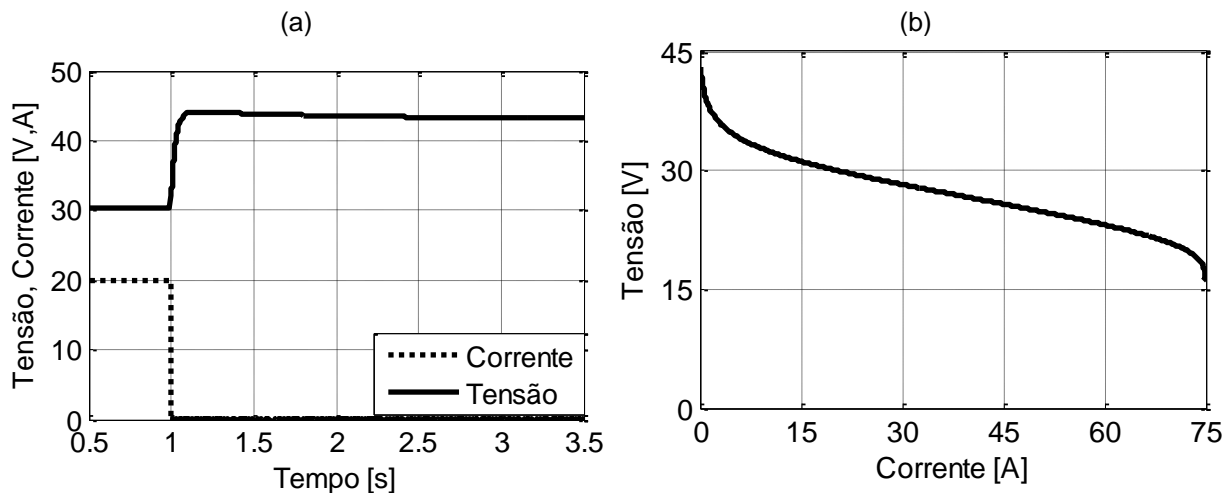
A Figura 3.31 (a) mostra o resultado do teste de interrupção de corrente feito no modelo. A Figura 3.31 (b) mostra os diversos pontos de operação da CaC utilizada neste trabalho.

### 3.2.2 Conversor CC-CC

O conversor utilizado como etapa elevadora para a conexão da CaC à microrrede é da mesma família do conversor CC-CC bidirecional apresentado na

seção 3.1.2, entretanto não é bidirecional, portanto funciona apenas como um conversor *boost* de alto ganho.

Figura 3.31 - Simulação (a) teste de interrupção de corrente (b) variação da  $V_{xl}$ .



As duas topologias são bastante parecidas, pois são baseadas na célula de comutação de três estágios, que utiliza um transformador para elevar o ganho do conversor. Esse alto ganho é necessário, pois a tensão da CaC na potência nominal é 26 V, sendo que a tensão mínima teórica do barramento do inversor para a conexão à rede é 311 V (valor de pico de uma rede com tensão de fase de 220 V<sub>rms</sub>), portanto o ganho mínimo necessário é aproximadamente 12.

Esse conversor é composto por um indutor que é o elemento armazenador de energia do sistema, um transformador (responsável pelo alto ganho do conversor), dois interruptores, quatro diodos e capacitores de filtro. A topologia do conversor *boost* de alto ganho é apresentada na Figura 3.32. Todos os detalhes da topologia e resultados experimentais são encontrados em (TORRICO-BASCOPE, *et al.*, 2006) e (BEZERRA, 2010).

### 3.2.2.1 Princípio de funcionamento

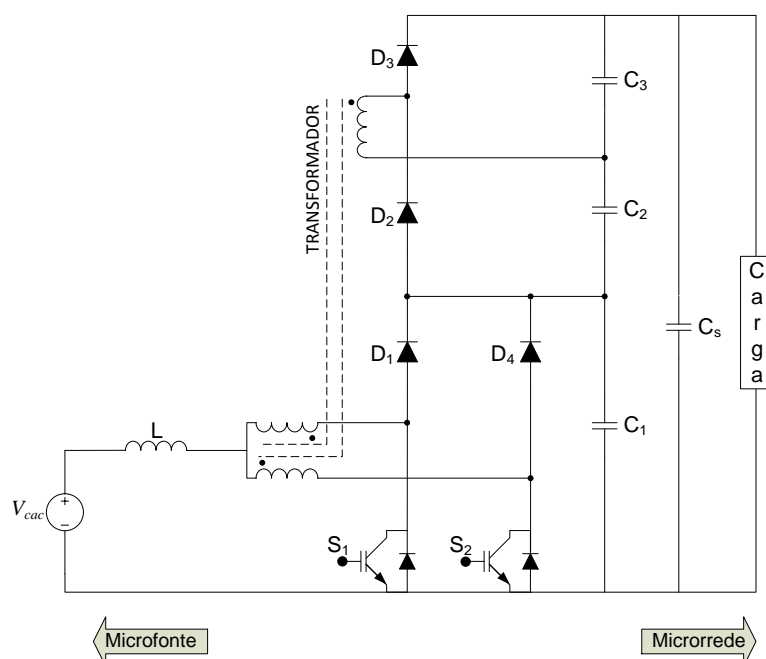
O conversor *boost* de alto ganho da CaC opera no modo de condução contínua. Os comandos das chaves apresentam superposição durante a operação em regime, logo a razão cíclica tem de ser maior que 0,5.

A primeira etapa de operação ocorre quando  $S_1$  e  $S_2$  estão em condução. Durante esse intervalo a energia da CaC é armazenada no indutor L. Nenhuma energia é transferida para a carga pelo transformador, pois seus enrolamentos têm polaridades inversas e a corrente é dividida igualmente, portanto o fluxo resultante e



a tensão no primário são nulos. Dessa forma, a tensão  $V_{CaC}$  incide totalmente sobre o indutor  $L$ .

Figura 3.32 - Conversor elevador CC-CC de alto ganho conectado a CaC.



Na segunda etapa de operação, a chave  $S_2$  continua em condução, entretanto a chave  $S_1$  é bloqueada. Nessa condição, os diodos  $D_1$  e  $D_2$  são diretamente polarizados. A energia acumulada pelo indutor na etapa anterior bem como a energia da CaC são transferidas para os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .

A terceira etapa é igual à primeira e ocorre com a sobreposição dos comandos de fechamento das chaves. A etapa é iniciada com a entrada em condução do interruptor  $S_1$  e termina com a abertura da chave  $S_2$ .

A quarta e última etapa ocorre quando a chave  $S_2$  é bloqueada e os diodos  $D_3$  e  $D_4$  são polarizados diretamente. A energia armazenada durante a terceira etapa assim como a energia da CaC são transferidas para os capacitores  $C_1$  e  $C_3$ , que são responsáveis por passar essa energia para a carga.

### 3.2.2.2 Dimensionamento do conversor

Assim como em todos os outros conversores, o dimensionamento neste trabalho vai se restringir ao cálculo dos elementos passivos do circuito da Figura 3.32, todas as equações apresentadas a seguir foram retiradas de (BEZERRA, 2010).

Determinou-se primeiro a variação máxima admissível da tensão de entrada da CaC, utilizada para calcular o ganho máximo do conversor, considerando que a tensão nominal da célula é 26 V, a tensão mínima admissível de trabalho de 24 V, para qual a potência correspondente é igual a 1380 W. A tensão máxima da célula considerada foi de 35 V, pois acima desse valor a potência gerada é bastante reduzida.

Utilizou-se a tensão de saída de 370 V, e admitiu-se uma ondulação máxima de 3% desta tensão. Dessa forma, é possível calcular os ganhos mínimo,  $G_{min\_cac}$ , e máximo,  $G_{max\_cac}$ , respectivamente em:

$$G_{min\_cac} = \frac{V_{inv\_cac} - 3\%V_{inv\_cac}/2}{V_{cac\_max}} = \frac{370 - 5,55}{35} = 10,4, \quad (3.59)$$

e

$$G_{max\_cac} = \frac{V_{inv\_cac} + 3\%V_{inv\_cac}/2}{V_{cac\_min}} = \frac{370 + 5,55}{24} = 15,6, \quad (3.60)$$

em que  $V_{cac\_min}$  é a tensão mínima da CaC,  $V_{cac\_max}$  é a tensão máxima da CaC e  $V_{inv\_cac}$  é a tensão do barramento do inversor da CaC. Com esses valores e com a figura disponível em (BEZERRA, 2010), que relaciona o ganho do conversor e a razão cíclica de operação, é possível escolher a relação de espiras do transformador. Estimando a razão cíclica máxima de 0,7 e a mínima de 0,5, a relação de espiras necessária é 4.

As equações apresentadas a seguir foram retiradas da referência (BEZERRA, 2010) e mostram como foi feito o cálculo dos elementos da Figura 3.32.

$$L = \frac{10}{16} \cdot \frac{V_{inv\_cac}}{(a+1)\Delta I_L f_s} \quad (3.61)$$

$$C_1 = \frac{1}{16} \cdot \frac{P_{cac}\eta_{boost\_cac}}{f_s \frac{\Delta V_{Cs}}{2} V_{inv\_cac} (a+1)} \quad (3.62)$$

$$C_2 = C_3 = \frac{1}{4} \cdot \frac{P_{cac}\eta_{boost\_cac}}{f_s \frac{\Delta V_{Cs}}{4} V_{inv\_cac} (a+1)} \quad (3.63)$$

$$C_s = \frac{1}{2f_R} \cdot \frac{P_{cac}\eta_{boost\_cac}}{V_{inv\_cac}^2 - (V_{inv\_cac} - \Delta V_{Cs})^2} \quad (3.64)$$

em que  $a$  é a relação de espiras do transformador;  $f_s$  é a frequência de chaveamento do conversor;  $\Delta I_L$  é a ondulação máxima de corrente admissível no indutor;  $\eta_{boost\_cac}$  é o rendimento esperado do conversor;  $P_{cac}$  é a potência nominal da CaC;  $\Delta V_{Cs}$  é a ondulação aceitável do capacitor  $C_s$ ; e  $f_R$  é a frequência da rede.

A Tabela 3.19 apresenta os parâmetros necessários para o cálculo dos elementos passivos do conversor.

Tabela 3.19 - Parâmetros para cálculo dos elementos passivos do conversor.

Parâmetros		Parâmetros	
$f_s$	20 kHz	$\eta_{boost\_cac}$	0,95
$a$	4	$\Delta V_{Cs}$	11,1 V
$V_{inv\_cac}$	370 V	$\Delta I_L$	4,6 A
$P_{cac}$	1,2 kW	$f_R$	60 Hz

A Tabela 3.20 mostra os valores mínimos calculados e os valores adotados nas simulações para os indutores e os capacitores. Os valores utilizados de capacitância são mais elevados em relação aos valores calculados, porque se considerou a resistência interna máxima admissível dos capacitores reais, embora essa consideração não seja essencial para este trabalho.

Tabela 3.20 - Valores de elementos passivos utilizados nas simulações.

Parâmetros	Calculado	Utilizado	Parâmetros	Calculado	Utilizado
$L$	502 $\mu$ H	500 $\mu$ H	$C_2$ e $C_3$	2,78 $\mu$ F	10 $\mu$ F
$C_1$	347 nF	10 $\mu$ F	$C_s$	1,17 mF	2,2 mF

O autotransformador foi calculado do mesmo modo que o autotransformado da seção 3.1.2.2.

### 3.2.2.3 Projeto do controlador

O controle aplicado neste conversor é exclusivamente para controlar a potência de saída fornecida pela CaC à microrrede. Esse controle foi realizado através do controle da corrente de entrada do conversor em função da razão cíclica do con-

versor. Entende-se que ao controlar a corrente da célula conhecendo os pontos de operação dela através da curva da Figura 3.31 (b), é possível controlar a potência de saída. Essa curva pode ser traçada através de testes com a CaC real.

O conversor é modelado através da função de transferência do *boost* convencional já apresentada em (3.25). São mostrados na Tabela 3.21 apenas os parâmetros do conversor equivalente a partir dos dados do conversor *boost* de alto ganho. A razão cíclica nominal, utilizada na Tabela 3.21, do conversor é dada por:

$$D_{nom} = 1 - \frac{V_{cac} \cdot (a + 1)}{V_{inv_{cac}}} = 0,65 . \quad (3.65)$$

Tabela 3.21 - Valores utilizados para calculo dos controladores

	Associação	Valores
$D_{eq}$	$2 \cdot D_{nom} - 1$	0,3
$D'_{eq}$	$1 - D_{eq}$	0,7
$V_{e_{eq}}$	$V_{cac}$	26 V
$V_{s_{eq}}$	$V_{e_{eq}}/D'_{eq}$	37 V
$L_{eq}$	$L$	500 $\mu$ H
$C_{eq}$	$C_1 + C_2 \cdot a^2 + C_s \cdot 4 \cdot (a + 1)^2$	220 mF
$R_{eq}$	$V_{s_{eq}}^2 / (P_{cac} \cdot \eta_{boost_{cac}})$	1,2 $\Omega$

O controle desse conversor como já foi dito é realizado por uma malha única de corrente e todos os cálculos foram realizados de acordo com o algoritmo apresentado no Apêndice C.

A Tabela 3.22 apresenta o resultado de todos os cálculos necessários para determinar os parâmetros do controlador dessa malha que devido ao avanço de fase calculado ser menor que 90° é o compensador tipo 2.

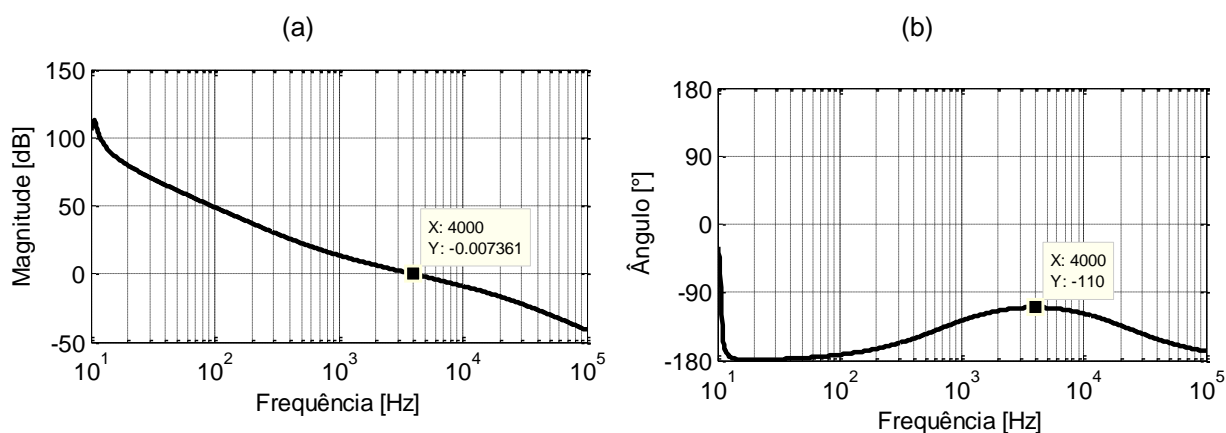
Tabela 3.22 - Resultado do projeto do controlador de corrente do conversor CC-CC da CaC.

Descrição		Valores
Tensão de referência da malha	$V_{refi}$	5 V
Ganho de corrente	$H_i(s)$	0,108
FT da modulação PWM	$F_m(s)$	0,25

Frequência de cruzamento	$f_{ci}$	4 kHz
Ganho em laço aberto sem compensador	$AV_i$	-21,96 dB
Defasagem em laço aberto sem compensador	$P_i$	-90°
Margem de fase desejada	$MF_d$	70°
Avanço de fase	$\alpha_i$	70°
Fator K – compensador tipo 2	$K_i$	5,674
Frequência do polo do compensador	$f_{poloi}$	22,7 kHz
Frequência do zero do compensador	$f_{zeroi}$	705,0 Hz
Ganho do compensador	$Ganho_i$	1,79 M

O diagrama de Bode da malha de corrente com controlador projetado acima é apresentado na Figura 3.33. Observa-se que a frequência de cruzamento é exatamente a frequência escolhida assim como a margem de fase, portanto o controlador está de acordo com o projeto proposto.

Figura 3.33 - Diagrama de Bode da malha de corrente do conversor CC-CC da CaC.



### 3.2.3 Inversor

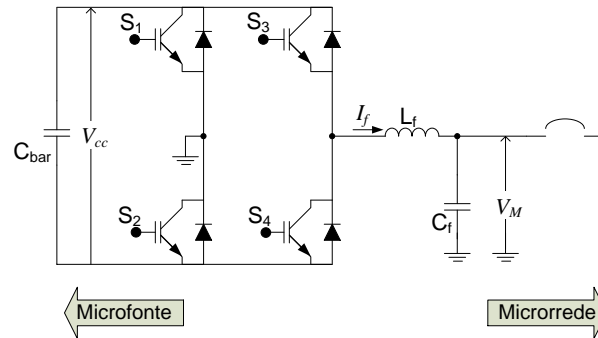
O conversor escolhido para conectar a CaC à microrrede é o inversor em ponte completa mostrado na Figura 3.34. Esse inversor atua sempre como fonte de corrente e independente da microrrede está ou não interligada à rede elétrica da concessionária, portanto é considerado um conversor escravo.

As etapas de operação desse inversor não vão ser apresentadas nesse trabalho, por ser uma topologia comum e presente em diversas literaturas da área de eletrônica de potência como (BARBI e MARTINS, 2005) e (RASHID, 1999).

### 3.2.3.1 Dimensionamento do conversor

Os elementos passivos nesse inversor são apenas os componentes do filtro de saída e o capacitor do barramento de entrada do inversor.

Figura 3.34 - Inversor monofásico da CaC.



A única diferença entre o cálculo desse filtro e o cálculo do filtro do inversor do sistema de armazenamento é que a tensão do barramento CC não deve ser dividida por dois. Isso ocorre, pois nessa topologia a tensão do barramento inteiro está em um dos terminais do indutor, diferente de topologias que possuem a referência de tensão dividindo o barramento CC, e, portanto apenas metade da tensão do barramento está no terminal do indutor de filtro.

Dessa forma, a indutância do filtro,  $L_f$ , desse inversor é:

$$L_f = \frac{(V_{cc} - V_M\sqrt{2})Ma_{pc}}{\Delta I_{L_f}f_s}, \quad (3.66)$$

em que o índice de modulação para topologia ponte completa é calculado por:

$$Ma_{pc} = \frac{V_M\sqrt{2}}{V_{cc}}. \quad (3.67)$$

A capacitância do filtro de saída é calculada por (3.35) para uma frequência de corte igual a um décimo da frequência de chaveamento, e utilizando a indutância dada por (3.66).

De acordo com a relação empírica de  $1 \mu\text{F}/\text{W}$ , o capacitor do barramento deve ser de no mínimo  $1200 \mu\text{F}$ . Como o capacitor  $C_s$  do boost de alto ganho, calculado na seção 3.2.2.2, pode ser utilizado como o capacitor de entrada do barramento, e por esse valor respeitar a relação empírica, então será utilizado apenas esse capacitor.

A Tabela 3.23 apresenta todos os parâmetros necessários para os cálculos dos elementos passivos do conversor. A ondulação de corrente admissível corresponde a 10% da corrente de pico nominal na saída do inversor.

Tabela 3.23 - Parâmetros para cálculo dos elementos passivos do conversor.

Parâmetros		Parâmetros	
$f_s$	20 kHz	$\Delta I_{L_f}$	0,72 A
$Ma_{pc}$	0,84	$V_M$	220 V
$V_{cc} = V_{inv\_cac}$	370 V	$\eta_{inv\_cac}$	0,98

A Tabela 3.24 mostra os valores calculados e valores realmente utilizados nas simulações para o indutor e os capacitores.

Tabela 3.24 - Valores de elementos passivos utilizados nas simulações.

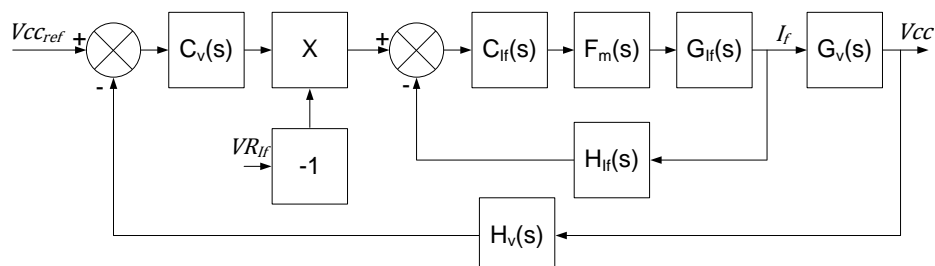
Parâmetros	Calculado	Utilizado
$L_f$	3,45 mH	3,5 mH
$C_f$	1,84 $\mu$ F	2 $\mu$ F
$C_{bar} = C_s$	1,2 mF	2,2 mF

### 3.2.3.2 Projeto dos controladores

O controle do inversor é composto por duas malhas. A malha interna controla a corrente do indutor de filtro através da razão cíclica. A malha externa controla a tensão do barramento CC em função da corrente do indutor. O diagrama de blocos do controle é apresentado na Figura 3.35.

Nota-se que a referência de corrente é multiplicada por -1 positiva diferente de todas as outras malhas apresentadas nesse trabalho, isso ocorre devido à multiplicação da função de transferência da tensão por um sinal negativo para que o cálculo do controlador pelo método do fator K fosse possível.

Figura 3.35 - Diagrama de blocos do controle do inversor ponte completa.



em que  $F_m(s)$  é a função de transferência da modulação PWM,  $G_{I_f}(s)$  é a função de transferência que relaciona a corrente  $I_f$  com a razão cíclica,  $H_{I_f}(s)$  é a função de transferência da medição da corrente  $I_f$ ,  $C_{I_f}(s)$  é a função de transferência do controlador de corrente,  $G_v(s)$  é a função de transferência que relaciona a tensão do barramento CC com a corrente  $I_f$ ,  $H_v(s)$  é a função de transferência da medição da tensão  $V_{cc}$ ,  $C_v(s)$  é a função de transferência do controlador de tensão e  $VR_{I_f}$  é a tensão de referência que controla a defasagem entre corrente injetada e tensão da microrrede, essa tensão é obtida do sistema de sincronização apresentado no Capítulo 4.

As funções de transferência da planta são apresentadas em:

$$G_{I_f}(s) = \frac{V_{cc}(sR_0C_f + 1)}{s^2R_0C_fL_f + sL_f + R_0}, \quad (3.68)$$

e

$$G_v(s) = \frac{V_{cc}D + sI_0L_f}{s^2V_{cc}C_{bar} - DI_0}, \quad (3.69)$$

em que  $R_0$  é a resistência de carga do inversor calculada através da potência e da tensão de saída;  $D$  é a razão cíclica nominal, considerada igual ao índice de modulação (3.67) e  $I_0$  é a corrente de saída do inversor.

A Tabela 3.25 apresenta o resultado de todos os cálculos necessários para determinar os parâmetros do controlador da malha de corrente.

Tabela 3.25 - Resultado do projeto do controlador de corrente do inversor da CaC.

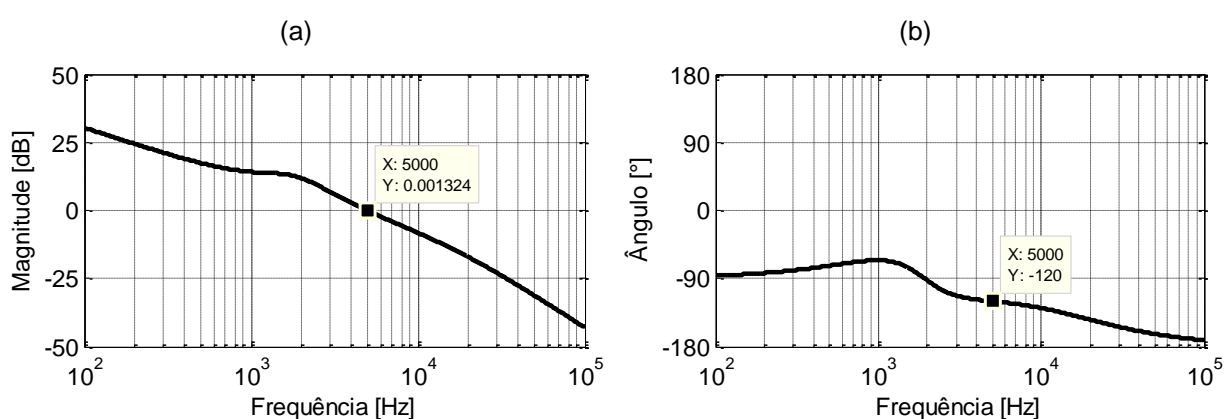
Descrição		Valores
Resistência de carga do inversor	$R_0$	43,23
Tensão de referência da malha	$V_{refi}$	2,2 V
Ganho de corrente	$H_i(s)$	0,433
FT da modulação PWM	$F_m(s)$	0,25
Frequência de cruzamento	$f_{ci}$	5 kHz
Ganho em laço aberto sem compensador	$AV_i$	-7,6 dB
Defasagem em laço aberto sem compensador	$P_i$	-86,9°
Margem de fase desejada	$MF_d$	60°
Avanço de fase	$\alpha_i$	56,9°
Fator K – compensador tipo 2	$K_i$	3,37



Frequência do polo do compensador	$f_{poloi}$	16,8 kHz
Frequência do zero do compensador	$f_{zeroi}$	1,5 kHz
Ganho do compensador	$Ganho_i$	253.700

A Figura 3.36 apresenta o diagrama de Bode para a malha de corrente com o controlador projetado através dos dados da Tabela 3.25. Os resultados são condizentes com o projeto proposto.

Figura 3.36 - Diagrama de Bode da malha de corrente do inversor da CaC.



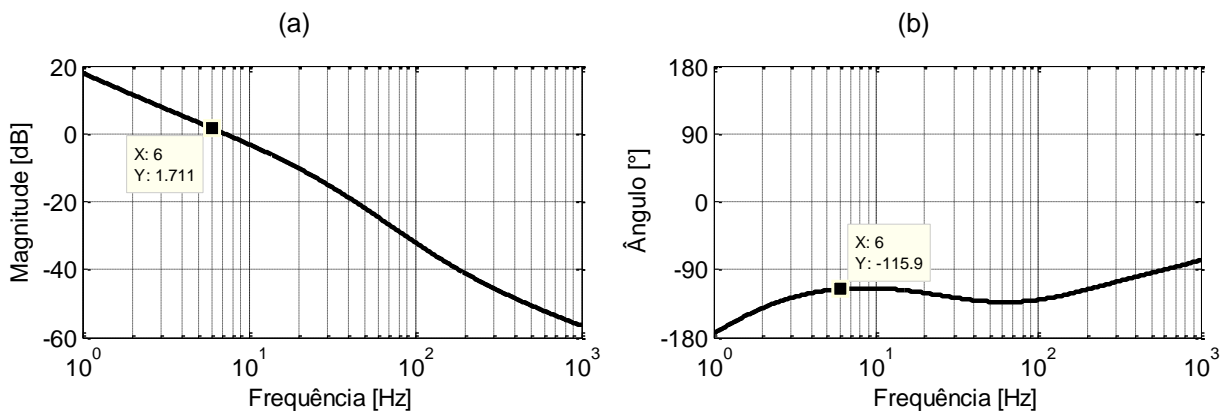
A Tabela 3.26 apresenta o resultado de todos os cálculos para a determinação dos parâmetros do controlador da malha de tensão do barramento CC.

Tabela 3.26 - Resultados do projeto dos controladores de corrente.

Descrição		Valores
Corrente de saída do inversor	$I_o$	5,08 A
Tensão de referência da malha	$V_{refv}$	3,7 V
Ganho de corrente	$H_v(s)$	0,01
Frequência de cruzamento	$f_{cv}$	6 Hz
Ganho em laço aberto sem compensador	$AV_v$	-12,7 dB
Defasagem em laço aberto sem compensador	$P_v$	-97,8°
Margem de fase desejada	$MF_d$	60°
Avanço de fase	$\alpha_v$	67,8°
Fator K – compensador tipo 2	$K_v$	5,1
Frequência do polo do compensador	$f_{polov}$	30,6 Hz
Frequência do zero do compensador	$f_{zerov}$	1,2 Hz
Ganho do compensador	$Ganho_v$	828,9

A Figura 3.37 mostra o diagrama de Bode para o sistema com o controlador da malha de tensão do barramento CC. Embora o ganho não tenha sido exatamente igual a zero na frequência de cruzamento, o valor encontrado está próximo a zero. A margem de fase desejada foi encontrada, e o sistema testado permaneceu estável, portanto o projeto do controlador foi aceitável.

Figura 3.37 - Diagrama de Bode da malha de tensão do inversor da CaC.



### 3.2.4 Simulação do sistema da CaC

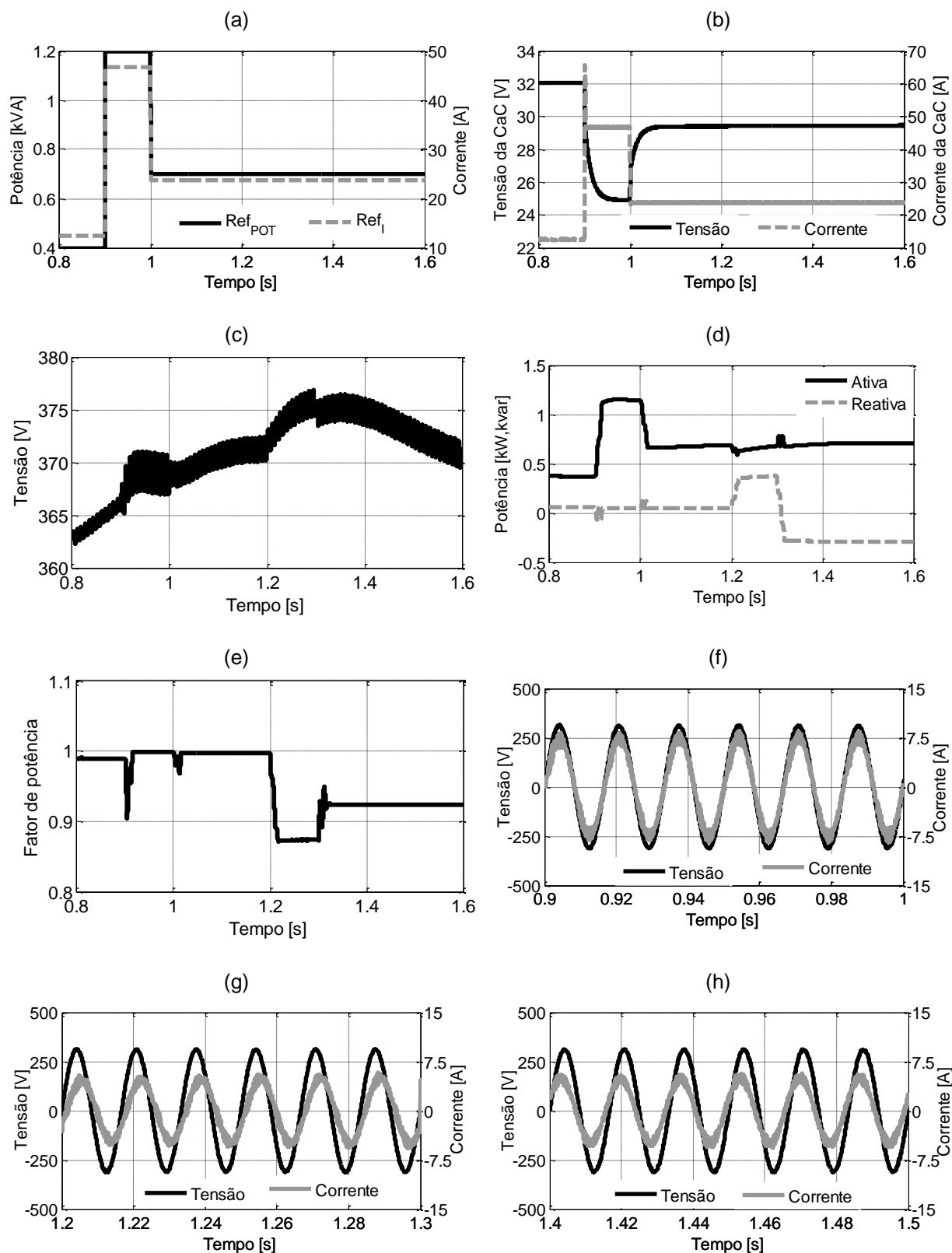
É apresentado na Figura 3.38 como o sistema modelado para a CaC funcional. Na Figura 3.38 (a), pode-se observar o degrau dado na potência de referência da célula, na mesma figura observa-se a corrente de referência que foi aplicada ao controle do conversor *boost* para que a potência desejada fosse produzida. Os degraus aplicados têm por objetivo testar os controles dos conversores, visto que para manter a vida útil de um CaC partidas suaves em rampas são preferíveis.

É mostrado na Figura 3.38 (b) o comportamento da tensão e da corrente na saída da CaC com os degraus aplicados. Já na Figura 3.38 (c) é apresentada as variações causadas no barramento CC do inversor com as alterações impostas ao sistema. A malha que controla essa tensão é bastante lenta, por isso na janela de simulação adotada não é possível notar quando a tensão entra em regime.

A Figura 3.38 (d) mostra a variação nas potências geradas pelo sistema, é possível notar a solicitação de potência reativa indutiva entre 1,2 e 1,3 s e de potência reativa capacitiva entre 1,3 e 1,6 s. As variações nas potências do inversor da CaC são realizadas com ajustes em  $VR_{lf}$ , esses ajustes são apresentados no Capítulo 4. Essas solicitações de potência reativa podem ser observadas também na Figura 3.38 (e) que mostra a variação do fator de potência da microfonte.

Por fim, em (f), (g) e (h) tensão e corrente são comparadas para os diferentes valores de potência reativa produzida durante o intervalo de 0,8 e 1,6 s.

Figura 3.38 - Resposta do sistema da CaC a perturbações aplicadas.



### 3.3 Sistema fotovoltaico

Os sistemas fotovoltaicos são as fontes de eletricidade mais populares entre as fontes aplicáveis na baixa tensão e possuem uma vasta aplicação desde alimentação de pequenas cargas ao bombeamento de água ou ainda grandes plantas de geração de eletricidade.

As vantagens dessa fonte são a reduzida necessidade de manutenção comparada a outras fontes de energia e suas características de ser renovável, limpa, modular e silenciosa. As principais desvantagens são a intermitência na produção de energia (sombreamento dos painéis, variação da irradiância) e os períodos noturnos sem produção. Devido aos fatores mencionados, a associação de sistemas fotovoltaicos a outras fontes e/ou a sistemas de armazenamento é imprescindível.

Dentro da microrrede, o sistema fotovoltaico, assim como o GIDA, é um sistema não gerenciável. Isso ocorre devido ao fato da irradiância, “combustível” do sistema, não ocasionar custo, portanto é vantajoso sempre que disponível a energia solar a fonte ser utilizada da forma mais eficiente possível. Devido a isso, há o desenvolvimento de algoritmos que busquem a máxima potência do sistema fotovoltaico (MPPT, do inglês *maximum power point tracking*).

Um sistema fotovoltaico pode ser constituído, além dos módulos fotovoltaicos, de diferentes elementos como carregadores de bateria, conversores dedicados ou inversores. O que determina como deve ser a composição do sistema é a aplicação escolhida. Atualmente, há o crescimento da conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica, cuja estrutura é geralmente formada por um conversor elevador de tensão e um inversor de frequência, que é a composição do sistema desenvolvido nesse trabalho.

A seguir será apresentada a modelagem de cada um dos componentes do sistema fotovoltaico utilizado nas simulações.

#### 3.3.1 Módulo fotovoltaico

Os módulos fotovoltaicos são formados por um conjunto de células geralmente arranjadas em série, esse arranjo é preferível devido à pequena tensão que cada célula gera. Essas células são constituídas por material semicondutor, cujo principal elemento é o silício. Para a fabricação desses componentes, o silício passa por um rigoroso método de purificação, seguido de um processo de dopagem. Dependendo dos elementos utilizados na dopagem, o material fica com elétrons livres

de ligações atômicas na camada de valência formando o semicondutor com carga negativa (tipo N) ou o material fica com déficit de elétrons na formação de ligações covalentes entre os átomos formando um semicondutor com carga positiva (tipo P).

Três tipos de estruturas de silício podem ser usados: o amorfo, o cristal monocristalino e o cristal policristalino. A formação dessas estruturas depende do método de fabricação, sendo o monocristalino mais eficiente seguido do policristalino e do amorfo. Atualmente, apenas células com silício monocristalino e policristalino são encontradas comercialmente (VILLALVA, GAZOLI e RUPPERT FILHO, 2009). No modelo matemático desenvolvido para os módulos, a diferença entre os cristais está na banda de energia escolhida.

A célula fotovoltaica, assim como o diodo, é formada por uma fina junção de materiais semicondutores do tipo P e do tipo N. O semicondutor de tipo N fica exposto à luz solar. A condução do conjunto ocorre devido a uma fina grelha metálica colocada sob a face exposta à luz solar e a uma placa metálica ligada ao semicondutor P.

Os semicondutores N e P quando isolados não apresentam carga, já que o número de elétrons é igual ao número de prótons. Porém, quando formam a junção PN elétrons e lacunas fluem por difusão de um material para o outro formando um campo elétrico. Quando os fótons com energia suficiente para levar os elétrons da camada de valência à banda de condução incidem sobre os painéis, pares de elétrons e lacunas são formados. Devido ao campo elétrico, elétrons são acelerados para extremidade do material tipo N e lacunas são aceleradas para extremidade do material tipo P. Dessa forma, se houver caminho entre os terminais metálicos a corrente elétrica se forma e entrega energia a carga que estiver entre esses contatos.

### 3.3.1.1 Modelo do módulo

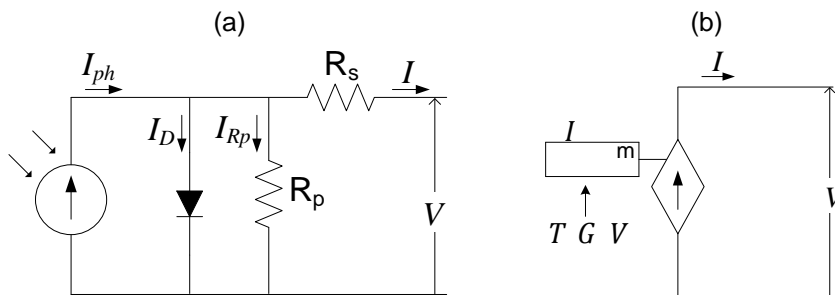
Diversos modelos existem na literatura para a representação de um módulo fotovoltaico. Em (BRITO, *et al.*, 2012) são apresentados três modelos, o primeiro modelo é o mais simples e não apresenta os efeitos da temperatura na saída do circuito, portanto não representa bem um módulo fotovoltaico. O segundo modelo é o mais utilizado por apresentar uma boa relação entre a simplicidade e a precisão na representação (VILLALVA, GAZOLI e RUPPERT FILHO, 2009). O terceiro modelo ao contrário dos outros utiliza dois diodos para melhor representar as características não lineares do módulo. Além disso, o modelo apresenta as características de cada

célula de um módulo, porém alto tempo de simulação é uma barreira se muitas células têm de ser representadas (BRITO, *et al.*, 2012).

O modelo escolhido neste trabalho foi o segundo modelo, já utilizado por diversos autores como (BRITO, *et al.*, 2012), (VILLALVA, GAZOLI e RUPPERT FILHO, 2009) e (CASARO e MARTINS, 2008).

As equações baseadas nas correntes da Figura 3.39 (a) serão apresentadas. Essas mesmas equações serão utilizadas em um bloco matemático do simulador para a representação de célula, módulo ou conjunto de módulos fotovoltaicos através de uma fonte de corrente, como apresentado na Figura 3.39 (b).

Figura 3.39 - Modelo teórico célula fotovoltaica.



A primeira equação do modelo definida por:

$$I = I_{ph} - I_D - I_{Rp} \quad (3.70)$$

é retirada diretamente do circuito apresentado na Figura 3.39 (a). Em que  $I$  é a corrente nos terminais da célula,  $I_{ph}$  é a corrente originada do efeito fotovoltaico,  $I_D$  é a corrente que passa pelo diodo do modelo e  $I_{Rp}$  a corrente dissipada na resistência em paralelo. As parcelas de (3.70) são calculadas em:

$$I_{ph} = [I_{cc\_STC} + \alpha(T - T_R)] \frac{G}{G_R}, \quad (3.71)$$

$$I_D = I_{sr} \left[ e^{\frac{q(V+IR_s)}{\eta kT}} - 1 \right], \quad (3.72)$$

$$I_{Rp} = \frac{V + IR_s}{R_p}, \quad (3.73)$$

em que  $I_{cc\_STC}$  é a corrente de curto-circuito do módulo nas condições padrões de teste (*Standard Test Conditions* (STC), em inglês);  $\alpha$  é o coeficiente de temperatura de corrente;  $T$  é a temperatura ambiente;  $T_R$  é a temperatura de referência (298,15 K);  $G$  é a irradiância solar;  $G_R$  é a irradiância solar de referência (1000 W/m<sup>2</sup>);  $I_{sr}$  é a corrente de saturação reversa da célula;  $q$  é a carga do elétron (1,6x10<sup>-19</sup> C);  $V$  é a tensão nos terminais da célula;  $\eta$  é o fator de qualidade da junção PN que foi considerado 1,2;  $k$  é a constante de Boltzmann (1,38x10<sup>-23</sup> J/K) e  $R_p$  e  $R_s$  são as resistências internas de uma célula fotovoltaica.

A corrente de saturação reversa,  $I_{sr}$ , da célula que depende da temperatura é dada por:

$$I_{sr} = I_{sr,nom} \left( \frac{T}{T_R} \right)^3 e^{\frac{qE_g}{\eta k} \left( \frac{1}{T_R} - \frac{1}{T} \right)}, \quad (3.74)$$

em que  $E_g$  é a energia de banda do semiconductor (1,1eV) e  $I_{sr,nom}$  é a corrente de nominal de saturação.

O valor de  $I_{sr,nom}$  geralmente não é conhecido, por isso utiliza-se um ponto da curva de  $V_{xl}$  da célula para determinar esse valor. O ponto escolhido para o cálculo é o último ponto da curva com o sistema funcionando na temperatura de referência, no qual a corrente é igual a zero e  $V_{ca\_STC}$  é igual à tensão de circuito aberto do módulo nas condições padrões de teste. Dessa forma, substitui-se o ponto escolhido e todas as expressões anteriores em (3.70) o que resulta em:

$$I_{sr,nom} = \frac{I_{cc\_STC} - \frac{V_{ca\_STC}/N_s}{R_p}}{e^{\frac{q(V_{ca\_STC}/N_s)}{\eta k T_R}} - 1}. \quad (3.75)$$

Como pode ser notado em (3.72) e (3.73), o cálculo da corrente de saída depende do seu próprio valor, por isso é necessário utilizar um método matemático iterativo para encontrar seu valor. Utiliza-se o método de Newton para a determinação da corrente por ser um método de rápida convergência. Neste trabalho foram utilizadas apenas cinco interações. A forma de utilização do método é definida por:

$$I_{n+1} = I_n - \frac{f(I_n)}{f'(I_n)}. \quad (3.76)$$

A função  $f(I_n)$  é obtida ao colocar todos os termos de (3.70) em um mesmo lado da equação, resultando em:

$$f(I_n) = I_{ph} - I_n - I_{sr} \left[ e^{\frac{q(V+I_n R_s)}{\eta k T}} - 1 \right] - \frac{V + I_n R_s}{R_p}. \quad (3.77)$$

Nessa equação substituíram-se os termos  $I_{Rp}$  e  $I_D$  que dependem da corrente de saída da célula.

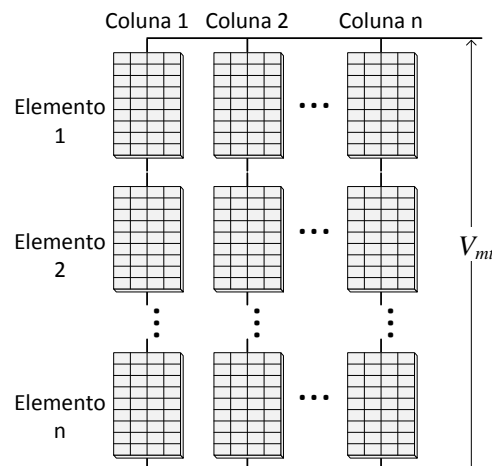
Ao derivar a função apresentada em (3.77) em relação a corrente de saída da célula, é obtida a última equação do modelo:

$$f'(I_n) = -1 - I_{sr} \frac{q R_s}{\eta k T} e^{\frac{q(V+I_n R_s)}{\eta k T}} - \frac{R_s}{R_p}. \quad (3.78)$$

Considerando as condições padrões de teste do módulo (25°C e 1000 W/m<sup>2</sup>), os valores de  $R_p$  e  $R_s$  são ajustados por tentativas de acordo com o procedimento desenvolvido em (CASARO e MARTINS, 2008). Duas considerações norteiam o ajuste desses parâmetros: a primeira é que a resistência série deve ser menor que 10mΩ e a segunda é que a resistência em paralelo deve ser menor que 20 Ω.

A representação de uma matriz de módulos fotovoltaicos, como apresentada na Figura 3.40, é possível com o modelo acima descrito, entretanto dois procedimentos simples devem ser realizados. Para a representação de mais de uma coluna de módulos em paralelo, é necessário multiplicar a corrente obtida como saída do método numérico de Newton pelo número de colunas em paralelo. Para a representação de elementos em série, é indispensável que a tensão medida nos terminais do conjunto seja dividida pelo número de elementos em série e pelo número de células do módulo, pois a tensão,  $V$ , utilizada nas equações anteriores é a tensão nos terminais de uma célula fotovoltaica.

Figura 3.40 - Arranjo de módulos fotovoltaicos.





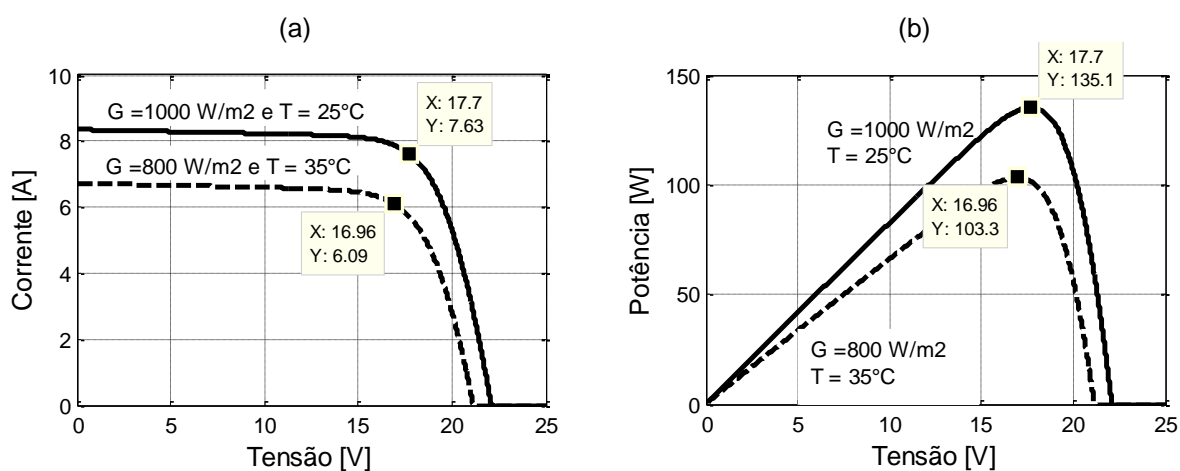
A Tabela 3.27 apresenta dois exemplos dos dados necessários para modelar um módulo fotovoltaico. Nas seis primeiras linhas são apresentados os dados disponíveis em qualquer catálogo de fabricante de módulos. Nas últimas linhas, são apresentados valores calculados de acordo com o modelo desenvolvido.

Tabela 3.27 - Parâmetros do modelo de módulos fotovoltaicos.

Parâmetros	Módulo de 135 W	Módulo de 210 W
$I_{cc,STC}$	8,37 A	8,58 A
$V_{ca,STC}$	22,1 V	33,2 V
$I_{mpp,STC}$	7,63 A	7,90 A
$V_{mpp,STC}$	17,7 V	26,6 V
$\alpha$	5,02 mA/K	5,15 mA/K
$N_s$	36	54
$I_{sr,nom}$	18,927 nA	18,502 nA
$R_p$	4,8 m $\Omega$	4,65 m $\Omega$
$R_s$	2,245 $\Omega$	3,4262 $\Omega$

As curvas das Figura 3.41 (a) e (b), obtidas através do modelo estudado, apresentam as características de um módulo de 135 Wp para duas condições diferentes de temperatura e irradiância.

Figura 3.41 - Curvas características do módulo.



O algoritmo do modelo matemático do módulo fotovoltaico descrito acima está exposto no Apêndice A deste trabalho.

### 3.3.1.2 Dimensionamento do sistema fotovoltaico

Semelhante ao sistema de armazenamento, dois sistemas fotovoltaicos serão dimensionados um para uma microrrede trifásica e outro para uma microrrede monofásica. O dimensionamento desse sistema depende essencialmente dos conversores ligados aos módulos, da tensão da rede elétrica e da potência desejada para o sistema. As topologias de conversores utilizados nesse sistema são clássicas.

Para o dimensionamento do sistema, é importante determinar o número de módulos em série mínimo para que a tensão de fase eficaz da rede seja alcançada. O primeiro passo é escolher as tensões dos barramentos CC de entrada dos inversores de conexão à rede e assegurar que com esses valores a tensão de 220  $V_{rms}$  de fase da rede elétrica seja alcançada. Com base no estudo das topologias escolhidas, para o inversor trifásico, a tensão do barramento CC escolhida foi de 700 V, enquanto que para o inversor monofásico a tensão foi de 400 V.

Determinadas as tensões do barramento CC dos inversores, deve-se escolher o ganho estático do conversor *boost* clássico utilizado entre o arranjo de módulos fotovoltaicos e o barramento CC do inversor. A relação entre o ganho do conversor *boost*,  $G_{b\_pv}$ , a razão cíclica adotada,  $D_{b\_pv}$ , a tensão do barramento dos módulos,  $V_{pv}$ , e a tensão do barramento do inversor,  $V_{inv\_pv}$ , é dada por:

$$G_{b\_pv} = \frac{V_{inv\_pv}}{V_{pv}} = \frac{1}{1 - D_{b\_pv}}. \quad (3.79)$$

Segundo (MELO, 2007) o ganho máximo que pode ser obtido com um conversor *boost* clássico é em torno de 5, porém devido a limitações de componentes eletrônicos e por questões de estabilidade, recomenda-se que a razão cíclica máxima adotada seja de 0,7, implicando em um ganho máximo de 3,33. Neste trabalho, será estimado um ganho máximo de 2,9 ( $D_{b\_pv} \cong 0,65$ ), visto que em condições desfavoráveis de temperatura e irradiância solar a tensão de máxima potência ( $V_{mpp}$ ) de saída dos painéis é menor que a sua tensão de máxima potência nominal ( $V_{mpp\_STC}$ ). Portanto, o ganho do conversor tem de ser superior ao nominal (ganho do conversor operando na máxima potência do conjunto de módulos).

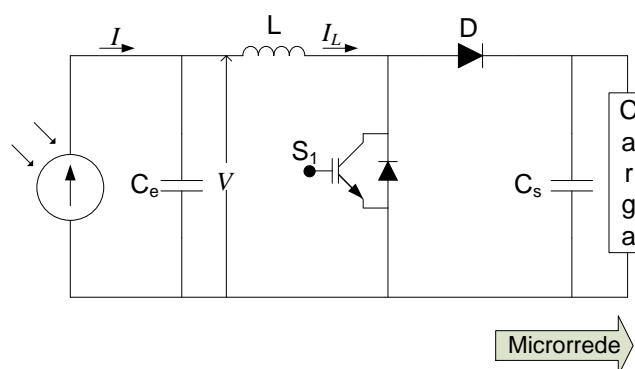
Com as considerações acima, a tensão do barramento dos módulos deve ser aproximadamente igual a 241 V e 137 V para as microrredes trifásica e monofásica, respectivamente. A partir dos dados do módulo de 135 W apresentado na Ta-

bela 3.27, cuja tensão de MPP é 17,7 V, determinou-se a configuração de duas colunas de 15 módulos em série para microrrede trifásica com potência total de 4050 Wp e tensão resultante de 265,5 V, e duas colunas de oito módulos em série para a microrrede monofásica com potência total de 2160 Wp e tensão resultante de 141,6 V.

### 3.3.2 Conversor CC-CC

O conversor *boost* CC-CC clássico apresentado na Figura 3.42 além de elevar a tensão do barramento dos módulos para níveis compatíveis para a inversão também é responsável pela busca do ponto de máxima potência que varia de acordo com as condições de temperatura e irradiância solar.

Figura 3.42 - Conversor boost para sistema fotovoltaico.



Esse conversor possui apenas duas etapas de operação. A primeira etapa consiste no fechamento da chave  $S_1$  e do acúmulo de energia no indutor, enquanto o capacitor de saída, carregado no ciclo anterior, descarrega entregando energia para a carga. A segunda etapa ocorre com a abertura da chave, polarização direta do diodo  $D$  e entrega de energia para o capacitor e carga pela fonte e pelo indutor.

#### 3.3.2.1 Dimensionamento do conversor

A indutância desse conversor pode ser calculada através de:

$$L = \frac{V_{pv} D_b_{pv}}{f_s \Delta I_L}, \quad (3.80)$$

em função da razão cíclica nominal,  $D_b_{pv}$ , da frequência de chaveamento,  $f_s$ , da tensão de entrada do conversor,  $V_{pv}$ , e da ondulação de corrente desejada,  $\Delta I_L$ .

A ondulação máxima de corrente para as duas microrredes deve ser de

2,3 A. A frequência de chaveamento adotada para esse conversor é de 20 kHz. Outras informações para o cálculo da indutância são apresentadas na Tabela 3.28.

A capacitância de saída deve ser calculada de acordo com a carga a ser utilizada. Como a carga ligada na saída do *boost* é um inversor (carga não linear), o cálculo da capacitância é feito por:

$$C_s = \frac{2P_{s\_boost}}{2f_R[(V_{cc} + \Delta V_{cc}/2)^2 - (V_{cc} - \Delta V_{cc}/2)^2]} \quad (3.81)$$

em que  $P_{s\_boost}$  é potência nominal de saída do conversor boost,  $f_R$  é a frequência da rede e  $\Delta V_{cc}$  é a ondulação máxima de tensão admissível no barramento.

Todos os dados ainda não comentados necessários para as equações (3.80) e (3.81) são apresentados na Tabela 3.28.

Tabela 3.28 - Valores do conversor *boost* do sistema fotovoltaico.

Parâmetros	Microrrede monofásica	Microrrede trifásica
$V_{pv}$	141,6 V	265,5 V
$D_{b\_pv}$	0,646	0,620
$P_{s\_boost}$	2074 W	3888 W
$V_{cc} = V_{inv\_pv}$	400 V	700 V
$\Delta V_{cc}$	5% $V_{cc} = 20$ V	3% $V_{cc} = 21$ V
$\eta_{boost\_pv}$	0,96	0,96

Para o capacitor de entrada foi considerada uma ondulação máxima de 1% da tensão de entrada. Sabendo que a corrente em alta frequência do indutor é filtrada por esse capacitor, utilizou-se:

$$C_e = \frac{\Delta I_L}{2f_s \cdot 1\%V_{pv}}, \quad (3.82)$$

para estimar um valor inicial de capacitância. Esse valor foi reduzido de forma que a ondulação máxima continuasse sendo atendida e o tempo de acomodação da potência fosse o mínimo possível para uma perturbação na moduladora.

A Tabela 3.29 apresenta os valores utilizados na simulação dos conversores *boost* do sistema fotovoltaico. Uma observação deve ser feita em relação ao capacitor de saída do *boost* da microrrede trifásica: o valor apresentado na Tabela 3.29

se refere ao valor equivalente visto pelo conversor *boost*, pois o inversor trifásico utiliza o ponto médio do barramento CC como neutro, desse modo, dois capacitores de 4700  $\mu\text{F}$  em série foram utilizados ao invés de apenas um de 2200  $\mu\text{F}$  para o barramento inteiro.

Tabela 3.29 - Elementos passivos do conversor *boost* do sistema fotovoltaico.

Parâmetros	Microrrede monofásica		Microrrede trifásica	
	Calculado	Utilizado	Calculado	Utilizado
$C_e$	40 $\mu\text{F}$	10 $\mu\text{F}$	20 $\mu\text{F}$	10 $\mu\text{F}$
$L$	2 mH	2 mH	3,6 mH	3,5 mH
$C_s$	2160 $\mu\text{F}$	2200 $\mu\text{F}$	2200 $\mu\text{F}$	2350 $\mu\text{F}$

### 3.3.2.2 Algoritmos MPPT para sistemas fotovoltaicos

Diferente dos conversores utilizados no sistema de armazenamento, esse conversor será controlado através do algoritmo de MPPT, portanto não será necessária a utilização de funções de transferência para o dimensionamento de controladores.

Trabalhar na máxima eficiência é imprescindível para sistemas fotovoltaicos, principalmente por essa fonte possuir um baixo rendimento natural em torno de 17%, por sua baixa disponibilidade durante dias nublados e por nenhuma disponibilidade durante a noite. Dessa forma, para que os sistemas fotovoltaicos sejam economicamente viáveis, durante os períodos em que a irradiância solar está disponível, eles devem operar na sua máxima eficiência.

Como pode ser observada nas curvas da Figura 3.41 e no modelo apresentado, a máxima potência dos painéis varia tanto com a irradiância solar como com a temperatura. Quando há variações de temperatura, a máxima potência é modificada, isto ocorre principalmente pela alteração da tensão de máxima potência, enquanto a corrente permanece praticamente constante. O inverso ocorre com variações de irradiância solar, enquanto a tensão permanece próxima da tensão de MPP, a corrente sofre grandes variações. Nota-se que para alcançar o ponto de máxima potência para quaisquer condições de irradiância e de temperatura os valores de corrente e tensão devem ser alterados.

Diversos algoritmos para a busca do ponto de máxima potência de siste-

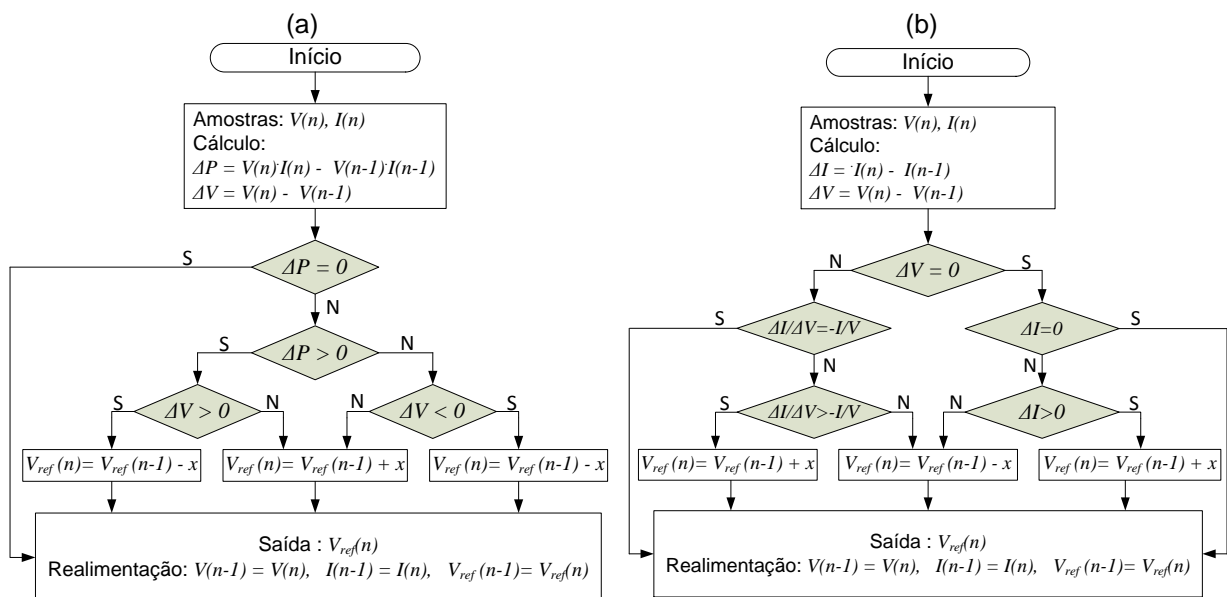
mas fotovoltaicos já foram desenvolvidos, em (ESRAM e CHAPMAN, 2007) são descritos 19 métodos entre originais e derivações. Dentre esses, três métodos são os mais utilizados, são eles tensão constante, condutância incremental e P&O (perturbe e observe) (SEGUEL, 2009).

O controle por tensão constante é simples, baseado na característica da pequena variação na tensão de MPP. Entretanto em condições de alterações consideráveis de temperatura em relação à temperatura de referência (25°), a eficiência desse método é reduzida. Dessa forma, esse método somente é utilizado associado a outros.

O método P&O, cujo fluxograma é apresentado na Figura 3.43 (a), é um método baseado na mudança constante da razão cíclica, portanto a máxima potência não é mantida, existe uma variação em torno do MPP. Quanto menor o valor da perturbação,  $x$ , na tensão de referência, mais próxima a potência de saída fica do seu valor máximo, porém o tempo de resposta é comprometido.

O método de condutância incremental, cujo fluxograma é apresentado na Figura 3.43 (b), é baseado na derivada da potência em função da tensão. Segundo (SEGUEL, 2009) esse método para aplicação em microcontroladores se torna o mais complexo dos três métodos citados anteriormente por necessitar de divisões, enquanto o P&O utiliza apenas somas e multiplicações, operações presentes em microcontroladores de baixo custo.

Figura 3.43 - Algoritmos MPPT (a) P&O e (b) Condutância Incremental.



O três métodos foram implementados, o método de tensão constante apresentou os piores resultados, portanto foi desconsiderado. Comparando os outros dois métodos para os mesmo valores iniciais, mesmo passo de incremento e mesma frequência de amostragem, observou-se que o P&O apresentou uma resposta mais rápida, enquanto o método de condutância incremental apresentou o *ripple* na potência de saída um pouco menor. Foi escolhido o método P&O para a busca da máxima eficiência do sistema fotovoltaico apresentado nesse trabalho.

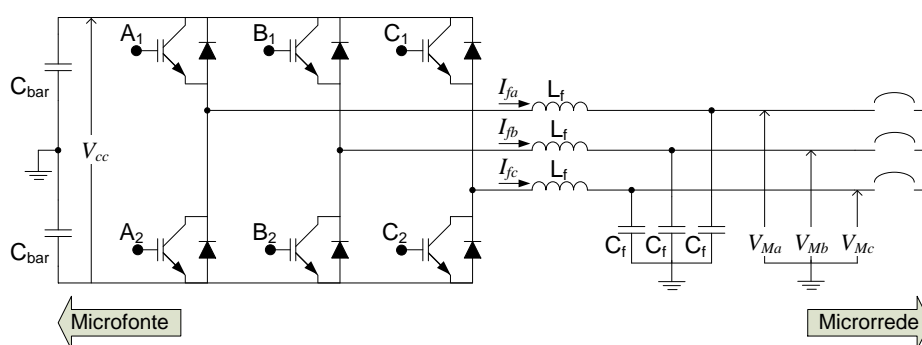
A tensão de referência inicial escolhida para implementação do algoritmo P&O foi de 2,5 V, e o incremento/decremento dessa tensão foi de 0,05 V, que corresponde a uma variação de 1% na razão cíclica do conversor a cada iteração do método.

### 3.3.3 Inversor

Os inversores utilizados nesse sistema são de topologias tradicionais. Utiliza-se o inversor em ponte completa (mesmo utilizado no sistema da CaC, Figura 3.34) para a microrrede monofásica e o inversor trifásico, Figura 3.44, para a microrrede trifásica. A função desses inversores é injetar a energia gerada pelos painéis na microrrede. Para isso utilizam a tensão da microrrede como referência para a injeção da corrente.

Do mesmo modo como o inversor monofásico do sistema da CaC, as etapas de operação dos inversores dos sistemas fotovoltaicos não vão ser apresentadas nesse trabalho, minuciosos detalhes desses conversores são encontrados em (BARBI e MARTINS, 2005) e (RASHID, 1999).

Figura 3.44 - Inversor trifásico do sistema fotovoltaico



A indutância e capacitância do filtro do inversor trifásico são calculadas pelas mesmas equações (3.33) a (3.35) apresentadas para os inversores dos siste-

mas de armazenamento. Enquanto o filtro do inversor monofásico é calculado de acordo com as equações da seção 3.2.3.1.

Os valores necessários para o cálculo dos parâmetros são apresentados na Tabela 3.30, sendo que a ondulação de corrente máxima foi considerada 15% da corrente de pico nominal que passa pelo indutor.

Tabela 3.30 - Valores para o cálculo dos filtros dos conversores.

Parâmetros	Microrrede	Microrrede	Parâmetros	Microrrede	Microrrede
	1 $\phi$	3 $\phi$		1 $\phi$	3 $\phi$
$f_s$	20 kHz	20 kHz	$\Delta I_{L_f}$	1,96 A	1,23 A
$Ma$	0,778	0,889	$V_M$	220 V	220 V
$V_{cc} = V_{inv\_cac}$	400 V	700 V	$\eta_{inv\_pv} \cdot \eta_{boost\_pv}$	0,94	0,94

Os valores calculados e utilizados para as indutâncias e as capacitâncias de filtro são dados na Tabela 3.31. Os capacitores dos barramentos de entrada dos inversores foram calculados na seção 3.3.2.1, pois os capacitores de barramento devem ser os mesmos utilizados na saída do conversor *boost*.

Tabela 3.31 - Elementos passivos dos inversores do sistema fotovoltaico.

Parâmetros	Microrrede monofásica		Microrrede trifásica	
	Calculado	Utilizado	Calculado	Utilizado
$L_f$	1,8 mH	2 mH	1,4 mH	1,5 mH
$C_f$	3,2 $\mu$ F	3,5 $\mu$ F	4,2 $\mu$ F	4,5 $\mu$ F

### 3.3.3.1 Projeto dos controladores

O controle desse conversor é simples, pois independente da microrrede estar isolada ou não, o controle é o mesmo. Esse conversor funciona como fonte de corrente, injetando na microrrede toda a energia disponível através do sistema fotovoltaico. São utilizadas duas malhas de controle, a malha interna controla a corrente que passa pelo indutor de filtro em função da razão cíclica, e a malha externa controla a tensão do barramento CC em função da corrente do indutor. O diagrama de bloco para esse conversor é o mesmo apresentado na Figura 3.35.

O controle é projetado de acordo com as informações do Apêndice C. As funções de transferência para a microrrede monofásica são as mesmas apresenta-



das na seção 3.2.3.2. Para a microrrede trifásica, utiliza-se também as mesmas equações, porém a tensão do barramento CC deve ser apenas metade.

Os dados de projeto da malha de corrente dos dois inversores são apresentados na Tabela 3.32.

Tabela 3.32 - Resultados do projeto dos controladores de corrente para inversor.

Descrição		Microrrede 1 $\phi$	Microrrede 3 $\phi$
Resistência de carga do inversor	$R_0$	23,82 $\Omega$	38,11 $\Omega$
Tensão de referência da malha	$V_{refi}$	0,25	0,25
Ganho de corrente	$H_i(s)$	2,2 V	2,2 V
FT da modulação PWM	$F_m(s)$	0,238	0,269
Frequência de cruzamento	$f_{ci}$	5 kHz	5 kHz
Ganho em laço aberto sem compensador	$AV_i$	-7,27 dB	-4,66 dB
Defasagem em laço aberto sem compensador	$P_i$	-86,84°	-88,19°
Margem de fase desejada	$MF_d$	60°	60°
Avanço de fase	$\alpha_i$	56,84°	58,19°
Fator K – compensador tipo 2	$K_i$	3,36	3,51
Frequência do polo do compensador	$f_{poloi}$	16,79 kHz	17,55 kHz
Frequência do zero do compensador	$f_{zeroi}$	1,49 kHz	1,42 kHz
Ganho do compensador	$Ganho_i$	243.600	188.500

A Figura 3.45 a Figura 3.46 mostra como fica o diagrama de Bode da malha de corrente dos inversores dos sistemas fotovoltaicos da microrrede monofásica e trifásica, respectivamente. Nota-se que os resultados almejados (frequência de cruzamento e margem de fase) foram alcançados através do projeto do controlador.

Figura 3.45 - Diagrama de Bode da malha de corrente com controlador do inversor microrrede monofásica.

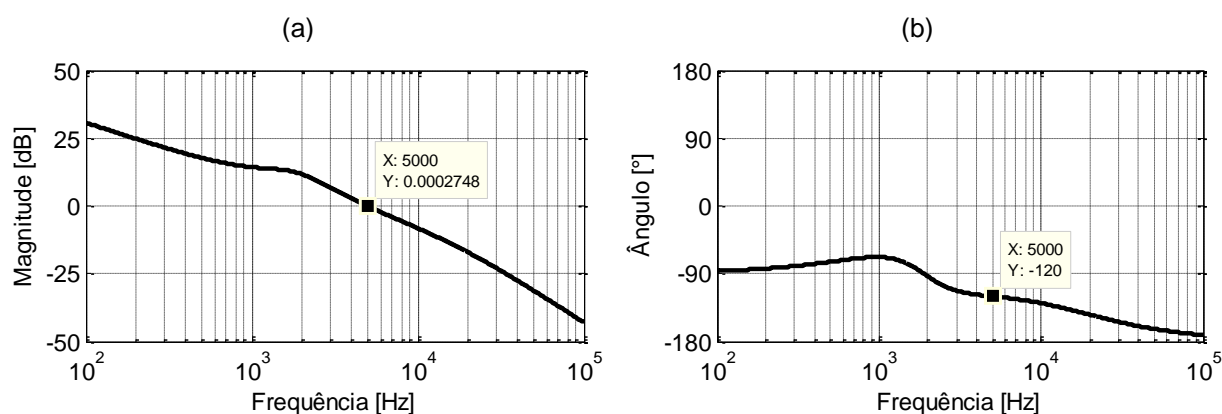
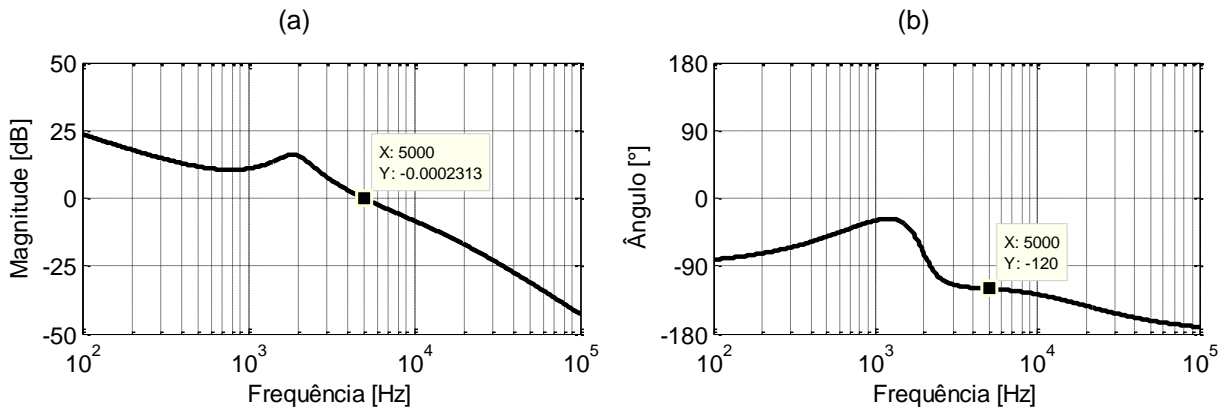


Figura 3.46 - Diagrama de Bode da malha de corrente com controlador do inversor microrrede trifásica.



A Tabela 3.33 apresenta o ganho, o polo e o zero do controlador do barramento CC do inversor, bem como todos os valores necessários para encontrá-los são apresentados no Apêndice C.

Tabela 3.33 - Resultados do projeto dos controladores de corrente para retificador

Descrição		Microrrede 1 $\phi$	Microrrede 3 $\phi$
Corrente de saída do inversor	$I_0$	9,24 A	5,77 A
Tensão de referência da malha	$V_{refv}$	4 V	7 V
Ganho de corrente	$H_v(s)$	0,01	0,01
Frequência de cruzamento	$f_{cv}$	6 Hz	6 Hz
Ganho em laço aberto sem compensador	$AV_v$	-8,29 dB	-14,61 dB
Defasagem em laço aberto sem compensador	$P_v$	-102,09°	-92,31°
Margem de fase desejada	$MF_d$	60°	60°
Avanço de fase	$\alpha_v$	72,09°	62,31°
Fator K – compensador tipo 2	$K_v$	6,35	4,06
Frequência do polo do compensador	$f_{polov}$	38,08 Hz	24,34 Hz
Frequência do zero do compensador	$f_{zerov}$	0,94 Hz	1,48 Hz
Ganho do compensador	$Ganho_v$	621,71	822,26

A Figura 3.47 e a Figura 3.48 mostram a formação do diagrama de Bode para a malha de tensão do barramento CC com os controladores projetados para o inversor das microrredes monofásica e trifásica. Percebe-se que na frequência de cruzamento desejada os ganhos não foram exatamente nulos, porém os valores foram baixos. As margens de fase também não coincidiram com a margem de fase

projetada, entretanto o erro foi pequeno. Embora, os controladores dessas malhas não tenham ficado tão bons quanto os outros projetados anteriormente, o sistema encontra-se estável.

Figura 3.47 - Diagrama de Bode da malha de tensão com controlador do inversor da microrrede monofásica

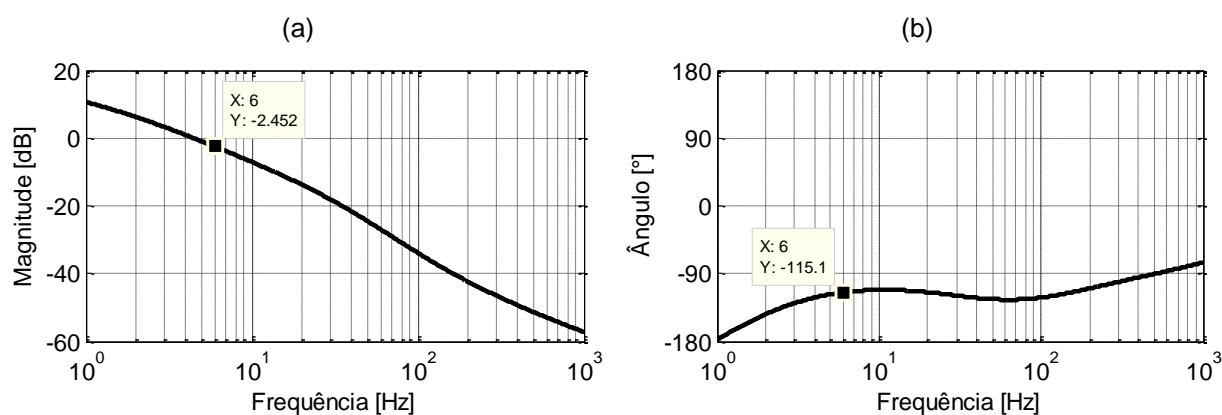
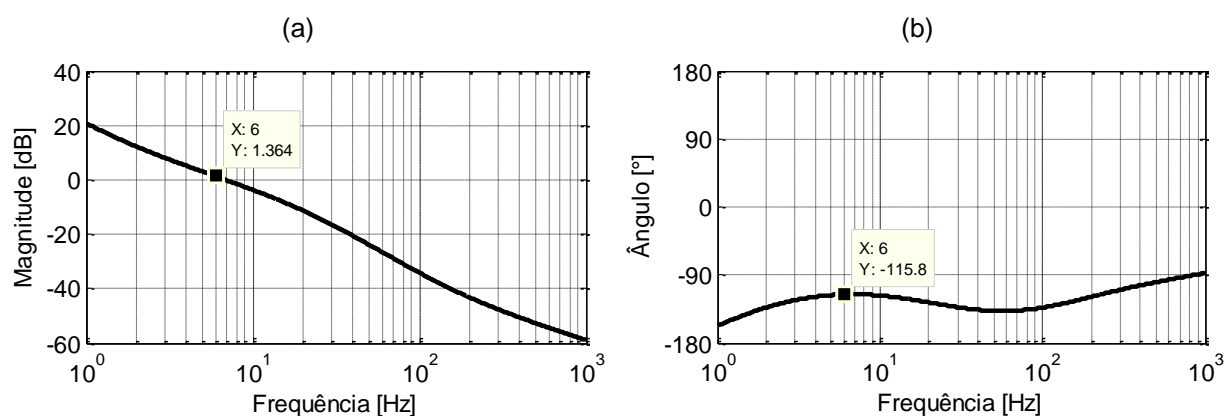


Figura 3.48 - Diagrama de Bode da malha de tensão com controlador do inversor da microrrede trifásica.



### 3.3.4 Simulação do sistema

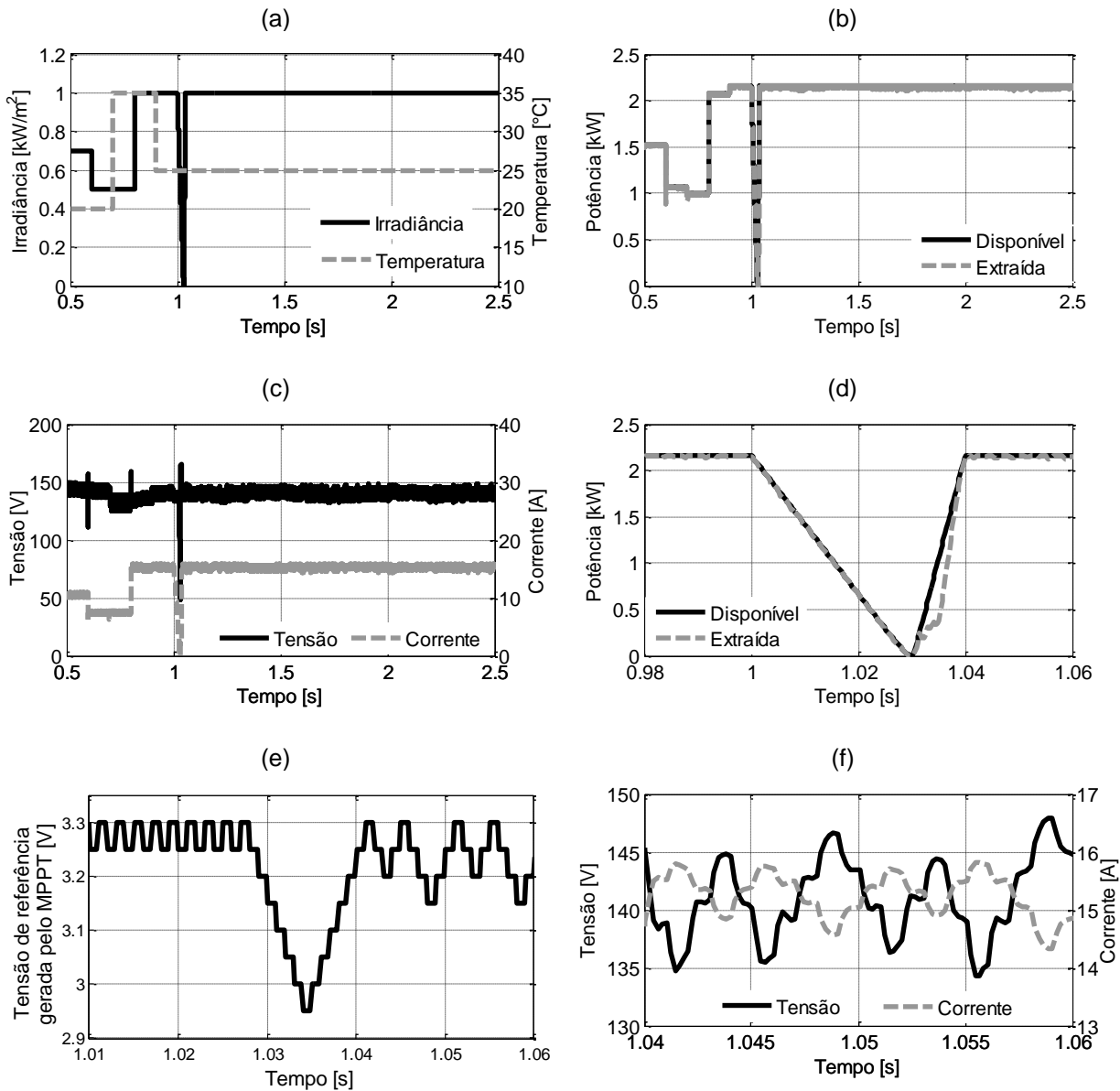
Apenas serão apresentados os resultados para o sistema monofásico, pois o sistema trifásico opera de forma semelhante.

A Figura 3.49 e Figura 3.50 mostra como o sistema fotovoltaico reage quando há variações na temperatura ou na irradiância, ou ainda quando é solicitado o fornecimento de energia reativa.

A Figura 3.49 (a) apresenta as variações impostas ao sistema de temperatura e de irradiância solar. Embora mudanças bruscas de temperatura não ocorram, o degrau na temperatura é aplicado para verificar a resposta do modelo e dos controladores a situações críticas. A Figura 3.49 (b) mostra a influência da tempera-

tura e irradiância solar na potência disponível aos painéis e compara com a potência extraída através da utilização do método de busca pela máxima potência.

Figura 3.49 - Resposta dos módulos a perturbações aplicadas ao sistema.



A Figura 3.49 (c) mostra como foi o comportamento da tensão e corrente na saída dos módulos, a corrente praticamente não é alterada com a variação de temperatura, enquanto a tensão não sofre grandes ajustes com variações na intensidade de irradiância solar.

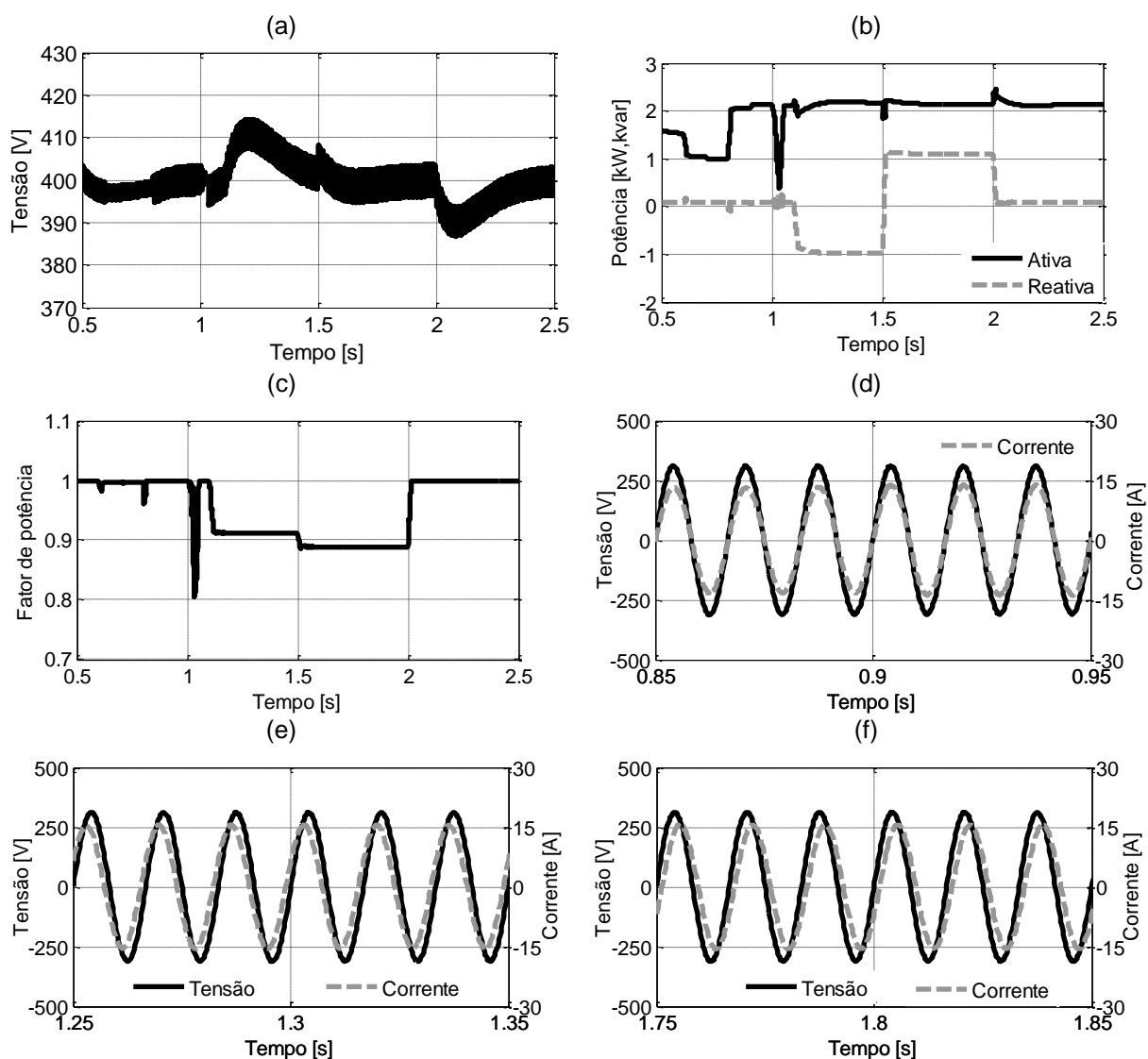
Com a Figura 3.49 (d) e (e), avalia-se, através da produção de potência e da tensão de referência do MPPT, o comportamento do algoritmo de busca da máxima potência durante uma variação brusca de irradiância, em que uma parcela de

potência não foi injetada.

A Figura 3.49 (f) apresenta a constante variação da tensão e da corrente na saída dos módulos na busca pelo ponto de máxima eficiência.

A Figura 3.50 apresenta os resultados vistos a partir da saída do conversor *boost* para as mesmas condições anteriores.

Figura 3.50 - Resposta do inversor dos módulos a perturbações aplicadas ao sistema.



A Figura 3.50 (a) mostra o comportamento da tensão o barramento CC frente às variações que ocorreram no sistema, nota-se que as maiores oscilações ocorrem quando há um degrau significativo na injeção de potência reativa.

A Figura 3.50 (b) apresenta a entrega de potência ao sistema, sendo possível notar os momentos em que foi solicitada a injeção de potência reativa capacitiva (1,1 s) e potência reativa indutiva (1,5 s). A variação do fator de potência pode ser

observada na Figura 3.50 (c). Enquanto a Figura 3.50 (d), (e) e (f) compara o deslocamento da corrente em relação a tensão da microrrede, para fator de potência unitário, entrega de energia reativa capacitiva e indutiva, respectivamente.

### 3.4 Sistema eólico

O sistema eólico dentro da microrrede é não gerenciável, isto é, enquanto houver vento disponível deve haver produção de energia, exceto se comprometer a capacidade da planta eólica, a qualidade da energia produzida e a estabilidade da microrrede.

Sistemas eólicos de pequeno porte (< 500 kW), embora ainda não sejam significativos no Brasil, vêm crescendo e já existem fabricantes (Enersud e Satrix) com tecnologia nacional desenvolvendo sistemas de pequeno porte principalmente para atender pequenos comércios e residências.

Internacionalmente, essa forma de geração já possui diversos fabricantes produzindo na escala micro. Além dos fabricantes, há ainda a divulgação por parte dos governos e de associações (Estados Unidos, Canadá, Reino Unido e Austrália) de informações e orientações para promoção das pequenas turbinas apresentando os benefícios e os conhecimentos que os usuários devem ter antes de instalar uma turbina eólica em sua propriedade. Na União Europeia, onde o processo de implantação de energias renováveis é mais avançado, existem catálogos com diversas turbinas para a instalação em áreas urbanas.

Algumas das questões, levantadas por esses guias, importantes na implantação de um sistema eólico são: os tipos de turbinas e a melhor escolha para a aplicação, as condições desejáveis de vento, os custos inclusive de manutenção do sistema, o espaçamento necessário entre os obstáculos do terreno e a turbina para evitar turbulências nas pás, o sombreamento e os ruídos que podem incomodar os vizinhos e a possibilidade de conexão à rede elétrica. A divulgação dessas informações mostra o interesse desses governos na ampliação da geração eólica de pequeno porte e incentiva, principalmente, aos pequenos agricultores e comerciantes a se tornarem independentes energeticamente.

Os sistemas eólicos, independente do seu tamanho, são formados pela combinação de alguns elementos, como turbina eólica, caixa de engrenagem, gerador de energia elétrica e dois conversores eletrônicos de potência. Cada um desses elementos possui uma função bem definida. A turbina é responsável por captar a

energia do vento e transmiti-la ao eixo do gerador, a caixa de engrenagem ajusta a baixa rotação da turbina à alta rotação requerida por alguns tipos de máquinas, o gerador transforma a energia mecânica em energia elétrica e os conversores adequam tensão e corrente para os níveis de tensão e de frequência da carga a ser atendida.

Alguns exemplos de sistemas eólicos mais comuns são apresentados na Figura 3.51, a grande diferença entre eles é o tipo de máquina elétrica utilizada e a configuração que essas máquinas requerem (BLAABJERG, *et al.*, 2006).

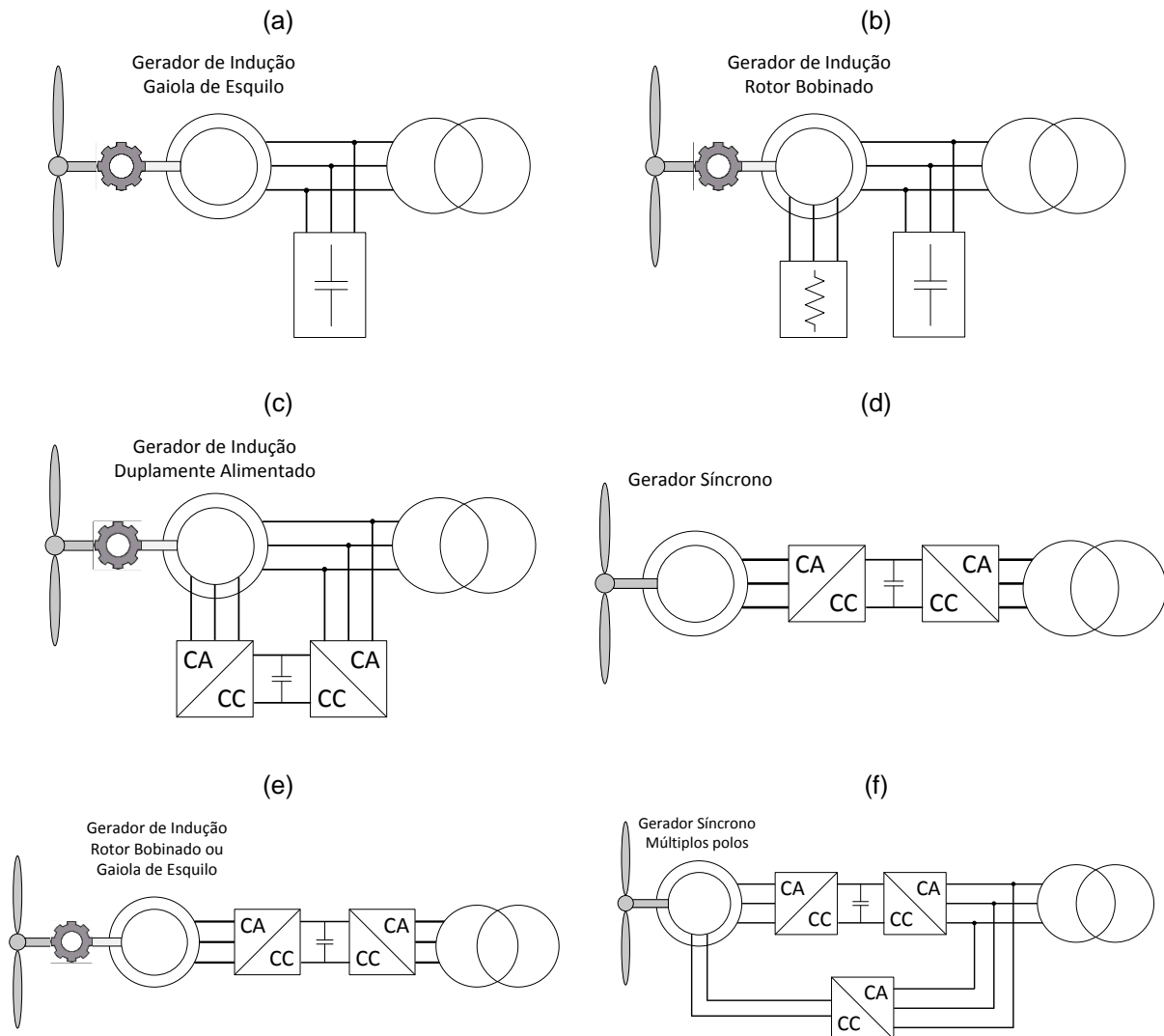
A primeira configuração utiliza velocidade fixa, por isso pode ser conectada à rede elétrica através apenas de um soft-start (não representado nas figuras), cuja função é reduzir a corrente de partida. A segunda configuração (b) não é fixa, pois a variação da resistência do rotor tem como finalidade variar a velocidade da máquina na região supersíncrona; alguns autores reconhecem que a máquina de indução operando com escorregamento diferente de zero define a condição de velocidade não fixa, porém como o escorregamento é baixo (no máximo igual a 2%) é dita ser de velocidade fixa ou quase fixa. Ambas as máquinas de indução necessitam de energia reativa para funcionar, portanto sempre são colocados compensadores próximos aos terminais dessas para que essa energia não seja retirada da rede elétrica reduzindo dessa forma o fator de potência do sistema eólico.

A maior diferença entre os dois sistemas de velocidade fixa é que enquanto o gerador de indução gaiola de esquilo apresentado na Figura 3.51 (a) possui apenas o controle das pás para manter a potência de saída durante altas velocidades do vento, o gerador de indução de rotor bobinado apresentado na Figura 3.51 (b) tem ainda a resistência variável ligada aos terminais do rotor como um grau de liberdade a mais para manter a potência de saída no seu valor nominal (portanto, variando a velocidade), reduzindo desgastes mecânicos e elétricos ao sistema.

A Figura 3.51 (c), (d), (e) e (f) apresenta sistemas eólicos de velocidade variável. Os sistemas eólicos formados com geradores síncronos apresentam a vantagem de não necessitarem da caixa de engrenagem, porém os conversores que desacoplam a frequência da tensão gerada da tensão da rede devem processar a potência total do sistema, como pode ser visto na Figura 3.51 (d), (e) e (f). A principal diferença entre as máquinas da Figura 3.51 (d) e da Figura 3.51 (f) é o tipo de excitação da máquina. Enquanto o gerador de ímã permanente não precisa de excitação através de corrente elétrica, a máquina síncrona convencional de rotor bobi-

nado utiliza um retificador para produzir a excitação necessária para magnetizar a máquina.

Figura 3.51 - Sistemas eólicos com diferentes tipos de geradores.



Fonte: Adaptado de (BLAABJERG, *et al.*, 2006).

O sistema de velocidade variável formado pelo GIDA apresentado na figura 3.51 (c) apesar de possuir caixa de engrenagem, como todos os geradores de indução, seus conversores são apenas cerca de 30% da potência nominal do gerador. Nesse tipo de configuração, a variação de frequência produzida pelo conversor ocorre apenas no rotor e é proporcional ao escorregamento da máquina. Assim como as configurações com gerador síncrono esse sistema também pode fornecer energia reativa à rede elétrica quando necessário.

Embora em sistemas eólicos de pequeno porte seja preferível a utilização



do gerador síncrono multipolos de imã permanente (GSIP) principalmente devido à exclusão da caixa de engrenagem que requer manutenção periódica e custosa, neste trabalho o sistema eólico será composto pelo GIDA. A escolha pelo sistema eólico com máquina GIDA para a microrrede foi feita porque esse sistema é o mais utilizado atualmente. A seguir, serão apresentados os modelos cada um dos componentes do sistema eólico utilizado.

### **3.4.1 Turbina eólica**

As turbinas eólicas são divididas em relação à força aerodinâmica que as fazem operar entre turbinas de arrasto e de sustentação. Uma turbina que gira apenas pela força de arrasto produz bem menos potência que uma turbina que funciona predominantemente devido à força de sustentação para as mesmas condições de vento. Em virtude disso, atualmente as turbinas de arrasto não são mais utilizadas na produção de energia elétrica, um exemplo desse tipo de turbina é Savonius (ACKERMANN, 2005).

As turbinas eólicas também são classificadas pela posição do eixo de rotação em relação ao solo. Entre as turbinas que utilizam a força de sustentação existem os dois tipos: as turbinas de eixo vertical (ou Darrieus) e as turbinas de eixo horizontal. Embora as turbinas Darrieus funcionem independentemente da direção do vento, elas possuem algumas desvantagens que torna esse tipo de turbina pouco utilizada para a conexão com a rede elétrica, como a alta flutuação do torque, a incapacidade de iniciar sozinha e a limitação na regulação da velocidade durante altas velocidades de vento.

Há ainda uma última classificação entre as turbinas que possuem eixo horizontal e funcionam pela força de sustentação, são as turbinas *downwind* e *upwind*. As turbinas, cujas pás são o primeiro obstáculo ao vento, são chamadas de *upwind* e aquelas, cujo primeiro obstáculo ao vento é a nacelle, são denominadas *downwind*. A vantagem das *upwind* é que são mais silenciosas em relação às turbinas *downwind*.

Entre os diversos modelos de turbinas eólicas, para a conexão com a rede elétrica, exploradas experimental e comercialmente, as que permanecem no mercado até hoje são as turbinas que utilizam a força de sustentação, que possuem eixo horizontal com três pás e que são posicionadas contra o vento (*upwind*) (ANAYA-LARA, *et al.*, 2009).

### 3.4.1.1 Modelo da turbina

Segundo Ackermann (2005, p. 548), programas como o PSCAD que simulam transientes eletromagnéticos necessitam de grande nível de detalhes dos componentes elétricos, como gerador, conversores e compensadores. O detalhamento da parte construtiva e dos controles secundários pode ser desprezado ou considerado constante. Além disso, quando se utiliza sistemas de velocidade variável, a parte mecânica e elétrica estão dissociadas devido à eletrônica de potência (ACKERMANN, 2005). Por conseguinte, neste trabalho o rotor da turbina será modelado de forma simplificada, através da variação do coeficiente de potência e consequente mudança na potência mecânica de entrada.

A primeira equação utilizada na modelagem da turbina é apresentada em:

$$P_{mec} = \frac{\rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot v_v^3}{2}, \quad (3.83)$$

que representa a parcela da potência mecânica captada pela turbina da potência cinética disponível no vento, em que  $P_{mec}$  é a potência mecânica de entrada do sistema,  $\rho$  é a densidade do ar no local de instalação da turbina ( $\text{kg/m}^3$ ),  $R$  é o raio da pá da turbina (m),  $C_p(\lambda, \beta)$  é o coeficiente de eficiência da turbina ou coeficiente de potência,  $\lambda$  é a relação da velocidade na ponta da pá,  $\beta$  é o ângulo de passo da turbina ( $^\circ$ ) e  $v_v$  é a velocidade do vento (m/s).

A eficiência da turbina é dada pelo coeficiente de potência que é a relação entre a potência mecânica captada pelo rotor e a potência cinética disponível do vento. Diversas relações analíticas são apresentadas na literatura para a representação do coeficiente de potência, na maioria das vezes a diferença é apenas nos coeficientes que a caracterizam. Essas variações ocorrem para melhor representar cada turbina (ACKERMANN, 2005). Das várias relações existentes, adotou-se para a determinação do coeficiente de potência deste sistema a expressão:

$$C_p(\lambda, \beta) = \frac{1}{2} \left( \frac{116}{\lambda_i} - 0,4\beta - 5 \right) e^{\frac{-21}{\lambda_i}}. \quad (3.84)$$

O termo  $\lambda_i$  do qual o coeficiente de potência depende é dado por:

$$\lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{1 + \beta^3}}, \quad (3.85)$$

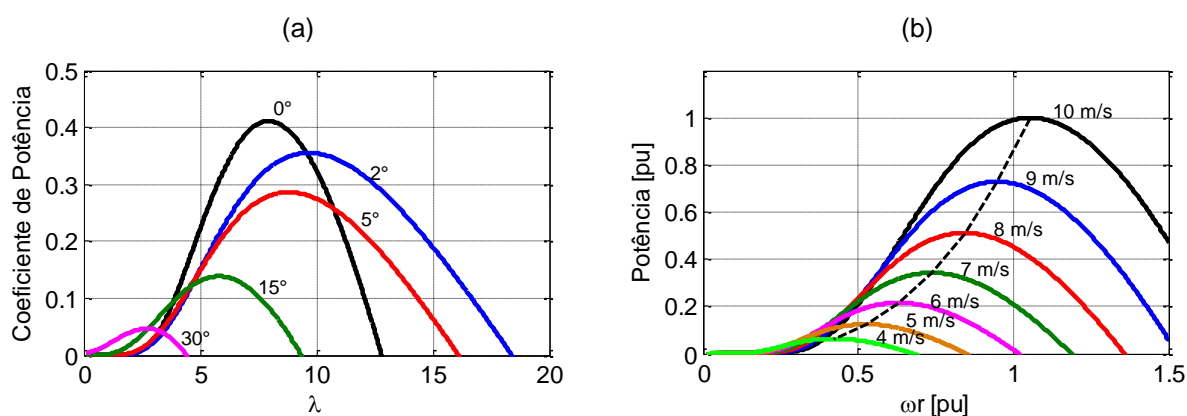
enquanto a relação entre a velocidade na ponta da pá e a velocidade do vento é apresentada em:

$$\lambda = \frac{R\omega_t}{v_v}. \quad (3.86)$$

A Figura 3.52 (a) mostra a curva da equação (3.84) para diferentes ângulos de passo. O valor máximo de eficiência da turbina escolhida é de 41,1% e ocorre quando o  $\lambda$  atinge o valor de 7,95, esse valor é chamado de  $\lambda_{opt}$ , é um parâmetro importante na busca da máxima potência.

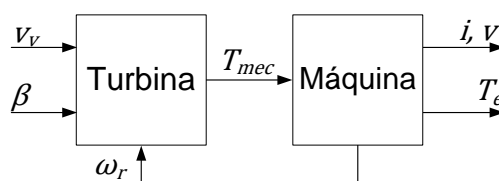
A Figura 3.52 (b) já apresenta como a máxima potência retirada do vento é conseguida através de uma velocidade específica de rotação do rotor para cada valor de velocidade de vento, considerando que o ângulo de passo está no seu valor ótimo, igual  $0^\circ$ .

Figura 3.52 - Características da turbina adotada.



A interação entre o modelo da turbina e o modelo do gerador é apresentada na Figura 3.53. A influência entre os modelos ocorre através da velocidade angular da máquina e o torque mecânico.

Figura 3.53 - Interação entre o modelo da turbina e da máquina.



O torque mecânico, que é a saída do modelo da turbina, é dado por:

$$T_{mec} = \frac{P_{mec}}{\omega_r}, \quad (3.87)$$

em que  $\omega_r$  é a velocidade angular do rotor (rad/s).

### 3.4.1.2 Controle de ângulo de passo

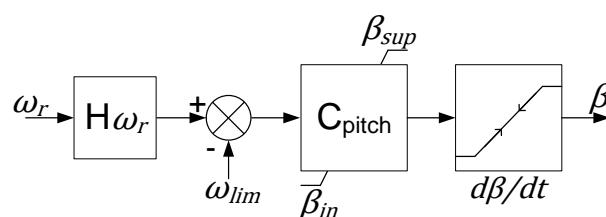
Além da função de captar a energia cinética do vento e transmiti-la ao eixo da máquina, as turbinas agregam controles para limitar a potência de saída do sistema evitando desgastes elétricos e mecânicos quando a velocidade do vento ultrapassa o valor nominal para o qual o sistema foi projetado.

Em geral, turbinas de velocidade variável utilizam o controle do ângulo de passo (em inglês, *pitch*) para limitar a potência de saída, enquanto as turbinas de velocidade fixa utilizam o controle por *estol*. O controle por *estol* possui um custo menor que o controle *pitch*, pois não precisa de nenhum mecanismo para variar o ângulo de passo. Esse controle é intrínseco ao perfil das pás e o modo como são fixadas, atuando a partir de certas velocidades de vento acima da nominal, diminuindo a força de sustentação e aumentando a força de arrasto.

O controle de ângulo *pitch*, embora seja mais custoso, possui uma série de vantagens: permite controle ativo da potência gerada sob todas as condições de vento, maior eficiência na extração de potência do vento, partida suave pela mudança do ângulo de passo, posição de embandeiramento das pás para casos de velocidades extremas de vento e menor massa nas pás do rotor.

O controle do ângulo *pitch* implementado é apresentado na Figura 3.54. Esse controle consiste na amostragem (representada por  $H\omega_r$ ) da velocidade de rotação da máquina e na comparação com um valor limite. O erro passa por um controlador proporcional integral e, por fim, a velocidade de variação do ângulo passa por um limitador.

Figura 3.54 - Controle do ângulo de *pitch*.

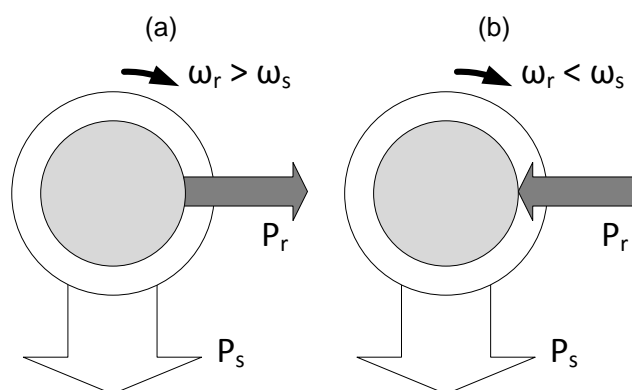


### 3.4.2 Gerador de indução duplamente alimentado

A máquina de indução duplamente alimentada (GIDA) é uma máquina que opera em quatro quadrantes, isto é, tanto opera como motor e como gerador independente do escorregamento ser positivo ou negativo. Esse fato ocorre devido aos conversores acoplados ao rotor serem bidirecionais.

Neste estudo, a análise será feita apenas para a operação da máquina como gerador. A Figura 3.55 mostra o funcionamento do GIDA. Na Figura 3.55 (a), a velocidade supersíncrona é aplicada, portanto o escorregamento é negativo (como pode ser verificado em (3.88)). Nessa condição, a potência flui do estator através do rotor para a rede o que torna a eficiência da máquina maior do que o modo de operação em velocidade subsíncrona, discutida a seguir. Na Figura 3.55 (b), o escorregamento é positivo, o gerador está na velocidade subsíncrona. Nessa condição o rotor consome parte da potência entregue pelo estator (estator supre as perdas do rotor), portanto a energia entregue à rede é a resultante líquida.

Figura 3.55 - Funcionamento do GIDA.



Fonte: Adaptado de (ANAYA-LARA, *et al.*, 2009).

O escorregamento da máquina é dado pela seguinte relação:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_r} \quad (3.88)$$

O escorregamento máximo admissível para esse tipo de máquina é de  $\pm 30\%$ . Como a potência que passa pelo rotor segue a relação:

$$P_r = sP_s, \quad (3.89)$$

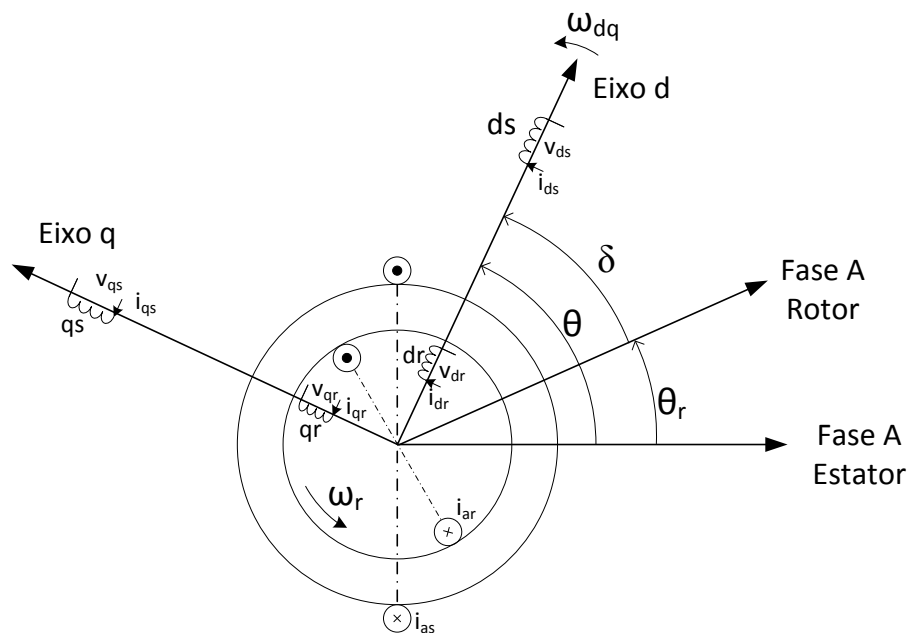
os conversores são projetados para converter apenas 30% da potência nominal do gerador (ANAYA-LARA, *et al.*, 2009).

### 3.4.2.1 Modelo da máquina

O modelo da máquina de indução de rotor bobinado utilizado neste trabalho é de 5ª ordem, disponível na biblioteca do PSCAD/EMTDC. A modelagem de máquinas CA é simplificada através da aplicação da transformada de Park (ou transformação dq0), que modela um sistema trifásico a partir de dois enrolamentos defasados entre si de 90°.

A Figura 3.56 mostra o esquemático do GIDA trifásico com a sobreposição dos eixos d e q. As fases B e C não foram apresentadas para facilitar a compreensão da figura.

Figura 3.56 - Transformada de Park para máquina GIDA.



Fonte: Adaptado de (LEE, PILLAY e HARLEY, 1984).

No modelo da máquina através da transformada de Park, os enrolamentos das fases do estator são substituídos pelos enrolamentos ds e qs. E os enrolamentos das fases do rotor são trocados pelos enrolamentos dr e qr.

A transformada direta de Park para grandezas do estator ou do rotor como tensão, corrente ou fluxo magnético é dada por:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\alpha) & -\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}. \quad (3.90)$$

Por sua vez, a transformada inversa de Park é apresentada em:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & 1 \\ \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (3.91)$$

Quando as transformadas forem utilizadas para grandezas do estator, deve-se substituir o ângulo genérico  $\alpha$  por  $\theta$  na matriz quadrada de (3.90) e (3.91), pois uma vez que as grandezas do estator são as desejadas, utiliza-se o ângulo entre o eixo de referência do estator e o eixo d, denominado  $\theta$  (Figura 3.56). De forma semelhante, para determinar as grandezas do rotor no sistema bifásico, substitui-se  $\alpha$  pelo ângulo entre a fase A do rotor e o eixo d, neste trabalho chamado de  $\delta$  (Figura 3.56).

A variável 0 apresentada nessas equações é utilizada para que a transformada de Park represente também um sistema desequilibrado e, além disso, para tornar a transformada reversível.

Segundo (LEE, PILLAY e HARLEY, 1984), os eixos d e q podem girar em velocidade arbitrária, mas dependendo da escolha dessa velocidade e da aplicação das equações, os cálculos podem ser simplificados ou não. Uma boa escolha para a velocidade de rotação dos eixos d e q é a velocidade síncrona de rotação do eixo do estator. Dessa forma as tensões e correntes do eixo d e q assumem um valor contínuo.

As relações entre a velocidade síncrona,  $\omega_s$ , o ângulo da transformada de Park,  $\theta$ , e a velocidade de rotação do eixo dq,  $\omega_{dq}$  são apresentadas em:

$$\theta = \omega_s t, \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega_s = \omega_{dq}. \quad (3.92)$$

Enquanto as relações entre os ângulos da Figura 3.56, a velocidade síncrona e velocidade do rotor são apresentadas em:

$$\delta = \theta - \theta_r, \quad \frac{d\delta}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{sl}. \quad (3.93)$$

Portanto, ao aplicar a transformada de Park como descrita anteriormente tanto as variáveis do rotor como as do estator estão referenciadas ao mesmo eixo dq que gira na velocidade síncrona.

Segundo (ONG, 1998), a equação para as tensões do estator no sistema trifásico no referencial do próprio estator são definidas em

$$[v_s]^{abc} = [r_s]^{abc} \cdot [i_s]^{abc} + \frac{d([\varphi_s]^{abc})}{dt}. \quad (3.94)$$

Semelhantemente, as tensões do rotor no referencial do próprio rotor são definidas em:

$$[v_r]^{abc} = [r_r]^{abc} \cdot [i_r]^{abc} + \frac{d([\varphi_r]^{abc})}{dt}. \quad (3.95)$$

Essas equações estão representadas na sua forma matricial. Os subíndices “s” e “r” fazem referência à origem das variáveis nas equações, respectivamente, estator e rotor.

Utilizando a transformada inversa de Park em (3.94) e (3.95) para a tensão, a corrente e o fluxo magnético, obtêm-se:

$$[T_{dq0}(\theta)]^{-1}[v_s]^{dq0} = [r_s]^{abc}[T_{dq0}(\theta)]^{-1}[i_s]^{dq0} + \frac{d\left([T_{dq0}(\theta)]^{-1}[\varphi_s]^{dq0}\right)}{dt}, \quad (3.96)$$

e

$$[T_{dq0}(\delta)]^{-1}[v_r]^{dq0} = [r_r]^{abc}[T_{dq0}(\delta)]^{-1}[i_r]^{dq0} + \frac{d\left([T_{dq0}(\delta)]^{-1}[\varphi_r]^{dq0}\right)}{dt}, \quad (3.97)$$

em que  $[T_{dq0}(\theta)]^{-1}$  e  $[T_{dq0}(\delta)]^{-1}$  representam a matriz quadrada de (3.91).

Em seguida, multiplicam-se os todos os termos de (3.96) e (3.97) pela matriz da transformada direta de Park. Dessa forma, consegue-se isolar as tensões nos eixos d e q, cujo resultado é apresentado em:

$$[v_s]^{dq0} = [T_{dq0}(\theta)][r_s]^{dq0}[T_{dq0}(\theta)]^{-1}[i_s]^{dq0} + [T_{dq0}(\theta)] \frac{d\left([T_{dq0}(\theta)]^{-1}[\varphi_s]^{dq0}\right)}{dt}, \quad (3.98)$$

e

$$[v_r]^{dq0} = [T_{dq0}(\delta)][r_r]^{dq0}[T_{dq0}(\delta)]^{-1}[i_r]^{dq0} + [T_{dq0}(\delta)] \frac{d\left([T_{dq0}(\delta)]^{-1}[\varphi_r]^{dq0}\right)}{dt} \quad (3.99)$$



em que  $[T_{dq0}(\theta)]$  e  $[T_{dq0}(\delta)]$  representam a matriz quadrada de (3.90),  $[r_r]^{dq0} = [r_r]^{abc}$  é a matriz diagonal formada pela resistência no rotor considerada igual para as três fases, e  $[r_s]^{dq0} = [r_s]^{abc}$  é a matriz diagonal formada pela resistência no estator considerada igual para as três fases.

Ao desenvolver (3.98) e (3.99), considerando que o sistema é equilibrado, a componente 0 é igual a zero, e as tensões nos eixos d e q resultam em:

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d(\varphi_{ds})}{dt}, \quad (3.100)$$

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d(\varphi_{qs})}{dt}, \quad (3.101)$$

$$v_{dr} = r_r i_{dr} - \omega_{sl} \varphi_{qr} + \frac{d(\varphi_{dr})}{dt}, \quad (3.102)$$

$$v_{qr} = r_r i_{qr} + \omega_{sl} \varphi_{dr} + \frac{d(\varphi_{qr})}{dt}. \quad (3.103)$$

Os fluxos magnéticos nos eixos d e q são apresentados em:

$$\varphi_{ds} = L_{ss} i_{ds} + L_m i_{dr}, \quad (3.104)$$

$$\varphi_{qs} = L_{ss} i_{qs} + L_m i_{qr}, \quad (3.105)$$

$$\varphi_{dr} = L_{rr} i_{dr} + L_m i_{ds}, \quad (3.106)$$

$$\varphi_{qr} = L_{rr} i_{qr} + L_m i_{qs}, \quad (3.107)$$

e estão em função das correntes, da indutância mútua,  $L_m$ , entre estator e rotor e das indutâncias próprias do estator,  $L_{ss}$ , e do rotor,  $L_{rr}$ .

As indutâncias próprias dos enrolamentos do estator e do rotor são compostas pela indutância de magnetização e as indutâncias de dispersão dos respectivos enrolamentos apresentadas a seguir:

$$L_{ss} = L_{ls} + L_m, \quad (3.108)$$

$$L_{rr} = L_{lr} + L_m. \quad (3.109)$$

O torque eletromagnético é dado em função das correntes, dos fluxos magnéticos e do número de pares de polos da máquina,  $np$ :

$$T_e = \frac{3}{2} np (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}). \quad (3.110)$$

O comportamento dinâmico do modelo da máquina no PSCAD é descrito por:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_{mec} - T_e - B\omega_r, \quad (3.111)$$

em que  $J$  é a constante de inercia do conjunto máquina-turbina e  $B$  é uma constante que representa o atrito.

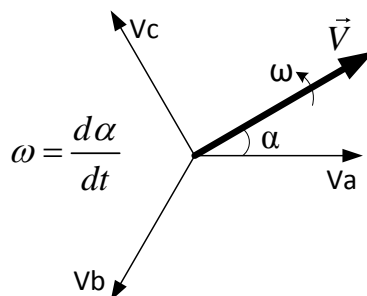
Todas as equações apresentadas anteriormente são consideradas do lado do estator da máquina. Portanto caso a relação de espiras entre estator e rotor seja diferente de 1, as resistências, indutâncias, tensões, correntes e fluxos magnéticos devem ser referidos ao estator através da relação de espiras.

Os parâmetros do modelo utilizado estão expostos no Apêndice E.

### 3.4.3 Controle dos conversores

Foi usado o controle vetorial já tradicionalmente aplicado ao GIDA. Esse controle é baseado no princípio do campo girante que consiste na soma de grandezas trifásicas estacionárias formando um vetor girante como o apresentado na Figura 3.57. A partir desses vetores girantes, escolhe-se o eixo dq e a velocidade de rotação desse eixo de forma a facilitar os cálculos.

Figura 3.57 - Exemplo de formação de vetor pelo princípio do campo girante.



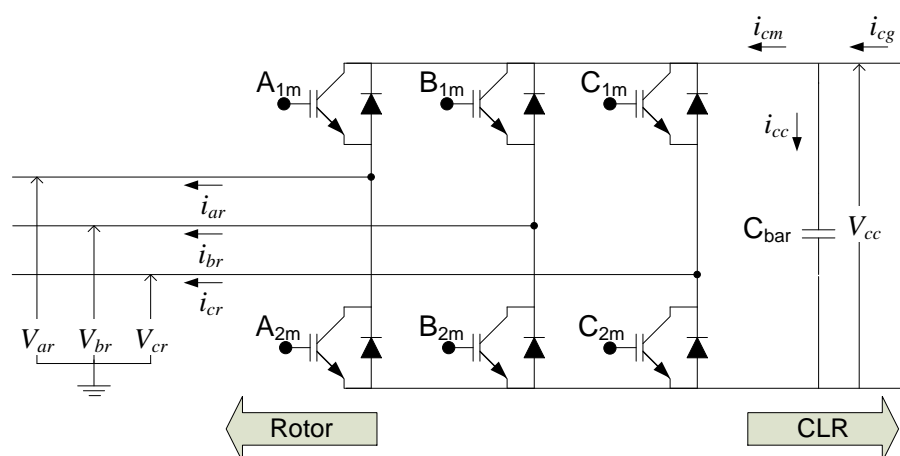
O conversor do lado da rede (CLR) controla a tensão do barramento CC e pode controlar a potência reativa injetada na rede (apenas 30% da potência nominal do sistema). Já o conversor do lado da máquina (CLM) além de controlar a maior parcela de potência reativa que o gerador pode entregar, ele também pode controlar

a potência ativa ou ainda realizar o MPPT através do controle direto ou indireto de velocidade. A seguir será apresentado o controle dos dois conversores. As referências tomadas como base para descrever esse controle são (PINTO, 2012), (LIMA, 2009) e (LIU, 2011).

### 3.4.3.1 Conversor do lado da máquina

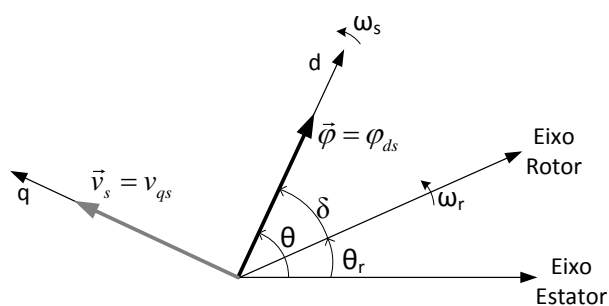
A topologia do conversor do lado da máquina é apresentada na Figura 3.58. Um detalhe importante para o controle que pode ser observado nesta figura é o sentido adotado para as correntes do rotor.

Figura 3.58 - Topologia do CLM.



O controle desse conversor é realizado através das correntes do rotor para controlar as potências no estator da máquina. Os eixos dq são escolhidos de tal forma que o eixo d alinha-se com o vetor resultante fluxo magnético do estator, como apresentado na Figura 3.59.

Figura 3.59 - Diagrama de referenciais do controle orientado pelo fluxo magnético.



Ao alinhar o fluxo magnético do estator com o eixo d, as seguintes simpli-

ficações são obtidas:

$$\begin{aligned}\varphi_{ds} &= \vec{\varphi}, \\ \varphi_{qs} &= 0.\end{aligned}\tag{3.112}$$

Uma aproximação aceitável é desconsiderar a resistência e os transitórios do estator representados pela derivada dos fluxos (PINTO, 2012). Dessa forma, as tensões apresentadas em (3.100) e (3.101) podem ser simplificadas:

$$\begin{aligned}v_{ds} &= 0, \\ v_{qs} &= \omega_s \varphi_{ds}.\end{aligned}\tag{3.113}$$

Deve ser lembrado que todas as equações apresentadas de (3.98) a (3.110) estão referidas a um único eixo dq que gira na velocidade síncrona e adotando aqui que esse eixo d coincide com o eixo do fluxo do estator. Portanto, ao substituir (3.112) e (3.113) em (3.104) e (3.105), são obtidas as correntes de estator em função das correntes do rotor apresentadas em:

$$i_{ds} = \frac{\varphi_{ds}}{L_{ss}} - \frac{L_m i_{dr}}{L_{ss}},\tag{3.114}$$

$$i_{qs} = \frac{-L_m i_{qr}}{L_{ss}}.\tag{3.115}$$

Utilizando (3.106), (3.107), (3.112), (3.114) e (3.115) para substituição de valores em (3.102) e (3.103), são obtidas as tensões que, através da transformada inversa de Park, serão utilizadas como moduladoras para a técnica PWM aplicada nesse controle:

$$v_{dr}^* = r_r i_{dr} + \sigma L_{rr} \frac{d(i_{dr})}{dt} - \omega_{sl} \sigma L_{rr} i_{qr},\tag{3.116}$$

$$v_{qr}^* = r_r i_{qr} + \sigma L_{rr} \frac{d(i_{qr})}{dt} + \omega_{sl} \sigma L_{rr} i_{dr} + \omega_{sl} \left( \frac{L_m}{L_{ss}} \varphi_{ds} \right).\tag{3.117}$$

O termo  $\sigma$  que aparece nas duas últimas equações é o coeficiente de dispersão da máquina, calculado de acordo com:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_{rr} L_{ss}}\tag{3.118}$$

Os dois primeiros termos de (3.116) e (3.117) são sintetizadas pelas malhas internas de corrente, os outros termos dessas equações devem ser somados após o controlador para que o controle das duas correntes seja realmente desacoplado.

Determinada a formação das malhas internas, devem-se determinar quais variáveis podem ser controladas a partir das correntes de eixo direto e de eixo em quadratura do rotor.

Observa-se, ao substituir (3.113) e (3.115) em (3.110), que o torque é diretamente proporcional a corrente de quadratura:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot np \cdot \varphi_{ds} \cdot \frac{-L_m i_{qr}}{(L_{ls} + L_m)}. \quad (3.119)$$

Embora o torque possa ser controlado, nesse trabalho será utilizado controle da potência ativa do estator, por apresentar melhor qualidade na energia gerada devido à sua dinâmica mais lenta (LIU, 2011).

A potência ativa e a potência reativa do estator, devido às simplificações de (3.113), são calculadas por:

$$P_s = \frac{3}{2} \cdot (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) = \frac{3}{2} v_{qs} i_{qs}, \quad (3.120)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \cdot (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}) = \frac{3}{2} v_{qs} i_{ds}. \quad (3.121)$$

Semelhante ao torque, a potência ativa também pode ser controlada pela corrente em quadratura do rotor, como pode ser observado ao substituir (3.115) em (3.120), obtendo-se:

$$P_s = -\frac{3}{2} \frac{v_{qs} L_m}{(L_{ls} + L_m)} i_{qr}. \quad (3.122)$$

Ao utilizar a potência de MPPT como referência, apresentada em:

$$P_s^* = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 C_p(\lambda_{\acute{o}timo}, \beta) \left( \frac{\omega_t R}{\lambda_{\acute{o}timo}} \right)^3 \eta_{maq}, \quad (3.123)$$

é possível dizer que o sistema está trabalhando no ponto de máxima potência, em que  $\eta_{maq}$  é o rendimento da máquina.

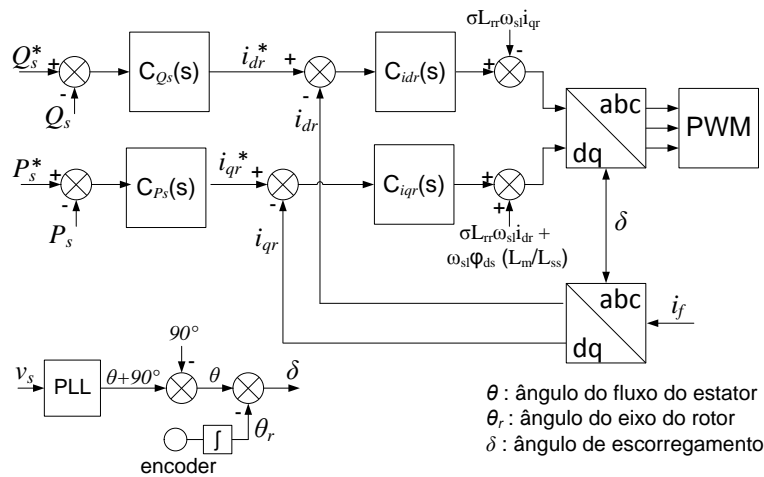
Por fim, a potência reativa pode ser representada em função da corrente de eixo direto do rotor em:

$$Q_s = \frac{3}{2} \frac{\omega_s \varphi_{ds}^2}{L_{ss}} - \frac{3}{2} \frac{\omega_s \varphi_{ds} L_m}{L_{ss}} i_{dr}, \quad (3.124)$$

e, portanto, pode ser controlada através dela.

A Figura 3.60 apresenta o diagrama do controle do GIDA baseado nos cálculos apresentados nesta subseção. Os valores dos controladores estão expostos no Apêndice E.

Figura 3.60 - Diagrama de blocos do controle do CLM.



### 3.4.3.2 Conversor do lado da rede

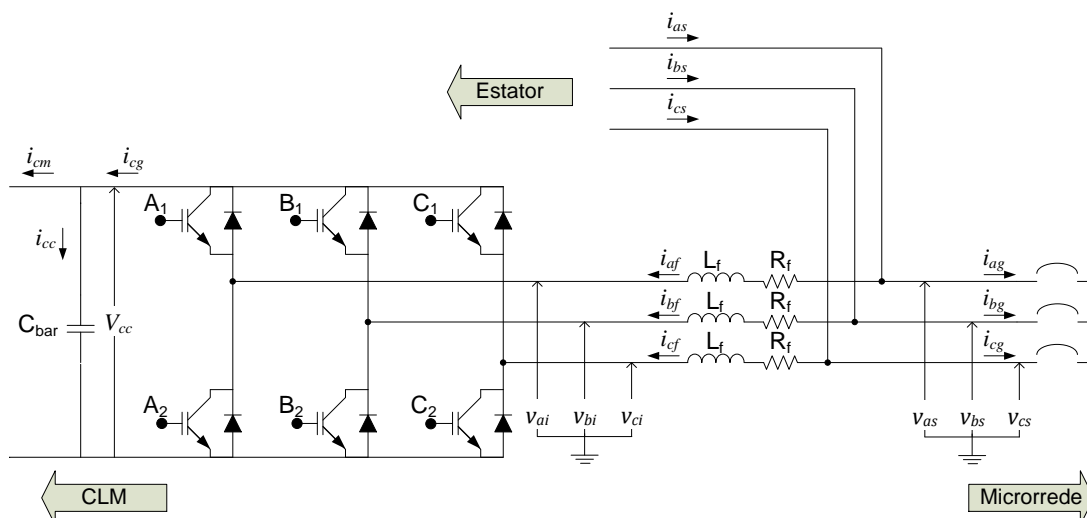
A topologia do conversor conectado entre a rede elétrica e o elo CC do sistema baseado em GIDA é apresentada na Figura 3.61. Assim como na configuração anterior, o sentido adotado para as correntes, mostrado na figura, é importante para o desenvolvimento do controle. As correntes que fazem parte desse controle são as correntes do filtro  $i_{af}$ ,  $i_{bf}$  e  $i_{cf}$ . A tensão na saída do filtro ( $v_{as}$ ,  $v_{bs}$  e  $v_{cs}$ ) é a mesma tensão nos terminais do estator que é a referência para este controle.

A primeira equação utilizada para descrever o circuito ainda no sistema trifásico é:

$$[v_s]^{abc} = [R_f]^{abc} \cdot [i_f]^{abc} + [L_f]^{abc} \frac{d([i_f]^{abc})}{dt} + [v_i]^{abc}, \quad (3.125)$$

em que  $[R_f]^{abc}$  e  $[L_f]^{abc}$  são matrizes diagonais formadas pelas resistências e indutâncias do filtro, respectivamente.

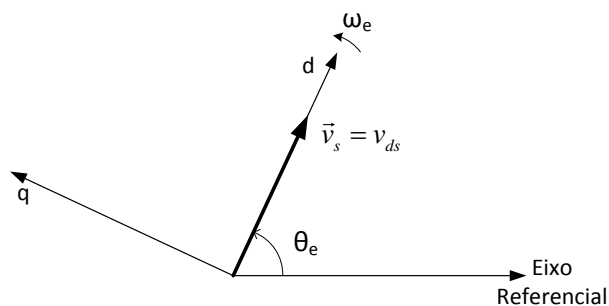
Figura 3.61 - Conversor do lado da rede.



Fonte: Adaptado de (PINTO, 2012).

Os eixos dq para esse controle são escolhidos de tal forma que o vetor tensão resultante coincida com o eixo d, a velocidade de rotação é a velocidade angular da rede elétrica. O diagrama para o controle do conversor orientado pela tensão é apresentado na Figura 3.62.

Figura 3.62 - Diagrama de referencial para controle orientado pela tensão.



Com o referencial adotado, são obtidas as seguintes relações para o vetor tensão:

$$\begin{aligned} v_{ds} &= v_s, \\ v_{qs} &= 0. \end{aligned} \quad (3.126)$$

Ao aplicar a transformada inversa de Park na equação (3.125), são alcançadas as equações no sistema bifásico de coordenadas escolhidas:

$$v_{ds} = R_f i_{df} + L_f \frac{di_{df}}{dt} - \omega_e L_f i_{qf} + v_{di}, \quad (3.127)$$

$$v_{qs} = R_f i_{qf} + L_f \frac{di_{qf}}{dt} + \omega_e L_f i_{df} + v_{qi}. \quad (3.128)$$

As tensões  $v_{di}^*$  e  $v_{qi}^*$  são determinadas pelos compensadores de corrente e são utilizadas como moduladoras no controle desse conversor.

Utilizando o princípio da conservação de energia, desconsiderando perdas por chaveamento e utilizando (3.126), a potência no CLR pode ser escrita da seguinte forma:

$$P_{clr} = \frac{3}{2} v_{ds} i_{df} = v_{cc} i_{clr}, \quad (3.129)$$

em que  $v_{cc}$  é a tensão do barramento CC e  $i_{clr}$  é a corrente que flui do CLR para o barramento CC.

Segundo (LIMA, 2009), as tensões entre o lado em corrente alternada e em corrente contínua são relacionadas através do índice de modulação,  $m$ , apresentado por:

$$v_{ds} = \frac{m}{2\sqrt{2}} v_{cc}. \quad (3.130)$$

A equação que relaciona tensões e correntes no capacitor do barramento é apresentada em:

$$C_{bar} \frac{d(v_{cc})}{dt} = i_{clr} - i_{clm}. \quad (3.131)$$

Finalmente, substituindo (3.129) e (3.130) em (3.131), é encontrada a relação entre a tensão do barramento CC e a corrente de eixo direto que passa pelo filtro:

$$C_{bar} \frac{d(v_{cc})}{dt} = \frac{3m}{4\sqrt{2}} (i_{df} - i_{clm}) \quad (3.132)$$

Dessa forma, constitui-se a malha externa de controle da corrente de eixo direto.

A malha externa da corrente de eixo em quadratura pode ser formada pe-



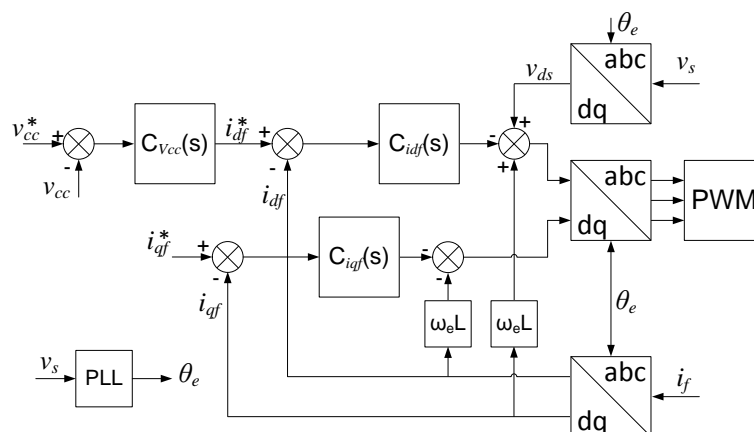
lo controle da potência reativa como mostrado em:

$$Q_{ctr} = \frac{3}{2} v_{ds} i_{qf}, \quad (3.133)$$

porém como esse conversor processa apenas 30% da potência nominal é preferível controlar a potência reativa pelo estator, portanto considera-se a referência de  $i_{qf}$  igual a zero.

O diagrama de blocos da Figura 3.63 apresenta todos os detalhes do controle do conversor apresentado nessa subseção. Os valores dos controladores estão expostos no Apêndice E.

Figura 3.63 - Diagrama de blocos de controle do CLR.



### 3.5 Considerações finais

O escopo deste capítulo foi apresentar cada uma das microfones utilizadas na microrrede em desenvolvimento. Com exceção do GIDA, cujo modelo da máquina é existente na biblioteca do simulador, cada um dos microgeradores foram implementados no PSCAD.

Além dos modelos das microfones, foram apresentados todos os conversores necessários para a conexão da microrrede e para cada conversor foi associado um conjunto de malhas de controle.

O sistema de armazenamento nas duas microrredes será responsável por gerar a referência de tensão no modo isolado, portanto a estratégia escolhida para a manutenção do sistema ilhado é a mestre-escravo, logo todos os outros conversores funcionam como fonte de corrente, tanto no modo ilhado como conectado.

*Página em branco.*

---



---

## CAPÍTULO 4

### SISTEMA DE SINCRONIZAÇÃO E DESCONEXÃO

---



---

No início deste trabalho foi apresentada a definição de microrrede, sabe-se, portanto, que esse sistema em certas circunstâncias pode funcionar de forma isolada da rede da concessionária. Assim sendo, são necessários métodos para determinar a desconexão e circuitos de sincronização com essa rede elétrica.

O PRODIST no seu módulo 3 determina os critérios mínimos para a instalação de microgerações à rede elétrica da concessionária. Esses critérios dependem da potência de cada fonte de geração. Como não existem critérios específicos para microrredes, neste trabalho, será adotada a soma das potências das microfuentes para determinar quais requisitos são necessários.

A Tabela 4.1 mostra os requisitos mínimos exigidos pela agência reguladora para a conexão de microgeradores. As duas microrredes desenvolvidas neste trabalho estão enquadradas na coluna de até 100 kW. Dessa forma, as microrredes estudadas devem possuir medição bidirecional, chave seccionadora e elemento de disjunção acionado por proteção, cujas funções são sincronismo, anti-ilhamento, sub e sobretensão como também sub e sobrefrequência. O anti-ilhamento apresentado na Tabela 4.1 está relacionado à formação de microrredes com parte do sistema elétrico da concessionária, as microrredes deste trabalho devem operar ilhadas, porém somente dentro da própria instalação da unidade consumidora.

Tabela 4.1 - Requisitos mínimos em função da potência instalada.

Equipamento	Potência instalada		
	Até 100 kW	101 a 500 kW	501 kW a 1 MW
Elemento de desconexão <sup>(1)</sup>	Sim	Sim	Sim
Elemento de interrupção <sup>(2)</sup>	Sim	Sim	Sim
Transformador de acoplamento	Não	Sim	Sim
Proteção de sub e sobretensão	Sim <sup>(3)</sup>	Sim <sup>(3)</sup>	Sim
Proteção de sub e sobrefrequência	Sim <sup>(3)</sup>	Sim <sup>(3)</sup>	Sim

Proteção contra desequilíbrio de corrente	Não	Não	Sim
Proteção contra desbalanço de tensão	Não	Não	Sim
Sobrecorrente direcional	Não	Não	Sim
Sobrecorrente com restrição de tensão	Não	Não	Sim
Relé de sincronismo	Sim	Sim	Sim
Anti-ilhamento	Sim	Sim	Sim
Estudo de curto-circuito	Não	Sim <sup>(4)</sup>	Sim <sup>(4)</sup>
Medição	Medição bidirecional <sup>(6)</sup>	Medidor 4 quadrantes	Medidor 4 quadrantes
Ensaio	Sim <sup>(5)</sup>	Sim <sup>(5)</sup>	Sim <sup>(5)</sup>

(1), (2), (3), (4), (5) e (6) são detalhadas em (ANEEL, 2012b).

Fonte: (ANEEL, 2012b).

#### 4.1 Proteção para a desconexão de microgeradores na baixa tensão

A concessionária através de sua norma técnica sobre a conexão de micro e minigeração (COELCE, 2012) determina requisitos e ajustes das proteções que devem ser utilizados para a desconexão e sincronização da microfonte da sua rede.

##### 4.1.1 Tensão

Quando no ponto de conexão da unidade consumidora a Tensão de Leitura (TL) ultrapassar os valores limites de operação, a microgeração deve ser desconectada. A Tabela 4.2 mostra os ajustes para as proteções de sobretensão e subtensão.

Tabela 4.2 - Ajuste de sobretensão e subtensão para baixa tensão.

Faixa de tensão no ponto de conexão	Tempo de desconexão
TL >231 V (1,05 pu)	0,2 segundos
189 V ≤ TL ≤ 231 V	Operação normal
TL ≤ 189 V (0,859 pu)	0,4 segundos

Fonte: Adaptada de (COELCE, 2012).

##### 4.1.2 Frequência

A Tabela 4.3 mostra os ajustes dos tempos para as proteções de subfrequência e sobrefrequência caso os valores limites de operação sejam atingidos. Essa tabela está de acordo com o estabelecido no módulo 8 do PRODIST (ANEEL,

2012c). Nota-se que entre 59,5 e 59,9 Hz, embora esteja fora da faixa de operação normal, não é necessário desconectar a unidade de geração, o mesmo ocorre para o intervalo de 60,1 a 60,5 Hz.

Tabela 4.3 - Ajuste de sobrefrequência e subfrequência.

Faixa de frequência no ponto de conexão	Tempo de desconexão
$f \leq 56,5$ Hz	Instantâneo
$56,5$ Hz $< f \leq 57,5$ Hz	5 segundos
$57,5$ Hz $< f \leq 58,5$ Hz	10 segundos
$f < 59,5$ Hz	30 segundos
$59,9$ Hz $\leq f \leq 60,1$ Hz	Operação normal
$f > 60,5$ Hz	30 segundos
$63,5$ Hz $\leq f < 66$ Hz	10 segundos
$f \geq 66$ Hz	Instantâneo

Fonte: Adaptada de (COELCE, 2012).

#### 4.1.3 Injeção de componente CC na rede elétrica

Caso a microgeração esteja injetando corrente CC na rede elétrica superior a 0,5% de sua corrente nominal depois de decorrido 1 segundo nesta situação, a unidade deve ser desconectada da rede da concessionária.

#### 4.1.4 Harmônicos

O limite de distorção harmônica total definida pela (COELCE, 2012) é de 5 %. Já os limites individuais devem ser limitados aos valores apresentados na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 - Limite de distorção harmônica de corrente

Harmônicas ímpares	Limite de distorção
3° a 9°	< 4,0 %
11° a 15°	< 2,0 %
17° a 21°	< 1,5 %
23° a 33°	< 0,6 %
Harmônicas pares	Limite de distorção
2° a 8°	< 1,0 %
10° a 32°	< 0,5 %

Fonte: Adaptada de (COELCE, 2012).

#### 4.1.5 Fator de potência

A concessionária exige que quando a potência injetada na rede for superior a 20% da potência nominal do gerador, o fator de potência deve permanecer entre os valores determinados na Tabela 4.5. No entanto a microgeração deve ser configurada em fábrica para fornecer fator de potência unitário.

Tabela 4.5 - Faixa de fator de potência

Potência nominal do gerador	Faixa de fator de potência
$P_n \leq 3 \text{ kW}$	0,98 indutivo – 0,98 capacitivo
$3 \text{ kW} < P_n < 6 \text{ kW}$	0,95 indutivo – 0,95 capacitivo
$P_n \geq 6 \text{ kW}$	0,90 indutivo – 0,92 capacitivo

Fonte: Adaptada de (COELCE, 2012).

#### 4.1.6 Ilhamento

A microgeração deve desconectar-se e interromper a injeção de energia na rede elétrica da concessionária em até 2 segundos caso haja interrupção no fornecimento de energia.

#### 4.1.7 Reconexão

A concessionária só permite a reconexão dos sistemas de geração após 180 segundos que as condições normais de tensão e de frequência tenham sido reestabelecidas no ponto de conexão.

#### 4.1.8 Chave seccionadora

É necessário que o elemento de desconexão permita a visualização dos contatos quanto abertos ou fechados. Além disso, deve ser compatível para abertura em carga e deve ser instalada no limite da via pública com a unidade consumidora em caixa de proteção.

#### 4.1.9 Religamento automático da rede

A microgeração deve suportar o religamento automático do sistema de distribuição na pior situação possível (em oposição de fase).

### 4.2 Circuito de desconexão

O sistema de desconexão acionado por funções de proteção como as de tensão e frequência é importante para que problemas na rede da concessionária não

resultem em mau funcionamento dos equipamentos da microrrede. Além disso, essa desconexão oferece proteção a pessoas que entrem em contato com a rede desenergizada.

Já a concessionária exige que a qualidade da energia de seus clientes não seja alterada pela conexão da microgeração, portanto, exige critérios de qualidade na corrente injetada, como baixo índice de distorção harmônica e mínimo nível CC na corrente.

Diversos outros critérios podem ser adotados para a desconexão, neste trabalho devem ser considerados as proteções de sub e sobretensão, sub e sobre-frequência, além do nível de corrente CC injetada na rede. Os temporizadores das funções de proteção para a desconexão foram ajustados em acordo com o descrito nas seções 4.1.1, 4.1.2 e 4.1.3.

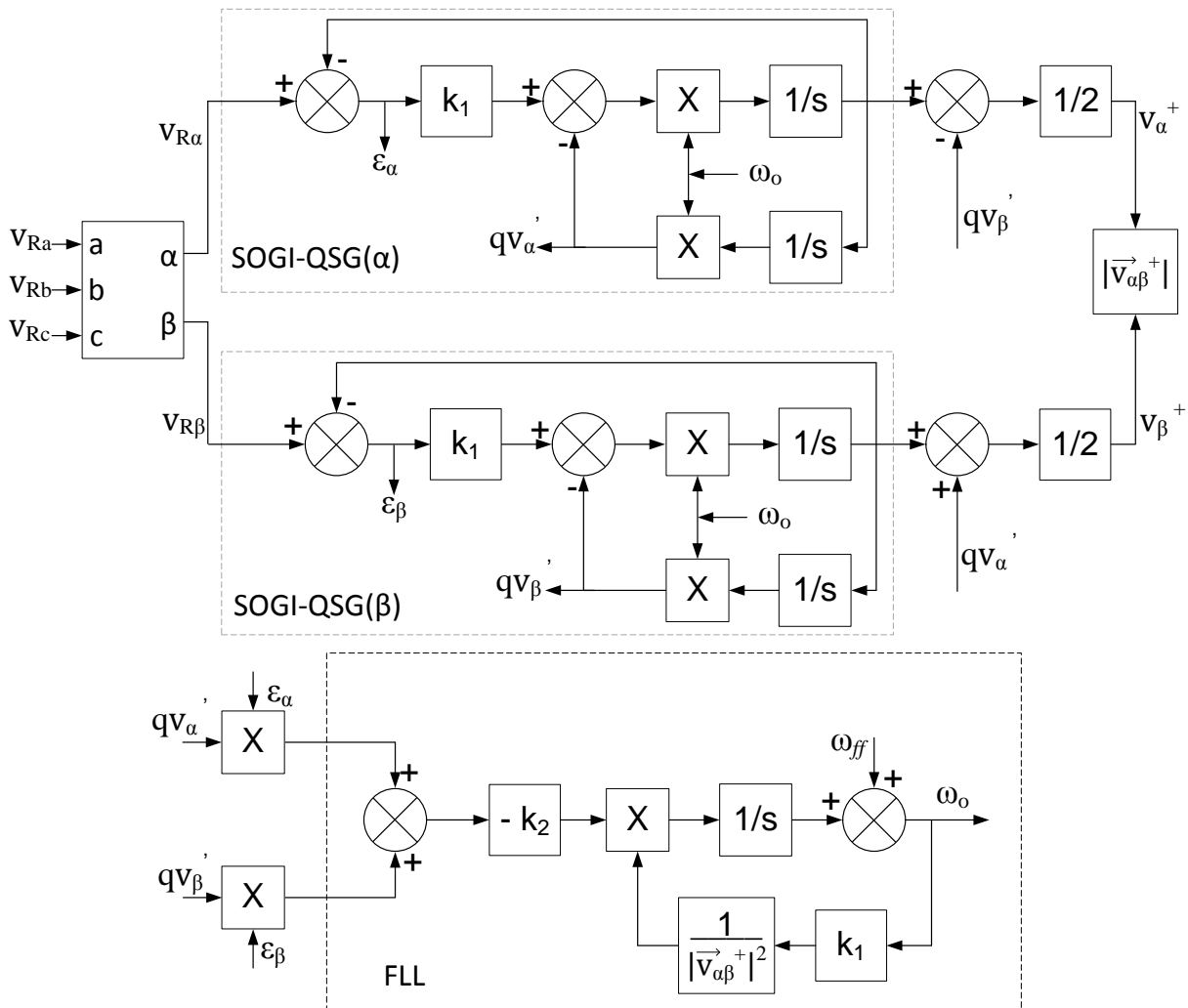
Relés de proteção, que acionem equipamentos de disjunção com as proteções exigidas, podem ser mais caros que a própria microfonte, o que pode tornar sistemas com microgeração em baixa tensão inviáveis. Por isso que a agência reguladora permite sistemas eletro-eletrônicos (microcontrolados) para detectarem as anomalias e atuarem sobre os dispositivos de desconexão.

Dessa forma, o detector de frequência e das componentes de sequência positiva da tensão desenvolvido por Azevedo (2011) foi aplicado neste trabalho, com apenas pequenas adaptações. Esse calculador de frequência e tensão é baseado no DSOGI-FLL (*Dual Second Order Generalized Integrator – Frequency Locked Loop*) cujos detalhes do seu funcionamento escapam ao escopo deste trabalho.

A Figura 4.1 mostra o diagrama de blocos para a construção do DSOGI-FLL, formado pelo rastreador de frequência da onda fundamental (FLL) e por dois SOGI-QSG (*SOGI for Quadrature Signals Generation*), responsáveis por gerar a fundamental e sua onda correspondente em quadratura das componentes  $v_{R\alpha}$  e  $v_{R\beta}$  obtidas pela transformada de Clarke das tensões da rede (AZEVEDO, 2011).

As constantes  $k_1$  e  $k_2$ , utilizadas nesse DSOGI-FLL, determinam o tempo de resposta na estimação da frequência e da tensão de sequência positiva. Em (AZEVEDO, 2011) um estudo sobre a escolha dessas constantes é realizado, neste trabalho, os valores adotados são  $\sqrt{3}$  e 125, respectivamente. Com esses valores, o tempo de resposta a um degrau unitário da tensão é igual 15,3 ms e 40 ms para tensão e frequência, respectivamente.

Figura 4.1 - Calculador de frequência e tensão de sequência positiva.



Fonte: Adaptado de (AZEVEDO, 2011).

Os tempos de acomodação são altos, uma das desvantagens da utilização do DSOGI-FLL, sendo sua simplicidade de implementação uma de suas vantagens. Devido a oscilações presentes na tensão e na frequência rastreada é necessária à utilização de um filtro passa baixa, o que torna o sistema um pouco mais lento.

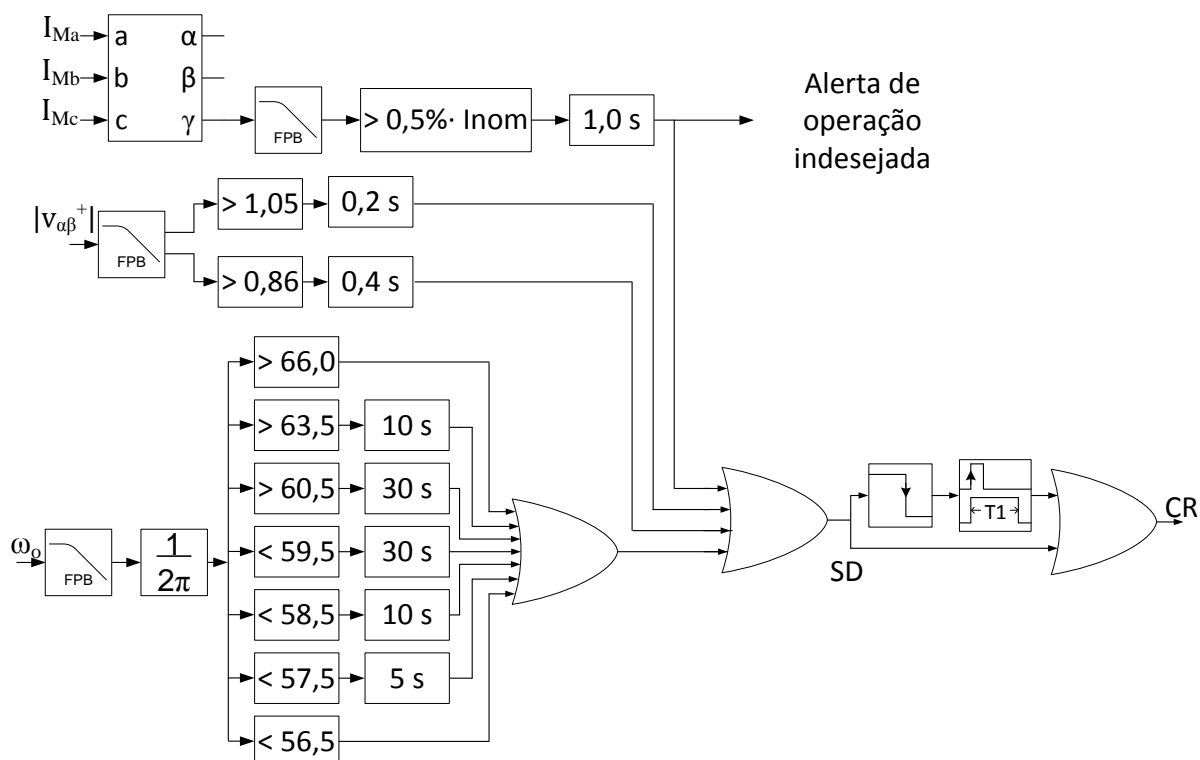
O nível de corrente CC injetada na rede foi calculada através da transformação de Clarke das correntes no PCC. Uma vez que ao passar a corrente do eixo gama, que agrega todas as componentes de sequência zero, por um filtro passa baixa, cuja frequência de corte seja menor que a fundamental, obtém-se a magnitude da corrente CC injetada na rede.

A Figura 4.2 mostra como a geração do sinal de desconexão (SD). Esse sinal quando em nível lógico 0 indica condição normal do sistema e a microrrede



permanece conectada a rede elétrica. Quando o nível de SD é alterado para 1 indica que alguma alteração não transitória ocorreu no sistema e a microrrede deve ser desconectada, pois os tempos de atuação da proteção já foram contados. Neste instante, o sinal CR que representa a Conexão à Rede recebe o nível lógico 1, há a abertura da chave e a microrrede entra no modo ilhado. Cessada a falta na rede elétrica, o valor de SD deve mudar de 1 para 0. Dessa forma, o detector de borda negativa deve atuar acionando o monoestável (T1) que vai permanecer em nível lógico 1 durante os 180 segundos que a concessionária exige. Após esse tempo, se nenhuma outra falta ocorrer, isto é, SD continuar em 0, o nível lógico de CR também deve ir para 0, reconectando a microrrede a rede elétrica da concessionária.

Figura 4.2 - Geração do sinal para desconexão.



Fonte: Adaptado de (AZEVEDO, 2011).

Os sistemas de detecção de falta e de sincronização são modelados para sistemas trifásicos, porém foram utilizados nesse trabalho também para um sistema monofásico. Para isso foi somente necessário atrasar a tensão monofásica em  $120^\circ$  e  $240^\circ$ , gerando duas ondas que alimentaram as fases b e c da entrada desses sistemas.

#### 4.2.1 Região de não detecção do ilhamento

O sistema apresentado possui boa resposta quando os distúrbios na rede ocorrem próximos ao PCC e o sistema de desconexão consegue perceber variação na tensão ou na frequência. Existem situações em que a falta ocorre longe do PCC e a proteção da concessionária isola o defeito, ocorrendo falta da rede no ponto de conexão comum.

Nessa situação, para a condição de troca de potência ativa e reativa próxima de zero entre rede da concessionária e microrrede, a microrrede vai continuar conectada implicando em perigo. Diversos métodos foram desenvolvidos para minimizar esse problema, entre eles os métodos que apenas observam as medições no PCC, chamados de passivos. Há os métodos que inserem perturbações no sistema para verificar seu comportamento, chamados de métodos ativos. Há ainda aqueles métodos que fazem uso da comunicação entre dispositivos para detectar o ilhamento (TEODORESCU, LISERRE e RODRÍGUEZ, 2011).

Neste trabalho, não foram implementados métodos adicionais para detecção de ilhamento. Deve-se, entretanto, conhecer a região para a qual o sistema não atende as exigências da concessionária. Para isso foram simuladas várias situações para um dos inversores modelados e sua carga com produção e consumo bem próximos. Na Tabela 4.6, são apresentadas essas situações em que  $\Delta P$  e  $\Delta Q$  são as potências ativa e reativa da rede, respectivamente. O ilhamento deve ser detectado em até 2 segundos, portanto os tempos de atuação superiores a esses valores estão dentro da zona de não detecção de ilhamento.

Tabela 4.6 - Resultados de simulação para determinar a região de não detecção de ilhamento.

$\Delta P = P_{\text{carga}} - P_{\text{inv}}$	$\Delta Q = Q_{\text{carga}} - Q_{\text{inv}}$	Proteção acionada	Tempo de atuação
4,65 W	0,01 var	Subtensão	1,56 s
2,16 W	0,01 var	Subtensão	2,56 s
-55 W	0,02 var	Subfrequência	Mais de 30 s
-65,26 W	-0,03 var	Sobretensão	0,24 s
0,03 W	130 var	Subtensão	1,78 s
0,02 W	105 var	Subtensão	2,38 s
-0,04 W	-74 var	Subtensão	2,55 s

### 4.3 Sistema de sincronização e referência

Os circuitos de sincronização são essenciais para fontes de energia elétrica com saída alternada que operem em paralelo com outras fontes, portanto dispositivos que injetam energia na rede elétrica devem alimentar seus controladores com as referências geradas por esses circuitos. Deste modo, as tensões ou correntes geradas assumem a forma desejada.

Diversas técnicas foram desenvolvidas para realizar a sincronização entre fontes elétricas alternadas. Sistemas simples detectam somente a passagem pelo zero ou a fase da forma de onda da tensão. Sistemas mais complexos e mais confiáveis foram desenvolvidos, pois a presença de distorções e ruídos nas tensões do sistema provocam erros não desejáveis nos sistemas de sincronização mais simples (SASSO, *et al.*, 2002).

Sistemas de sincronização mais sofisticados foram desenvolvidos baseados nos conceitos de *Phase Locked Loop* (PLL) em referencial estacionário, de filtros adaptativos ou de transformadas matemáticas (AZEVEDO, 2011). Todos esses sistemas buscam separar somente a componente de sequência positiva e torna-la a referência dos sistemas a serem sincronizados.

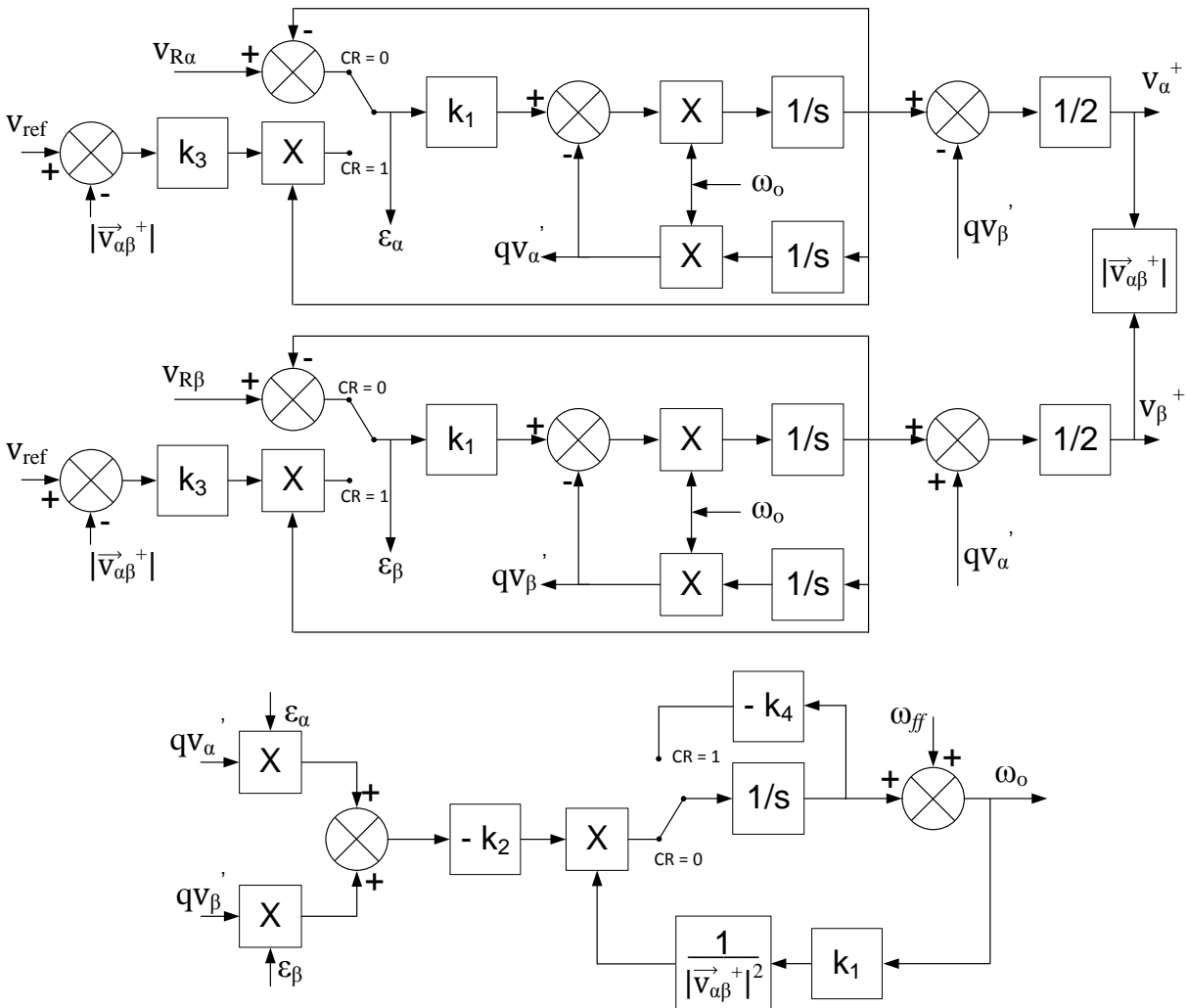
Utilizou-se neste trabalho o sistema de sincronização baseado no DSOGI-FLL, pois este é um bom rastreador de sequência positiva de um sistema de tensões trifásicas mesmo que estas estejam desequilibradas ou possuam harmônicos em sua composição. Além disso, esse sistema se mostrou a melhor opção para a aplicação desenvolvida aqui, pois com uma pequena modificação o sistema funciona como oscilador (AZEVEDO, 2011). Dessa forma, o circuito apresentado a seguir tanto fornece as referências para o controle do conversor mestre (conversor do sistema de armazenamento) no modo conectado (sincronizando) como no modo isolado (oscilando).

Na Figura 4.3, observa-se que a mudança entre os dois modos supra citados ocorre com a alteração do sinal CR. Quando CR possui nível lógico 1, a microrrede está isolada da rede elétrica da concessionária, logo o sistema de referência está funcionando no modo de oscilação, os sinais fornecidos aos conversores são gerados de acordo com valores de referência da magnitude em 1 p.u. (valor de pico) e da frequência em 376.99 rad/s.

Quando CR é igual a 0, o sistema funciona da mesma forma que o DSOGI-FLL do sistema de desconexão, embora as constantes utilizadas nesse sistema

sejam diferentes, apenas os tempos de resposta são alterados. As constantes utilizadas neste DSOGI-FLL modificado foram  $k_1=\sqrt{2}$ ,  $k_2=100$ ,  $k_3=0,005$  e  $k_4=240$ . As análises referentes à escolha dessas constantes foram realizadas por Azevedo (2011) e estão dentro do esperado para a aplicação deste trabalho.

Figura 4.3 - Sistema de sincronização e referência.



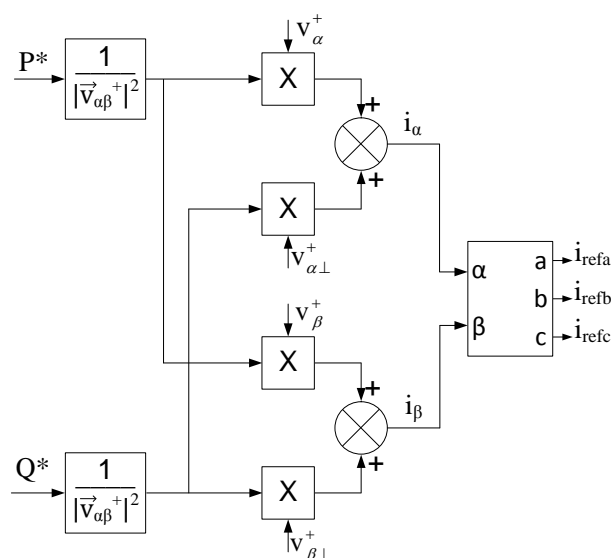
Fonte: Adaptado de (AZEVEDO, 2011).

Para o conversor operando no modo tensão, os sinais de referência são obtidos ao passar os sinais  $v_{\alpha}^+$  e  $v_{\beta}^+$  pela transformada inversa de Clarke, com isso as referências das fases a b e c são obtidas. Para um sistema monofásico, utiliza-se apenas a fase a como referência.

Para os conversores que possuem malha de corrente, é possível a escolha entre a produção de energia ativa ou reativa. Para isso um pequeno cálculo deve ser realizado antes de aplicar a transformada inversa de Clarke.

A Figura 4.4 mostra como são geradas as referências de corrente. Os sinais  $v_{\alpha\perp}^+$  e  $v_{\beta\perp}^+$  são gerados ao atrasar os sinais provenientes do circuito de sincronização  $v_{\alpha}^+$  e  $v_{\beta}^+$  em  $90^\circ$ , respectivamente. Caso o fator de potência unitário seja desejado, a potência reativa de referência deve ser zero.

Figura 4.4 - Referências de corrente.



Fonte: Adaptado de (AZEVEDO, 2011).

Tanto no circuito de desconexão como no de sincronismo as tensões estão em p.u., cujo valor de base é 311 V. As potências de referência utilizadas na Figura 4.4 devem ser divididas pela potência nominal da fonte (considerada sua potência de base) para o qual o sistema vai servir como referência.

#### 4.4 Considerações finais

Os requisitos de proteção, que inclui equipamentos e funções, exigidos pela agência reguladora e pela concessionária local para a conexão de microgeração são importantes para a proteção dos equipamentos e para a segurança de pessoas. Entretanto, essas recomendações estão relacionadas somente ao ponto comum de conexão.

Nenhuma consideração foi realizada neste trabalho sobre as proteções internas que a microrrede deve apresentar, sendo estas um desafio importante que ainda deve ser perseguido.

O circuito de desconexão apresentado neste trabalho é importante por ser uma alternativa à compra de equipamentos dedicados somente para a detecção de proteções de frequência e tensão, já que esse sistema pode ser implementado em

microcontroladores.

Os circuitos de sincronização e desconexão, embora possuam as mesmas tensões como entrada, possuem objetivos diferentes e bem específicos. Nota-se ainda que o sistema de sincronização necessita de uma das saídas do circuito de desconexão para alternar entre os modos de oscilação e de sincronização.

---

---

## CAPÍTULO 5

### GERENCIAMENTO DAS MICRORREDES

---

---

Uma microrrede pode ser composta pelas mais diversas fontes e sistemas de armazenamento. A diversidade tecnológica, o número e a localização dos recursos contribuem para flexibilizar a escolha de quando e quanto cada recurso deve contribuir, para que o sistema opere de forma eficiente e de acordo com os critérios de qualidade de energia exigidos pela concessionária.

O gerenciamento de uma microrrede é, portanto, um estudo dos recursos disponíveis, das tarifas praticadas, dos custos de cada fonte e dos modos de operação do sistema, com o objetivo de determinar o melhor aproveitamento dos recursos, menor custo de consumo de eletricidade para os usuários, e segurança de pessoas, da rede elétrica e da microrrede. O gerenciamento da microrrede deve ainda compreender o gerenciamento do lado da demanda, em casos de obrigações contratuais ou de limites impostos na importação/exportação de energia da rede devido a estratégias operacionais (KATIRAEI, *et al.*, 2008).

O sistema de gerenciamento deve conhecer o controle de cada microfonte, assim como em quais parâmetros é possível atuar. Por exemplo, as microfuentes, que dependem da irradiância solar e da velocidade do vento, são fontes não despacháveis e devem funcionar sempre na busca pelo ponto de máxima potência, entretanto podem ajudar no controle do fator de potência no ponto comum de conexão.

Entre as microfuentes despacháveis, há ainda as que são conectadas diretamente à rede elétrica (como geradores de combustão interna) e as que utilizam conversores eletrônicos para a conexão (como células a combustível). As primeiras possuem controle de velocidade e de tensão, que as tornam semelhantes às máquinas de grande porte do SEP, em que o controle de velocidade age na injeção de potência ativa e o controle de tensão atua sobre a produção de potência reativa. Já as fontes despacháveis acopladas a conversores eletrônicos devem utilizar o controle de seus inversores para a entrega de energia, seja operando como fonte de corrente ou como fonte de tensão.

Uma preocupação importante para a operação e, conseqüentemente, pa-

ra o gerenciamento, ocorre quando a microrrede possui somente fontes acopladas eletronicamente. Nesses casos, o problema acontece na operação ilhada, quando conversores precisam operar em paralelo sem uma referência de tensão e frequência. Diversas soluções para esse problema já foram propostas: em Coelho (2000) é realizada uma revisão bibliográfica sobre o tema (COELHO, 2000). Para a aplicação em microrredes, o controle por inclinação e a técnica mestre-escravo são as mais comentadas e estudadas pela comunidade científica.

O controle por inclinação consiste na emulação, pelo controle de cada um dos conversores da microrrede, das características das máquinas síncronas; portanto, todos os conversores da microrrede devem operar como fonte de tensão. Nesse método, a carga é compartilhada entre os conversores. Deste modo, quando há variação na frequência, todos os conversores mudam seu ponto de operação e contribuem com o aumento ou a diminuição na potência ativa injetada segundo a capacidade de cada fonte. O mesmo ocorre entre a magnitude da tensão e a injeção ou absorção de potência reativa. A grande vantagem desse controle é que o ponto de operação de cada microfonte é ajustado de acordo com a tensão em seus terminais e a necessidade de comunicação é pequena. Entre as desvantagens estão a dificuldade em minimizar a circulação de corrente entre os conversores, a dependência da impedância dos condutores e do filtro de saída, e a dificuldade em determinar os coeficientes de inclinação de cada uma das microfuentes.

A técnica mestre-escravo, utilizada para o paralelismo de inversores, determina que um dos elementos deva funcionar como mestre e os demais como escravos. Isso significa que o conversor mestre deve ser a referência de tensão que os outros conversores necessitam para operarem como fonte de corrente, inclusive no modo isolado. Essa técnica depende de uma rede de comunicação entre os conversores, necessária para que seja conhecida a produção de cada uma das fontes e a demanda das cargas, para configurar os valores de referência de cada conversor escravo do sistema. Sendo a microrrede de pequena dimensão, o sistema de comunicação não seria um problema tão relevante, pois a comunicação necessária é de baixa latência e o tráfego de informação é pequeno. As vantagens dessa técnica são a facilidade de sua aplicação, único modo de operação dos conversores escravos, tanto no modo conectado como no modo isolado.

Neste trabalho, a técnica mestre-escravo foi utilizada para o paralelismo dos conversores. O sistema de armazenamento foi utilizado como conversor mestre



durante o ilhamento, porém durante os períodos conectados ele também funciona como fonte de corrente injetando potência. O conversor mestre não deve ser uma fonte estocástica, como a solar fotovoltaica ou a eólica, entretanto, deve ter energia suficiente para alimentar pelo menos uma parcela da carga por um período definido.

A seguir serão apresentadas as direções a serem tomadas para cada uma das microrredes, já que são formadas por fontes diferentes. Em seguida, serão apresentados os resultados das simulações para as duas microrredes.

### 5.1 Diretrizes do gerenciamento

As diretrizes do gerenciamento das microrredes foram baseadas nos recursos energéticos disponíveis, no estudo do perfil de carga adotada e nas possibilidades de economia mediante a variação tarifária para os consumidores em baixa tensão.

A variação tarifária está ligada à tarifa branca que poderá ser adotada pelos consumidores conectados a baixa tensão. Essa nova modalidade deve incentivar o consumo de energia nos horários em que o sistema está em carga leve. A Figura 5.1 mostra como é composta a tarifa do grupo de baixa tensão, tanto no modelo atual (tarifa convencional) como na nova tarifa proposta.

Para o consumidor em baixa tensão é cobrado apenas sobre o consumo de energia (E), e sua tarifa é a soma de duas parcelas, a TUSD (Tarifa de Uso dos Sistemas de Distribuição) e TE (Tarifa de Energia). Enquanto a primeira parcela remunera os custos de operação e manutenção do sistema, a segunda é referente ao consumo da unidade.

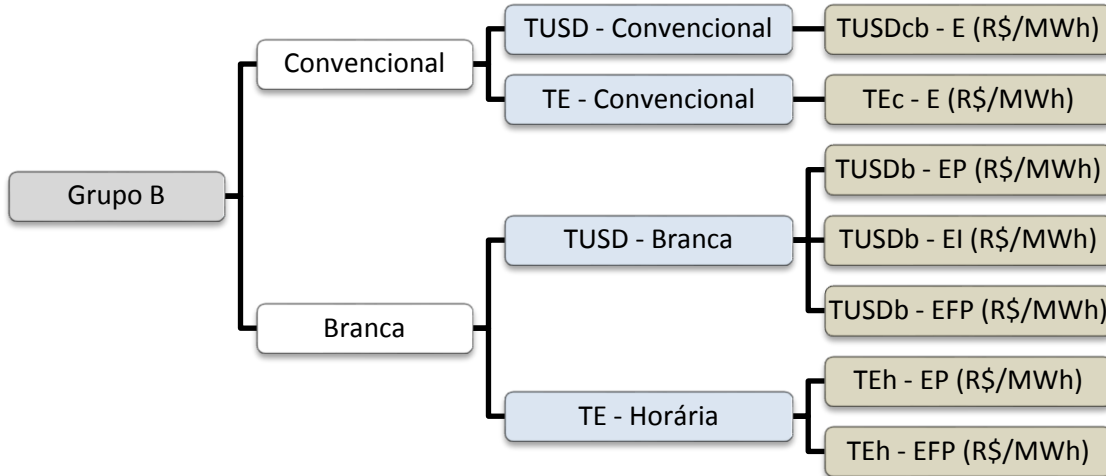
Na tarifa convencional, a composição da tarifa é única, independente do horário do dia. Já na tarifa branca, três composições são possíveis, pois a TUSD é dividida em três postos tarifários, como descritos a seguir:

- $(TUSD_b - EP) + (TE_h - EP) \rightarrow$  Tarifa cobrada nas três horas de carga pesada determinada pela concessionária.
- $(TUSD_b - EI) + (TE_h - EFP) \rightarrow$  Tarifa cobrada uma hora antes e uma hora depois do intervalo determinado como horário de ponta pela concessionária.
- $(TUSD_b - EFP) + (TE_h - EFP) \rightarrow$  Tarifa cobrada em todos os outros horários, incluindo fins de semana e feriados.

Outro fator de variação da tarifa de energia elétrica são as bandeiras tarifárias verde, amarela e vermelha que serão adotadas a partir de 2014 para todos os

usuários do sistema, em substituição às variações sazonais dos períodos seco e úmido.

Figura 5.1 - Tarifas aplicadas aos consumidores em baixa tensão.



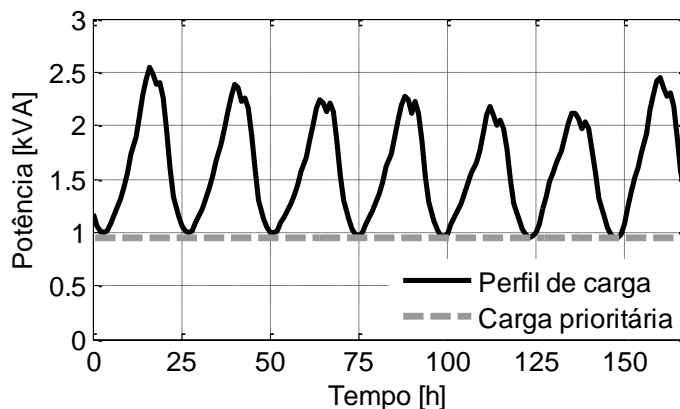
Fonte: Adaptado de (ANEEL, 2013).

**5.1.1 Microrrede monofásica**

Nessa seção será apresentado o gerenciamento adotado para a microrrede monofásica apresentada na Figura 2.9, composta por um sistema de armazenamento, módulos fotovoltaicos e uma célula a combustível.

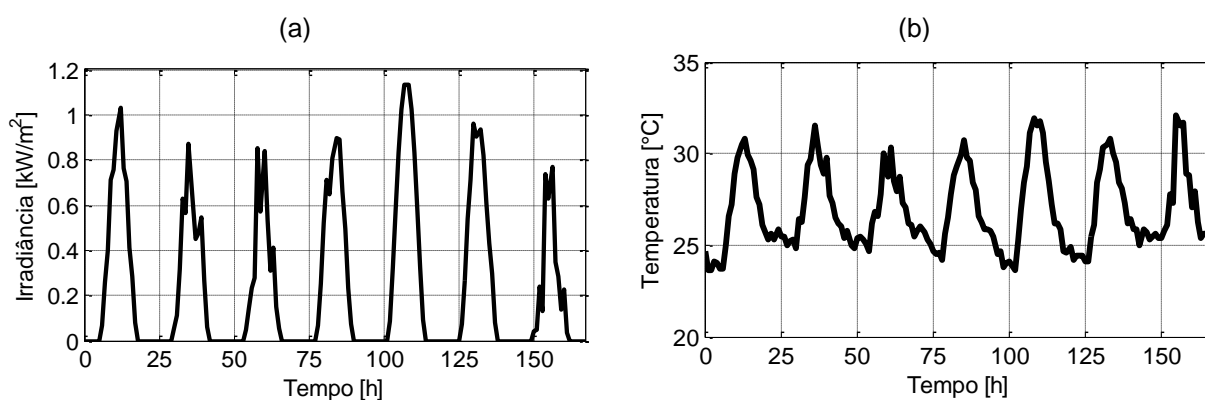
Conhecer o perfil de carga da instalação da microrrede é fundamental para determinar quais situações são possíveis de ocorrer e como o gerenciador deve atuar. O perfil de carga utilizado neste trabalho corresponde a uma instalação elétrica em baixa tensão monofásica, comercial. Essa carga foi modelada com característica de potência constante. A Figura 5.2 apresenta as medições dessa carga durante uma semana, disponibilizadas por (SCE, 2013).

Figura 5.2 - Perfil de carga da microrrede monofásica.



É necessário ainda conhecer como as fontes não gerenciáveis podem se comportar, portanto, para sistemas fotovoltaicos deve-se saber no mínimo como é a variação da irradiância solar e da temperatura. A Figura 5.3 (a) mostra como a média da irradiância solar pode variar durante uma semana em Fortaleza (dados retirados do software Radiassol). A Figura 5.3 (b), por sua vez, apresenta a variação de temperatura na mesma semana. Nota-se que nos horários de maior irradiância solar, a temperatura também é elevada, assim sendo, a produção de potência pelos módulos é reduzida. Portanto, mesmo com os níveis de irradiância superiores a  $1 \text{ kW/m}^2$ , dificilmente os painéis irão produzir potência igual a sua potência nominal.

Figura 5.3 - Perfil de variação da irradiância e da temperatura durante um dia.

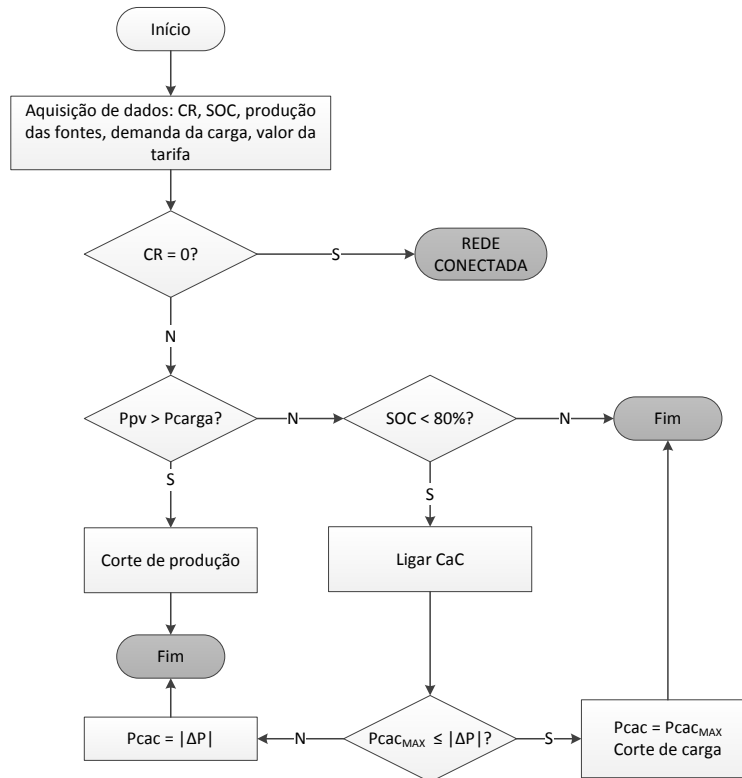


Outro ponto importante a destacar é a avaliação econômica na utilização das microfuentes e do sistema de armazenamento. Por exemplo, para sistemas de armazenamento que usam baterias, a avaliação econômica deve ser baseada na estimativa da vida útil que está relacionada ao número de ciclos de carga e descarga. Já para as microfuentes que utilizam o combustível, deve-se calcular o custo do combustível e da manutenção. Neste trabalho, a avaliação econômica detalhada não será realizada. Entretanto, o gerenciamento proposto, leva em conta que essa análise tenha sido feita e adota tarifas de referências para a utilização ou não da CaC e do sistema de armazenamento para a injeção de potência na rede elétrica.

O fluxograma da Figura 5.4 mostra a aquisição de informações necessárias para o gerenciamento, e como deve ocorrer o gerenciamento quando a microrrede estiver desconectada da rede elétrica da concessionária ( $CR = 0$ ). Neste caso, a CaC deverá ser ligada quando a produção de energia dos módulos fotovoltaicos for inferior à demanda da carga, e somente se a bateria tiver com sua carga abaixo

dos 80%. Essa medida garante economia caso a falta da rede seja de curta duração, e garante que, caso a desconexão seja por um longo período, a bateria se mantenha como a referência de tensão para a microrrede.

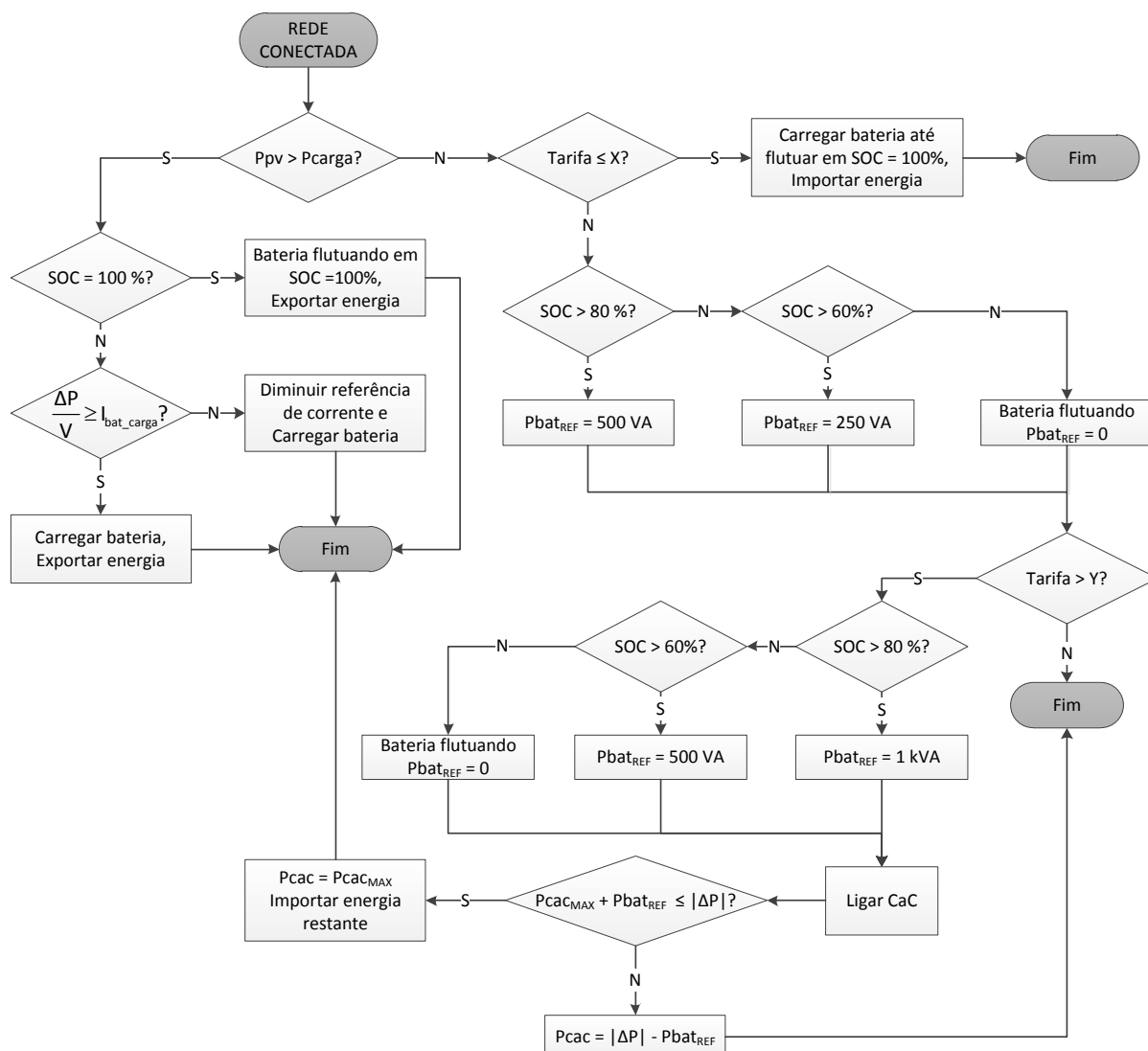
Figura 5.4 - Fluxograma gerenciamento da microrrede monofásica.



A Figura 5.5 apresenta a continuação do fluxograma da Figura 5.4, com as decisões a serem tomadas em caso de conexão com a rede. Quando a potência produzida pela fonte fotovoltaica for maior que a demanda da carga, a bateria sempre deve entrar em estado de carga, ou se já estiver carregada deve permanecer em flutuação. Se necessário, para eliminar a importação da rede elétrica, pode-se reduzir a corrente de carga da bateria.

Em períodos em que a tarifa seja, por exemplo, um valor  $X$ , a bateria também deve ser carregada e mantida em flutuação com carga máxima. Nos períodos de tarifa intermediária, é vantajoso o uso da bateria, porém esta deve-se manter em até 60% da carga, pois em caso de falta de energia ela ainda pode funcionar como referência de tensão para o atendimento da carga prioritária. Durante períodos em que o valor da tarifa ultrapasse um valor  $Y$  (valor determinado através de análise econômica da compra de combustível, manutenção da microfonte e estimativa de vida útil das baterias), seria vantagem também ligar a CaC.

Figura 5.5 - Fluxograma gerenciamento da microrrede monofásica no modo conectado.

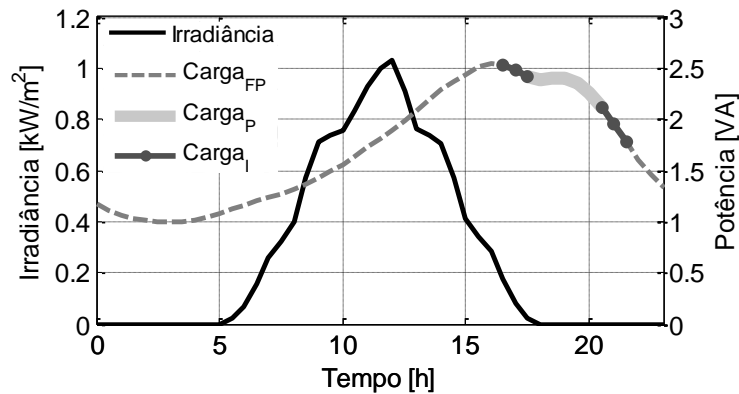


Embora o gerenciamento apresentado esteja sendo aplicado nessa microrrede composta apenas por três elementos, ele pode ser adotado para microrredes com diferentes composições. Por exemplo, se a fonte gerenciável fosse um gerador a diesel ou a biocombustível, e a fonte não gerenciável fosse um gerador eólico de pequeno porte, o mesmo fluxograma pode ser utilizado, mudando apenas o valor das tarifas para o qual é vantajoso o uso da fonte gerenciável ou do sistema de armazenamento.

Os resultados do gerenciamento não serão apresentados para um dia completo, pois o período de simulação é limitado. Desse modo, pontos importantes devem ser escolhidos, como períodos em que a produção do sistema fotovoltaico está acima da demanda da carga nos períodos de tarifas diferenciadas. Além disso, serão aplicadas faltas na rede elétrica para notar como o sistema funciona no modo isolado.

A Figura 5.6 compara a irradiância solar e a demanda da carga. Como a produção do sistema fotovoltaico para  $1 \text{ kW/m}^2$  é igual  $2,16 \text{ kW}$ , nota-se que durante parte da manhã a produção dos módulos é superior à demanda. Outro ponto para simulação é durante os períodos de tarifa intermediária e de tarifa na ponta.

Figura 5.6 - Comparação entre irradiância solar e demanda da carga.

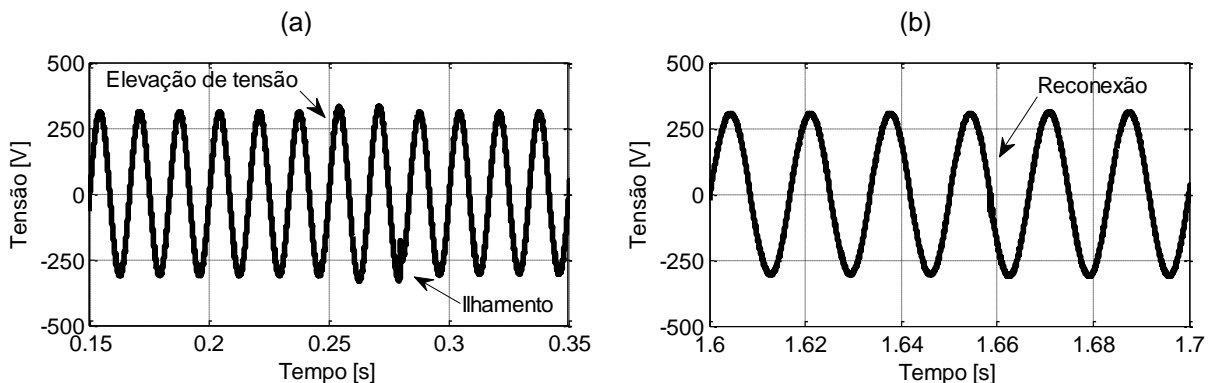


#### 5.1.1.1 Primeiro caso – durante o dia

O primeiro caso simulado consiste no intervalo de 11 horas às 13 horas, com carga e irradiância como apresentado na Figura 5.6. O tempo de simulação utilizado para representar este intervalo foi de 2 s, por isso os tempos de atuação das proteções e reconexão serão menores que os estabelecidos pela norma da concessionária.

A Figura 5.7 mostra a tensão na microrrede durante os períodos transitórios de ilhamento e de reconexão.

Figura 5.7 - Tensão da microrrede durante as ações de (a) ilhamento e (b) reconexão.



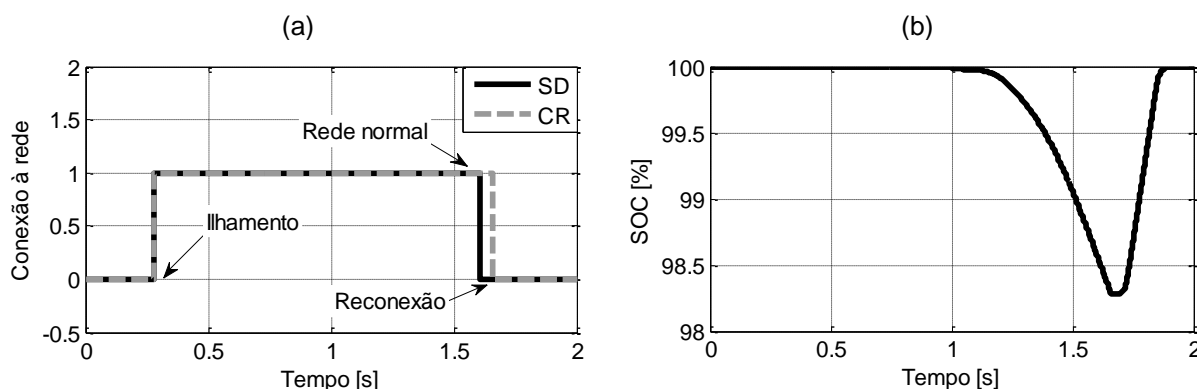
Em 0,25 s foi aplicado um degrau de 1,06 pu na tensão da rede. Para essa magnitude, a proteção de sobretensão atua abrindo a chave e isolando a microrrede. Neste instante, o conversor mestre assume a condição de referência de tensão

do sistema, como pode ser observado na Figura 5.7 (a). A Figura 5.7 (b) mostra o momento em que a chave de conexão com a rede é fechada, e a concessionária retorna a ser a única fonte de tensão do sistema.

A Figura 5.8 (a) mostra como os sinais do sistema de desconexão atuam, sendo que na microrrede real, o tempo para a tensão da rede elétrica principal voltar aos seus valores nominais e a reconexão da microrrede deve ser de 180 s. Como a simulação é realizada em um tempo reduzido, utilizou-se um intervalo bem menor.

A Figura 5.8 (b) mostra como foi a variação da carga da bateria durante o intervalo simulado. Ela somente começou a descarregar para atender a diferença entre a demanda da carga e a produção dos módulos fotovoltaicos, e logo que a rede foi reestabelecida a bateria foi colocada no modo de carga. Neste intervalo, não foi utilizada a célula a combustível por questão de economia, pois a bateria ainda estava em carga plena.

Figura 5.8 - (a) Sinais de desconexão e (b) estado da carga da bateria.



A Figura 5.9 mostra como se comporta a frequência e o valor eficaz da tensão da microrrede durante todo período simulado. Nota-se que durante o período isolado houve uma queda na tensão, porém ela permaneceu dentro dos limites permitidos.

A Figura 5.10 mostra o comportamento das correntes durante os períodos transitórios. Na Figura 5.10 (a), nota-se que mesmo com o BB carregado em 100%, uma corrente reativa flui para o sistema de armazenamento, por isso seu fator de potência é quase sempre baixo. É verificada ainda a interrupção de corrente injetada no momento que a rede é desconectada. A Figura 5.10 (b) mostra o transitório de reconexão para as correntes. Através da defasagem da corrente do sistema de armazenamento, nota-se que ele passou do estado de descarga para o de carregamento, logo que a rede foi reconectada.

Figura 5.9 - Comportamento da (a) frequência e do (b) valor eficaz da tensão na microrrede.

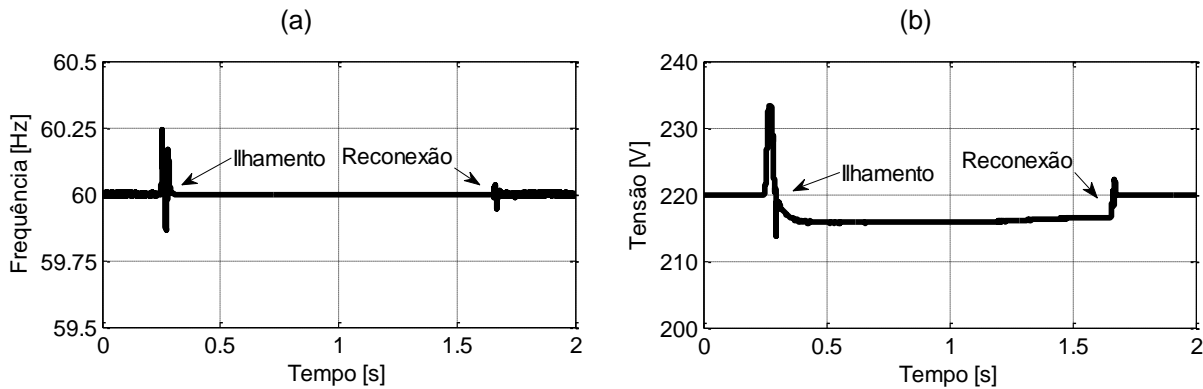
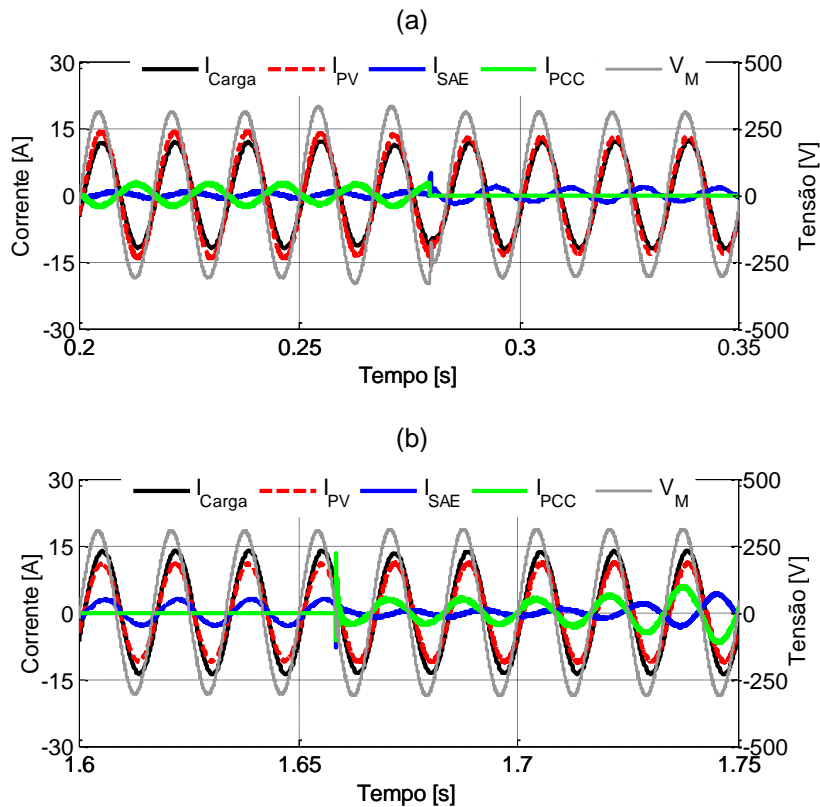


Figura 5.10 - Correntes em cada elemento do sistema.



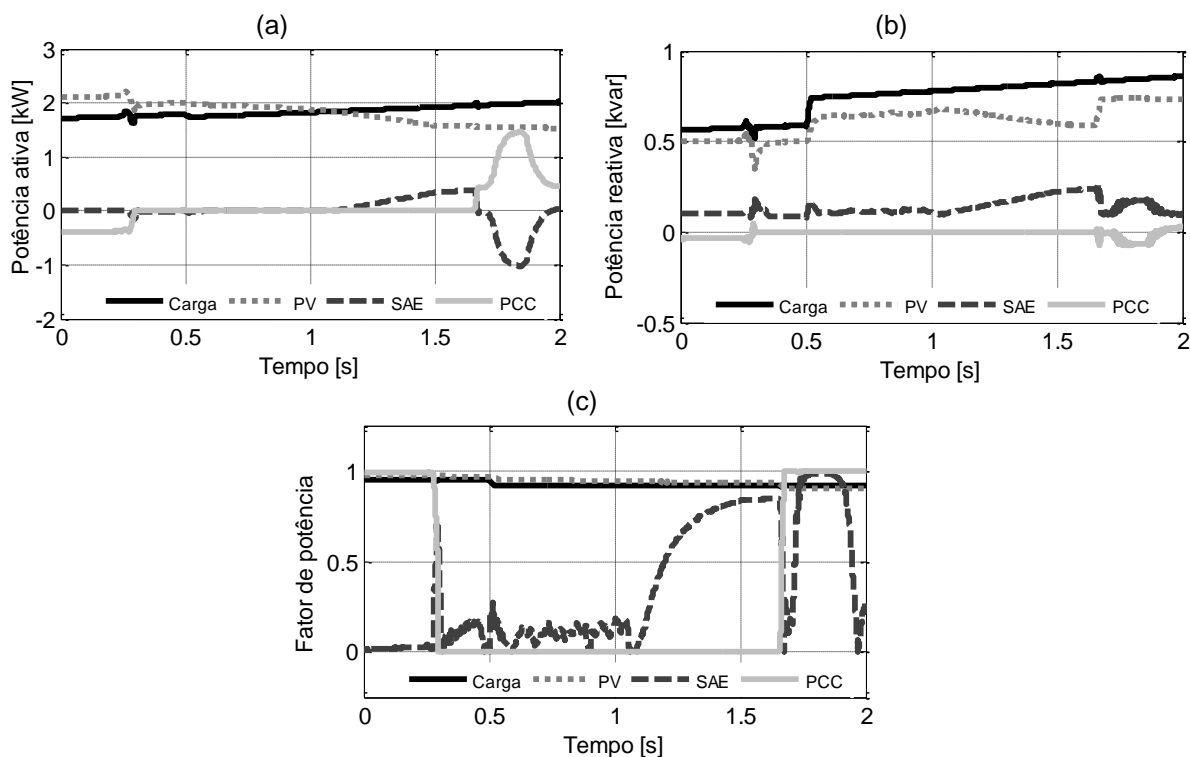
A Figura 5.11 mostra o comportamento das potências e do fator de potência de cada elemento do sistema. Nos intervalos descritos a seguir algumas observações são apresentadas:

- Entre 0 e 0,25 s, o sistema está conectado e a produção do sistema fotovoltaico é superior à potência da carga, portanto, uma parcela de potência ativa é injetada na rede. Ao mesmo tempo, o fator de potência do sistema fotovoltaico é ajustado para que o fator de potência no PCC fique dentro dos limites estabelecidos por norma, com isso apenas uma pequena parcela de potência reativa é entregue a



rede. O sistema de armazenamento mesmo quando em flutuação contribui com aproximadamente 100 var para atender a carga devido aos capacitores de filtro e barramento.

Figura 5.11 - Fluxo de potência (a) ativa e (b) reativa entre os elementos do sistema.



- Do momento da desconexão até aproximadamente 1 s, a potência dos módulos fotovoltaicos continua superior à demanda da carga. Durante esse período ocorre corte da produção para que o balanço carga geração seja alcançado. Em 0,5 s, a carga tem seu fator de potência reduzido de 0,95 para 0,92. Com isso o fator de potência do sistema fotovoltaico também é ajustado para que a potência reativa consumida pela carga seja fornecida por ele.
- Depois de 1 s até a reconexão com a rede, em 1,66 s, parte da carga é atendida pelo SAE. Nesse intervalo, as baterias começam a descarregar. O inversor do SAE também contribui com potência reativa para a carga.
- Com a reconexão em 1,66 s, as baterias entram no estado de carregamento. A rede elétrica da concessionária assume a parte da carga atendida anteriormente pelo SAE e, além disso, fornece energia para a carga do BB, por isso a potência no PCC se eleva rapidamente.

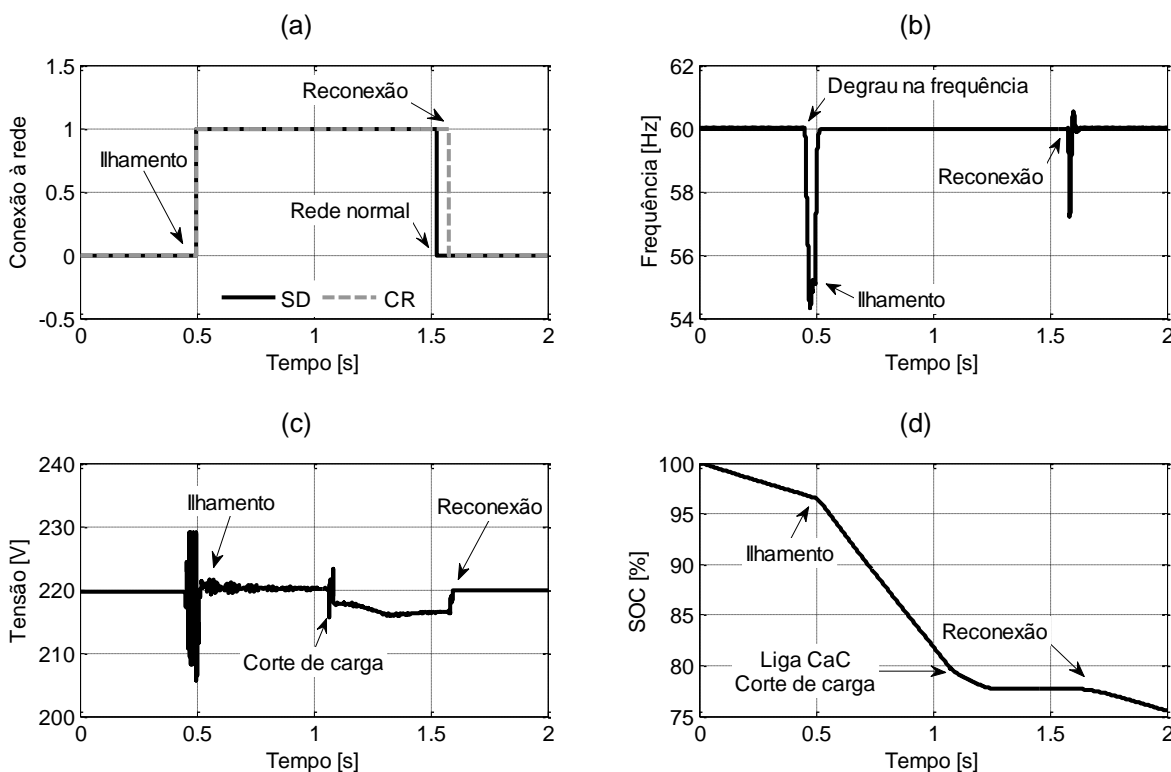
### 5.1.1.2 Segundo caso – período de tarifas elevadas

O segundo caso simulado consiste no intervalo de 16h30min às 18h30min de carga e irradiância, apresentados na Figura 5.6. Nesse período, a tarifa assume o valor intermediário (entre 16h30min e 17h30min) e o valor mais elevado (17h30min e 18h30min). O tempo de simulação utilizado para representar este intervalo foi de 2 s.

Na Figura 5.12 (a), são apresentados os sinais do sistema de desconexão. Neste caso, utilizou-se a proteção de subfrequência para desconectar o sistema. Foi aplicado um degrau na frequência da rede para 55 Hz em 0,5 s. Logo que o sistema de desconexão percebe essa variação, a rede é desconectada e a frequência na microrrede retorna ao valor nominal, como pode ser observado na Figura 5.12 (b).

A Figura 5.12 (c) apresenta como a tensão eficaz da microrrede varia com as mudanças na operação. Quando a microrrede é isolada, a tensão oscila, mas não cai significativamente, porém, quando há a redução de carga e a CaC é ligada para atender a carga remanescente, a tensão diminui, mas ainda permanece dentro dos limites aceitáveis.

Figura 5.12 - Resultados dos sistemas simulados durante a noite.

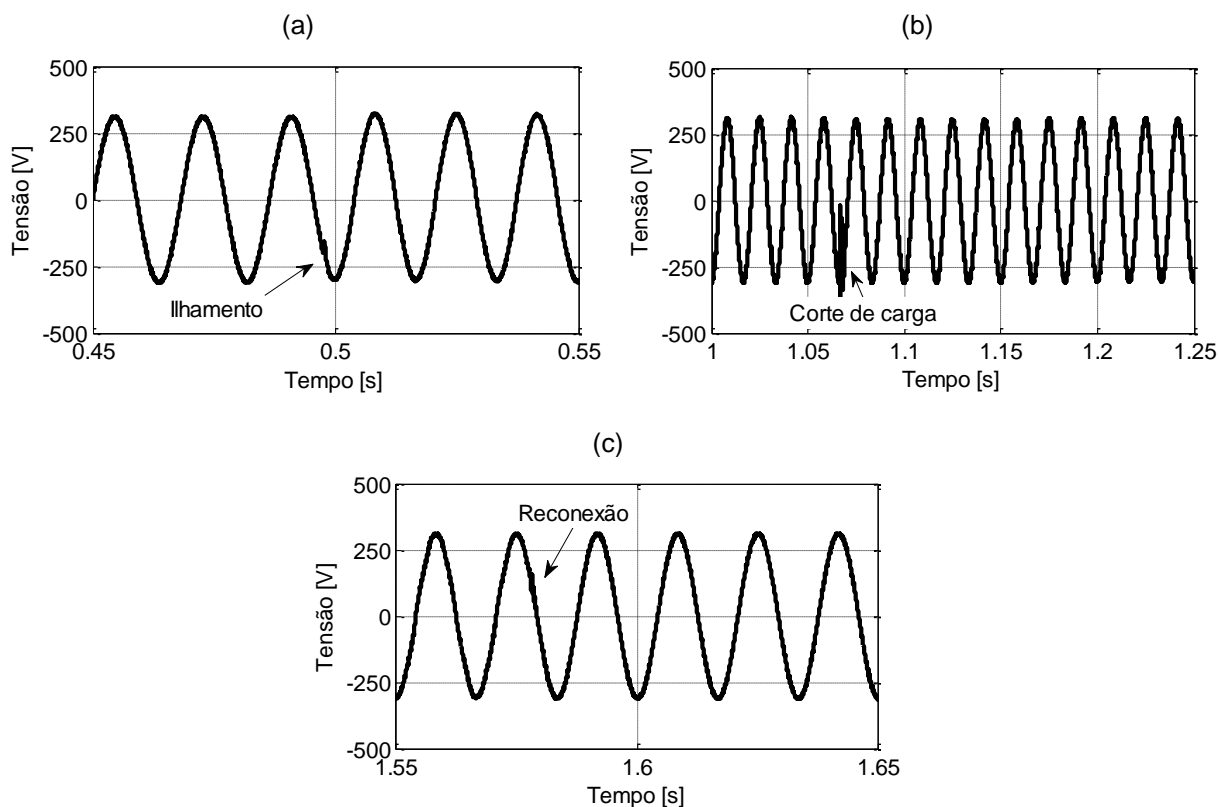


A Figura 5.12 (d) mostra como a carga do BB varia. No início, a bateria fornece potência de referência igual 500 VA, pois nesse período a tarifa está em seu

valor intermediário. Quando a rede é desconectada, o BB assume toda a carga até chegar aos 80% de carga, por isso a inclinação do SOC aumenta consideravelmente. A carga da bateria cai abaixo dos 80%, pois a inicialização da CaC é lenta, portanto, a bateria começa a flutuar quando a CaC entra em pleno funcionamento. Depois que a rede é reconectada, a bateria volta a fornecer energia, pois está no horário de tarifa mais elevada, porém sua potência de referência se mantém em 500 VA. Isto porque a carga do BB está abaixo dos 80%.

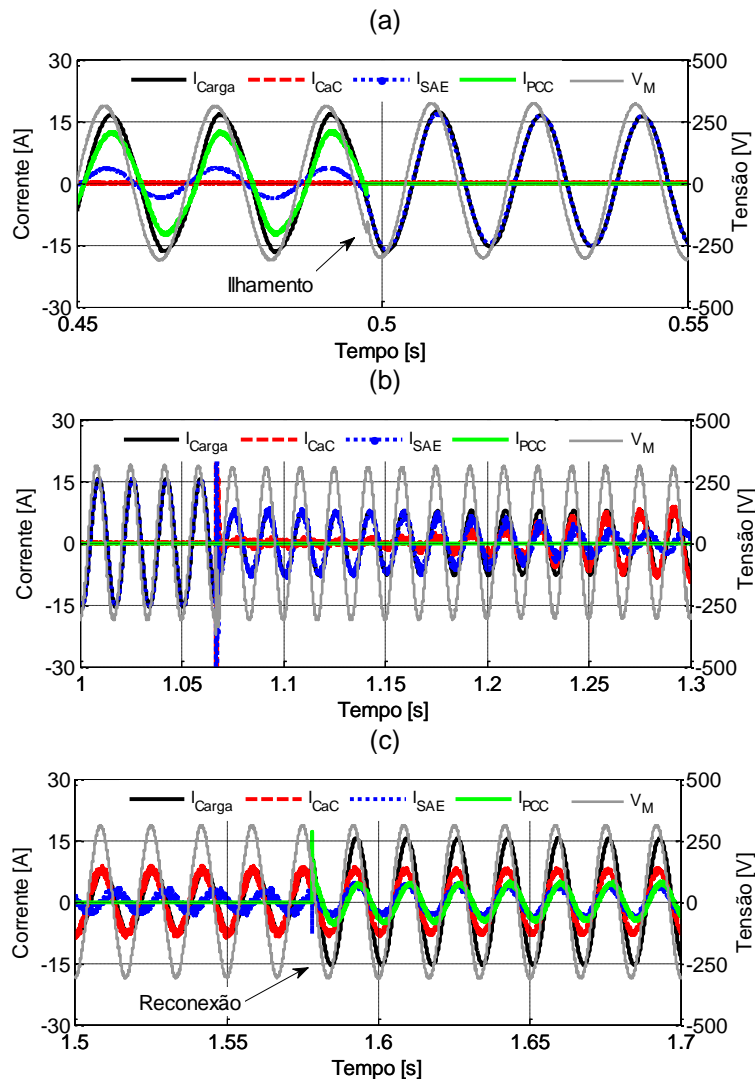
A Figura 5.13 mostra a tensão na microrrede. Na Figura 5.13 (a), nota-se que quando a proteção atuada é por frequência, o transitório na tensão é bem mais suave e quase imperceptível. Na Figura 5.13 (b), verifica-se a ondulação na tensão durante o período isolado da microrrede, a magnitude dessa ondulação pode ser verificada na Figura 5.12 (c) em que é apresentado o valor eficaz. Por fim, na Figura 5.13 (c), verifica-se o transitório pouco perceptível durante a reconexão.

Figura 5.13 - Tensão na microrrede durante (a) ilhamento, (b) corte de carga e (c) reconexão.



A Figura 5.14 mostra o comportamento das correntes durante os transitórios. A corrente do sistema fotovoltaico é quase imperceptível, pois neste intervalo a irradiância solar é bastante reduzida, portanto, para uma melhor visualização essa corrente não será apresentada.

Figura 5.14 - Correntes durante os transitórios (a) ilhamento, (b) corte de carga e (c) reconexão.



Na Figura 5.14 (a), são apresentadas as correntes durante o isolamento do sistema. A corrente da CaC permanece em zero, pois antes do ilhamento a tarifa não era atrativa e após o ilhamento a bateria ainda possui carga acima de 80%. Dessa forma, o BB assume a carga, por isso a corrente  $I_{SAE}$  e  $I_{Carga}$  estão sobrepostas após a desconexão.

Na Figura 5.14 (b), parte da carga é desconectada e a CaC assume a carga remanescente que é igual a sua capacidade. A bateria tem sua corrente reduzida, mas, devido ao transitório de partida da CaC, a bateria absorve em seu barramento CC essa energia transitória, por isso que sua corrente defasa de fase com a tensão quando a CaC entra em pleno funcionamento depois de 1,25 s.

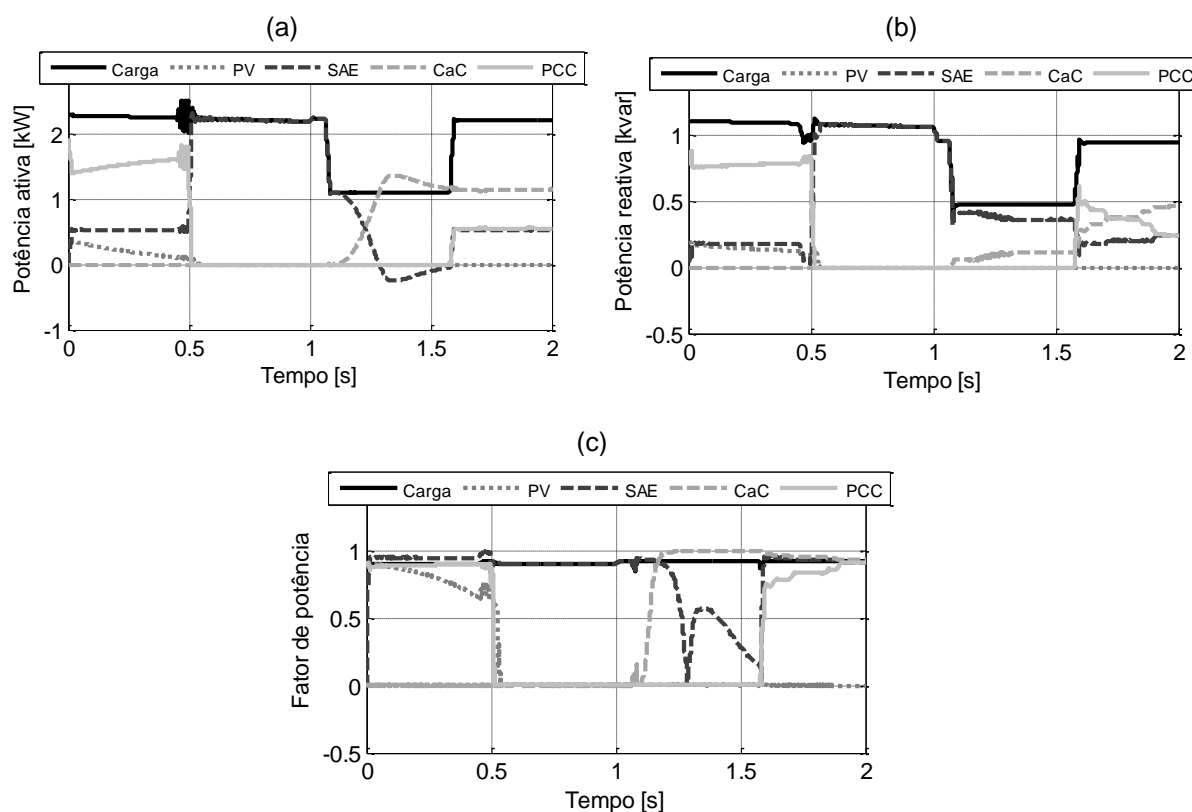
Em Figura 5.14 (c), observa-se que a CaC continua entregando energia mesmo depois da reconexão, pois quando a rede elétrica retorna, a tarifa praticada é

a mais elevada, portanto, é válido economicamente a produção por essa fonte. A bateria injeta novamente na rede, mas no nível menor que o especificado para a tarifa mais elevada, pois sua carga está abaixo dos 80%.

A Figura 5.15 mostra o comportamento das potências e do fator de potência de cada elemento do sistema. Nos intervalos descritos a seguir algumas observações podem ser apresentadas:

- Entre 0 e 0,5 s, o sistema está conectado, a tarifa está em seu valor intermediário e há uma pequena produção do sistema fotovoltaico. O sistema de armazenamento é solicitado a injetar aproximadamente 500 VA. O restante da potência para atender a carga é fornecida pela rede;

Figura 5.15 - Fluxos de potência (a) ativa, (b) reativa e (c) fator de potência.



- Entre 0,5 s e 1,58 s, a rede permanece desconectada. A produção dos módulos fotovoltaicos é reduzida bastante devido à diminuição da irradiância solar neste horário. Quando a produção se torna insignificante (em 0,55 s), o sistema é desconectado para evitar harmônicos de corrente. Enquanto os módulos fotovoltaicos reduzem a produção, as baterias aumentam sua participação até assumir toda a carga quando os módulos são desconectados. Isso ocorre até 1,08 s quando as

BB atingem 80 % de SOC, parte da carga é desconectada, permanecendo somente a parcela que pode ser atendida apenas pela CaC que é acionada. No transitório de ligamento da célula a combustível, há uma diferença entre a produção e o consumo da carga, que é absorvida pelo barramento CC do sistema de armazenamento, por isso que, mesmo quando solicitado depois da reconexão, o SOC só começa a diminuir novamente depois que a tensão do barramento retorna ao seu valor nominal.

- Em 1 s, a tarifa é alterada e passa para o valor máximo, porém essa alteração na tarifa só é notada com a reconexão com a rede elétrica, em aproximadamente 1,58 s; isto porque, a CaC continua em funcionamento e a bateria volta a injetar na rede na referência de 500 VA. Caso sua carga estivesse acima de 80%, ela injetaria 1 kVA de acordo com o fluxograma apresentado em Figura 5.5. Depois da reconexão, a produção de reativos pelos conversores da CaC e do SAE são ajustados para elevar o fator de potência no PCC, já que a carga total foi reconectada.

### **5.1.2 Microrrede trifásica**

O gerenciamento da microrrede trifásica é semelhante ao da monofásica, porém não há neste caso nenhuma fonte gerenciável. A configuração dessa microrrede pode ser observada na Figura 2.10. Outra diferença está na incapacidade de manter o GIDA durante a operação isolada. Isso porque o sistema de armazenamento que assume como fonte de tensão não é forte o suficiente para manter o GIDA operando de forma estável.

Dessa forma, como pode ser observado na Figura 5.16, quando a microrrede é desconectada da rede elétrica, o GIDA é desligado. Além de ser aberta uma chave de conexão que existe entre ele e a microrrede, é enviado um comando para que o ângulo de *pitch* seja elevado ao seu limite como proteção para a máquina e para o conversor eletrônico. Depois desses comandos, a produção do sistema fotovoltaico e a demanda da carga são verificadas. Caso a produção seja maior, a diferença de potência deve ser eliminada para manter a estabilidade do sistema. Se a demanda for maior, a carga deve ser cortada de forma que a bateria forneça apenas 3 kVA, isto é, a potência da carga remanescente vai ser de 3 kVA mais a potência atual do sistema fotovoltaico. Quando a microrrede estiver conectada, o fluxograma da Figura 5.16 leva ao fluxograma da Figura 5.17, no qual são apresentados os procedimentos adotados para essa microrrede.

Figura 5.16 - Fluxograma gerenciamento da microrrede trifásica.

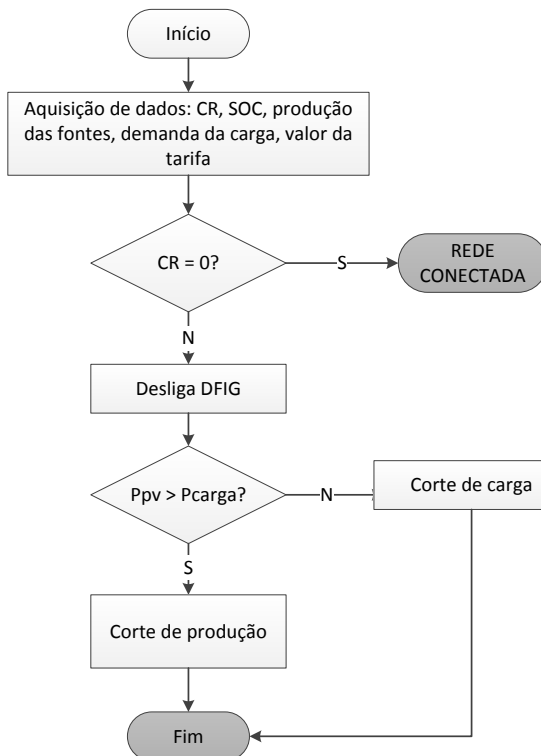
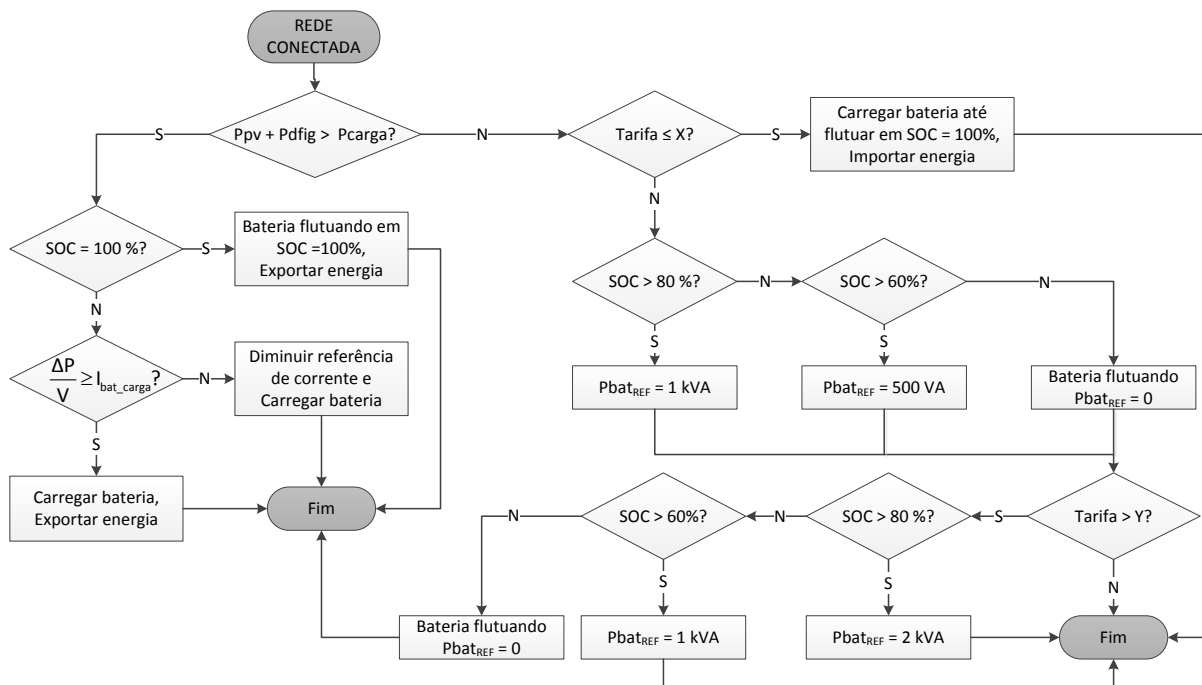


Figura 5.17 - Fluxograma gerenciamento microrrede trifásica no modo conectado.

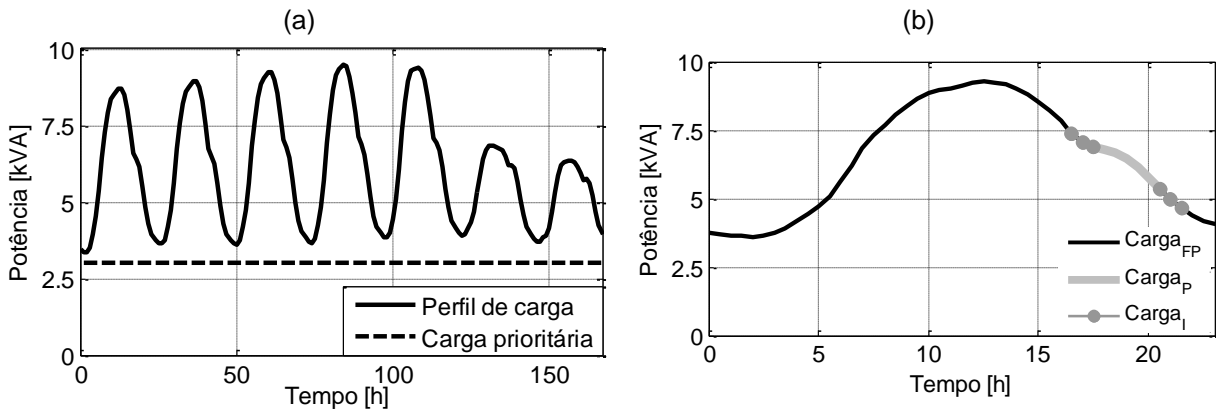


A grande diferença entre o gerenciamento desta microrrede e da monofásica durante os períodos de conexão à rede consiste na potência de referência que o sistema de armazenamento deve injetar, em casos de valores de tarifa mais ele-

vados, e na ausência da CaC.

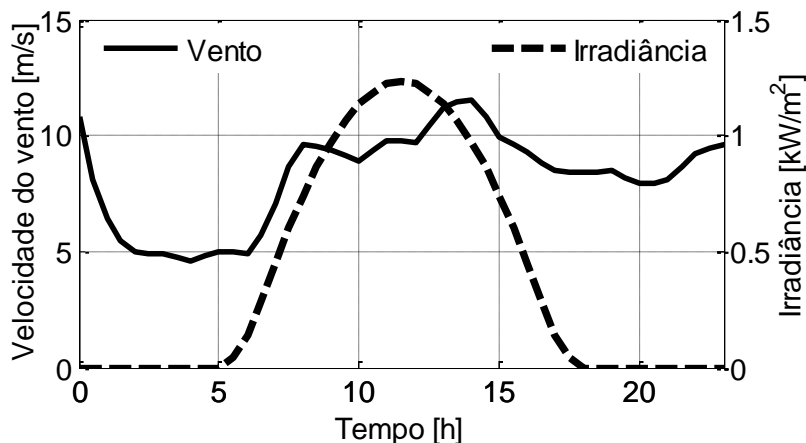
A Figura 5.18 mostra o perfil da carga adotada para a microrrede em questão que também foi modelada como carga de potência constante. Na Figura 5.18 (a) é apresentado o perfil semanal, no qual se nota os dias úteis com cargas semelhantes e os finais de semana com uma redução significativa no total da demanda da instalação. A carga prioritária adotada é bem próxima da demanda mínima observada. Na Figura 5.18 (b) é detalhado um dia útil típico desta carga com destaque para os períodos de tarifa diferenciada.

Figura 5.18 - Perfil de carga durante (a) uma semana típica e (b) um dia útil.



A Figura 5.19 mostra a variação da velocidade média horária do vento, para uma altura de medição de 20 m (compatível com a altura da torre para uma máquina de 10 kW), coletado pela secretária de infraestrutura do Ceará durante o mês de maio de 2004. Os dados de irradiância solar foram retirados do programa Radiassol para um dia do mês de maio.

Figura 5.19 - Variação de velocidade média horária e irradiância solar durante um dia.



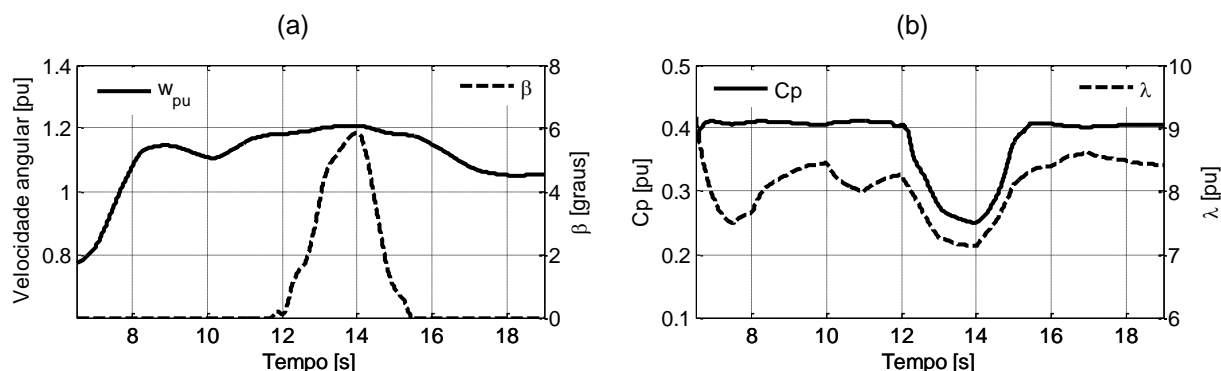


### 5.1.2.1 Primeiro caso – operação conectada

A primeira simulação da microrrede trifásica foi completamente no modo conectado. O período simulado foi das 6h30min às 19h00min. O objetivo principal é mostrar o funcionamento do GIDA, desde o crescimento da produção com o aumento da velocidade do vento até a atuação do controle de *pitch* quando a velocidade do vento ultrapassa seu valor nominal.

A Figura 5.20 (a) mostra a variação da velocidade angular da máquina e do ângulo de *pitch*. O ângulo de *pitch* começa a crescer quando a velocidade angular ultrapassa o valor de 1.18 pu, que é o valor correspondente à velocidade do vento de 10 m/s. Na Figura 5.20 (b), tem-se as alterações no coeficiente de potência e na velocidade na ponta da pá ( $\lambda$ ) ao longo da simulação. Nota-se que, embora haja variações consideráveis do  $\lambda$  durante os intervalos de velocidade do vento abaixo da velocidade nominal, o  $C_p$  permanece praticamente constante em seu valor ótimo. Somente há variação considerável do  $C_p$  quando há regulação de potência através do ângulo de *pitch*.

Figura 5.20 - Mudanças de variável no controle do GIDA.



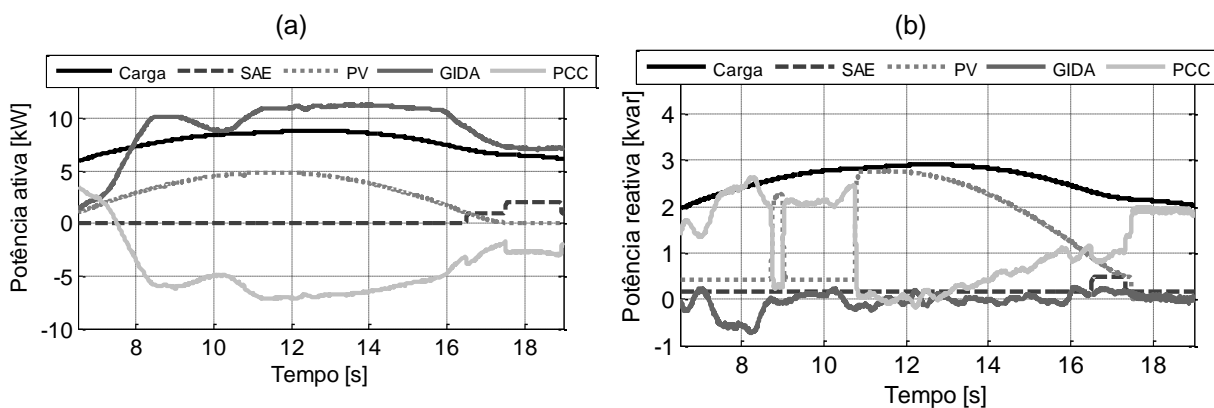
Na Figura 5.21 (a) são mostradas as potências ativa para cada um dos componentes da microrrede, enquanto na Figura 5.21 (b) são apresentadas as variações da potência reativa. Pela Figura 5.21 (a), nota-se que somente durante o início do dia há a importação de energia da rede, quando a irradiância solar é baixa, bem como, neste dia, a velocidade do vento também. Durante todo o resto do dia, energia ativa é exportada havendo um pico durante o meio dia. É possível ver que a contribuição do sistema de armazenamento durante os períodos de tarifa intermediária e tarifa de ponta é somente para a exportação, pois a produção do GIDA é superior à carga da instalação.

Na Figura 5.21 é possível verificar o intercâmbio de potência entre os

componentes do sistema. O GIDA está operando sempre muito próximo do fator de potência unitário, já o sistema de armazenamento, quando em flutuação, contribui com uma pequena parcela de potência reativa (150 var) devido aos capacitores de seu conversor.

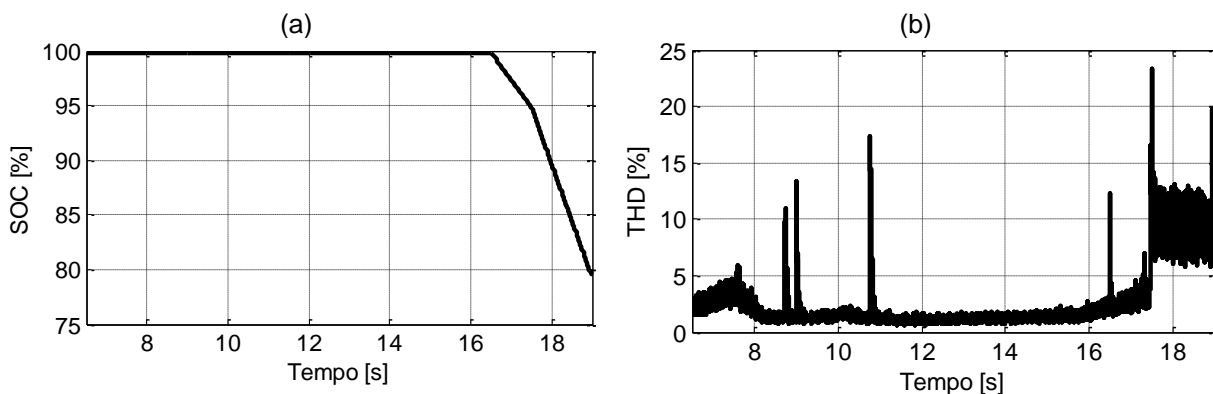
O sistema fotovoltaico teve sua referência de potência reativa alterada para contribuir com potência reativa durante um pequeno intervalo próximo aos 9 segundos e depois aos 11 s da simulação. O objetivo foi mostrar que assim como na microrrede monofásica, esse inversor também pode contribuir com potência reativa. O mesmo procedimento foi aplicado à referência de reativo do sistema de armazenamento quando este começou a injetar potência no sistema entre 16,5 e 17,5 segundos da simulação.

Figura 5.21 - Potência (a) ativa e (b) reativa de cada componente da microrrede trifásica.



A Figura 5.22 (a) mostra a variação da carga das baterias e a Figura 5.22 (b) apresenta a distorção harmônica total na corrente do PCC. A carga das baterias diminui apenas com o início dos períodos de maior tarifa de energia elétrica; durante os outros momentos ela permanece flutuando e com carga constante.

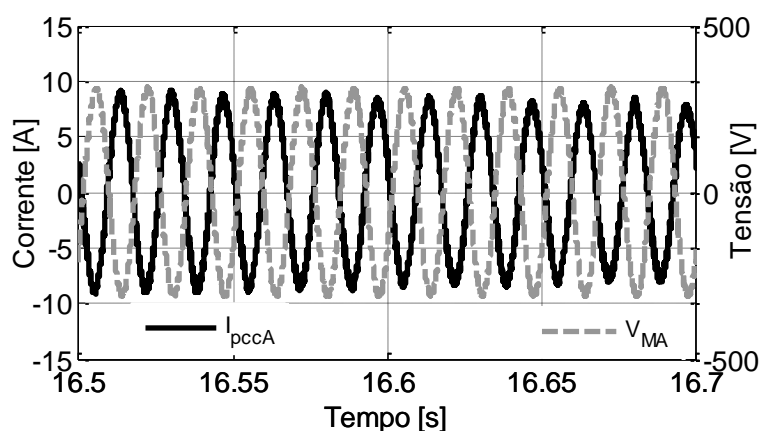
Figura 5.22 - (a) Estado da carga da bateria e (b) distorção harmônica total da corrente no PCC.



A distorção da corrente aumenta quando sua magnitude diminui, o que é aceitável. Os limites exigidos pela concessionária para distorção de corrente são apenas aplicáveis quando a corrente injetada é de pelo menos 20% da corrente nominal da instalação.

A Figura 5.23 mostra a corrente do PCC comparada com a tensão no barramento da microrrede, ambas na fase a. A corrente está em oposição de fase, pois a potência está sendo exportada para a rede elétrica.

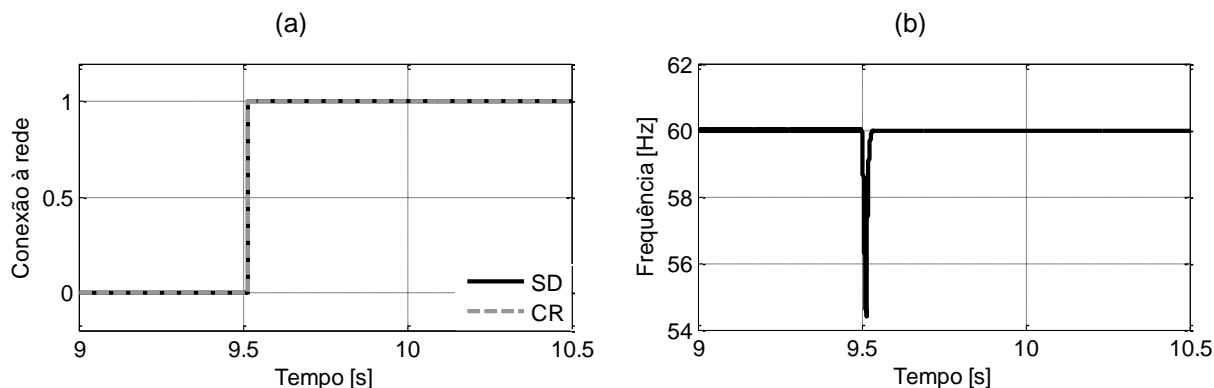
Figura 5.23 - Corrente e tensão no PCC.



#### 5.1.2.2 Segundo caso – operação isolada

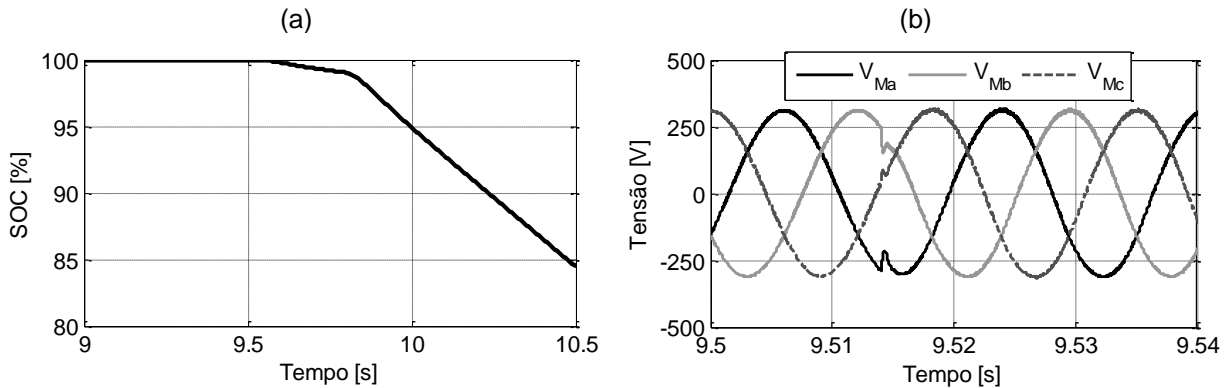
No segundo caso, foi simulado a desconexão com a rede elétrica. Em 9,5 s a frequência da rede caiu para 55 Hz, o que levou o sistema de desconexão atuar isolando a microrrede, como pode ser observado pelos sinais de desconexão da Figura 5.24 (a). Na Figura 5.24 (b), nota-se a variação na frequência da microrrede durante a queda na frequência e depois da isolamento do sistema.

Figura 5.24 - (a) Sinais de desconexão e (b) frequência da tensão.



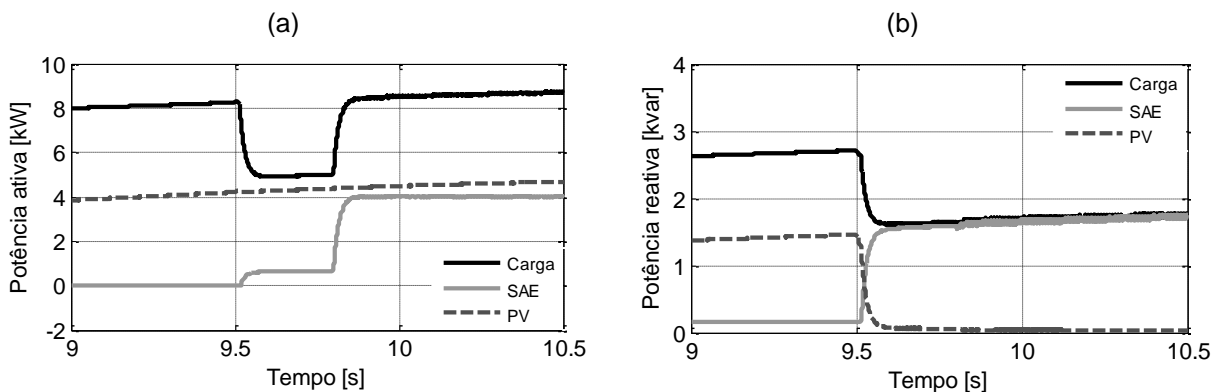
A Figura 5.25 (a) mostra como se dá o descarregamento do sistema de armazenamento durante a isolamento do sistema, enquanto a Figura 5.25 (b) apresenta as tensões no momento do ilhamento da microrrede.

Figura 5.25 - (a) Estado da carga e (b) tensões da microrrede durante a desconexão.



A Figura 5.26 apresenta o comportamento das potências em cada componente durante a desconexão. Na Figura 5.26 (a), nota-se que quando há a desconexão, a potência da carga é reduzida devido ao corte de carga realizado pelo gerenciamento. Entre 9,5 e 9,8 segundos, a maior parte da carga é atendida pelo sistema fotovoltaico e uma pequena parcela pelo SAE. Em 9,8 segundos é adicionada uma carga de aproximadamente 3 kW propositalmente desequilibrada, para demonstrar que o sistema de armazenamento consegue atender no modo ilhado pequenos desequilíbrios de carga sem interferir na tensão da microrrede.

Figura 5.26 - Potência ativa (a) e reativa (b) durante a desconexão.

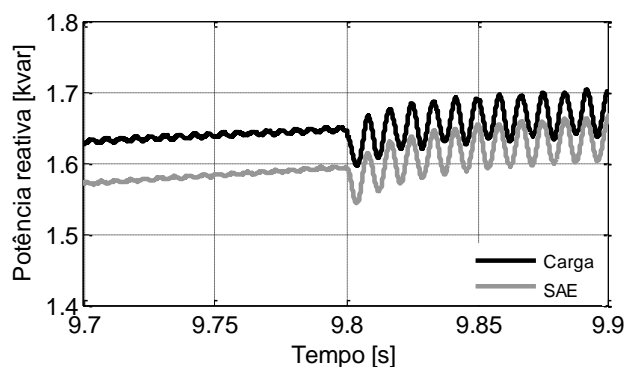


Observa-se através da Figura 5.26 (b) que durante a conexão com a rede o sistema fotovoltaico fornece parte da energia reativa que a carga requer. Isso ocor-

re para que o fator de potência no PCC seja elevado, já que a bateria está em flutuação, portanto, seu inversor não é utilizado para fornecer reativo. Quando a microrrede é ilhada o inversor do sistema de armazenamento assume toda a potência reativa da carga.

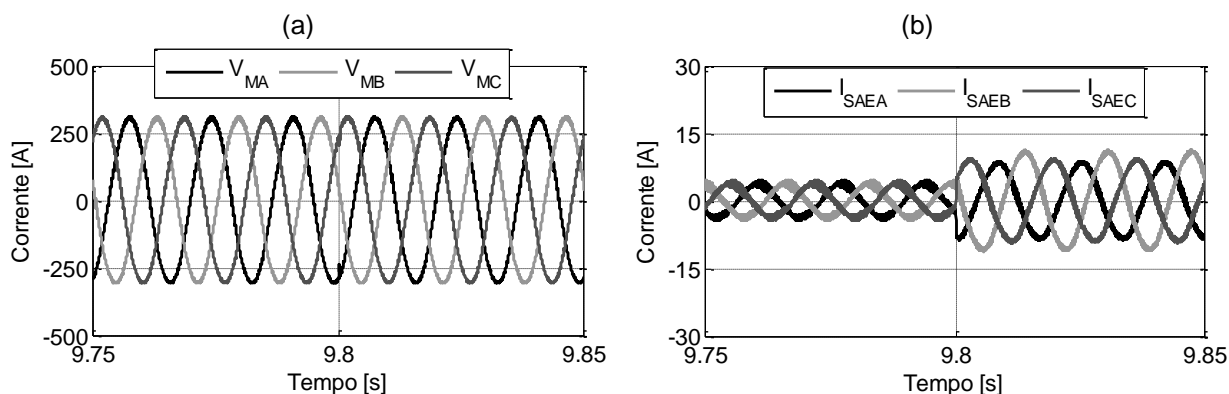
A Figura 5.27 mostra o detalhe na potência reativa quando ocorre a inserção da carga desequilibrada no sistema isolado. O mesmo ocorre com a potência ativa do SAE e da carga, porém devido à magnitude do degrau de carga é mais difícil visualizar.

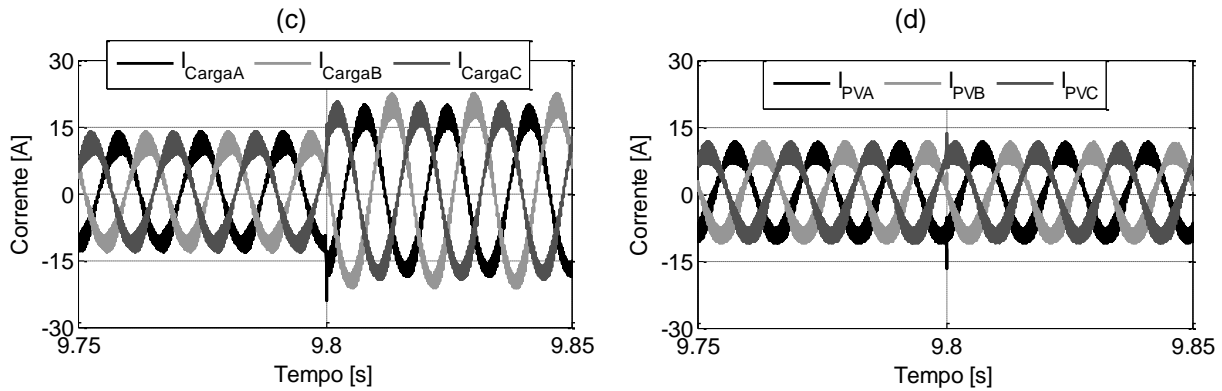
Figura 5.27 - Potência reativa oscilando durante a entrada de carga desequilibrada.



A Figura 5.28 mostra as tensões na microrrede, bem como as correntes em cada um dos componentes do sistema durante o acréscimo da carga desequilibrada. Nota-se que a tensão permanece equilibrada embora haja desequilíbrio na carga. Constata-se também que o sistema de armazenamento atende ao desequilíbrio, pois as correntes do sistema fotovoltaico permanecem equilibradas.

Figura 5.28 - Comparação entre (a) tensão da microrrede (b) corrente do SAE (c) corrente na carga e (d) corrente no sistema fotovoltaico.





## 5.2 Considerações finais

Este capítulo apresentou sobre quais perspectivas o gerenciamento de uma microrrede deve ocorrer. Foram relacionadas análises técnicas, como as implicações que cada tipo de microgeração pode oferecer, e as necessidades que o controle escolhido impõe ao sistema. Foi avaliado como a análise econômica é importante, principalmente com a adoção da nova tarifação para o sistema em baixa tensão. Com as simulações foi possível verificar como as fontes operam e sob quais mecanismos deve-se atuar de tal forma a proporcionar uma operação mais eficiente para o atendimento da carga.

---

---

## CAPÍTULO 6

### CONCLUSÕES

---

---

Este trabalho foi realizado com o objetivo de simular o controle, o gerenciamento e a operação de uma microrrede formada por diferentes microfones e sistema de armazenamento, conectada a um sistema de distribuição de energia elétrica.

No Capítulo 1, foi apresentada uma introdução ao assunto, através de uma breve análise sobre o conceito de microrredes de energia elétrica, as definições de microrrede e as características necessárias para que o sistema proposto fosse considerado uma microrrede.

No Capítulo 2, foram estudadas quais formas de ilhamentos no sistema de distribuição com geradores distribuídos formam microrredes. Ao estudar o padrão (IEEE STD 1547.4), que trata sobre geração distribuída, nota-se que a microrrede, com grande divulgação nos meios científicos, é formada através do ilhamento fonte-cliente. No PRODIST, o conceito de microrrede não aponta para a condição de operação fonte-carga isolada da rede. Para o PRODIST, uma microrrede é uma rede de distribuição atendida por uma ou mais unidades de geração distribuída. Neste capítulo, foram ainda apresentadas diferentes topologias de microrredes na instalação do cliente e seus controles associados.

No Capítulo 3, foi mostrada a pesquisa realizada para a modelagem de cada uma das microfones. Detalhou-se ainda cada modelo escolhido, bem como os conversores para a conexão à rede elétrica em CA. Foram realizados os dimensionamentos necessários e projetados os controladores de cada um dos conversores utilizados.

No Capítulo 4, foram apresentadas as normas da concessionária local para a conexão de microgeração a sua rede elétrica. Um sistema de sincronização e desconexão foi implementado, sendo o último uma alternativa à compra de equipamentos dedicados somente para a detecção de proteções de frequência e tensão, já que esse sistema pode ser implementado em microcontroladores. Entretanto, embora o sistema tenha apresentado uma boa resposta e a atuação sempre ocorra corre-

tamente, há o problema da proteção de ilhamento que em condições de produção de potência igual a potência requerida pela carga não é possível detectar a falta da rede gerando uma condição insegura.

No Capítulo 5, foram avaliados cenários para operação da microrrede com fontes não gerenciáveis a fim de determinar que ações poderiam ser tomadas em cada modo de operação do sistema. Foi realizada uma breve análise sobre a nova estrutura tarifária que poderá ser adotada pelos consumidores de energia elétrica em baixa tensão e as bandeiras tarifárias que poderá modificar o preço da energia elétrica mensalmente. Foram então realizadas as simulações que apresentaram resultados satisfatórios, tanto em modo conectado como isolado, com bons níveis de tensão e frequência do sistema, bem como baixa distorção harmônica nos períodos em que a injeção de potência é considerável. Mostrou-se também a possibilidade de controlar o fator de potência de cada uma das fontes e com isso controlar o fator de potência no PCC, condição exigida pela concessionária a partir de certo valor de potência injetada.

Entretanto, algumas limitações foram observadas principalmente na microrrede trifásica que não possuía nenhuma fonte gerenciável, e, portanto dependia totalmente do sistema de armazenamento durante os períodos isolados, pois não é possível controlar sua descarga nesses períodos caso não haja a contribuição da fonte solar fotovoltaica.

## **6.1 Trabalhos futuros**

Trabalhos futuros que contribuem para o avanço desse trabalho seriam melhorar a resposta transitória do sistema eólico e proteção contra ilhamentos indesejados.

Adicionalmente, é de relevante contribuição a integração das duas microrredes, monofásica e trifásica e estudos de desequilíbrio no PCC, qualidade de energia em relação a elevação de tensão durante períodos de baixa carga e alta produção de energia pelos módulos fotovoltaicos e pelo aerogerador, implementação de outras fontes gerenciáveis que possam funcionar como referência de tensão de forma a fazer o GIDA também funcionar no modo isolado.



## REFERÊNCIAS

- ACKERMANN, T. **Wind Power in Power Systems**. Stockholm: [s.n.], 2005.
- ACUMULADORES MOURA S.A. **Clean nano - A bateria para instalações ecoeficientes**, 2011. Disponível em: <<http://www.moura.com.br/pt/produtos/>>. Acesso em: 05 Março 2013.
- ANAYA-LARA, O. et al. **Wind Energy Generation: modelling and control**. United Kingdom: Wiley, 2009.
- ANEEL. **PRODIST - Introdução - Módulo 1 Revisão 6**. ANEEL. Brasília, p. 61. 2012a.
- ANEEL. **PRODIST - Acesso ao Sistema de Distribuição - Módulo 3 Revisão 5**. ANEEL. Brasília, p. 86. 2012b.
- ANEEL. **PRODIST - Qualidade da Energia Elétrica - Módulo 8 Revisão 4**. ANEEL. Brasília, p. 72. 2012c.
- ANEEL. **PRORET - Estrutura Tarifária das Concessionárias de Distribuição - Módulo 7**. ANEEL. Brasília, p. 11. 2013.
- AVELAR , H. J. et al. **PEM Fuel Cell Dynamic Model for Electronic Circuit Simulator**. IEEE Electrical Power & Energy Conference. [S.l.]: IEEE. 2009. p. 1 - 6.
- AZEVEDO, G. M. D. S. **Controle e Operação de Conversores em Microrredes**. Universidade Federal de Pernambuco. Recife, p. 150. 2011.
- BAHRAMIRAD, S.; CAMM, E. **Practical modeling of Smart Grid SMS™ storage management system in a microgrid**. IEEE Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D). Orlando, FL: [s.n.]. 2012. p. 1 - 7.

BALLARD POWER SYSTEMS INC. **Nexa Power Module User's Manual**. [S.l.], p. 114. 2003. ( MAN5100078 ).

BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Introdução ao Estudo de Conversores CC-CA**. Florianópolis: Agnus, 2005.

BEZERRA, L. D. S. **Conversor CC-CA para Aplicação em Sistemas Autônomos de Energia Elétrica**. Universidade Federal do Ceará. Fortaleza, p. 276. 2010.

BLAABJERG, F. et al. **Power Electronics in Wind Turbines Systems**. International Power Electronics and Motion Control Conference. Shanghai: [s.n.]. 2006. p. 1-11.

BRITO, E. M. D. S. et al. **Comparison of Solar Panel Models for Grid Integrations Studies**. International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2012. Fortaleza: [s.n.]. 2012. p. 8.

CACAU, R. G. D. A. **Inversor de Cinco Níveis Baseado na Célula de Comutação de múltiplos Estados Tipo T**. Universidade Federal do Ceará. Fortaleza, p. 197. 2014.

CASARO, M. M.; MARTINS, D. C. **Modelo de Arranjo Fotovoltaico Destinado a Análises em Eletrônica de Potência via Simulação**. Revista Eletrônica de Potência, v. 13, n. 3, p. 141-146, Abril 2008.

CERTS. **Integration of Distributed Energy Resources - The CERTS MicroGrid Concept**. CALIFORNIA ENERGY COMMISSION. [S.l.], p. 27. 2002.

COELCE. **NT-10/2012 R-00 Conexão de Micro e Minigeração Distribuída ao Sistema Elétrico da Coelce**. COELCE. Fortaleza, p. 28. 2012.

COELHO, E. A. A. **Técnicas de Controle Aplicadas ao Paralelismo de Inversores**. Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte, p. 133. 2000.

CONNOLLY, D. **A Review of Energy Storage Technologies**. University of Limerick. [S.l.], p. 52. 2010.

DEEC. **Eficiência Energética e Integração Sustentada de PRE - Armazenamento de Energia**. Universidade de Coimbra. Coimbra. 2006.

DÍAZ-GONZÁLEZ, F. et al. **A review of energy storage technologies for wind power applications**. Renewable and Sustainable Energy Reviews, v. 16, p. 2154 - 2171, Fevereiro 2012.

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, Junho 2007.

ETCHEVERRY, J. **Sustainable Deployment of Photovoltaics: What's Wrong with the Current Policy and Technology Focus?** The Electricity Journal, v. 25, p. 25 - 31, Março 2012.

HINRICHS, R.; KLEINBACH, M. **Energia e Meio Ambiente**. 3<sup>a</sup>. ed. São Paulo: Cengage Learning Editores, 2004. 547 p.

IEEE STD 1547.4. **IEEE Guide for Design, Operation and Integration of Distributed Resource Island Systems with Electric Power Systems**. IEEE Standards Coordinating Committee 21. New York, p. 54. 2011.

JEON, J.-H. et al. **Development of Hardware In-the-Loop Simulation System for Testing Operation and Control Functions of Microgrid**. Power Electronics, IEEE Transactions on , v. 25, n. 12, p. 2919 - 2929, Dezembro 2010.

KATIRAEI, F. et al. **Microgrids Management - Controls and Operations Aspects of Microgrids**. IEEE power e energy magazine, p. 54 - 65, Junho 2008.

KHANH, L. N. et al. **Power-Management Strategies for a Grid-Connected PV-FC Hybrid System**. Power Delivery, IEEE Transactions on, v. 25, n. 3, p. 1874 - 1882 , Julho 2010.

LARMINIE, J.; DICKS, A. **Fuel Cell Systems Explained**. 2<sup>a</sup>. ed. Chichester: Wiley, 2003.

LEE, J.; HAN, B.; CHOI, N. **DC micro-grid operational analysis with detailed simulation model for distributed generation**. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE. Atlanta: IEEE. 2010. p. 3153 - 3160.

LEE, R. J.; PILLAY, P.; HARLEY, R. G. **D,Q Reference Frames for the Simulation of Induction Motors**. Electric Power Systems Research, v. 8, n. 1, p. 15-26, October 1984.

LIMA, F. K. D. A. **Aerogerador Baseado em Máquina de Indução Duplamente Alimentada - Suportabilidade para Afundamento de Tensão**. Universidade Federal do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro, p. 131. 2009.

LIU, S.. **Controle Direto de Potência em Gerador de Indução Duplamente Alimentado**. Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte, p. 163. 2011.

MARNAY, C.; RUBIO, F. J.; SIDDIQUI, A. S. **Shape of the Microgrid**. Power Engineering Society Winter Meeting, 2001. IEEE. Columbus, OH : IEEE. 2001. p. 150 - 153.

MARQUES, D. D. **Conversor CC-CC bidirecional de alto ganho para aplicação em sistemas autônomos de geração de energia elétrica**. Universidade Federal do Ceará. Fortaleza, p. 132. 2012.

MELO, N. X. **Conversor Boost para Mitigação de Afundamentos de Tensão em Acionamentos de Velocidade Variável**. Universidade Federal do Ceará. Fortaleza, p. 146. 2007.

NISHIOKA, J. K. **Sistema de Controle Digital para Retificador Trifásico a Quatro Fios com Filtro LCL**. Universidade do Estado de Santa Catarina. Joinville, p. 159. 2011.

ONG, C. M. **Dynamic Simulation of Electric Machinery**. 1ª. ed. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall PTR, 1998.

OUTEIRO, M. T. et al. **A parameter optimized model of a Proton Exchange Membrane fuel cell including temperature effects**. Journal of Power Sources, Coimbra, p. 952-960, Agosto 2008.

PALAMAR, A.; PETTAI, E.; BELDJAJEV, V. **Control System for a Diesel Generator and UPS Based Microgrid**. Scientific Journal of Riga Technical University, Riga, v. 27, n. 4, p. 47 - 52, Março 2010. ISSN 8526.

PANELIST, B. L. **Microgrids**. Power Engineering Society Winter Meeting, 2001. IEEE. Columbus, OH: IEEE. 2001. p. 146 - 149.

PAWELEK, R. et al. **Study on operation of energy storage in electrical power microgrid - Modeling and simulation**. 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP). Bergamo: [s.n.]. 2010. p. 1-5.

PIENIZ, M. **Análise da influência da frequência de comutação e da ondulação da corrente de entrada no projeto de conversores PFC para minimização do volume de magnéticos**. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, p. 145. 2006.

PINTO, V. P. **Controladores robustos LQG/LTR com ação integral aplicados ao controle de geradores eólicos interligados ao sistema de distribuição de energia elétrica baseados em máquina de indução duplamente alimentada**. Universidade Federal do Ceará. Fortaleza, p. 167. 2012.

POMILIO, J. A. **Fontes Chaveadas - Projetos de Sistemas de Controle Linear para Fonte Chaveadas**. Universidade Estadual de Campinas. Campinas. 2011.

PORCIUNCULA, C. M. D. **Aplicação de Modelos Elétricos de Bateria na Predição do Tempo de Vida de Dispositivos Móveis**. Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul. Ijuí, p. 74. 2012.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações**. São Paulo: Makron Books, 1999.

RSC. Description of Energy and Power. **Research Communications Studio**, 2003. Disponível em: <[http://www.che.sc.edu/centers/RCS/desc\\_e\\_and\\_p.htm](http://www.che.sc.edu/centers/RCS/desc_e_and_p.htm)>. Acesso em: 25 fevereiro 2013.

SASSO, E. M. et al. **Investigação dos modelos de circuitos de sincronização trifásicos baseados na teoria das potências real e imaginária instantâneas**. XIV - Congresso Brasileiro de Automática. Natal: [s.n.]. 2002. p. 1-6.

SCE. **Regulatory Information - SCE Load Profiles**. Southern California Edison, 2013. Disponível em: <<https://www.sce.com>>. Acesso em: 25 Setembro 2013.

SCHWEIZER, M.; KOLAR, J. W. **Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 28, n. 2, p. 899 - 907, Fevereiro 2013.

SEGUEL, J. I. L. **Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital**. Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte, p. 222. 2009.

SERBAN, E.; SERBAN, H. **A control strategy for a distributed power generation microgrid application with voltage-and current-controlled source converter**. Power Electronics, IEEE Transactions on , v. 25, n. 12, p. 2981 - 2992 , Dezembro 2010.

SERPA, L. A. **Estudo e Implementação de um Sistema Gerador de Energia Empregando Células a Combustível do Tipo PEM**. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, p. 208. 2004.

SOULEMAN , N. M. **A Generic Fuel Cell Model and Experimental Validation.** Ecole de Technologie Superieure Universite du Quebec. Montreal, p. 96. 2008.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems.** 1. ed. Chichester: John Wiley & Sons, v. 1, 2011.

TORRICO-BASCOPE, G. V. et al. **A High Step-Up DC-DC Converter Based on Three-State Switching Cell.** Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on. Montreal, Que: [s.n.]. 2006. p. 998 - 1003.

TREMBLAY, O.; DESSAINT, L.-A. **Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications.** World Electric Vehicle Journal, Stavanger, v. 3, p. 10, May 2009. ISSN 2032-6653.

TREMBLAY, O.; DESSAINT, L.-A.; DEKKICHE, A.-I. **A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles.** Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC). Arlington: IEEE. 2007. p. 284-289.

VILLALVA, M. ; GAZOLI, J. R.; RUPPERT FILHO,. **Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays.** IEEE Transactions on Power Eletronics, v. 24, n. 5, p. 1198 - 1208, Maio 2009.

ZHANG, L. et al. **Power control of DC microgrid using DC bus signaling.** Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE. Fort Worth: IEEE. 2011. p. 1926 - 1932.

ZHANG, Y.; JIA, H. J.; GUO, L. **Energy Management Strategy of Islanded Microgrid Based on Power Flow Control.** Innovative Smart Grid Technologies (ISGT). Washington: IEEE PES. 2012. p. 1-8.

ZHOU, H. et al. **Composite Energy Storage System Involving Battery and Ultracapacitor With Dynamic Energy Management in Microgrid Applications.**

IEEE Transactions on Power Electronics, v. 26, p. 923 - 930, Março 2011.



## APÊNDICE A - CÓDIGO DO MODELO DAS FONTES

### Bateria

```

$E = ($E0 - $K*$Q*$np/($Q*$np - $it) + $A*EXP(-$B*$it/$np))

IF ($E .LE. 0) THEN
  $E = 0
ELSEIF ($E .GE. 15) THEN
  $E = $ns*15/1000
ELSE
  $E = $ns*$E/1000
ENDIF

IF ($it .LE. 0) THEN
  $it = 0
ENDIF

$SOC = 100*(1 - $it/($np*$Q))

```

### Célula a combustível

```

#LOCAL REAL K G ro

  $ifc = $ifc*1000

! Limitador de corrente
IF ($ifc .GE. 75) THEN
  $ifc = 75 - 0.1e-6
ENDIF
IF ($ifc .LE. 6.205e-3) THEN
  $ifc = 6.205e-3 + 1e-6
ENDIF

$En = 43*(1.229 - (0.85e-3)*($T + 273.15 - 298.15) + (4.308e-5)*($T +
273.15)*(LOG($PH2) + 0.5*LOG($PO2)))/1000

! Perdas por ativação
PAT = 0.056*LOG(($ifc/62.05 + 3e-3)/1e-4)

! Perdas por concentração
PCON = -(0.75*8.314*($T + 273.15)/96485)*LOG(1 - $ifc/75)

$Vac = 43*(PCON + PAT)/1000

! Tensão ohmica
ro = (181.6*(1 + 0.03*($ifc/62.05) +
0.062*($ifc/62.05)**2.5)*((($T+273.15)/303)**2))/((23 - 0.634 - 3*($ifc/62.05))*EXP(4.18*($T
+ 273.15 - 303)/($T+273.15)))

$Vohm = 43*(ro*0.0131/62.05 + 0.00028)*$ifc/1000

```

### Painel Fotovoltaico

```

#LOCAL REAL Iph bIrr cIr dI zP nPmax
#LOCAL INTEGER J H count

! Determinação da corrente de saída em função da tensão terminal V
Iph = ($Isc + $ki*($T - $Tr))*($G/$Gr)
bIrr = ($Isc - (($Voc/$Ns)/$Rp))/(EXP((($Voc/$Ns)*$q)/($a*($Tr + 273)*$k)) - 1)
cIr = bIrr*(((($T+273)/($Tr+273))**3)*EXP((($q*$Eg)/($a*$k))*((1/($Tr + 273)) - (1/($T
+273))))
dI = 0

DO J= 1,5
  dI = dI - ((Iph - dI - (((V*1000)/($Ns*$Ms) + dI*$Rs)/$Rp) -
cIr*(exp((($q*($V*1000)/($Ns*$Ms) + dI*$Rs)/($a*$k*($T + 273))) - 1))/(-1 - ($Rs/$Rp)

```

```

- cIr*((($q*$Rs)/($a*$k*($T + 273)))*exp((($q*($V*1000)/($Ns*$Ms) + dI*$Rs)/($a*$k*($T
+ 273))))

      J = J + 1
ENDDO

IF (dI < 0) THEN
      dI = 0
ENDIF

$I = dI*$Mp/1000
$Pmpp = dI*$Mp*$V*1000

```

**! Determinação da máxima potência obtida para as condições de temperatura e irradiância**  
**! Não se utiliza a tensão terminal, é feita uma varredura para determinar qual a máxima potência possível.**

```

Vmp = 0
count = 0
nPmax = 0
DO H = 1, ($Voc/0.1)

      DO J= 1,5
            dI = dI - ((Iph - dI - ((Vmp)/($Ns) + dI*$Rs)/$Rp) -
cIr*(exp((($q*(Vmp)/($Ns) + dI*$Rs)/($a*$k*($T + 273))) - 1))/(- 1 - ($Rs/$Rp)
- cIr*((($q*$Rs)/($a*$k*($T + 273)))*exp((($q*(Vmp)/($Ns) + dI*$Rs)/($a*$k*($T
+ 273))))))
            J = J + 1
      ENDDO

      IF (dI < 0) THEN
            dI = 0
      ENDIF

      zP= dI*$Mp*Vmp*$Ms

      IF (nPmax >= zP) THEN
            nPmax = nPmax
      ELSE
            nPmax = zP
      ENDIF

      Vmp = Vmp + 0.1

ENDDO

$Pmax = nPmax

```

## Algoritmo perturbe e observe

```

#LOCAL REAL rc DP dV

      NSTORF = NSTORF + 3

! Sampler
      IF ($SMP == 1) THEN

! Inicialização da variável rc
      IF (TIME < 0.000001) THEN
            rc = 2.5
      ELSE
            rc = STORF(NSTORF - 3)
      ENDIF

! Aquisição dos valores
      dV = $V - STORF(NSTORF - 1)
      DP = $V*$I - STORF(NSTORF - 1)*STORF(NSTORF - 2)
      STORF(NSTORF - 1) = $V
      STORF(NSTORF - 2) = $I

! Algoritmo P&O

      IF (DP > 0) THEN

```

```
        IF (dV > 0) THEN
            rc = rc - 0.05
        ELSE
            rc = rc + 0.05
        ENDIF
    ELSE
        IF (dV < 0) THEN
            rc = rc - 0.05
        ELSE
            rc = rc + 0.05
        ENDIF
    ENDIF
```

**! Limitação da razão ciclica**

```
    IF (rc > 3.5) THEN
        rc = 3.5
    ENDIF

    IF (rc < 0) THEN
        rc = 0
    ENDIF

    $Vref = rc

    ELSE

    $Vref = STORF(NSTORF - 3)

    ENDIF

    STORF(NSTORF - 3) = $Vref
```



## APÊNDICE B - MODELO CONJUNTO DE BATERIAS

O objetivo desse apêndice é apresentar os valores utilizados na modelagem das baterias utilizadas nas simulações. Esses valores foram retirados da curva das baterias de 63 Ah e 100 Ah, disponíveis para plotagem no modelo *Battery* do MATLAB/Simulink. Essas curvas foram utilizadas, por ser mais fácil a visualização dos valores requeridos, mas qualquer curva de fabricante pode ser utilizada.

A Tabela B.1 mostra os valores retirados das curvas das baterias, que são iguais para os dois modelos, apresentada na Figura 3.4.

Tabela B.1 - Valores retirados de curvas de baterias

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$E_{nom}$	12 V	$\eta_{bat}$	0,995
$E_{fe}$	12,21 V	$\Delta t_{zexp}$	60 s
$E_{ie}$	13,06 V	$\Delta t_{znom}$	1,5514 h

A Tabela B.2 mostra, na penúltima coluna, os valores calculados para o conjunto de 10 baterias de 63 Ah, ligadas em série, conectado à microrrede monofásica. Na última coluna, têm-se os valores para modelagem de 16 baterias em série de 100 Ah utilizadas na microrrede trifásica.

Tabela B.2 - Parâmetros para os conjuntos de baterias utilizados nas simulações.

Parâmetro	Equação	Microrrede 1 $\phi$	Microrrede 1 $\phi$
$R$	$\frac{n_s}{n_p} \cdot E_{nom} \cdot \frac{1 - \eta_{bat}}{0,2 \cdot Q}$	47,6 m $\Omega$	48 m $\Omega$
$A$	$E_{ie} - E_{fe}$	0,85 V	0,85 V
$B$	$\frac{3}{I_{des} \cdot \Delta t_{zexp}}$	14,29 Ah <sup>-1</sup>	9 Ah <sup>-1</sup>
$Q_{znom}$	$I_{des} \cdot \Delta t_{znom}$	19,55 Ah	19,55 Ah
$K$	$[E_{ie} - E_{nom} + A \cdot (e^{-B \cdot Q_{znom}} - 1)] \cdot \left(\frac{Q - Q_{znom}}{Q_{znom}}\right)$	0,48 V	0,48 V
$E_0$	$E_{ie} + K + E_{nom} \cdot (1 - \eta_{bat}) - A$	12,76 V	12,76 V



## APÊNDICE C - ALGORITMO PARA DETERMINAR CONTROLADORES PELO FATOR K

O método do fator K apresentado por (POMILIO, 2011) é uma ferramenta matemática utilizada para calcular os polos e os zeros dos compensadores, a partir da frequência de cruzamento escolhida para o sistema.

Dois tipos de sistemas de controle são utilizados neste trabalho com uma única malha atuando, Figura C.0.1, ou com duas malhas de controle atuando ao mesmo tempo, Figura C.0.2. Quando apenas uma malha de controle atua, essa malha pode ser de corrente ou de tensão. Entretanto, quando há duas malhas de controle em cascata, a mais externa sempre controla a tensão e a mais interna controla a corrente. Nota-se que a malha interna e a malha única de controle são exatamente iguais, portanto o algoritmo para determinar o compensador é o mesmo.

Figura C.0.1 - Única malha de controle em funcionamento.

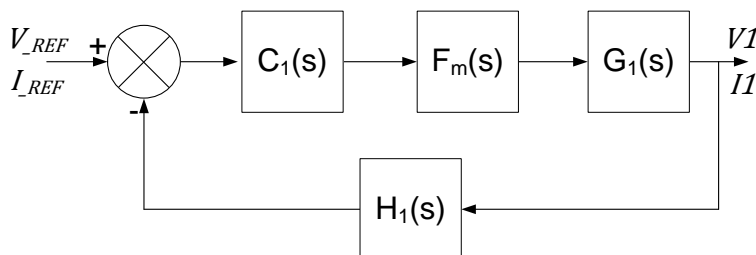
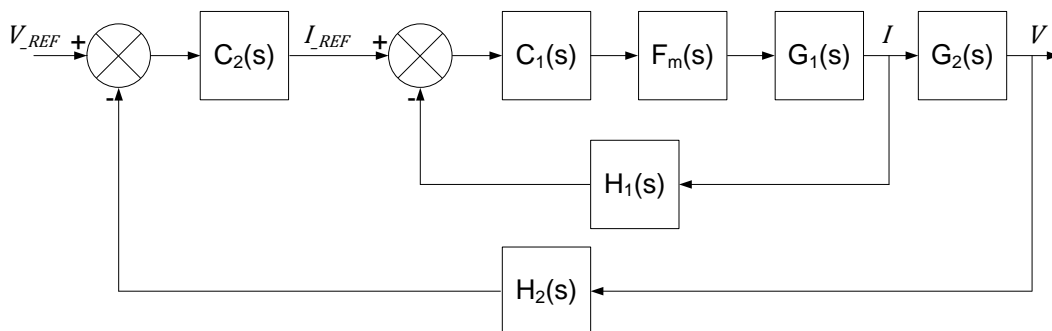


Figura C.0.2 - Duas malhas de controle em funcionamento ao mesmo tempo.



A seguir será apresentado um projeto genérico que é aplicado por diversas vezes ao longo deste trabalho, tanto com malhas únicas, como com malhas em cascata.

### Malha interna ou malha única

O início do projeto do compensador passa por determinar todas as fun-

ções de transferência que fazem parte da função de transferência de laço aberto (FTLA), sem o compensador, da malha que se quer controlar, determinada por:

$$FTLA_{sc1}(s) = F_m(s)H_1(s)G_1(s), \quad (C.1)$$

em que

$G_1(s)$ : Função de transferência (FT) da planta;

$H_1(s)$ : FT do elemento de medição (corrente ou tensão);

$F_m(s)$ : FT da modulação PWM.

A função de transferência da planta não será apresentada nesta seção, pois para cada conversor existe um conjunto de funções de transferência, que o projetista deve escolher a mais adequada para cada caso a ser implementado. Todas as FT utilizadas neste trabalho foram apresentadas ao longo do texto e justificada sua utilização.

A FT do elemento de medição é dada pela relação entre uma tensão de referência e o valor nominal da grandeza que está sendo medida, equação (C.2). Quando a grandeza a ser medida é contínua,  $X_{nom}$  é apenas o seu valor nominal. No entanto, quando a grandeza é alternada, o valor de  $X_{nom}$  é o valor nominal de pico.

$$H_1(s) = \frac{V_{ref}}{X_{nom}} \quad (C.2)$$

em que

$V_{ref}$ : Tensão de referência que representa o valor nominal da grandeza controlada;

$X_{nom}$ : Valor nominal da grandeza a ser controlada (tensão ou corrente).

A FT da modulação PWM, em (C.3), é simplesmente o inversor da amplitude da triangular,  $V_t$ , utilizada como portadora no controle.

$$F_m(s) = \frac{1}{V_t} \quad (C.3)$$

Formada a FTLA, deve-se determinar, nesse momento, a frequência de cruzamento dessa malha de controle,  $f_{c1}$ . Quanto maior a frequência de cruzamento escolhida, mais rápida será a atuação do controle, porém devido à instabilidade essa frequência deve ser no máximo igual a um quarto da frequência de chaveamento, como em (C.4). As frequências de cruzamento escolhidas são apresentadas em ca-



da malha de controle desenvolvida ao longo do trabalho.

$$f_{c1} \leq \frac{f_s}{4} \quad (\text{C.4})$$

Somente com todas as informações anteriores definidas, é possível determinar o ganho em laço aberto, (C.5), e a defasagem, (C.6), para a frequência de cruzamento escolhida.

$$AV_1 = 20\log(|FTLA_{sc1}(2\pi f_{c1})|) \quad (\text{C.5})$$

$$P_1 = \arg(FTLA_{sc1}(2\pi f_{c1})) \quad (\text{C.6})$$

O ganho calculado em (C.5) é parte do ganho do controlador, enquanto a defasagem em (C.6) é utilizada para calcular o avanço de fase desejado para o sistema, e dessa forma determinar o melhor controlador. O avanço de fase,  $\alpha_1$ , é calculado em (C.7), em que  $MF_d$  é a margem de fase desejada para o sistema compensado. Em geral, a margem de fase deve ser escolhida entre 30° e 90°.

$$\alpha_1 = MF_d - P_1 - 90 \quad (\text{C.7})$$

Encontrado o avanço de fase, é necessário escolher o compensador mais adequado. Em (POMILIO, 2011), três tipos de compensadores são propostos. O primeiro compensador possui apenas um polo na origem, e não será utilizado neste trabalho. Portanto, quando o avanço de fase for menor que 90°, o controlador escolhido deve ser o tipo 2, que possui um zero e dois pólos (sendo um deles na origem), ou caso seja maior deve-se escolher o tipo 3, que possui dois zeros e três pólos (sendo um deles também na origem).

Caso o compensador escolhido seja o tipo 2, utiliza-se as equações de (C.8) a (C.12), iniciando com a determinação do fator K para esse tipo de compensador. Caso o compensador tipo 3 seja o melhor para o sistema, deve-se seguir para as equações de (C.13) a (C.17). Terminado o cálculo do compensador, finaliza-se o estudo da malha com a FTLA com compensador apresentada na equação (C.18).

$$K_{tipo2} = \tan\left(\frac{\alpha_1\pi}{2 \cdot 180} + \frac{\pi}{4}\right) \quad (C.8)$$

A FT do compensador tipo 2, apresentada em (C.9), é formada por um ganho, um zero e dois polos, sendo um deles na origem.

$$C_{1\_tipo2}(s) = Ganho_{1\_tipo2} \cdot \frac{s + 2\pi f_{z\_tipo2}}{s(s + 2\pi f_{p\_tipo2})} \quad (C.9)$$

Todos os elementos que formam (C.9) são apresentados a seguir. A equação (C.10) apresenta a frequência do polo não nulo, enquanto (C.11) mostra como encontrar o zero do compensador. Por fim, em (C.12) calcula-se o ganho do compensador tipo 2.

$$f_{p\_tipo2} = f_{c1} \cdot K_{tipo2} \quad (C.10)$$

$$f_{z\_tipo2} = \frac{f_{c1}}{K_{tipo2}} \quad (C.11)$$

$$Ganho_{1\_tipo2} = 2 \cdot \pi \cdot f_{p\_tipo2} \cdot 10^{\frac{-AV_1}{20}} \quad (C.12)$$

Caso o avanço de fase seja maior que 90°, deve-se usar o compensador tipo 3, cujas equações, a seguir, definem seus parâmetros. O cálculo do fator K é apresentado em (C.13).

$$K_{tipo3} = \left( \tan\left(\frac{\alpha_1 \cdot \pi}{4 \cdot 180} + \frac{\pi}{4}\right) \right)^2 \quad (C.13)$$

A FT do compensador tipo 3 é apresentada em (C.14), formada pelo ganho, dois zero e três polos, sendo um deles na origem como em (C.9).

$$C_{1\_tipo3}(s) = Ganho_{1\_tipo3} \cdot \frac{(s + 2 \cdot \pi \cdot f_{z1\_tipo3}) \cdot (s + 2 \cdot \pi \cdot f_{z2\_tipo3})}{s(s + 2 \cdot \pi \cdot f_{p1\_tipo3}) \cdot (s + 2 \cdot \pi \cdot f_{p2\_tipo3})} \quad (C.14)$$

Os parâmetros da FT do compensador tipo 3 são dados nas expressões apresentadas a seguir. Em (C.15) são calculados os polos não nulos do compensador e em (C.16) os zeros. Finalmente, o ganho é calculado por (C.17).

$$f_{p1\_tip03} = f_{c1} \cdot \sqrt{K_{tip03}} \qquad f_{p2\_tip03} = \frac{K_{tip03}^{-1}}{\sqrt{K_{tip03}}} \cdot f_{c1} \qquad (C.15)$$

$$f_{z1\_tip03} = \frac{f_{c1}}{\sqrt{K_{tip03}}} \qquad f_{z2\_tip03} = \frac{\sqrt{K_{tip03}}}{K_{tip03}^{-1}} \cdot f_{c1} \qquad (C.16)$$

$$Ganho_{1\_tip03} = 2 \cdot \pi \cdot f_{c1} \cdot K_{tip03} \cdot 10^{\frac{-AV_1}{20}} \qquad (C.17)$$

Determinada a FT do compensador, quer do tipo 2 ou tipo 3, deve ser formada a FTLA com compensador, como apresentada em (C.18). A partir dessa FT, é possível verificar então os critérios de estabilidade.

$$FTLA_{cc1}(s) = FTLA_{sc1}(s) \cdot C_1(s) \qquad (C.18)$$

### Malha externa

Há apenas duas diferenças ao fazer o cálculo do compensador para a malha externa. A primeira diferença é na escolha da frequência de cruzamento dessa malha, que deve ser inferior à frequência de cruzamento da malha interna. A relação máxima que deve existir entre as frequências de cruzamento das malhas que estão em série é dada por:

$$f_{c2} \leq \frac{f_{c1}}{4}. \qquad (C.19)$$

A segunda diferença entre as malhas é na definição da FTLA, sem compensador, da malha externa, definida em (C.20). Essa FTLA é formada pelo ganho de medição da malha interna,  $H_1(s)$ , pelo próprio ganho dessa malha,  $H_2(s)$ , e pela função de transferência da planta,  $G_2(s)$ , que, em geral, relaciona tensão com corrente. Através da simplificação das funções de transferência que compõe a malha interna é possível verificar que apenas seu ganho de medição interfere significativamente na malha externa.

$$FTLA_{sc2}(s) = \frac{1}{H_1(s)} \cdot H_2(s) \cdot G_2(s) \qquad (C.20)$$

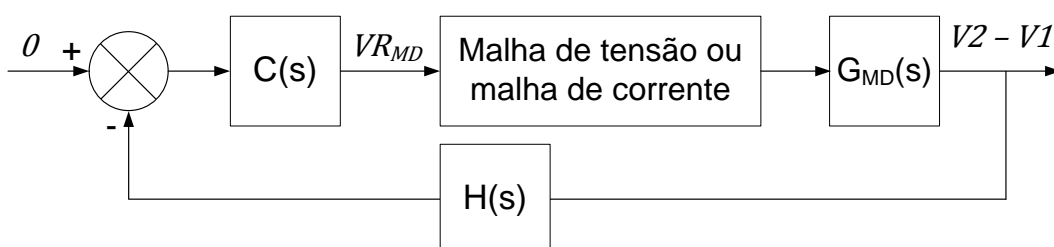
Depois de calculada a FTLA, todos os procedimentos para o cálculo do

controlador  $C_2(s)$  são iguais aos de  $C_1(s)$ , inclusive a determinação de  $H_2(s)$  é realizada da mesma maneira que de  $H_1(s)$ , portanto não serão repetidos.

## APÊNDICE D - MALHA DE DESBALANÇO DO CONVERSOR CC-CA BIDIRECIONAL DO BANCO DE BATERIAS

A malha de desbalanço é necessária para que o conversor opere corretamente, pois a malha de tensão total não consegue balancear a tensão entre os capacitores do barramento. A Figura D.1 mostra a interação da malha de desbalanço com as malhas mais internas do controle, em que  $C(s)$  é o controlador da malha de desbalanço;  $G_{MD}(s)$  é a função de transferência da planta; e  $H(s)$  é o ganho de tensão da malha.

Figura D.1 - Diagrama de blocos da malha de desbalanço.



A função de transferência da malha de desbalanço muda de acordo com a malha interna com a qual deve interagir. Por exemplo, quando a malha interna é de corrente, a função de transferência é dada por (D.1) e (D.2), respectivamente, para um conversor monofásico e um conversor trifásico (NISHIOKA, 2011). A diferença está apenas na multiplicação por três, cujo objetivo é considerar a influência das três fases. Essas funções foram utilizadas para o controle de corrente do inversor e do retificador.

$$G_{MD}(s) = \frac{V_2 - V_1}{i_L} = \frac{R_{bar}}{1 + s \cdot R_{bar} \cdot C_{bar}} \quad (D.1)$$

$$G_{MD}(s) = \frac{V_2 - V_1}{i_L} = \frac{3 \cdot R_{bar}}{1 + s \cdot R_{bar} \cdot C_{bar}} \quad (D.2)$$

Quando o inversor funciona como fonte de tensão, as funções de transferência da planta são colocadas em função da tensão de saída do inversor como em (D.3).

$$G_{MD}(s) = \frac{V_2 - V_1}{V_M} = \frac{D \cdot Z_{in}}{Z_o} \quad (D.3)$$

Ao desenvolver as impedâncias de entrada e saída de (D.3), encontra-se (D.4) que é a função de transferência para um inversor monofásico (CACAU, 2014). Para um inversor trifásico deve-se apenas multiplicar a impedância de entrada por 3 para que seja considerada a influência das três fases.

$$G_{MD}(s) = \frac{D \cdot R_{bar}}{1 + s \cdot R_{bar} \cdot C_{bar}} \cdot \frac{1 + s \cdot R_{inv1} \cdot C_f}{R_{inv1}} \quad (D.4)$$

### Malha de desbalanço - inversor fonte de tensão

A Tabela D.1 mostra os passos de cálculo e os resultados obtidos para o controlador da malha de desbalanço utilizada em conjunto com a malha de tensão do inversor.

Tabela D.1 - Resultados do projeto dos controladores da malha de desbalanço do inversor fonte de tensão.

		Microrrede 1 $\phi$	Microrrede 3 $\phi$
Resistência de carga da planta	$R_{bar}$	206,9 $\Omega$	310,4 $\Omega$
FT da modulação PWM	$C_{bar}$	1500 $\mu\text{F}$	3000 $\mu\text{F}$
Tensão de referência da malha	$V_{ref}$	4 V	4 V
Ganho de tensão	$H(s)$	0,01	0,01
Frequência de cruzamento	$f_{cV_{MD}}$	50 Hz	50 Hz
Ganho em laço aberto sem compensador	$AV_{MD}$	9,16 dB	12,7 dB
Defasagem em laço aberto sem compensador	$P_{V_{MD}}$	-89,4°	-89,8°
Margem de fase desejada	$MF_d$	60°	60°
Avanço de fase	$\alpha_{V_{MD}}$	59,4°	59,8°
Fator K – compensador tipo 3	$K_{V_{MD}}$	3,66	3,71
Frequência do 1° polo do compensador	$f_{p1_{V_{MD}}}$	182,85 Hz	185,33 Hz
Frequência do 2° zero do compensador	$f_{z2_{V_{MD}}}$	13,67 Hz	13,49 Hz
Ganho do compensador	$Ganho_{V_{MD}}$	400,24	270,45

### Malha de desbalanço - inversor fonte de corrente

A Tabela D.2 mostra todos os cálculos para a obtenção do controlador da malha de desbalanço utilizada em conjunto com a malha de corrente do inversor.

Tabela D.2 - Resultados do projeto dos controladores da malha de desbalanço do inversor fonte de corrente.

		Microrrede 1 $\phi$	Microrrede 3 $\phi$
Resistência de carga da planta	$R_{bar}$	206,9 $\Omega$	310,4 $\Omega$
FT da modulação PWM	$C_{bar}$	1500 $\mu\text{F}$	3000 $\mu\text{F}$
Tensão de referência da malha	$V_{ref}$	4 V	4 V
Ganho de tensão	$H(s)$	0,01	0,01
Frequência de cruzamento	$f_{cV_{MD}}$	12 Hz	12 Hz
Ganho em laço aberto sem compensador	$AV_{V_{MD}}$	-7,14 dB	-7,41 dB
Defasagem em laço aberto sem compensador	$P_{V_{MD}}$	-87,5°	-89,2°
Margem de fase desejada	$MF_d$	60°	60°
Avanço de fase	$\alpha_{V_{MD}}$	57,5°	59,2°
Fator K – compensador tipo 2	$K_{V_{MD}}$	3,43	3,63
Frequência do polo do compensador	$f_{p1,V_{MD}}$	41,24 Hz	43,54 Hz
Frequência do zero do compensador	$f_{z2,V_{MD}}$	3,49 Hz	3,31 Hz
Ganho do compensador	$Ganho_{V_{MD}}$	608,43	641,85

### Malha de desbalanço - retificador com malha de corrente

A Tabela D.3 apresenta o resultado de todos os cálculos necessários para determinar os parâmetros do controlador da malha de desbalanço do retificador.

Tabela D.3 - Resultados do projeto dos controladores da malha de desbalanço do retificador.

		Microrrede 1 $\phi$	Microrrede 3 $\phi$
Resistência de carga da planta	$R_{bar}$	276,54 $\Omega$	326,67 $\Omega$
Razão cíclica complementar	$C_{bar}$	1500 $\mu\text{F}$	3000 $\mu\text{F}$
Tensão de referência da malha	$V_{ref}$	4 V	4 V
Ganho de corrente	$H(s)$	0,01	0,01
Frequência de cruzamento	$f_{cV_{MD}}$	12 Hz	5 Hz
Ganho em laço aberto sem compensador	$AV_{V_{MD}}$	-9,4 dB	0,28 dB
Defasagem em laço aberto sem compensador	$P_{V_{MD}}$	-88,17°	-88,14°
Margem de fase desejada	$MF_d$	60°	60°
Avanço de fase	$\alpha_{V_{MD}}$	58,17°	58,14°

---

Fator K – compensador tipo 2	$K_{V_{MD}}$	3,51	3,50
Frequência do polo do compensador	$f_{p1_{V_{MD}}}$	42,08 kHz	17,52 Hz
Frequência do zero do compensador	$f_{z2_{V_{MD}}}$	3,42 kHz	1,43 Hz
Ganho do compensador	$Ganho_{V_{MD}}$	780,33	106,58

---



## APÊNDICE E - DADOS DO GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO

As simulações realizadas neste trabalho com o GIDA utilizaram o modelo de 5ª ordem, que se encontra na biblioteca principal da ferramenta PSCAD. Os dados de entrada do modelo foram retirados da folha de dados que o fabricante repassou para a máquina disponível no laboratório GPEC (Grupo de Processamento de Energia e Controle), listados na Tabela E.1.

Tabela E.1 - Dados do GIDA.

Dados da máquina	Valores
Potência nominal	12,987 kVA
Tensão nominal do estator	380 V
Tensão nominal do rotor	440 V
Frequência nominal	60 Hz
Resistência do estator	0,221 $\Omega$
Resistência do rotor	0,377 $\Omega$
Indutância de magnetização	46,4 mH
Indutância de dispersão do estator	2,62 mH
Indutância de dispersão do rotor	2,32 mH
Momento de inércia ( $J = 2H$ )	0,87 s
Número de pares de pólos	3*

Embora a máquina possua 6 polos, nas simulações isso não faz diferença pois as entradas são dadas em por unidade, portanto, o modelo considera apenas um par de pólos.

O capacitor utilizado no elo CC foi de 500  $\mu$ F e sua tensão de referência foi de 680 V. O indutor de filtro utilizado nos conversores foi de 1 mH e a frequência de chaveamento foi 20 kHz. Os controladores foram ajustados através da própria simulação e os resultados são apresentados na Tabela E.2.

Tabela E.2 - Ganho dos controladores.

<b>Conversor do lado da máquina</b>	Valores	<b>Conversor do lado da rede</b>	Valores
<b>Controlador de <math>P_s</math></b>		<b>Controlador de <math>V_{cc}</math></b>	
Ganho proporcional, $k_p$	1	Ganho proporcional, $k_p$	1,5
Ganho integral, $k_i$	20	Ganho integral, $k_i$	30
<b>Controlador de <math>Q_s</math></b>		<b>Controlador de <math>Q</math></b>	
Ganho proporcional, $k_p$	1	Ganho proporcional, $k_p$	1,5
Ganho integral, $k_i$	20	Ganho integral, $k_i$	30
<b>Controlador de <math>i_{dr}</math></b>		<b>Controlador de <math>i_{df}</math></b>	
Ganho proporcional, $k_p$	2	Ganho proporcional, $k_p$	2
Ganho integral, $k_i$	200	Ganho integral, $k_i$	200
<b>Controlador de <math>i_{qr}</math></b>		<b>Controlador de <math>i_{qf}</math></b>	
Ganho proporcional, $k_p$	2	Ganho proporcional, $k_p$	2
Ganho integral, $k_i$	200	Ganho integral, $k_i$	200